本章内容

6.1 引言

角度调制分类：频率调制和相位调制

角度调制特点：通过改变载波频率或相位来实现

因为频率或相位的变化都可以看成是载波角度的变化，故这种调制称为角度调制。

角度调制是非线性调制

判断线性调制/非线性调制的依据：

设已调信号是调制信号$f(t)$的函数,并表示为$\varphi[f(t)]$。如$\dfrac{d\{\varphi[f(t)]\}}{d[f(t)]}$与$f(t)$无关，则调制是线性的，否则便是非线性调制。

设正弦载波信号为 $C(t)=A\cos(\omega_0 t+\theta_0)$

角度调制信号可以表示如下：

$$S(t)=A\cos\left[\omega_0 t+\varphi(t)\right]=A\cos\theta(t)$$

$\varphi(t)$ ： 瞬时相位偏移；

$\Delta\omega(t)=\dfrac{d\varphi(t)}{dt}$ ： 瞬时角频率偏移；

$\theta(t)$ ： 角度调制信号的瞬时相位；

$\omega(t)=\dfrac{d\theta(t)}{dt}$ ： 瞬时角频率。

6.2.1 相位调制

相位调制（PM---*Phase Modulation*），简称调相,是指瞬时相位偏移随基带信号$f(t)$成比例变化的调制，即

$$\varphi(t) = K_P f(t)$$

其中，K_p为相移常数，相位调制信号可表示为

$$S_{\mathrm{PM}}(t) = A\cos[\omega_0 t + K_P f(t)]$$

瞬时相位为：$\theta(t) = \omega_0 t + K_P f(t)$

瞬时角频率为：$\omega(t) = \dfrac{d\theta(t)}{dt} = \omega_0 + K_P \dfrac{df(t)}{dt}$

6.2.2 频率调制

西安交通大学

频率调制（FM---*Frequency Modulation*），简称调频，是指瞬时角频率偏移随基带信号成比例变化的调制，即

$$\Delta\omega(t)=\frac{d\varphi(t)}{dt}=K_F f(t)$$

式中，K_F为频移常数。调频信号表示为

$$S_{\mathrm{FM}}(t)=A\cos\left[\omega_0 t+K_F\int_{-\infty}^{t} f(t)dt\right]$$

瞬时相位偏移：$\varphi(t)=\int_{-\infty}^{t} K_F f(t)dt=K_F\int_{-\infty}^{t} f(t)dt$

瞬时相位：$\theta(t)=\omega_0 t+K_F\int_{-\infty}^{t} f(t)dt$

瞬时角频率：$\omega(t)=\dfrac{d\theta(t)}{dt}=\omega_0+K_F f(t)$

6.2.2 频率调制

调制指数：瞬时相位偏移的最大值，记为D_{FM}及D_{PM}。当基带信号为简谐振荡，记为β_{FM}及β_{PM}。

例：设基带信号为简谐振荡，即 $f(t)=A_m\cos\omega_m t$

调相信号 $$S_{PM}(t)=A\cos[\omega_0 t+K_P f(t)]$$
$$=A\cos[\omega_0 t+K_P A_m\cos\omega_m t]$$
$$=A\cos[\omega_0 t+\beta_{PM}\cos\omega_m t]$$

瞬时相位偏移：$\phi(t)=K_P A_m\cos\omega_m t$

调相指数：$\beta_{PM}=K_p A_m$

瞬时角频率偏移：$\Delta\omega(t)=\dfrac{d\phi(t)}{dt}=-K_P A_m\omega_m\sin\omega_m t$

6.2.2 频率调制

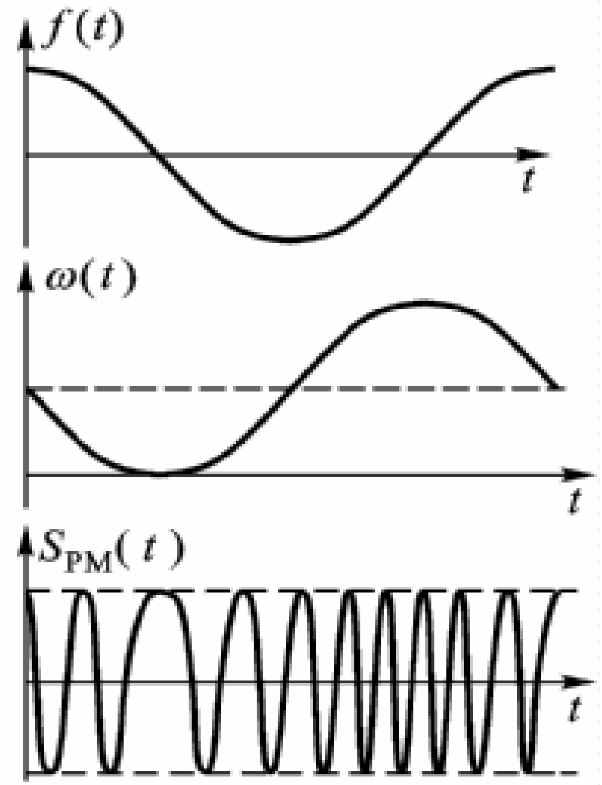
最大值： $\Delta\omega_{\max} = K_P A_m \omega_m$

瞬时相位： $\theta(t) = \omega_0 t + \beta_{PM} \cos \omega_m t$

瞬时角频率：

$$\omega(t) = \frac{d\theta(t)}{dt} = \omega_0 - \beta_{PM} \omega_m \sin \omega_m t$$

$$\boxed{\beta_{PM} = \Delta\omega_{\max} / \omega_m}$$



(a) 调相信号波形

6.2.2 频率调制

调频信号 $S_{FM}(t) = A\cos[\omega_0 t + K_F A_m \int_{-\infty}^{t} \cos\omega_m t dt]$

$= A\cos[\omega_0 t + K_F A_m/\omega_m \sin\omega_m t]$

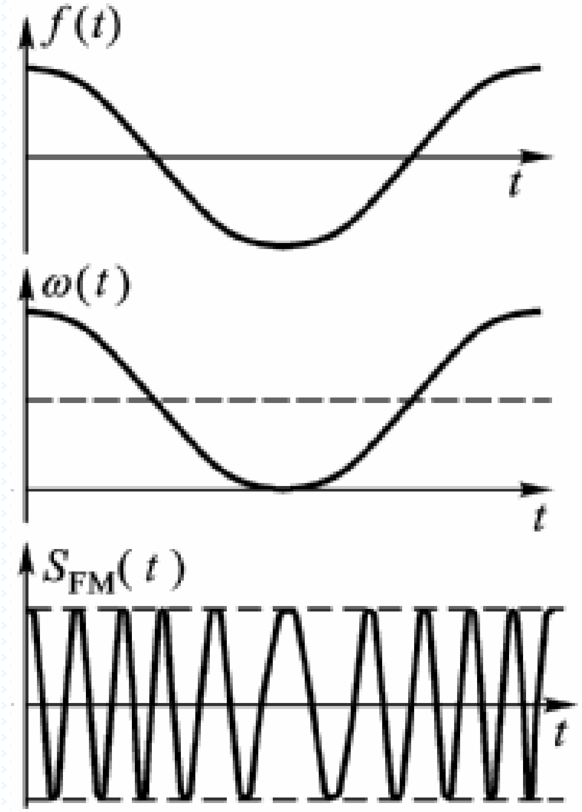
瞬时相位 $\theta(t) = \omega_0 t + K_F A_m/\omega_m \sin\omega_m t$

调频指数 $\beta_{FM} = K_F A_m/\omega_m$

瞬时角频率 $\omega(t) = \dfrac{d\theta(t)}{dt} = \omega_0 + \beta_{FM}\omega_m \cos\omega_m t$

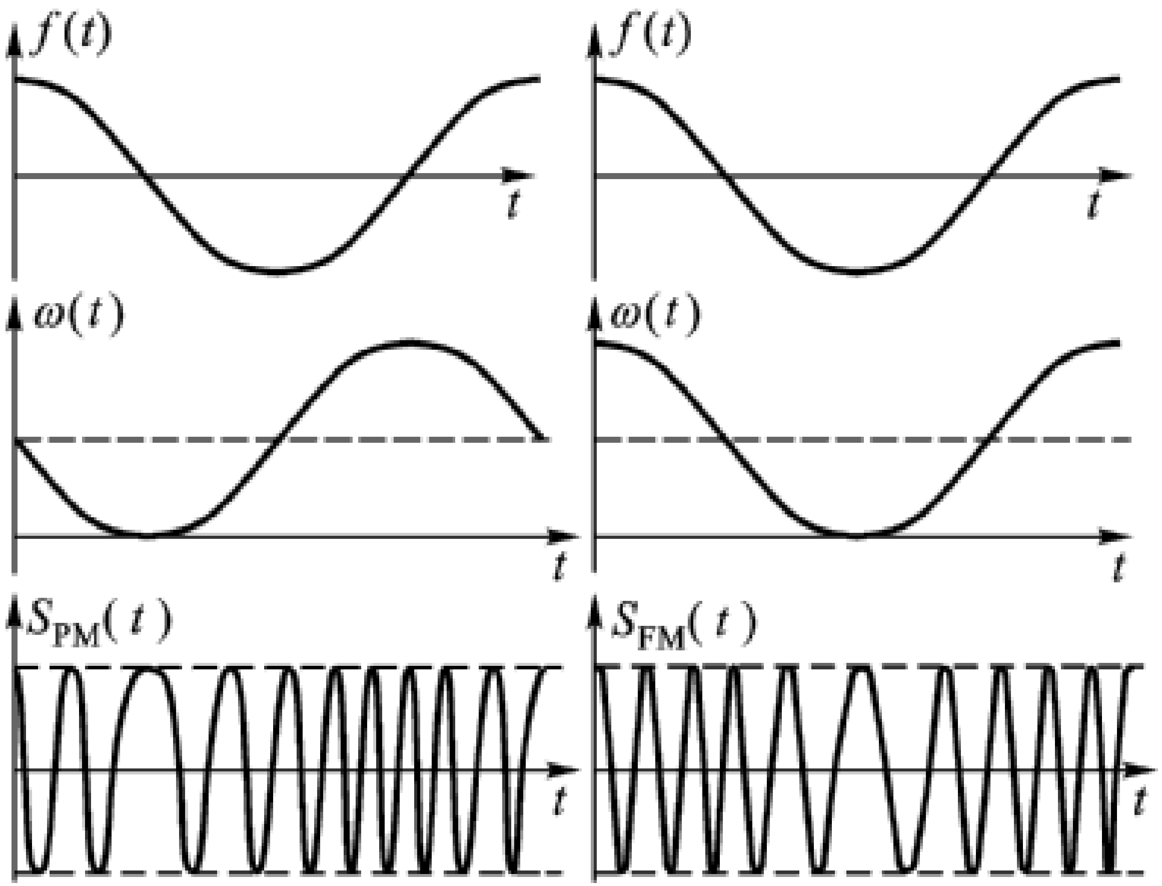
瞬时角频率偏移 $\Delta\omega(t) = \dfrac{d\phi(t)}{dt} = K_F A_m \cos\omega_m t$

最大值： $\Delta\omega_{\max} = K_F A_m$ $\boxed{\beta_{FM} = \Delta\omega_{\max}/\omega_m}$



(b) 调频信号波形

6.2.2 频率调制



(a) 调相信号波形　　(b) 调频信号波形

6.2.2 频率调制

角度调制信号两种产生方案：

直接法

$f(t) \rightarrow$ 调相器 $\rightarrow S_{\mathrm{PM}}(t)$

(a)

$f(t) \rightarrow$ 调频器 $\rightarrow S_{\mathrm{FM}}(t)$

(a)

间接法

$f(t) \rightarrow$ 微分器 $\rightarrow$ 调频器 $\rightarrow S_{\mathrm{PM}}(t)$

(b)

$f(t) \rightarrow$ 积分器 $\rightarrow$ 调相器 $\rightarrow S_{\mathrm{FM}}(t)$

(b)

$$S_{PM}(t) = A\cos[\omega_0 t + K_P f(t)]$$

PM波产生的两种方案

$$S_{FM}(t) = A\cos[\omega_0 t + K_F \int_{-\infty}^{t} f(t)dt]$$

FM波产生的两种方案

6.3调频信号频谱分析及卡森带宽

窄带调制与宽带调制：当最大瞬时相位偏移远小于30°时，称为窄带调制。否则就是宽带调制。

对频率调制，满足下式时

$$K_F \int_{-\infty}^{t} f(t)dt\Big|_{\max} << \frac{\pi}{6}$$ 为窄带调频。

由频率调制信号表示式

$$S_{FM}(t) = A\cos[\omega_0 t + K_F \int_{-\infty}^{t} f(t)dt]$$

$$= A\cos\omega_0 t\cos[K_F \int_{-\infty}^{t} f(t)dt] - A\sin\omega_0 t\sin[K_F \int_{-\infty}^{t} f(t)dt]$$

满足窄带条件时 $\cos[K_F \int_{-\infty}^{t} f(t)dt] \approx 1$

$$\sin[K_F \int_{-\infty}^{t} f(t)dt] \approx K_F \int_{-\infty}^{t} f(t)dt$$

6.3.1窄带调频(NBFM)

所以，窄带调频信号可以表示为

$$\boxed{S_{\mathrm{NBFM}}(t)=A\cos\omega_0 t-\left[AK_F\int_{-\infty}^{t}f(t)dt\right]\sin\omega_0 t}$$

对上式求傅里叶变换，得到NBFM波频谱密度函数为

$$S_{\mathrm{NBFM}}(\omega)=\pi A\left[\delta(\omega-\omega_0)+\delta(\omega+\omega_0)\right]+\frac{AK_F}{2}\left[\frac{F(\omega-\omega_0)}{\omega-\omega_0}-\frac{F(\omega+\omega_0)}{\omega+\omega_0}\right]$$

从上式可以看出，窄带调频信号与调幅信号有相同的带宽，为基带信号$f(t)$频率的两倍。

6.3.2 简谐信号调制时的宽带调频

设基带信号为 $f(t)=A_m\cos\omega_m t$，则

$$S_{\rm FM}(t)=A\cos[\omega_0 t+K_F\int_{-\infty}^{t}f(t)dt]$$

$$=A\cos[\omega_0 t+\frac{A_m K_F}{\omega_m}\sin\omega_m t]=A\cos\left(\omega_0 t+\beta_{\rm FM}\sin\omega_m t\right)$$

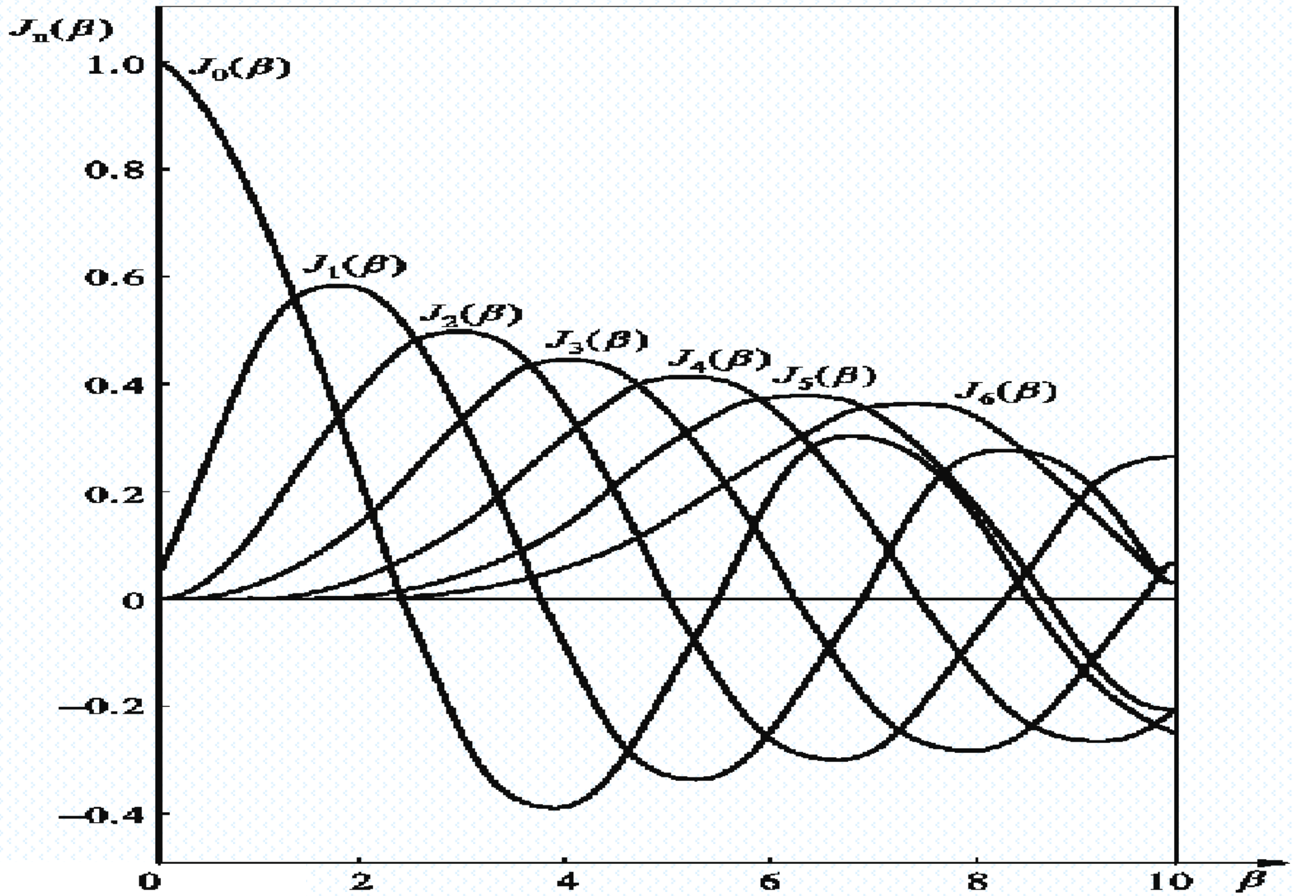
式中，$\beta_{\rm FM}=\phi(t)\big|_{\max}=\dfrac{A_m K_F}{\omega_m}$ 为调频指数

利用三角展开式，有

$$\sin(\beta_{\rm FM}\sin\omega_m t)=2\sum_{n=1}^{\infty}J_{2n-1}\left(\beta_{\rm FM}\right)\sin(2n-1)\omega_m t$$

$$\cos(\beta_{\rm FM}\sin\omega_m t)=J_0\left(\beta_{\rm FM}\right)+2\sum_{n=1}^{\infty}J_{2n}\left(\beta_{\rm FM}\right)\cos 2n\omega_m t$$

6.3.2 简谐信号调制时的宽带调频



6-4

贝塞尔函数曲线

6.3.2简谐信号调制时的宽带调频

$$S_{FM}(t) = A\cos\omega_0 t[J_0(\beta_{FM}) + 2\sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\beta_{FM})\cos 2n\omega_m t]$$

$$-A\sin\omega_0 t[2\sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(\beta_{FM})\sin(2n-1)\omega_m t)]$$

上两式中，$J_n(\beta_{FM})$ 称为第一类n阶贝塞尔函数，它是n和β_{FM}的函数。

贝塞尔函数有以下主要性质：

(1) $J_{-n}(\beta_{FM}) = (-1)^n J_n(\beta_{FM})$

(2) 当 $n > \beta_{FM} + 1$ 时，$J_n(\beta_{FM}) \approx 0$

(3) $\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(\beta_{FM}) = 1$

6.3.2简谐信号调制时的宽带调频

利用三角公式及贝塞尔函数性质，有

$$S_{\mathrm{FM}}(t)=A\sum_{n=-\infty}^{\infty}J_n\left(\beta_{\mathrm{FM}}\right)\cos(\omega_0+n\omega_m)t$$

通过傅立叶变换,得到调频信号频谱密度函数

$$S_{\mathrm{FM}}(\omega)=\pi A\sum_{n=-\infty}^{\infty}J_n\left(\beta_{\mathrm{FM}}\right)\left[\delta\left(\omega-\omega_0-n\omega_m\right)+\delta\left(\omega+\omega_0+n\omega_m\right)\right]$$

6.3.2 简谐信号调制时的宽带调频

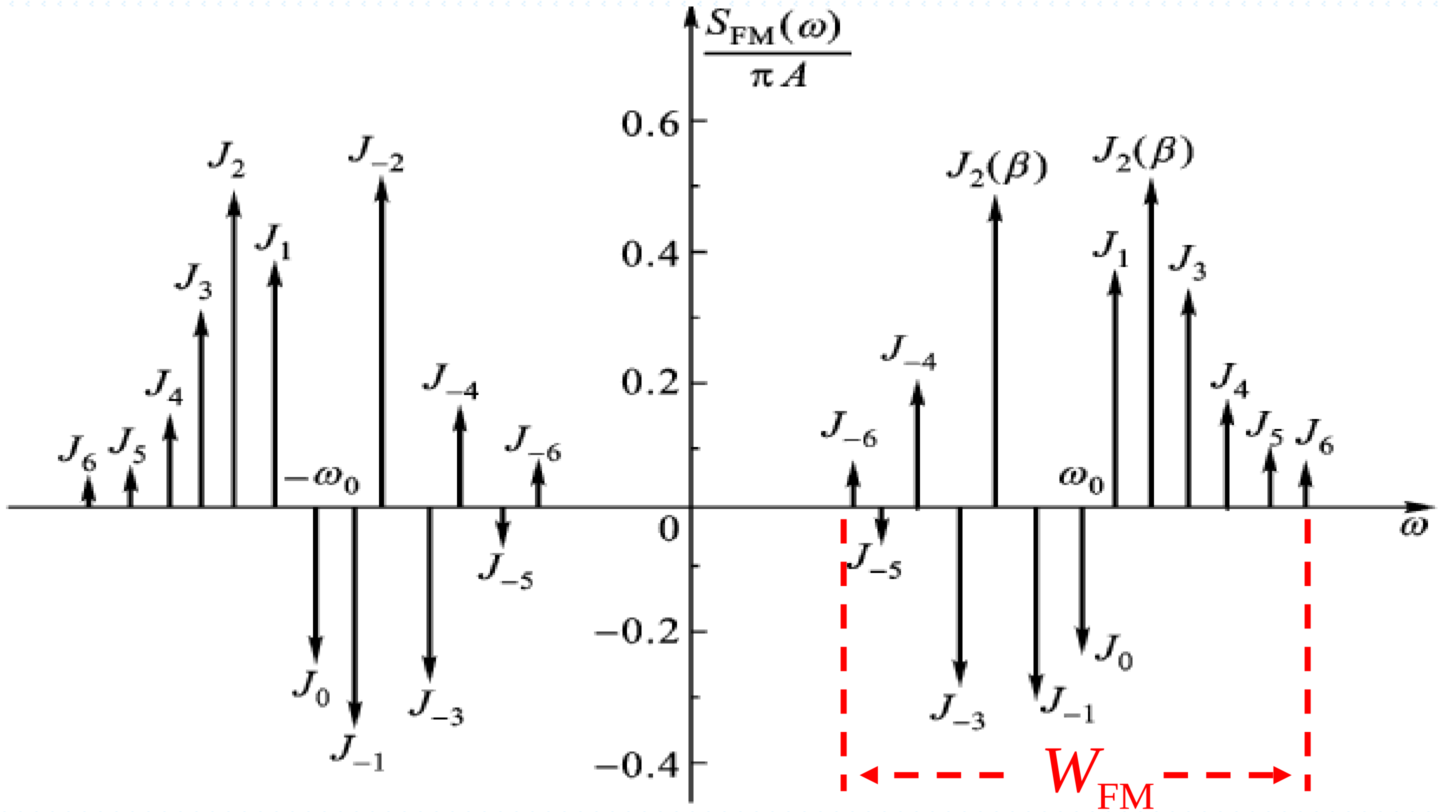


图6.5 简谐信号调制时调频波的频谱结构

西安交通大學

结论:

(1)频谱由位于载频处的两个冲激,以及载频两边无穷多个离散边频分量组成。

(2) 理论上调频信号有无穷多个边频分量，频带为无穷宽。

由贝塞尔函数性质可知，当$n>\beta_{FM}+1$时，$J_n\left(\beta_{\mathrm{FM}}\right)\approx 0$，调频信号有效频带宽度

$$\boxed{\begin{gathered}B_{FM}=2\left(\beta_{FM}+1\right)f_m=2\left(\Delta f_{\max}+f_m\right)\\ W_{FM}=2\left(\beta_{FM}+1\right)\omega_m=2\left(\Delta\omega_{\max}+\omega_m\right)\end{gathered}}$$

(3) 当 $\beta_{FM}<<1$ 时，$W_{FM}\approx 2\omega_m$ ；

当 $\beta_{FM}>>1$ 时，$B_{FM}\approx 2\Delta f_{\max}$

6.3.3 卡森带宽

对任意信号$f(t)$，定义频率偏移率D_{FM}，它是最大角频率偏移与调制信号中最高频率值的比值，即

$$D_{FM}=\frac{\Delta\omega_{\max}}{\omega_m}=\frac{\Delta f_{\max}}{f_m}$$

此时，调频信号的带宽表示如下：

$$\boxed{\begin{aligned} B_{FM}&=2\left(D_{FM}+1\right)f_m\ \text{(Hz)}\\ \text{或}\quad W_{FM}&=2\left(D_{FM}+1\right)\omega_m\ \text{(rad/s)}\end{aligned}}$$

当$D_{FM}>2$时，$B_{FM}=2\left(D_{FM}+2\right)f_m\quad \text{(Hz)}$

$$W_{FM}=2\left(D_{FM}+2\right)\omega_m\ \text{(rad/s)}$$

西安交通大學

6.4.1调频信号的产生

调制方法：直接调频、间接调频。

直接调频：采用压控振荡器（VCO）作为产生调频信号的调制器，压控振荡器的控制电压为基带信号。

间接调频：先将基带信号进行积分，然后去实施窄带调相，从而间接得到窄带调频信号。间接调频法又称阿姆斯特朗（Armstrong）法。

如果将窄带调频变为宽带调频，可采用倍频法。设平方律器件的输入信号为 $S_i(t) = A\cos[\omega_0 t + \varphi(t)]$ ，则有输出信号为

$$S_0(t) = A^2\cos^2\left[\omega_0 t + \varphi(t)\right] = \frac{1}{2}A^2 + \frac{1}{2}A^2\cos[2\omega_0 t + 2\varphi(t)]$$

6.4.2 调频信号的解调

调频信号解调方法：非相干解调法，采用鉴频器。

鉴频器输出电压与输入信号频偏成正比。由于调频信号瞬时频率正比于调制信号幅度，因而鉴频器输出正比于调制信号幅度。

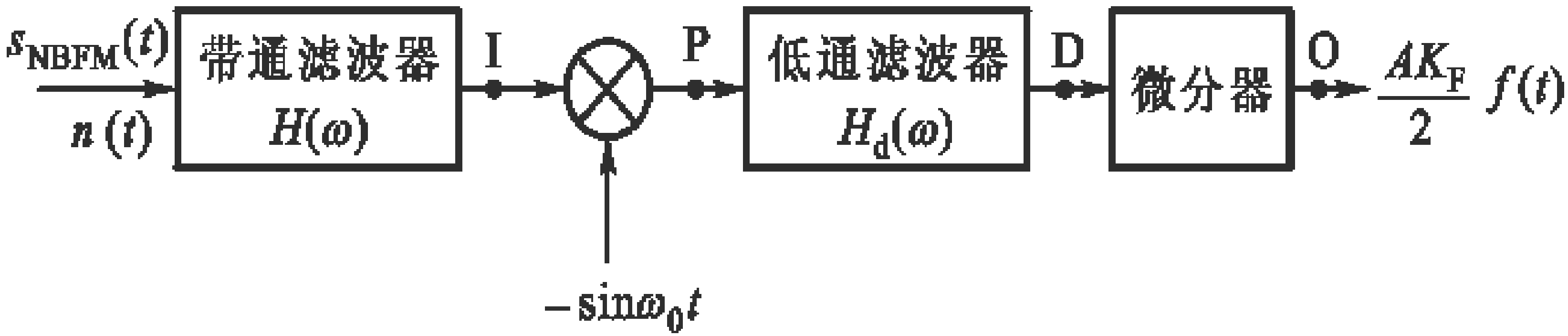
对调制信号进行微分，得到：

$$\frac{dS_{FM}(t)}{dt} = -A\left[\omega_0 + K_F f(t)\right]\sin[\omega_0 t + K_F \int_{-\infty}^{t} f(t)dt]$$

上式是一个调幅--调频信号，它经过包络检波器后即可获得基带信号$f(t)$。因此，理想的鉴频器可看成微分器与包络检波器的级联。

对于窄带调频信号，因为窄带调频信号具有线性调制的特点。还可同步(相干)法进行解调。

6.4 调频信号的产生与解调



对窄带调频信号 $S_{NBFM}(t) = A\cos\omega_0 t - \left[AK_F\int_{-\infty}^{t} f(t)dt\right]\sin\omega_0 t$

相干载波 $C(t) = -\sin\omega_0 t$

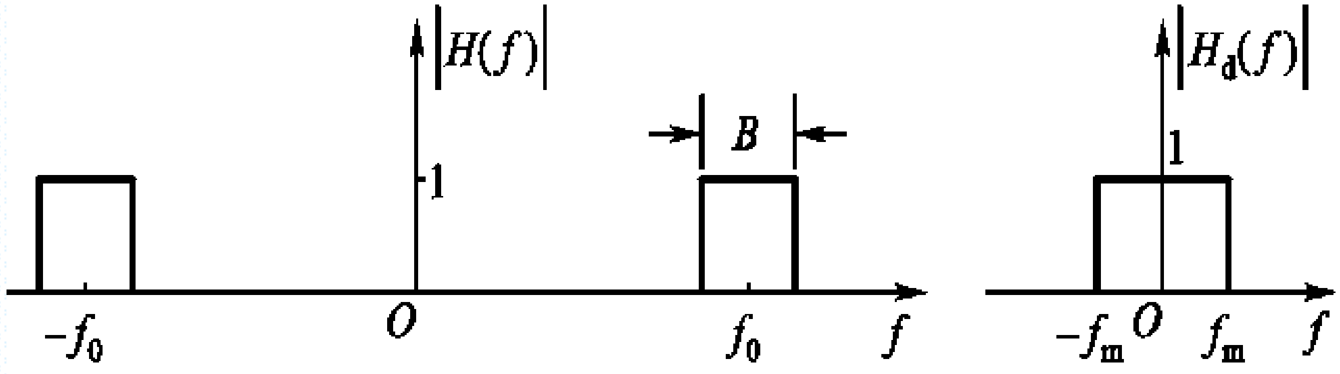
相乘器的输出信号为

$$S_p(t) = -\frac{1}{2}A\sin 2\omega_0 t + \left[\frac{AK_F}{2}\int_{-\infty}^{t} f(t)dt\right](1-\cos 2\omega_0 t)$$

经低通和微分后，得到输出信号为 $S_o(t) = \frac{AK_F}{2}f(t)$

6.5 调频系统的抗噪声性能

6.5.1 窄带调频系统的抗噪声性能



带通滤波器及低通滤波器传输特性

解调器输入端的信号和高斯白噪声分别为：

$$S_i(t) = S_{NBFM}(t) \qquad n_i(t) = n_c(t)\cos\omega_0 t - n_s(t)\sin\omega_0 t$$

信号功率为 $S_i = A^2/2$　　噪声功率为 $N_i = \overline{n_i^2(t)} = n_0 B_{NBFM} = 2n_0 f_m$

6.5.1 窄带调频系统的抗噪声性能

解调器输入端信噪比为 $\boxed{\dfrac{S_i}{N_i}=\dfrac{A^2}{4n_0 f_m}}$

解调器输出端信号为 $S_o(t)=\dfrac{AK_F}{2}f(t)$

输出端信号功率为 $S_o=\overline{S_o^{\,2}(t)}=\dfrac{A^2K_F^2}{4}\overline{f^{\,2}(t)}$

解调器输出端噪声为 $n_0(t)=\dfrac{1}{2}\dfrac{dn_s(t)}{dt}$

$n_s(t)$ → 微分器 → $dn_s(t)/dt$

6.5.1 窄带调频系统的抗噪声性能

噪声功率为 $N_o=\overline{n_0^{\,2}(t)}=\dfrac{1}{4}\int_{-\infty}^{+\infty}P_0(f)df$

式中，$P_0(f)$ 为噪声分量 $dn_s(t)/dt$ 的功率谱密度。且有

$$\boxed{P_0(f)=\left|j\omega\right|^2 P_s(f)}$$

式中，$P_s(f)$ 为噪声分量 $n_s(t)$ 的功率谱密度。

下面分析如何得到正交分量的功率谱密度。

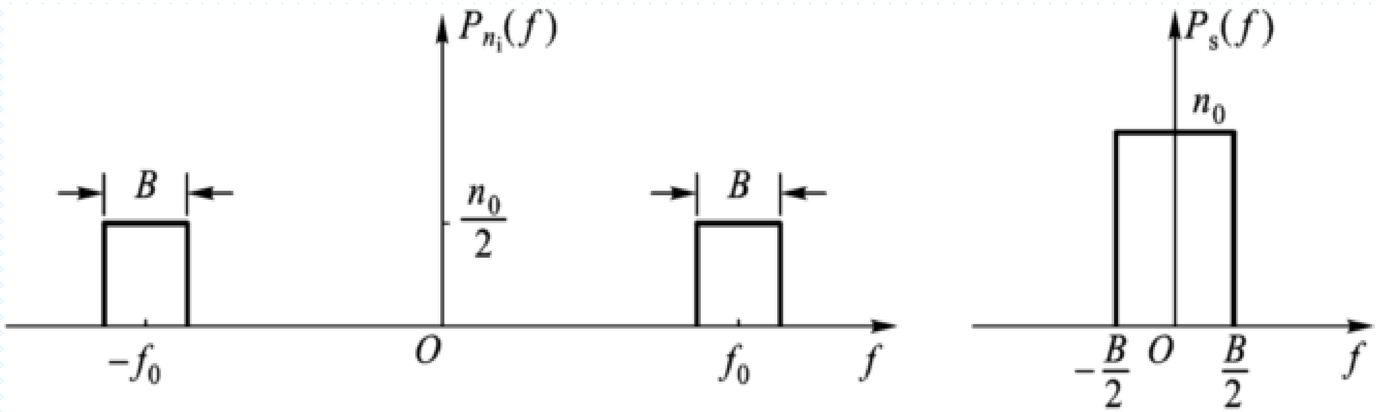
6.5.1 窄带调频系统的抗噪声性能

由第3章有：

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

由上式可知，窄带噪声可视为同相分量与正交分量分别经过调制后的合成。由于窄带噪声是带宽为B的带通型噪声，而同相分量与正交分量是带宽为$B/2$的低通型噪声，且它们具有相同的平均功率，因而它们的功率谱密度相差一倍。

6.5.1 窄带调频系统的抗噪声性能

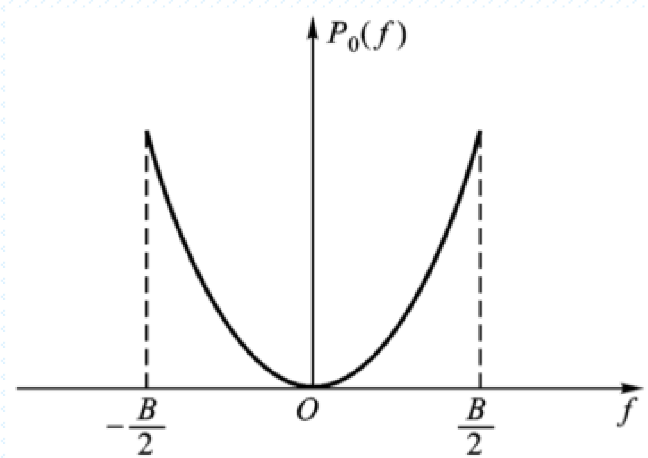


(a) $n_i(t)$ 功率谱　　(b) $n_c(t)$ 及 $n_s(t)$ 功率谱

由图有：$P_s(f) = n_0$ ，$|f| \le B/2$

故有：$P_0(f) = (2\pi f)^2 n_0 = 4\pi^2 n_0 f^2$

即，噪声分量功率谱在频带内不是均匀分布的，而是与频率平方成正比。



6.5.1 窄带调频系统的抗噪声性能

解调器中低通滤波器是用来滤除调制信号频带以外的频率分量的。设低通滤波器截止频率为 f_m，则可得到输出噪声功率为

$$N_o = \overline{n_o^2(t)} = \frac{1}{4}\int_{-f_m}^{+f_m} 4\pi^2 n_0 f^2 df = \frac{2\pi^2 n_0 f_m^3}{3}$$

这样，可得到解调器输出信噪比为：

$$\boxed{\frac{S_o}{N_o} = \frac{3A^2 K_F^2 \overline{f^2(t)}}{8\pi^2 n_0 f_m^3}}$$

调制制度增益(信噪比增益)为

$$\boxed{G_{NBFM} = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} = \frac{3K_F^2 \overline{f^2(t)}}{2\pi^2 f_m^2}} \qquad \left(\frac{S_i}{N_i} = \frac{A^2}{4n_0 f_m} \right)$$

6.5.1 窄带调频系统的抗噪声性能

西安交通大学

$$G_{NBFM}=\frac{3K_F^2\overline{f^2(t)}}{2\pi^2 f_m^2}$$

定义上式中 $K_F^2\overline{f^2(t)}$ 为均方角频移，并表示为

$$\left(\ \Delta\omega(t)=\frac{d\varphi(t)}{dt}=K_F f(t)\ \right)$$

$$(\Delta\omega_{rms})^2=K_F^2\overline{f^2(t)} \quad \text{或} \quad (\Delta f_{rms})^2=K_F^2\overline{f^2(t)}/(4\pi^2)$$

将其代入上页式中，可得：

$$\boxed{G_{NBFM}=6\left(\frac{\Delta f_{rms}}{f_m}\right)^2}$$

6.5.1 窄带调频系统的抗噪声性能

西安交通大學

$$G_{NBFM}=6\left(\frac{\Delta f_{rms}}{f_m}\right)^2$$

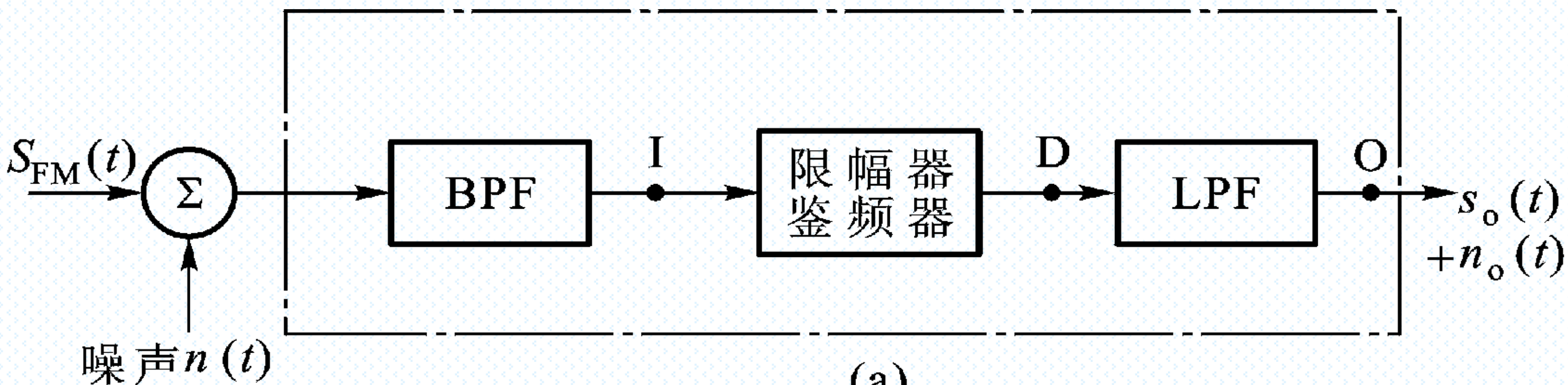
对窄带调频信号来说，显然有 $\Delta f_{rms}<f_m$，故 $G_{NBFM}<6$ 。

$$\left(\quad D_{FM}=\frac{\Delta\omega_{\max}}{\omega_m}=\frac{\Delta f_{\max}}{f_m},\quad \Delta f_{\mathrm{rms}}<\Delta f_{\max}\quad\right)$$

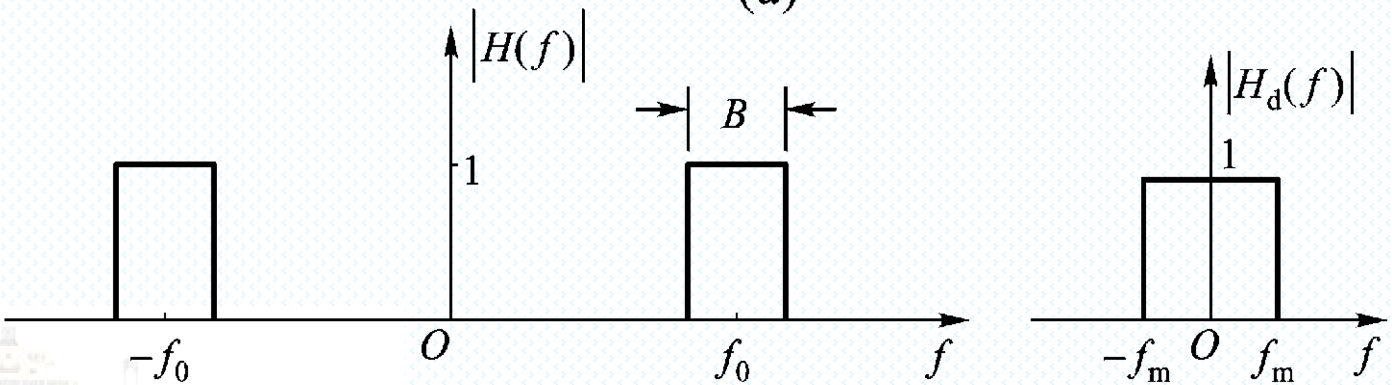
它说明，在窄带调频的情况下，相干解调时的调制制度增益不超过6，或者7.8 dB。

6.5.2 宽带调频系统的抗噪声性能

宽带调频信号采用非相干方式解调，系统分析模型如下图：



(a)



(b)

6.5.2 宽带调频系统的抗噪声性能

西安交通大學

调频信号经带通滤波器后为

$$S_{FM}(t) = A\cos[\omega_0 t + K_F \int_{-\infty}^{t} f(t)dt]$$

因而，i 点的信号功率为 $S_i = \dfrac{A^2}{2}$

i 点的窄带噪声为高斯白噪声经带通滤波器后的输出。

噪声功率为 $N_i = n_0 B$

故，解调器输入端信噪比为

$$\boxed{\frac{S_i}{N_i} = \frac{A^2}{2n_0 B}}$$

下面计算解调器输出端的信噪比

6.5.2 宽带调频系统的抗噪声性能

FM是一种非线性变换过程，解调器输出端的噪声与信号的存在与否有关。可以证明，在大信噪比的条件下，可以分别计算信号与噪声的输出功率。

信号部分

假定输入噪声为零，这时鉴频器的输出电压比例于输入信号的频率偏移（$S_{FM}(t)=A\cos[\omega_0 t+K_F\int_{-\infty}^{t}f(t)dt]$）。

设鉴频器的比例常数（或称增益）为K_d，那么解调器输出端的信号为

$$S_o(t)=K_dK_Ff(t)$$

信号功率为 $$\boxed{S_o=\overline{S_o^2(t)}=K_d^2K_F^2\overline{f^2(t)}}$$

6.5.2 宽带调频系统的抗噪声性能

噪声部分

假定调制信号$f(t)$为零，这时解调器的输入端为载波与窄带噪声之和，为

$$A\cos(\omega_0 t+\theta_0)+n_i(t)=[A+n_c(t)]\cos(\omega_0 t+\theta_0)-n_s(t)\sin(\omega_0 t+\theta_0)$$

$$=A(t)\cos[\omega_0 t+\varphi(t)]$$

其中 $A(t)=\sqrt{[A+n_c(t)]^2+n_s^2(t)}$ $\quad \varphi(t)=tg^{-1}[\dfrac{n_s(t)}{A+n_c(t)}]$

在大信噪比条件下，A远大于$|n_c(t)|$、$|n_s(t)|$。

利用$\arctan x\approx x$关系式，则相位偏移可近似为：$\varphi(t)\approx\dfrac{n_s(t)}{A}$

6.5.2 宽带调频系统的抗噪声性能

由于鉴频器的输出比例于输入信号的频率偏移，因而输出噪声为：

$$n_o(t)=K_d\frac{d\varphi(t)}{dt}=\frac{K_d}{A}\frac{dn_s(t)}{dt}$$

输出噪声功率为 $N_o=\overline{n_o^2(t)}=(\frac{K_d}{A})^2\int_{-f_m}^{f_m}P_0(f)df$

式中，$P_0(f)$为$dn_s(t)/dt$功率谱密度，f_m为LPF截止频率。

且： $P_0(f)=(2\pi f)^2 n_0=4\pi^2 n_0 f^2 \qquad |f|\le B/2$

最后，积分可得 $$\boxed{N_o=\frac{8\pi^2K_d^2n_0f_m^3}{3A^2}}$$

6.5.2 宽带调频系统的抗噪声性能

故有，解调器输出端信噪比为

$$\frac{S_o}{N_o}=\frac{3A^2K_F^2\overline{f^2(t)}}{8\pi^2 n_0 f_m^3}=\frac{3A^2}{2n_0 f_m}\left(\frac{\Delta f_{\max}}{f_m}\right)^2\frac{\overline{f^2(t)}}{\left|f(t)\right|_{\max}^2}$$

式中，$\Delta f_{\max}=\frac{1}{2\pi}K_F\left|f(t)\right|_{\max}$ 为最大频率偏移值。

讨论：

(1) FM系统输出噪声功率谱与 f^2 成正比，而输出信号平均功率与 f 无关。因而输出端信噪比随基带信号频率的增加而下降，或者说基带信号高频端信噪比要比低频端信噪比低。

6.5.2 宽带调频系统的抗噪声性能

（2）由于频率偏移率$D_{FM}=\dfrac{\Delta f_{\max}}{f_m}$，当$f_m$为常数时，频率偏移与$\Delta f_{\max}$成正比，因此，可通过$\Delta f_{\max}$增加来增加频率偏移率。

$$\frac{S_i}{N_i}=\frac{A^2}{2n_0B}=\frac{A^2}{4n_0\Delta f_{\max}}=\frac{A^2}{4n_0f_m}\left(\frac{f_m}{\Delta f_{\max}}\right)$$

$$\frac{S_o}{N_o}=\frac{3A^2K_F^2\overline{f^2(t)}}{8\pi^2n_0f_m^3}=\frac{3A^2}{2n_0f_m}\left(\frac{\Delta f_{\max}}{f_m}\right)^2\frac{\overline{f^2(t)}}{\left|f(t)\right|_{\max}^2}$$

6.5.2 宽带调频系统的抗噪声性能

西安交通大學

可通过增加频率偏移来增加频率偏移率，从而输出信噪比得到净改善是可能的，但这种净改善只有当输入信噪比高于某一个门限值时，才是可能的。当输入信噪比低于门限值时，将出现门限效应。

6.5.2 宽带调频系统的抗噪声性能

（3）调频系统的调制制度增益(信噪比增益)为

$$G_{FM} = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} = 6\left(\frac{\Delta f_{\max}}{f_m}\right)^3 \frac{\overline{f^2(t)}}{\left|f(t)\right|_{\max}^2} = 6D_{FM}^3 \frac{\overline{f^2(t)}}{\left|f(t)\right|_{\max}^2}$$

在简谐信号调制情况下，频率偏移率为调频指数，

且 $\overline{f^2(t)} \Big/ \left|f(t)\right|_{\max}^2 = 1/2$ ，因此有

$$\boxed{G_{FM} = 3\beta_{FM}^3}$$

[例] 调频广播中，常取 $\beta_{FM} = 5$ ，此时G_{FM}为375。可见它比任何一种幅度调制方式都优越。

6.5.2 宽带调频系统的抗噪声性能

西安交通大學

（4）与AM系统噪声特性比较

为简单起见，假设调频与调幅系统中均为简谐信号调制，而且两者的输入信号功率相等，信道噪声的功率谱密度相同，AM系统的调幅指数为1。

包络检波时，AM系统中解调器输出端的信噪比由式（5.110）给出，为

$$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{AM}=\frac{\overline{f^2(t)}}{2n_0 f_m}=\frac{A_m^2/2}{2n_0 f_m} \qquad (f(t)=A_m\cos\omega_m t)$$

6.5.2 宽带调频系统的抗噪声性能

调频系统的输出信噪比为

$$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{FM}=\frac{3A^2}{2n_0 f_m}\left(\frac{\Delta f_{\max}}{f_m}\right)^2\frac{\overline{f^2(t)}}{\left|f(t)\right|_{\max}^2}=\frac{3A^2}{4n_0 f_m}\beta_{FM}^2$$

FM与AM系统输出端信噪比为

$$\boxed{\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{FM}\Big/\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{AM}=\frac{9}{2}\beta_{FM}^2}$$

如 $\beta_{FM}=5$ 时，调频信号输出信噪比是调幅信号的112.5倍。这就是为什么调频广播的音质好于调幅广播的原因。

6.5.2 宽带调频系统的抗噪声性能

（5）宽带调频系统抗噪性能的优越性是用带宽换来的。

当$\beta_{FM}>>1$时，有

$$B_{FM}=2\left(\beta_{FM}+1\right)f_m=\left(\beta_{FM}+1\right)B_{AM}$$

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

对FM系统来说，增加传输带宽可以使输出信噪比增大。即FM信号具有带宽与信噪比互换的特性。这实际上体现了通信系统中有效性与可靠性互换的性质。对AM信号来说，由于其传输带宽是固定的，因而不能实现带宽与信噪比互换。

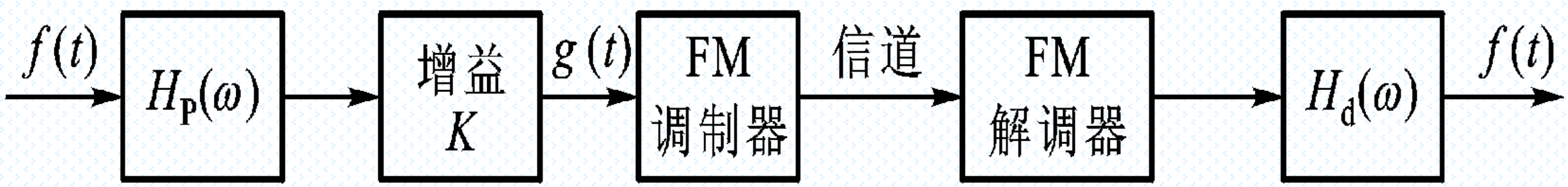
6.6加重措施对噪声特性的改善

为什么加重？

由于调频解调器输出噪声功率谱密度与f^2成正比，而输出信号功率谱密度并没有这种关系。因而在输出信号频谱高端的信噪比会比低端信噪比小。

预加重：发送端对信号高频分量的提升过程。

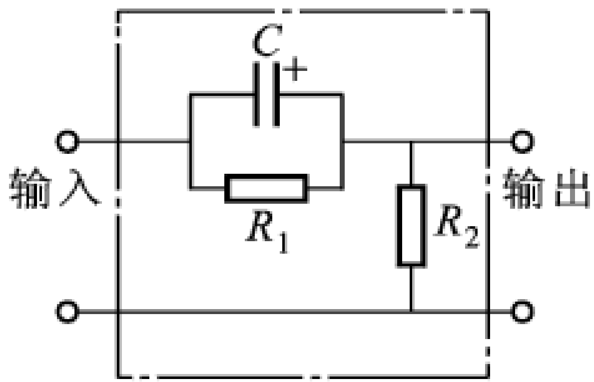
去加重：接收端解调之后对信号高频分量的压低过程。



(a) 带有加重滤波器的 FM 系统

6.6加重措施对噪声特性的改善

西安交通大學

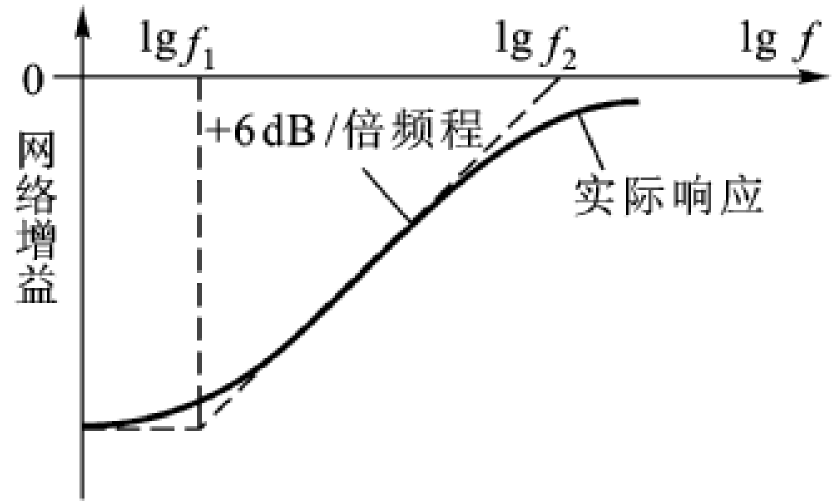


$R_1 \gg R_2$

$f_1 = 1/(2\pi R_1 C)$

$f_2 = 1/(2\pi R_2 C)$

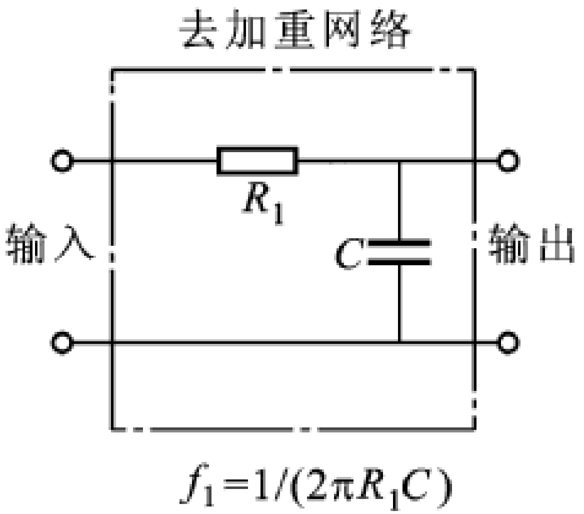
(b)典型的预加重网络



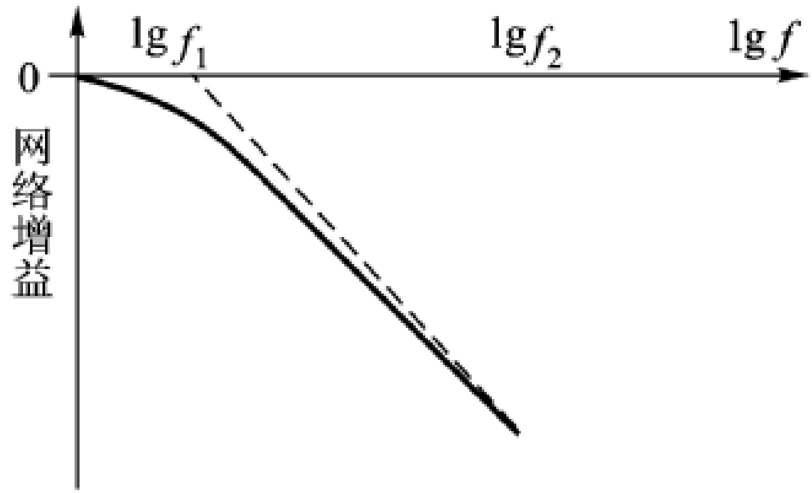
(c)响应

实际调频广播系统中预加重滤波器幅频特性

6.6加重措施对噪声特性的改善



(d) 相应的去加重网络

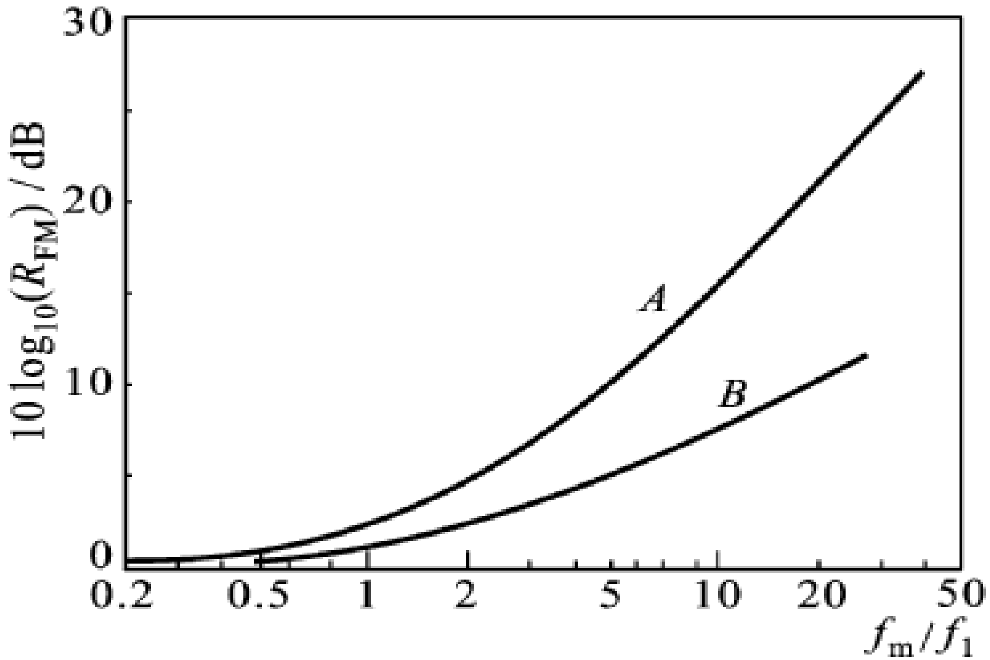


(e) 响应

实际调频广播系统中去加重滤波器幅频特性

6.6加重措施对噪声特性的改善

[例] 调频广播系统中，调制信号的最高频率为 $f_m = 15\,\text{kHz}$，去加重网络的带宽 $f_1 = 2.1\,\text{kHz}$ ，这时可算出输出信噪比增益为13.3dB。R_{FM}与 f_m/f_1 的关系如图中曲线A所示。

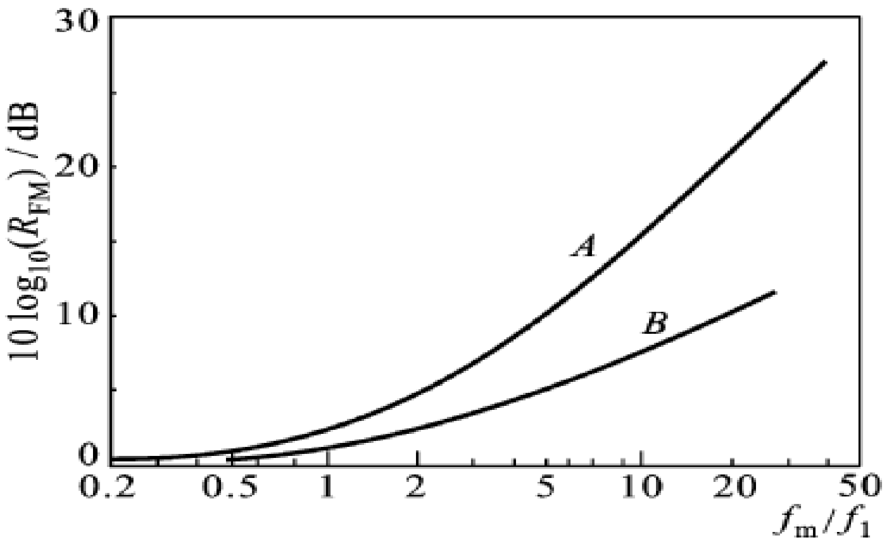


输出信噪比增益R_{FM} =

$$\frac{\text{加重前噪声功率}}{\text{加重后噪声功率}}$$

6.6加重措施对噪声特性的改善

[例] 当$f_m = 15\,\text{kHz}$，$f_1 = 2.1\,\text{kHz}$时，$K = -7\,\text{dB}$ 。因此输出信噪比实际改善值不是13.3dB，而是6.3dB。考虑到带宽受限时增益与频率的关系如图中的曲线B所示。



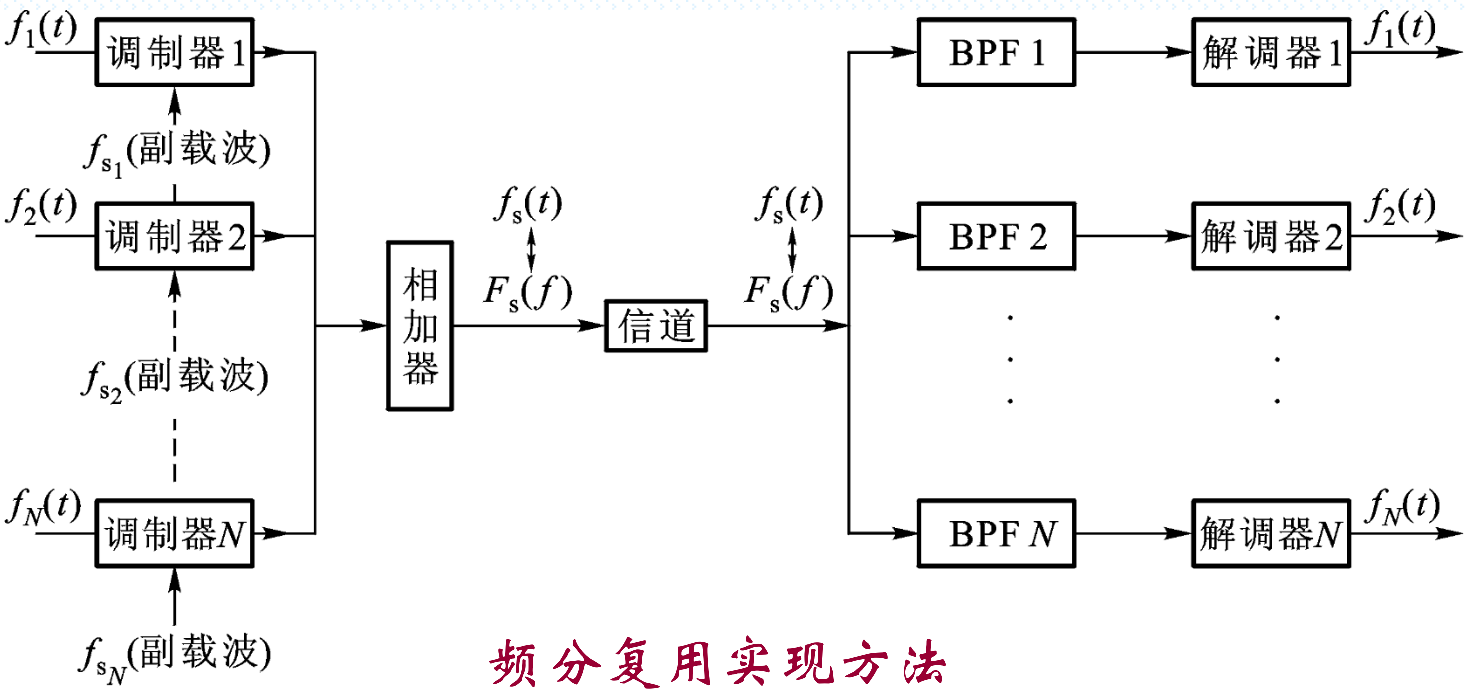
加重技术应用实例：调频系统，音频传输和录音系统，如音频设备中杜比（Dolby）降噪系统。

6.7 频分复用（FDM）

复用概念：利用一个信道同时传输多路信号的技术

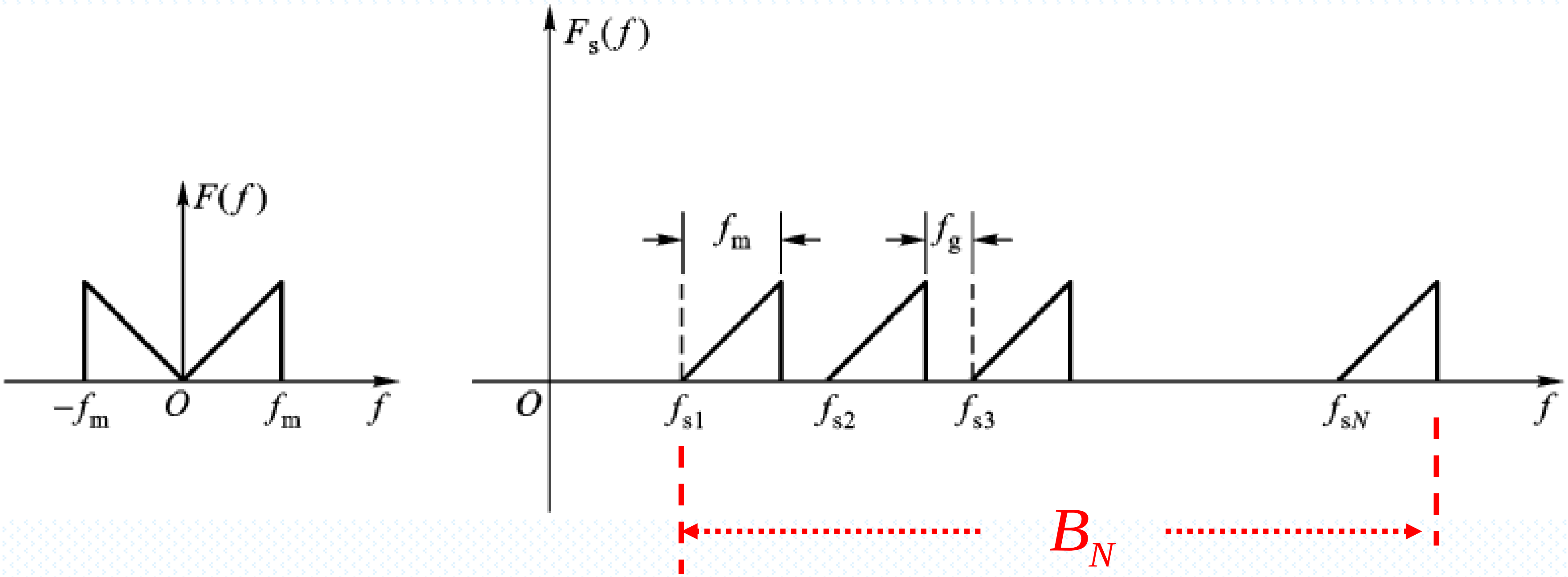
复用目的：提高信道利用率

复用方式：频分复用（FDM *Frequency Division Multiplexing*）、时分复用（TDM *Time Division Multiplexing*）



频分复用实现方法

6.7 频分复用（FDM）



采用SSB方式复用信号频谱结构图

6.7 频分复用（FDM）

复用后信号总频带宽度（N路信号复用）

$$\boxed{B_N = Nf_m + (N-1)f_g = (N-1)B + f_m}$$

$B = f_m + f_g$ 为一路信号占用的带宽

多路复用信号传输：信道内直接传输

但如采用无线方式（微波、卫星）传输时，还需将多路复用信号进行二次调制，这时系统称为多级调制系统

二次调制可以采用调幅、调频或调相中任意一种方式，但从抗干扰性能考虑，调频方式最好。如在多路微波电话传输系统中，常采用FDM-SSB/FM多级调制方式

各种幅度调制系统性能比较

西安交通大學

系统名称	AM	DSB	SSB（VSB）
信号表示式	$[A_0+f(t)]\cos\omega_0 t$	$f(t)\cos\omega_0 t$	$f(t)\cos\omega_0 t \mp \hat{f}(t)\sin\omega_0 t$ （**SSB，+为下边带，-为上边带**）
输入信噪比 S_i/N_i	$[A_0^2+\overline{f^2(t)}]/4n_0 f_m$	$\overline{f^2(t)}/4n_0 f_m$	$\overline{f^2(t)}/n_0 f_m$
输出信噪比 S_o/N_o	$\overline{f^2(t)}/2n_0 f_m$	$\overline{f^2(t)}/2n_0 f_m$	$\overline{f^2(t)}/n_0 f_m$
调制制度增益	$2\overline{f^2(t)}/[A_0^2+\overline{f^2(t)}]$	**2**	**1**

频率调制与相位调制比较

西安交通大學

调制方式 内容	频率调制(FM)	相位调制（PM）
表示式	$A\cos\left[\omega_0 t + K_F \int_{-\infty}^{t} f(t)dt\right]$	$A\cos[\omega_0 t + K_P f(t)]$
瞬时相位偏移$\varphi(t)$	$K_F \int_{-\infty}^{t} f(t)dt$	$K_P f(t)$
瞬时角频率偏移 $\Delta\omega(t) = \frac{d\phi(t)}{dt}$	$K_F f(t)$ 最大值$\Delta\omega_{\max} = K_F \lvert f(t)\rvert_{\max}$	$K_P \frac{df(t)}{dt}$ 最大值$\Delta\omega_{\max} = K_P \left.\frac{df(t)}{dt}\right\rvert_{\max}$
瞬时相位$\theta(t)$	$\omega_0 t + K_F \int_{-\infty}^{t} f(t)dt$	$\omega_0 t + K_P f(t)$
瞬时角频率 $\omega(t) = \frac{d\theta(t)}{dt}$	$\omega_0 + K_F f(t)$	$\omega_0 + K_P \frac{df(t)}{dt}$

本章要求：

- 理解角度调制、频偏、调制指数、卡森带宽、加重、去加重及频分复用的概念；
- 掌握调频信号的频谱分析方法（窄带）；
- 掌握调频系统的调制、解调方法；
- 掌握调频系统抗噪声性能的分析方法（同步）；
- 了解调频系统与调幅系统的比较结果。

本章习题（P.214）：

6-1、6-2、6-5、6-10、6-19