# 第5章
# 模拟调制系统

模拟调制：研究模拟信号的调制与解调方法，包括线性调制与非线性调制。

# 什么是调制？

- **调制** — 改变被调信号的某一参数，使其能反映原始信号（调制信号）的变化。
- **解调（检波）** — 调制的逆过程，从已调信号中将调制信号恢复出来。
  - 调制信号 — 指来自信源的基带信号
  - 已调信号 — 被调信号受调制后称为已调信号。

- **广义调制** — 分为基带调制和带通调制。
- **狭义调制** — 仅指带通调制（**载波调制**）。
  - **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。
  - 模拟调制主要是对正弦信号的调制，即改变被调信号的振幅、相位或频率。

# 为什么要调制？

**根本目的：改变原始信号的表述形式，使之在相应的信道中可靠、有效的传输！**

- 基带调制：使基带信号适合在有线信道传输
- 载波调制：将基带信号变为带通信号，使适合在无线信道等高频段的传输。

- **改善系统的抗噪性能和传输效率**
  - 扩展信号带宽，提高系统抗干扰、抗衰落能力。如调频、扩频、OFDM等
  - 提高传输效率，如多进制数字调制（MPSK、QAM）

- **提高信道利用率：**
  - 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—频分复用。

# 模拟调制概况

## 模拟调制分类1

- 幅度调制（线性调制）：调幅、双边带、单边带和残留边带调制
- 角度调制（非线性调制）：频率调制、相位调制

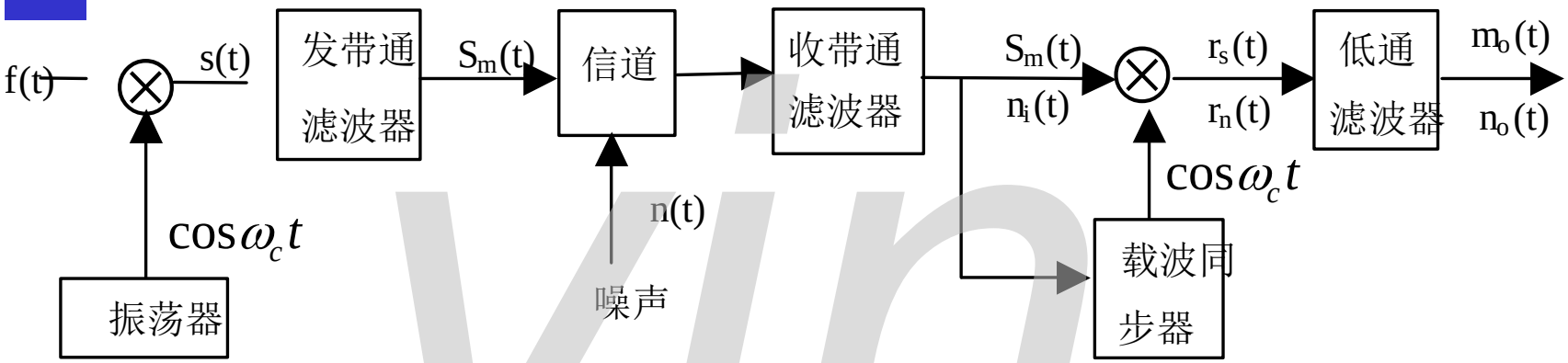
- **模拟调制分类2**
  - **线性调制**：对基带信号只进行频谱位置搬移，不会改变原信号的频谱结构；能无失真的恢复出原信号。
  - **非线性调制**：通过调制将改变原信号的频谱结构；能恢复出原信号，但会有失真。

- **应用：**在广播和电视系统中，广泛采用AM、DSB、FM和VSB技术。
- **模拟调制的基本思想和方法可应用于数字调制。**

# 第5章 模拟调制系统

- 5.1幅度调制（线性调制）的原理
  - 5.1.1 调幅（AM）
  - 5.1.2 双边带调制（DSB）
  - 5.1.3 单边带调制（SSB）
  - 5.1.4 残留边带（VSB）调制
  - 5.1.5 线性调制的一般模型
  - 5.1.6 相干解调与包络检波
- 5.2 线性调制系统的抗噪声性能
- 5.3 非线性调制（角度调制）原理
- 5.4 调频系统的抗噪声性能
- 5.5 各种模拟调制系统的比较
- 5.6 频分复用和调频立体声

# 5.1 幅度调制的原理




幅度调制(线性调制）系统原理方框图

四种模拟线性调制：AM、DSB、SSB、VSB

在AM系统中：$f(t)=A+m(t)$

在DSB系统中：$f(t)=m(t)$

# 线性调制（幅度调制）的概念

- **时域：**

  设正弦型载波为 $c(t) = A\cos\omega_c t$

  若用函数f(t)直接调制载波信号的幅度，则已调信号为

$$s_m(t) = A \cdot f(t) \cdot \cos\omega_c t$$

- **频谱**

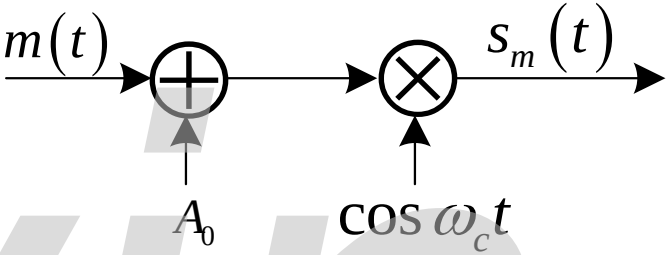
  设函数$f(t)$的频谱为$F(\omega)$，则已调信号的频谱为

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

- **线性调制：**
  - 幅度调制时，由包含基带调制信号$m(t)$ 的函数f(t)来改变载波信号的幅度。
  - 在时域波形上，已调信号的幅度随f(t)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，即这种搬移是线性的，因此，幅度调制通常又称为线性调制。

# 5.1.1 调幅（AM）

- 调制器模型



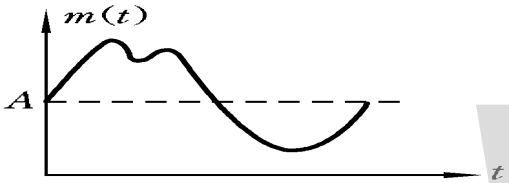

- 时域表示式

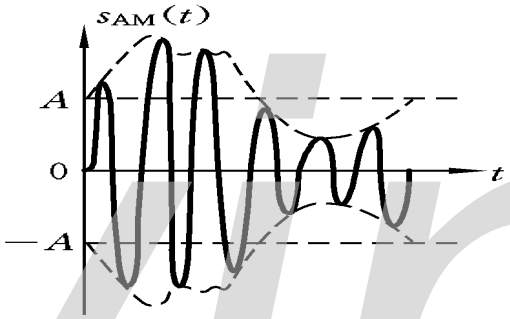
$$s_{AM}(t) = [A_0 + m(t)]\cos\omega_c t = A_0\cos\omega_c t + m(t)\cos\omega_c t$$

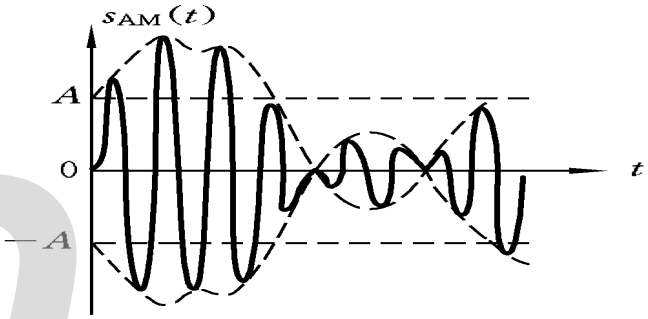
式中 $m(t)$ — 调制信号，均值为0；

$A_0$ — 常数，表示叠加的直流分量。

yin

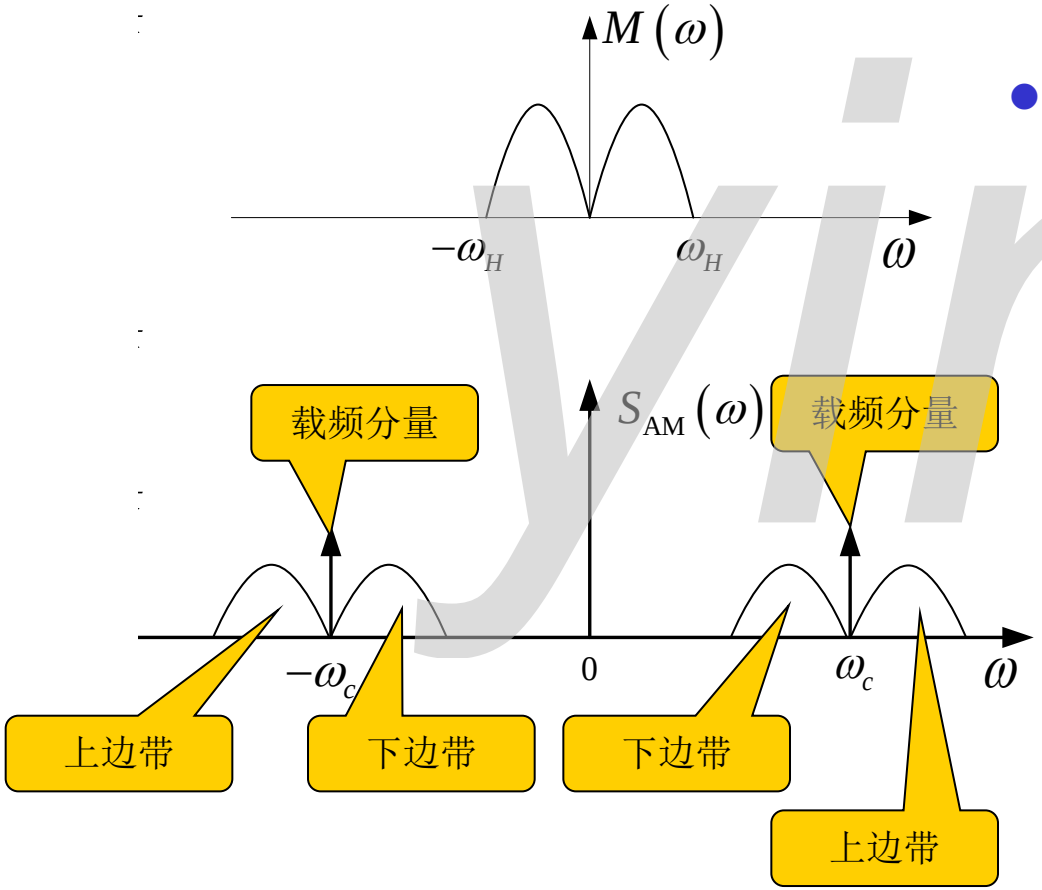



- **波形图**
  - 由波形可以看出，当满足条件：$|m(t)| \leq A_0$ 时，其包络与调制信号波形相同，因此用包络检波法很容易恢复出原始调制信号。
  - 否则，出现“**过调幅**”现象。这时用包络检波将发生失真。但是，可以采用其他的解调方法，如同步检波。

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




- **频谱图**
  - AM信号的频谱是原调制信号的频谱向两边搬移的结果。
  - AM信号的频谱由载频分量、上边带、下边带三部分组成。实信号的频谱是共轭对称的双边谱，下边带与上边带包含相同的信息。
  - 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。

yin

## AM信号的特性

- **带宽**：带宽是基带信号带宽 $f_H$ 的两倍：

$$B_{AM} = 2 f_H$$

- **功率**：

当$m(t)$为确知信号时，

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

$$= \overline{[A_0^2 \cos^2 \omega_c t + m^2(t) \cos^2 \omega_c t + 2A_0 m(t) \cos^2 \omega_c t}$$

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。

# 调制效率

- AM信号的总功率包括载波功率和边带功率两部分。
- 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

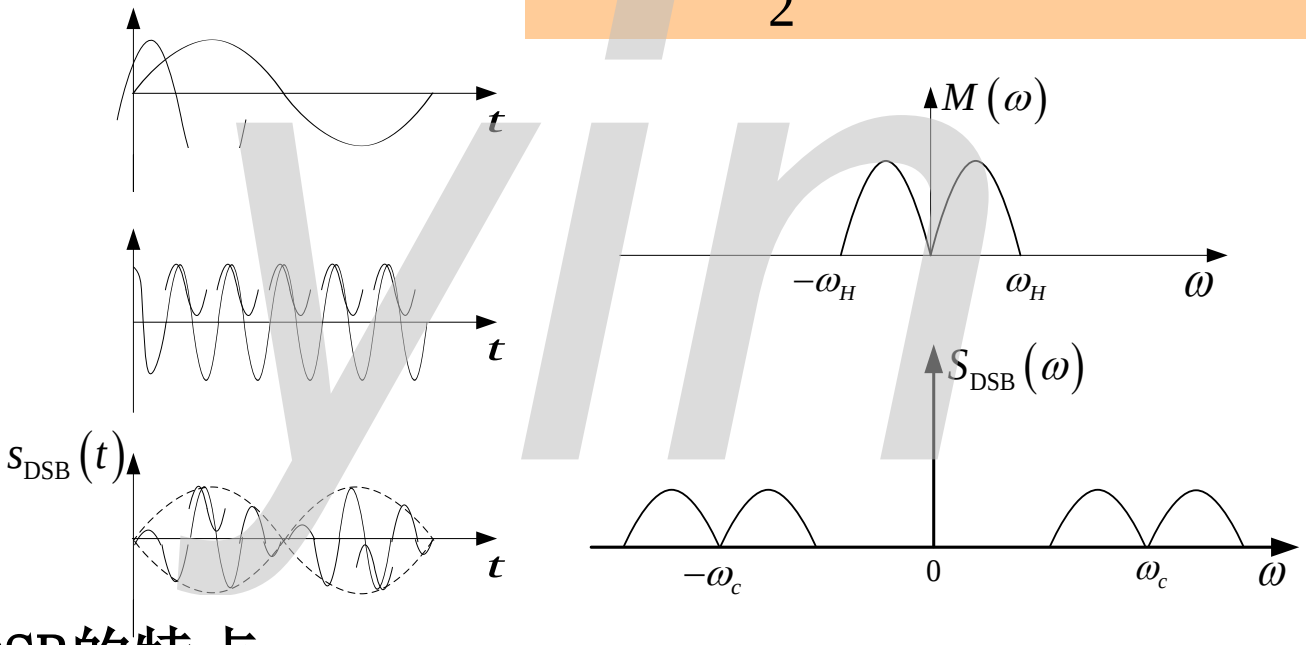
$$\eta_{AM}=\frac{\overline{m^2(t)}}{A_0^2+\overline{m^2(t)}}=\frac{A_m^2}{2A_0^2+A_m^2}$$

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

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

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




- DSB的特点
  - **带宽**：是基带信号带宽 $f_H$ 的两倍
  - **调制效率**：100%，相对于AM方式节省了载波功率。
  - **解调**：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）

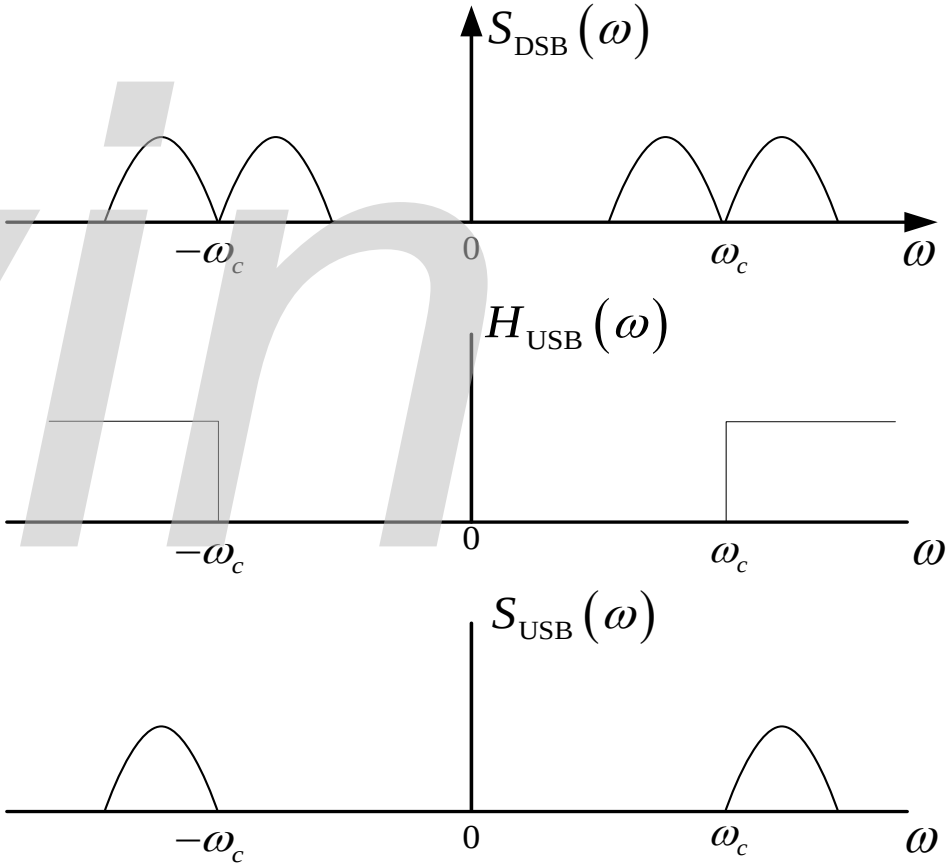
- **原理：**
  - 双边带信号的每个边带都包含了调制信号频谱$M(\omega)$的所有频谱成分，因此仅传输其中一个边带即可。这样既节省发送功率，还可节省一半传输频带，这种方式称为单边带调制。

- **产生SSB信号的方法有两种：滤波法和相移法。**

# 滤波法及SSB信号的频域表示

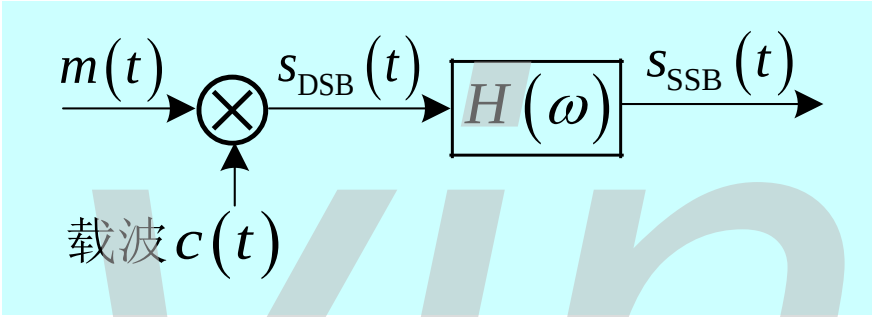
- **SSB信号的频谱**

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




yin

- **滤波法的原理：用边带滤波器，滤除不要的边带。**




- **$H(\omega)$为单边带滤波器的传输函数。**
  - 若$H(\omega)$具有理想高通特性，则可滤除下边带。

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

  - 若$H(\omega)$具有理想低通特性，则可滤除上边带。

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

# 滤波法的技术难点

- 边带滤波器很难做到具有陡峭的截止特性
  - 过渡带相对于载频的归一化值越小，边带滤波器越难实现。所以当载频较高时，难以直接采用滤波法实现SSB（一级调制）。
  - 载频较高时，可以采用多级调制方法：
    - 即先在较低的载频上进行DSB调制和单边带滤波，再在要求的载频上进行第二次调制及滤波（变频）。
- 当调制信号中含有直流及低频分量时滤波法就不适用了。

# 相移法和SSB信号的时域表示

## 希尔伯特变换：

希尔伯特变换的冲激响应函数是：$h(t)=\frac{1}{\pi t}$

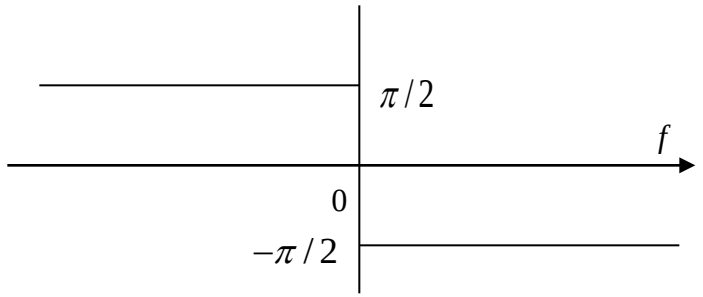
传输函数是：

$$H(\omega)=\int_{-\infty}^{\infty}h(t)e^{-j\omega t}dt=\frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{1}{t}e^{-j\omega t}dt=\begin{cases}-j,\omega>0\\0,\omega=0\\j,\omega<0\end{cases}=-j\cdot\mathrm{sgn}(\omega)$$

有：$|H(f)|=1$

H(f) 所对应的相位特性是：

$$\varphi(f)=\begin{cases}-\pi/2,f>0\\0\quad,f=0\\\pi/2\ ,f<0\end{cases}$$




希尔伯特变换相当于对信号的正频谱移相 $-\pi/2$，负频谱移相 $\pi/2$

yin

## 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

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

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

若保留上边带，则有

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

若保留下边带，则有

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

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。

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

上式中$A_m\sin\omega_m t$是$A_m\cos\omega_m t$的希尔伯特变换（相移π/2），记为“∧”，则有

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

这样，上式可以改写为

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

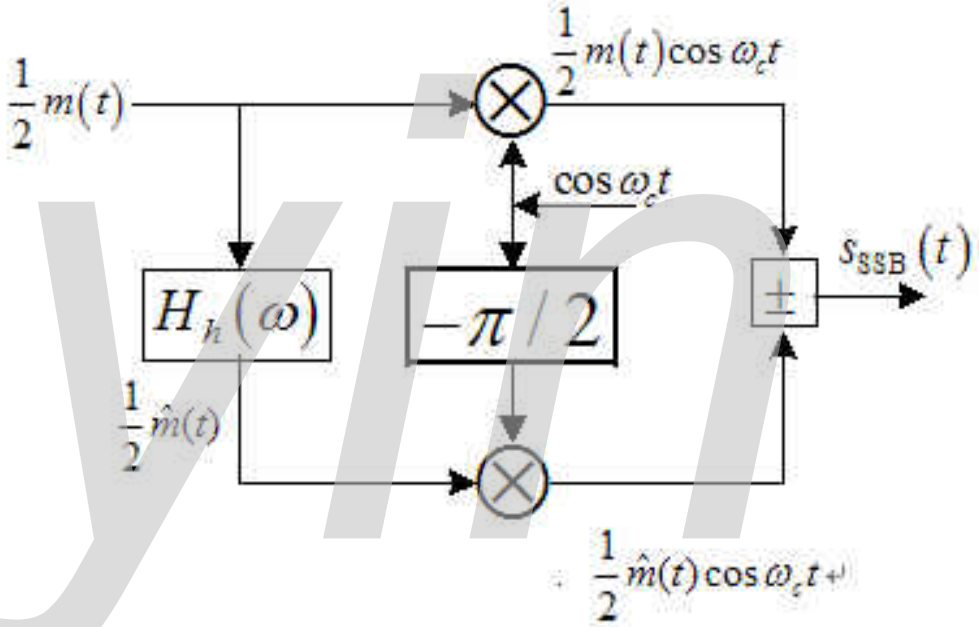
由于任意$m(t)$可以表示为许多正弦信号之和，上式可推广到一般情况，得到**SSB的时域表达式**：

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

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

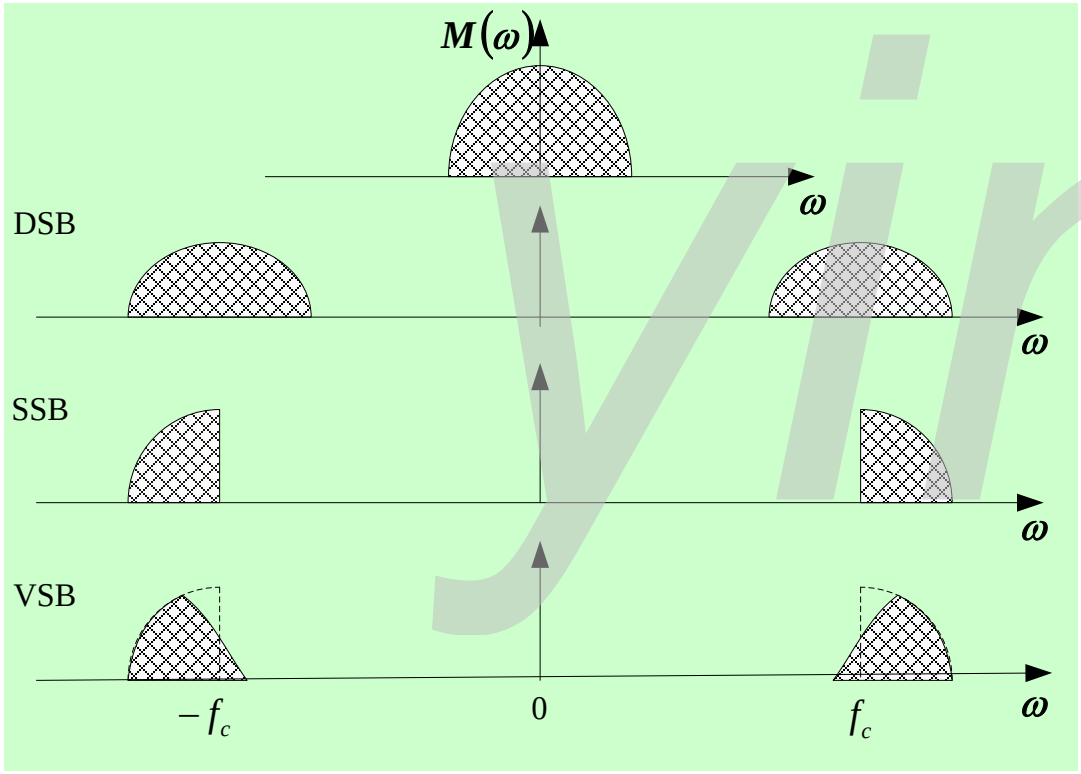
# 移相法SSB调制器方框图




- 优点：
  - 不需要滤波器具有陡峭的截止特性。
  - 无论载频有多高，都可以一次实现SSB调制。
- 缺点：宽带相移网络难用硬件实现。

- **SSB的特点**
  - 产生SSB信号的方法比AM、DSB要复杂。
  - **解调**：不能采用简单的包络检波，与DSB一样需采用相干解调。
  - **带宽**：与基带信号带宽相同，比AM、DSB减少了一半。
  - **功率**：相对于AM和DSB方式可节省发射功率，
  - 目前已成为短波通信中一种重要的调制方式。

# 5.1.4 残留边带调制（VSB）

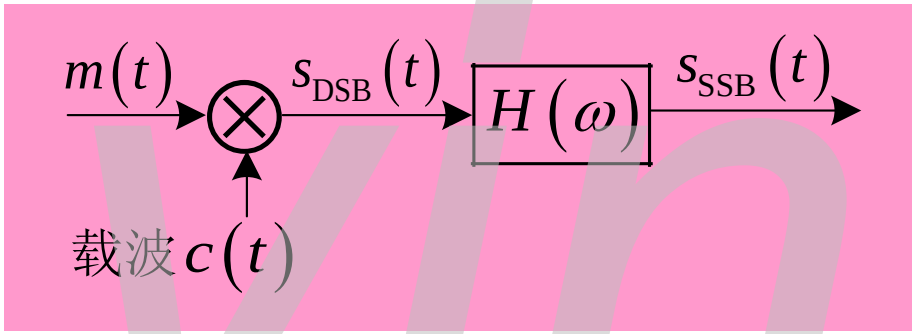



- 1. VSB原理：
  - 如图，VSB不像SSB那样完全抑制DSB信号的一个边带，而是逐渐切割，使其残留一小部分，故名残留边带调制。
  - VSB适用于基带信号含有丰富的直流或低频分量的情况，如图像信号的调制。

yin

## 2. VSB调制原理 & 频谱表达式：

- 残留边带调制原理与滤波法SSB调制器相同。

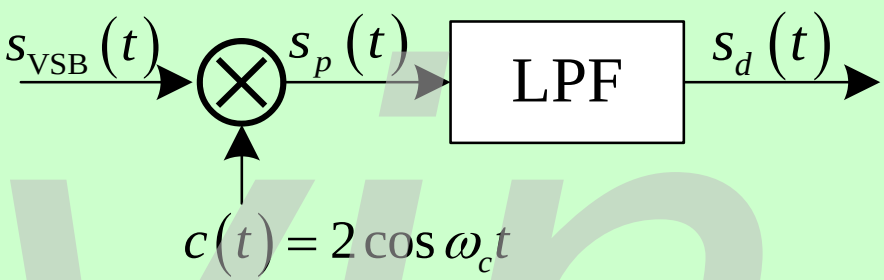



  - VSB是介于SSB与DSB之间的一种折中方式，它既克服了DSB信号占用频带宽的缺点，又不像SSB那样要求滤波器有十分陡峭的截止特性，因而它比SSB滤波器容易制作。

- 残留边带信号的频谱为

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

# 3. VSB解调原理 & 对VSB滤波器特性的要求




- 分析一下接收端是如何从该信号中恢复原基带信号的。

$$s_{VSB}(t)\Leftrightarrow S_{VSB}(\omega)\qquad \cos\omega_c t\Leftrightarrow \pi\left[\delta(\omega+\omega_c)+\delta(\omega-\omega_c)\right]$$

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

根据频域卷积定理可知，乘积$s_p(t)$对应的频谱为

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

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

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

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

式中$M(\omega+2\omega_c)$及$M(\omega-2\omega_c)$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

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

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

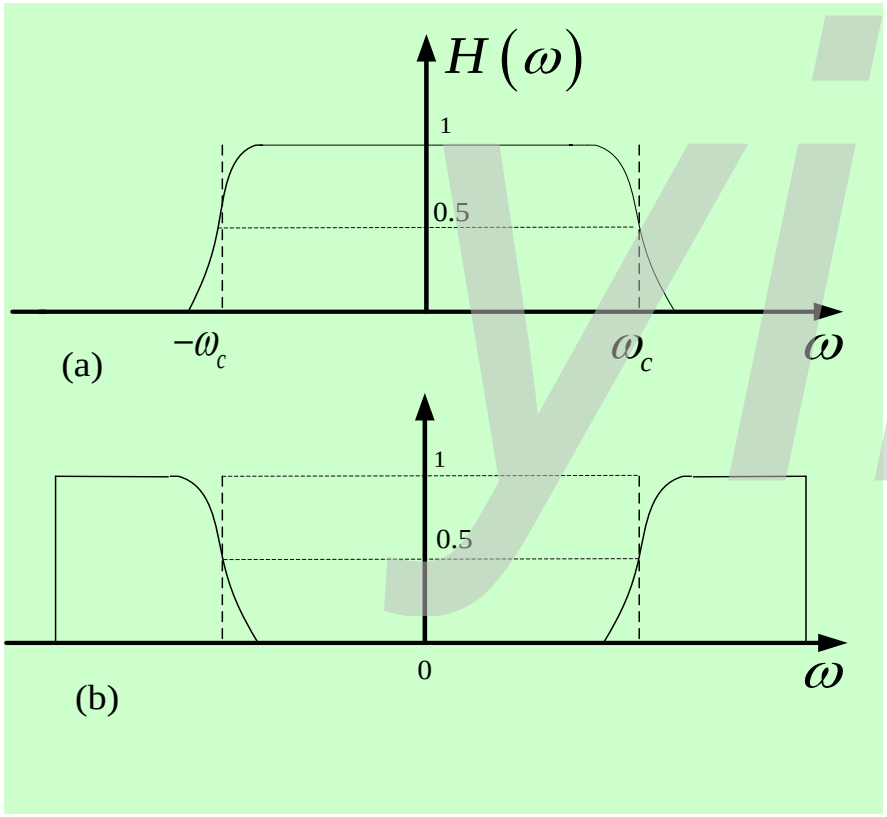
为了保证相干解调的输出无失真地恢复调制信号$m(t)$，**传递函数必须满足**：

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

式中，$\omega_H$ —— 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$\omega_c$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。

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

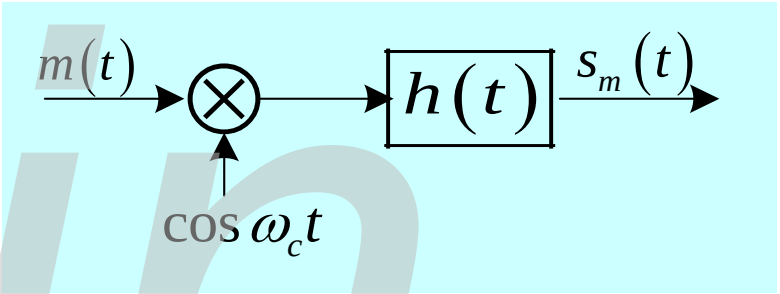



- VSB滤波器特性的两种形式
  - 残留“部分上边带”的滤波器特性：图(a)
  - 残留“部分下边带”的滤波器特性 ：图(b)

# 5.1.5 线性调制的一般模型

## 滤波法模型

由对SSB和VSB的讨论，可以归纳出线性调制采用滤波法的一般模型如下：




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，　$H(\omega) \Leftrightarrow h(t)$

## 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

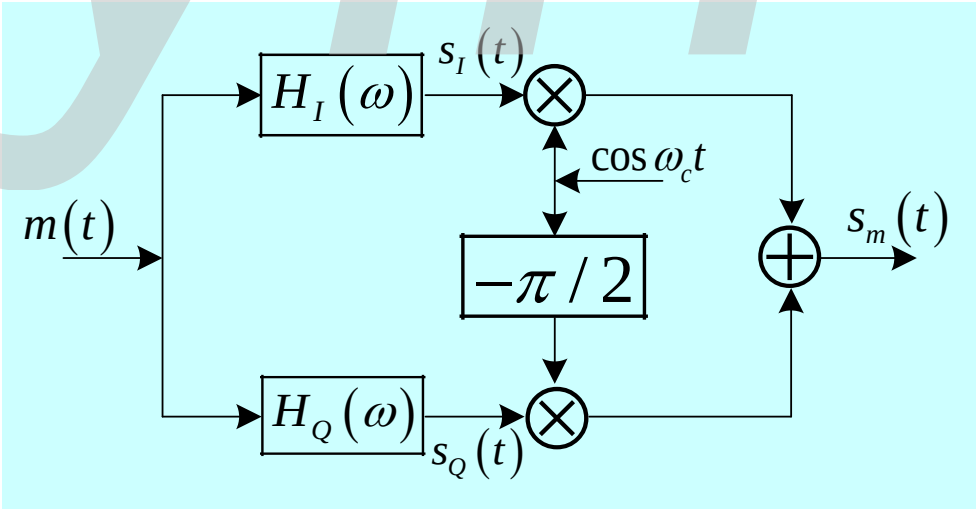
$$s_m(t) = s_I(t)\cos\omega_c t + s_Q(t)\sin\omega_c t$$

式中

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

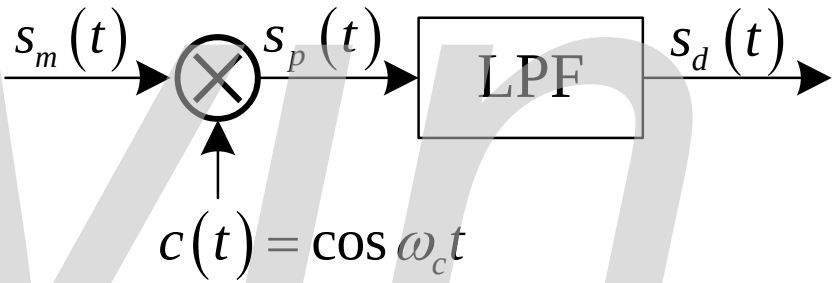
$$s_Q(t) = h_Q(t) * m(t) \qquad h_Q(t) = h(t)\sin\omega_c t$$

上式表明，$s_m(t)$可等效为两个互为正交调制分量的合成。



# 5.1.6 相干解调与包络检波

- 线性调制的解调方法：相干解调、包络检波
- **相干解调**
  - 相干解调器的一般模型




  - 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。
  - 相干解调适用于所有线性调制信号的解调，可无失真地恢复原信号。

# 相干解调的原理

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

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

$$= \frac{1}{2}s_I(t) + \frac{1}{2}s_I(t)\cos 2\omega_c t + \frac{1}{2}s_Q(t)\sin 2\omega_c t$$

经低通滤波器后，得到

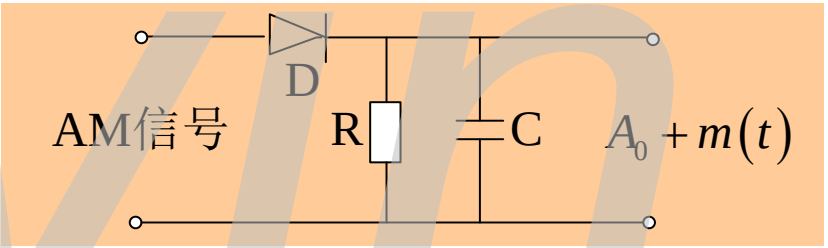
$$s_d(t) = \frac{1}{2}s_I(t)$$

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

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

# 包络检波

- 适用条件：AM信号，且要求$|m(t)|_{\max} \le A_0$，
- **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。




- **原理：**

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

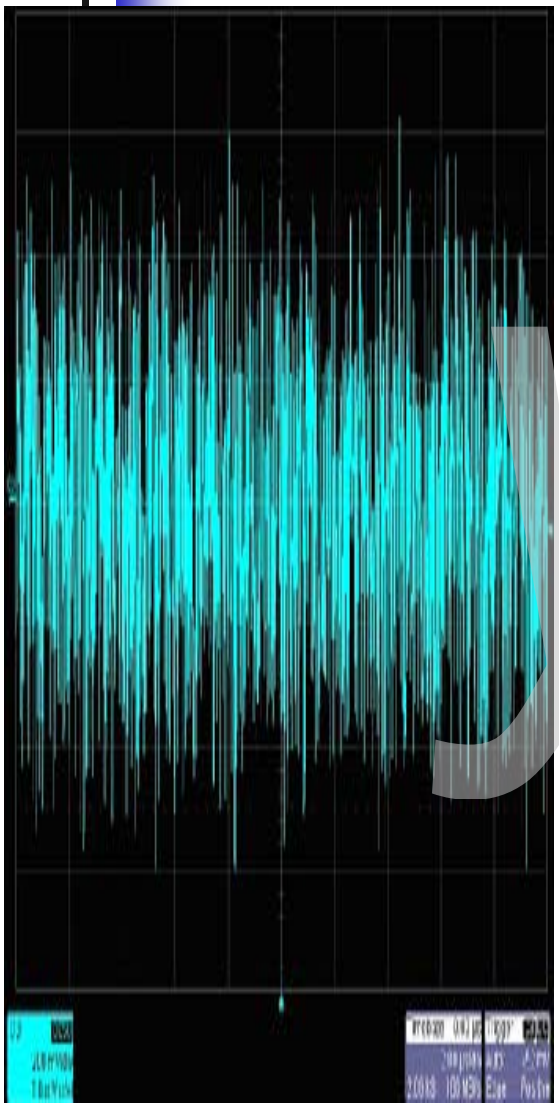
选择RC满足 $f_H \ll 1/RC \ll f_c$

式中$f_H$ — 调制信号的最高频率

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

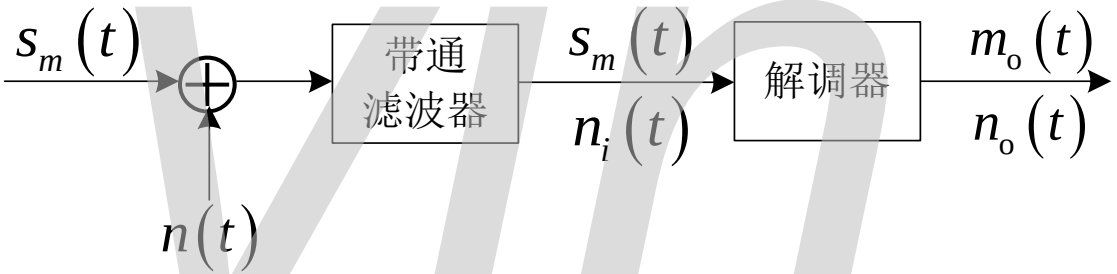


- 5.1幅度调制的原理
- 5.2　线性调制系统的抗噪声性能
  - 5.2.1 解调器的分析模型
  - 5.2.2 DSB调制系统的性能
  - 5.2.3 SSB调制系统的性能
  - 5.2.4 AM调制系统采用包络检波时的性能
- 5.3 非线性调制原理
- 5.4　调频系统的抗噪声性能
- 5.5　各种模拟调制系统的比较
- 5.6　频分复用和调频立体声

# 5.2 线性调制系统的抗噪声性能

## 5.2.1 解调器的分析模型

- **解调器抗噪声性能的分析模型**
  - 前提：是加性高斯白噪声信道




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

## 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

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

有

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

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

$$N_i = n_0 B$$

- **解调器输出信噪比**

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

  - 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。

- **调制制度增益** $G=\dfrac{S_0/N_0}{S_i/N_i}$

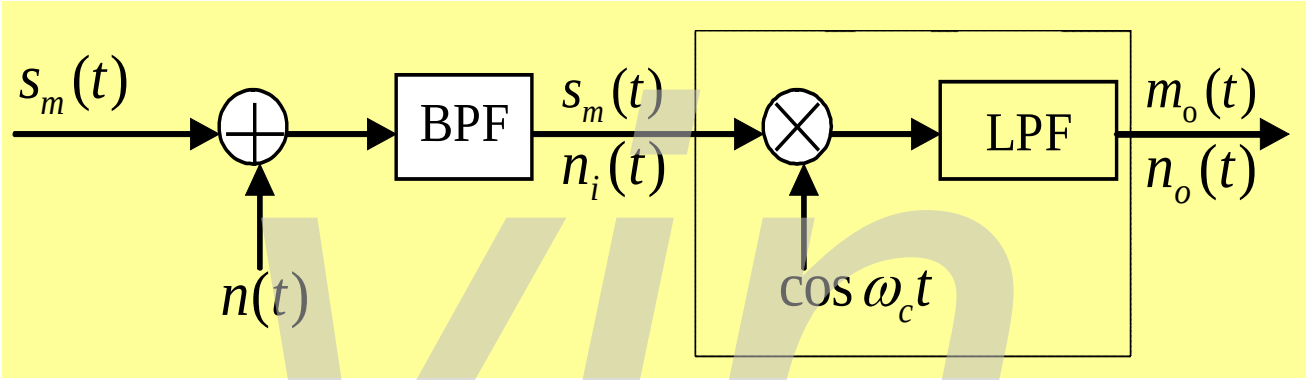
  - 式中输入信噪比$S_i/N_i$ 为：

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

  - $G$可用于比较同一调制方式下采用不同解调器时的性能。
  - $G$ 也反映了不同调制制度的优劣。

# 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。

- **输入信号功率计算**

解调器输入信号平均功率为

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

## 输出信号功率与输出噪声功率计算

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

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

yin

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

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

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

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

$$N_o=\frac{1}{4}\overline{n_i^2(t)}=\frac{1}{4}N_i=\frac{1}{4}n_0B$$

- **信噪比计算**
  - 输入信噪比 $\dfrac{S_i}{N_i}=\dfrac{\frac{1}{2}\overline{m^2(t)}}{n_0B}$
  - 输出信噪比 $\dfrac{S_o}{N_o}=\dfrac{\frac{1}{4}\overline{m^2(t)}}{\frac{1}{4}N_i}=\dfrac{\overline{m^2(t)}}{n_0B}$
- **调制制度增益**

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

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。

# 5.2.3 SSB调制系统的性能

- **输出噪声功率** $N_o = \frac{1}{4}N_i = \frac{1}{4}n_0 B$

这里，$B = f_H$ 为SSB 信号的带通滤波器的带宽。

- **输入信号功率**

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

输入信号平均功率为

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

因$m(t)$的幅度与$\hat{m}(t)$相同，所以具有相同的平均功率，故有

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

- **输出信号功率**

SSB信号与相干载波相乘后，再经低通滤波可得**解调器输出信号**

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

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

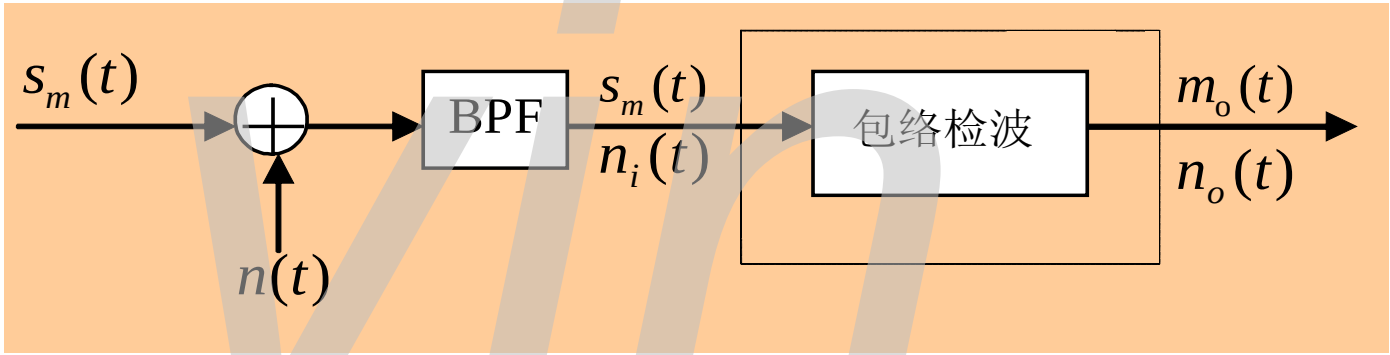
- **信噪比**
  - SSB解调器的输入信噪比为 $$\frac{S_i}{N_i}=\frac{\frac{1}{4}\overline{m^2(t)}}{n_0B}=\frac{\overline{m^2(t)}}{4n_0B}$$
  - SSB解调器的输出信噪比为 $$\frac{S_o}{N_o}=\frac{\frac{1}{16}\overline{m^2(t)}}{\frac{1}{4}n_0B}=\frac{\overline{m^2(t)}}{4n_0B}$$
- **调制制度增益**

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

  - SSB信号的正交分量在输入端是有用信号功率的一部分，而在相干解调过程中，信号和噪声中的正交分量均被抑制掉，故信噪比没有改善。

# 5.2.4 AM调制系统用包络检波的性能

- 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。

- **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

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

$$N_i=\overline{n_i^2(t)}=n_0B$$

输入信噪比为 $$\frac{S_i}{N_i}=\frac{A_0^2+\overline{m^2(t)}}{2n_0B}$$

## 包络计算

由于解调器输入是信号加噪声的混合波形，即

$$s_m(t)+n_i(t)=[A_0+m(t)+n_c(t)]\cos\omega_c t-n_s(t)\sin\omega_c t$$
$$=E(t)\cos[\omega_c t+\psi(t)]$$

式中

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

$$\psi(t)=arctg\left[\frac{n_s(t)}{A_0+m(t)+n_c(t)}\right]$$

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$E(t)$。

# 大信噪比下的调制制度增益

- 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

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

因而式

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

可以简化为

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

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

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

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

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

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

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

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

- **调制制度增益**

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

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

- 讨论
  - AM信号的调制制度增益$G_{AM}$随$A_0$的减小而增加。
    - 对于100%的调制，且$m(t)$是单频正弦信号，可得到$G_{AM}$的最大值为

$$G_{AM}=\frac{2}{3}$$

  - $G_{AM}$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。
  - AM信号采用相干解调时，得到的调制制度增益与上式给出的结果相同。
    - 在大信噪比时，对于AM调制系统，采用包络检波器解调时的性能与相干解调的性能几乎一样。

# 小信噪比下的门限效应

- **小信噪比情况**

此时，输入信号幅度远小于噪声幅度，即

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

包络

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

变成

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

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

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

其中$R(t)$ 和$\theta(t)$ 代表噪声的包络及相位：

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

因为 $R(t) >> [A_0 + m(t)]$

所以，可以把$E(t)$进一步近似：

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

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

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

$(1+x)^{\frac{1}{2}} \approx 1+\frac{x}{2}$ （$|x| << 1$ 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**。

## 讨论

- 门限效应是由包络检波器的非线性解调作用引起的。
- 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。
- 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

- 5.1幅度调制（线性调制）的原理
- 5.2　线性调制系统的抗噪声性能

- 5.3　非线性调制（角度调制）原理
  - 5.3.1 角度调制的基本概念
  - 5.3.2 窄带调频
  - 5.3.3 宽带调频
  - 5.3.4 高频信号的产生与解调

- 5.4　调频系统的抗噪声性能
- 5.5　各种模拟调制系统的比较
- 5.6　频分复用和调频立体声

# 5.3 角度调制原理

## 5.3.1 角度调制的基本概念

- **幅度调制：**
  - 载波幅度随基带调制信号$m(t)$变化。
- **角度调制：**
  - 载波瞬时相位（角度）发生变化，即使频率或相位随基带调制信号m(t)变化。
    - 频率调制，简称调频(FM)
    - 相位调制，简称调相(PM)

# FM和PM信号的一般表达式

- **角度调制信号的一般表达式**

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

- 瞬时相位： $\theta(t) = [\omega_c t + \varphi(t)]$
  - **瞬时相位偏移： $\varphi(t)$**

- 瞬时角频率：

$$\omega(t) = \mathrm{d}[\omega_c t + \varphi(t)]/\mathrm{d}t = \omega_c + \mathrm{d}\varphi(t)/\mathrm{d}t$$

  - **瞬时频偏： $\mathrm{d}\varphi(t)/\mathrm{d}t$**

## 相位调制(PM)：

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

- 使瞬时相位偏移随调制信号作线性变化，即

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

  - **调相灵敏度：$K_p$**，表示单位调制信号幅度引起PM信号的相位偏移量，单位是rad/V 。

- **PM信号表达式**

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

## 频率调制(FM)：

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

- 使瞬时频率偏移随调制信号成比例变化，即

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

  - **调频灵敏度：$K_f$，**单位是rad/s·V。

  - 这时相位偏移为 $\varphi(t) = K_f \int m(\tau)d\tau$

- **FM信号表达式**

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

## 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。

# 单音调制FM与PM

- 单音调制：设调制信号为单一频率的正弦波，即

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

- **单音调制PM：**

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

  - **调相指数**：$m_p = K_p A_m$，表示最大的相位偏移。

- **单音调制FM：**

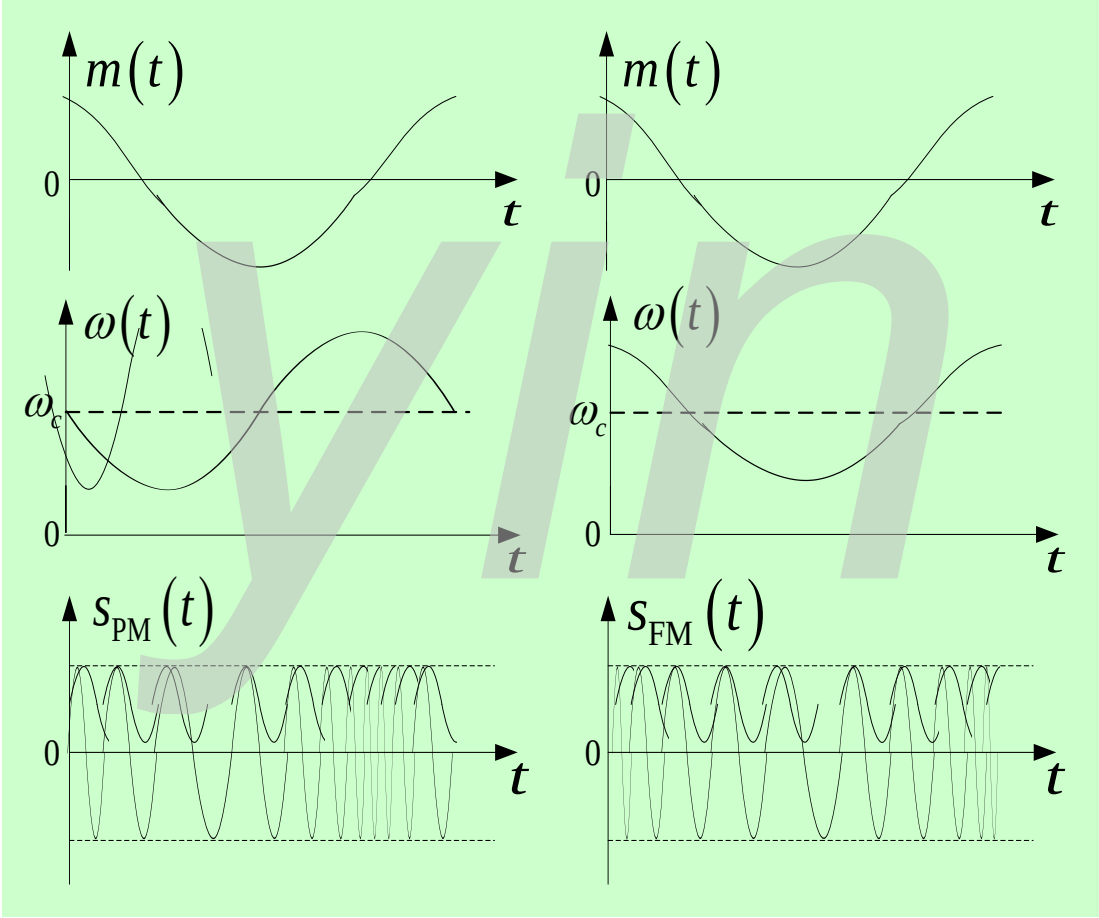
$$s_{\mathrm{FM}}(t) = A\cos[\omega_c t + K_f A_m \int \cos \omega_m \tau d\tau] = A\cos[\omega_c t + m_f \sin \omega_m t]$$

  - **调频指数**(表示最大的相位偏移)：$m_f = \dfrac{K_f A_m}{\omega_m} = \dfrac{\Delta\omega}{\omega_m} = \dfrac{\Delta f}{f_m}$

  - **最大角频偏**：$\Delta\omega = K_f A_m$

  - **最大频偏**：$\Delta f = m_f \cdot f_m$

- 单音调制PM 信号和FM 信号波形




(a) PM 信号波形　　(b) FM 信号波形

## FM与PM之间的关系

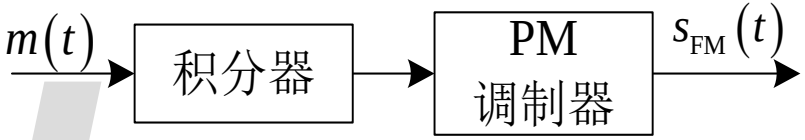
- 由于频率和相位之间存在微分与积分的关系，所以FM与PM之间是可以相互转换的。

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

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

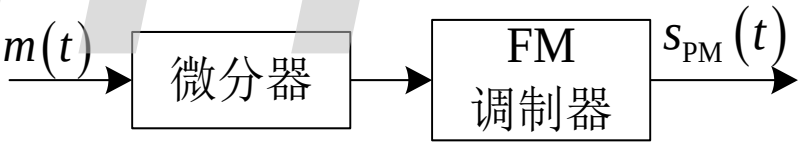
  - 如果将调制信号先微分，而后进行调频，则得到的是调相波，这种方式叫间接调相；
  - 如果将调制信号先积分，而后进行调相，则得到的是调频波，这种方式叫间接调频。
- FM实用较多，以下主要讨论FM。

（a）直接调频




（b）间接调频

（c）直接调相




（d）间接调相

yin

# 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，则称为**窄带调频**；反之，称为**宽带调频**。

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

- **NBFM的时域表示式**

将FM信号一般表示式展开得到

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

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

当满足窄带调频条件时，有

$$\cos[K_f\int_{-\infty}^{t}m(\tau)d\tau]\approx 1$$

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

故上式可简化为

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

## NBFM的频域表示式

利用以下傅里叶变换对

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

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

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

$$\int m(t)dt \Leftrightarrow \frac{M(\omega)}{j\omega}$$

（设$m(t)$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

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

# NBFM和AM信号频谱的比较

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

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

- 带宽近似相同，且两者都含有一个载波和两个边带。
- 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—非线性调制。
- 另外，NBFM的一个边带和AM反相。

yin

# 单音调制下NBFM和AM信号频谱的比较

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

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

$$= A\cos\omega_c t - AA_m K_f \frac{1}{\omega_m}\sin\omega_m t \sin\omega_c t$$

$$= A\cos\omega_c t + \frac{AA_m K_F}{2\omega_m}[\cos(\omega_c + \omega_m)t - \cos(\omega_c - \omega_m)t]$$

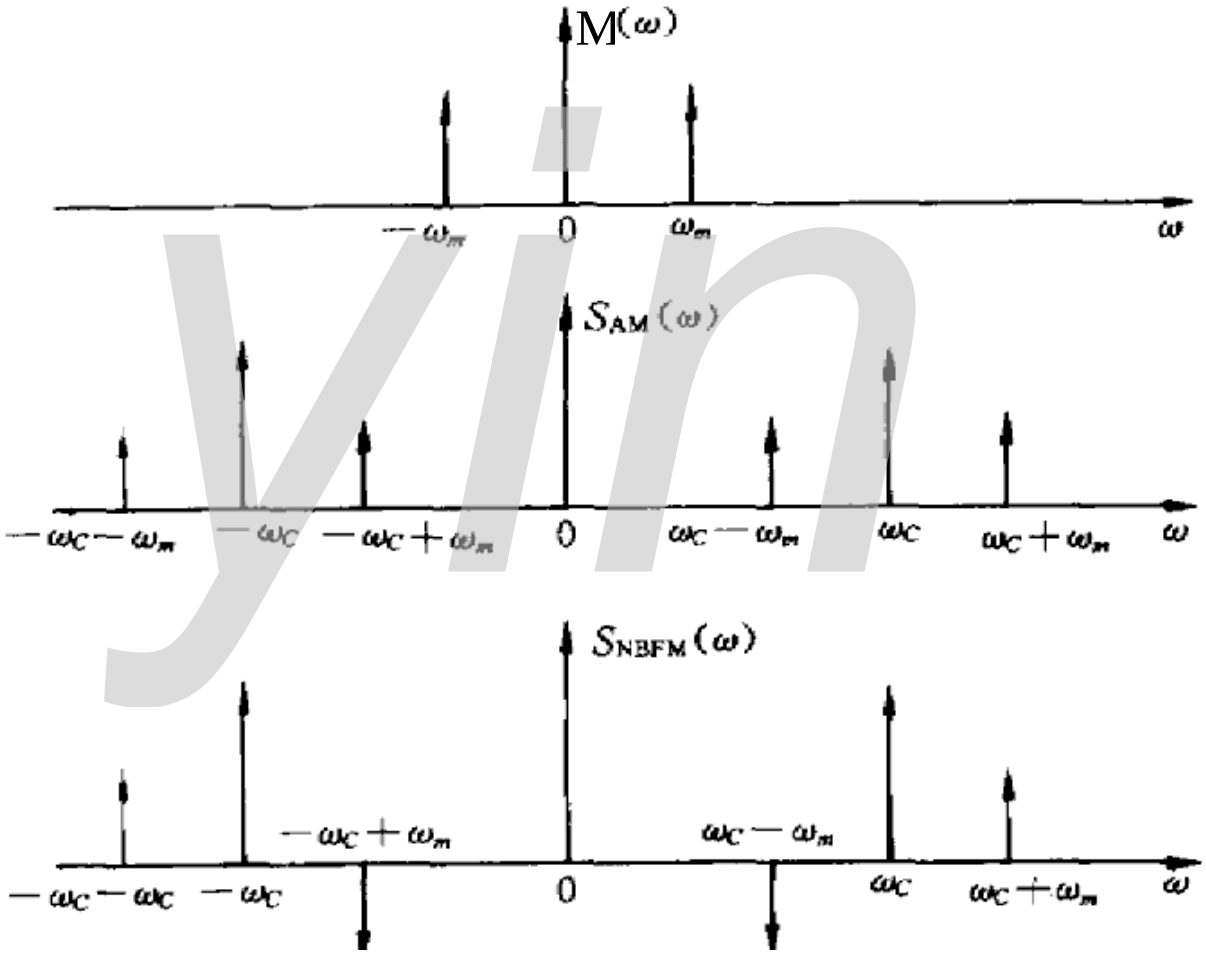
AM信号为

$$s_{AM} = (A + A_m \cos\omega_m t)\cos\omega_c t = A\cos\omega_c t + A_m \cos\omega_m \cos\omega_c t$$

$$= A\cos\omega_c t + \frac{A_m}{2}[\cos(\omega_c + \omega_m)t + \cos(\omega_c - \omega_m)t]$$

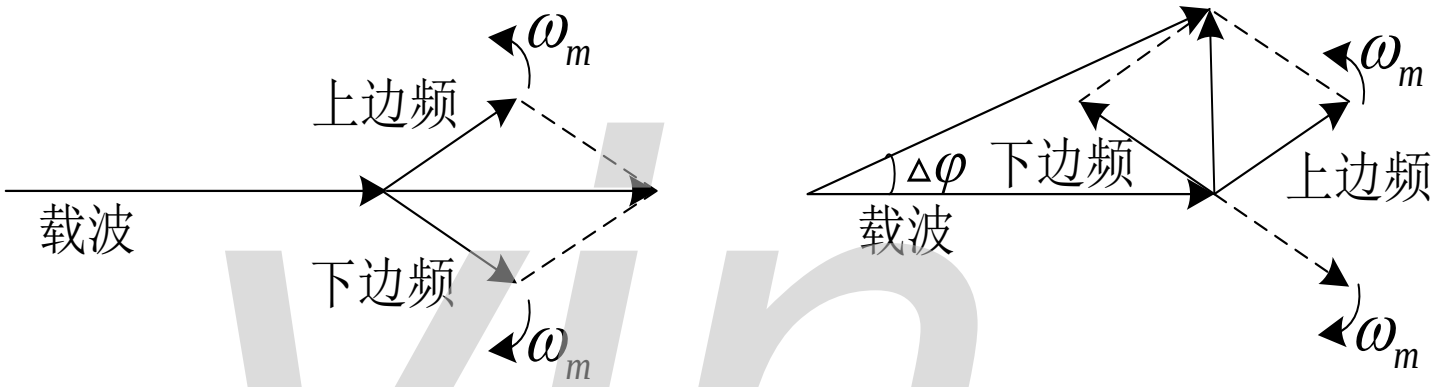
按照上两式画出的频谱图和矢量图如下：

- 单音调制下的频谱图




yin

## 单音调制下的矢量图




(a) AM　　(b) NBFM

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。

# 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

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

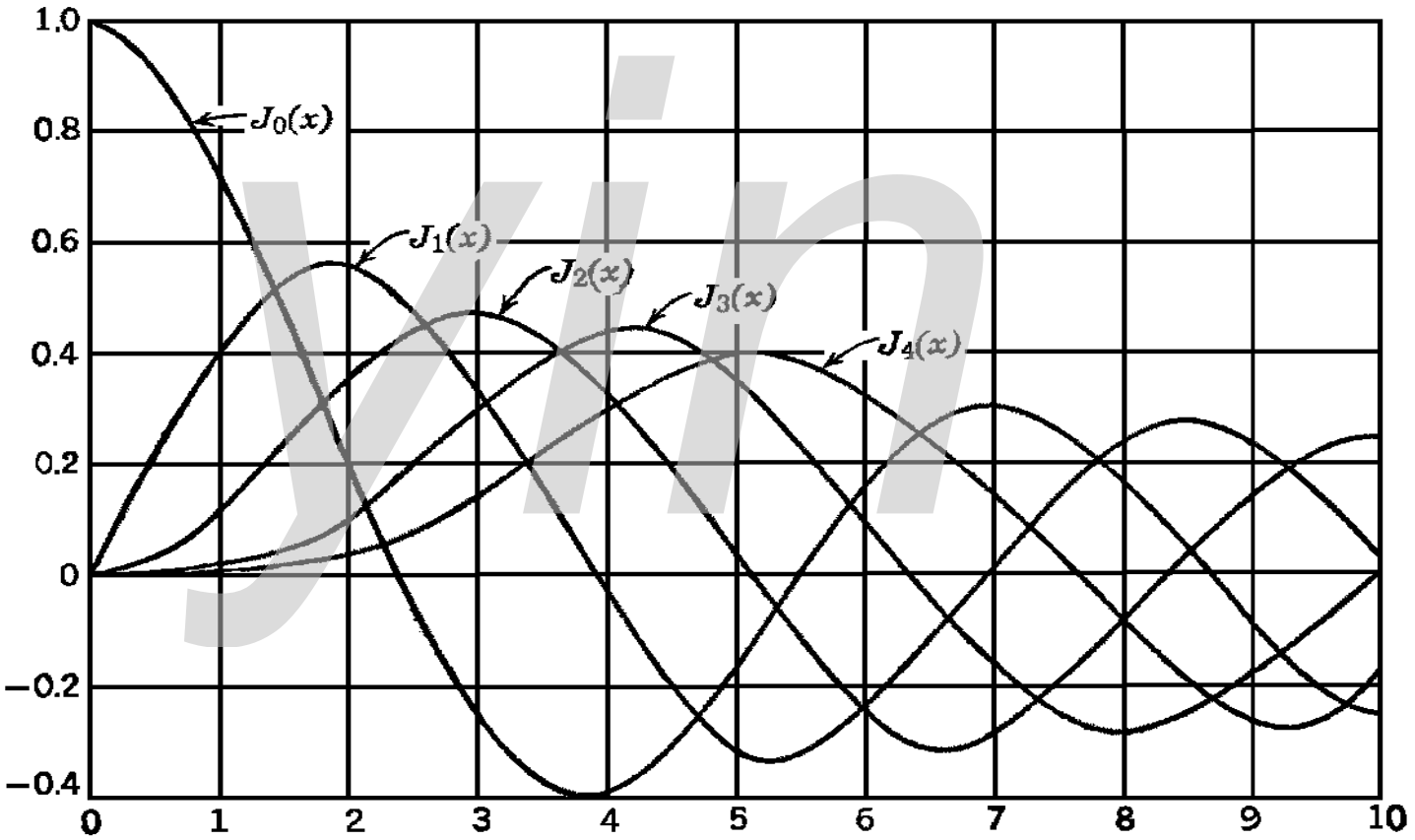
将上式中的两个因子分别展成傅里叶级数，

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

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

式中 $J_n(m_f)$ - 第一类$n$阶贝塞尔函数

- $J_n\,(m_f)$曲线



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：

- **宽带调频信号的时域表达式**

$$s_{FM}(t) = AJ_0(m_f)\cos\omega_c t - AJ_1(m_f)[\cos(\omega_c-\omega_m)t - \cos(\omega_c+\omega_m)t]$$
$$+ AJ_2(m_f)[\cos(\omega_c-2\omega_m)t + \cos(\omega_c+2\omega_m)t]$$
$$- AJ_3(m_f)[\cos(\omega_c-3\omega_m)t - \cos(\omega_c+3\omega_m)t] + \cdots$$
$$= A\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_f)\cos(\omega_c+n\omega_m)t$$

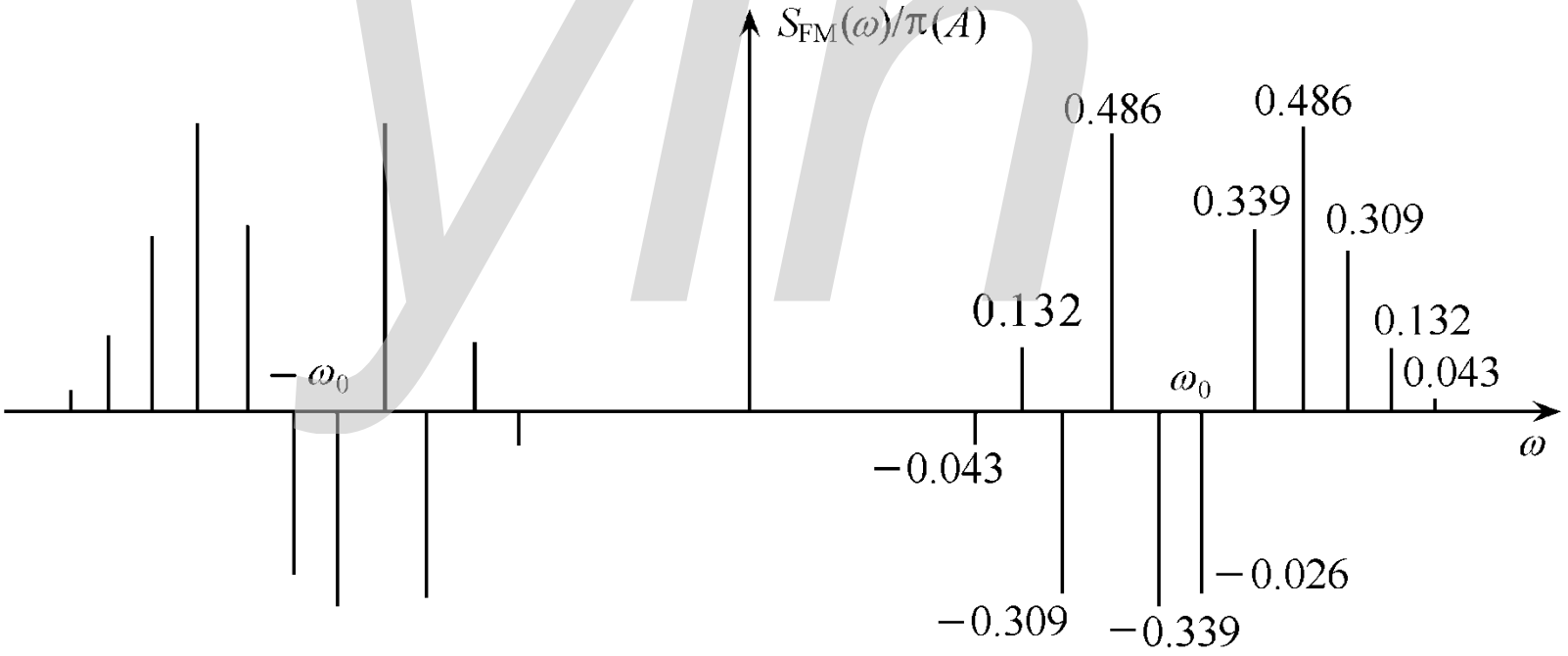
- **宽带调频信号的频域表达式**

对上式进行傅里叶变换，即得FM信号的频域表达式

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

# 宽带调频信号的频谱

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




yin

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

- **讨论：**
  - 调频信号的频谱由载波分量$\omega_c$和无数边频($\omega_c\pm n\omega_m$)组成。
  - 当$n=0$时是载波分量$\omega_c$，其幅度为$AJ_0(m_f)$
  - 当$n\neq 0$时是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$\omega_m$；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。

# 宽带调频信号的带宽

- 理论上调频信号的频带宽度为无限宽。
- 由于边频幅度随着$n$的增大而逐渐减小，实际上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。
- 调频波的有效带宽计算—卡森（Carson）公式
  - 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

**卡森（Carson）公式：** $B_{FM} = 2(m_f + 1) f_m = 2(\Delta f + f_m)$

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

- 当$m_f << 1$时，上式可以近似为(**窄带调频的带宽**)

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

- 当$m_f >> 1$时，上式可以近似为(**宽带调频的带宽**)

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

- 当任意限带信号进行FM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 $\Delta f$ 与 $f_m$之比。
  - 例如，调频广播中规定的最大频偏$\Delta f$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。

# 调频信号的功率分配

- **调频信号的平均功率**
  - 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。

# 5.3.4 调频信号的产生与解调

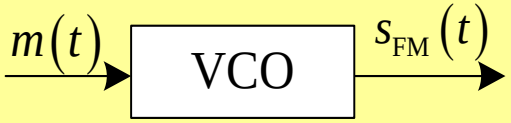
- 调频信号的产生
  - 直接调频法：
    - 用调制信号直接去控制载波振荡器的频率，使其按调制信号的规律线性地变化。
  - 间接调频法[阿姆斯特朗（Armstrong）法]
    - 先将调制信号积分，然后对载波进行调相，即可产生一个窄带调频(NBFM)信号，再经n次倍频器得到宽带调频(WBFM)信号。

# 5.3.4 调频信号的产生与解调

- **直接调频法：**
  - 压控振荡器：使振荡器的工作状态或振荡回路的元件参数受输入控制电压的控制，就可构成一个压控振荡器。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

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

    - LC振荡器：用变容二极管实现直接
    - RC振荡器
    - 晶体振荡器



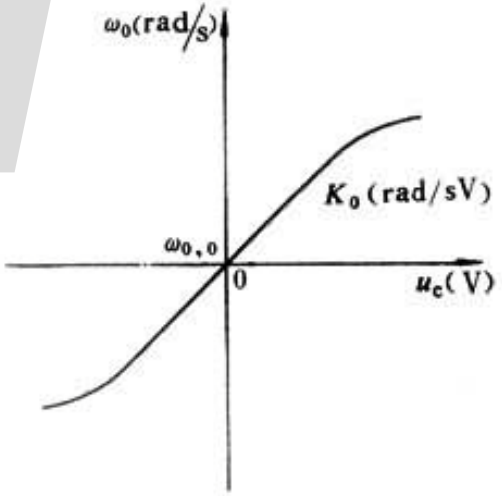



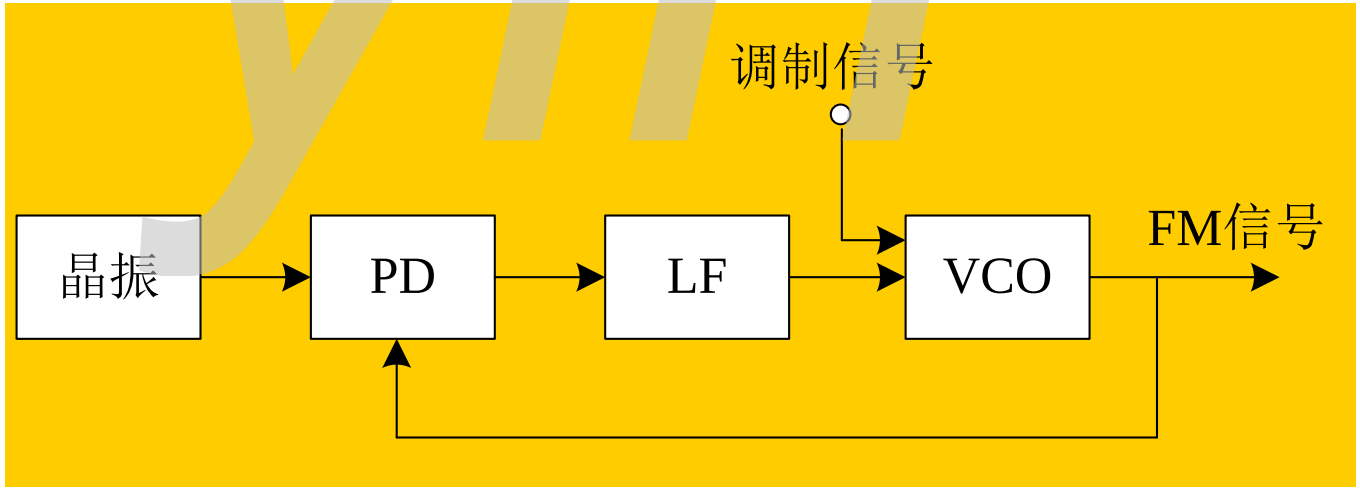

图1 压控振荡器的控制特性

- **压控振荡器式直接调频：**

  优点：可以获得较大的频偏。

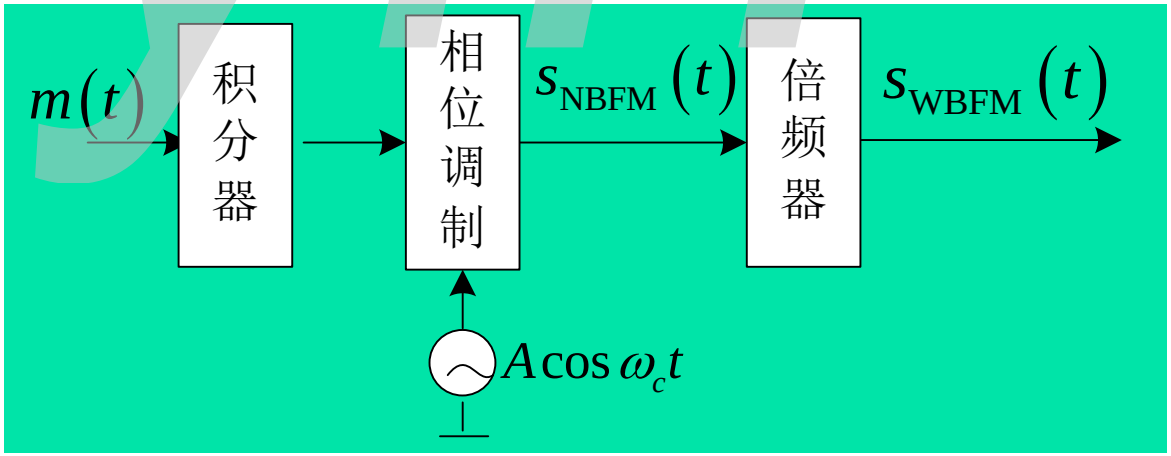
  缺点：一般频率稳定度不高

- **改进途径：采用如下锁相环（PLL）调制器**



# 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)信号。
- 方框图



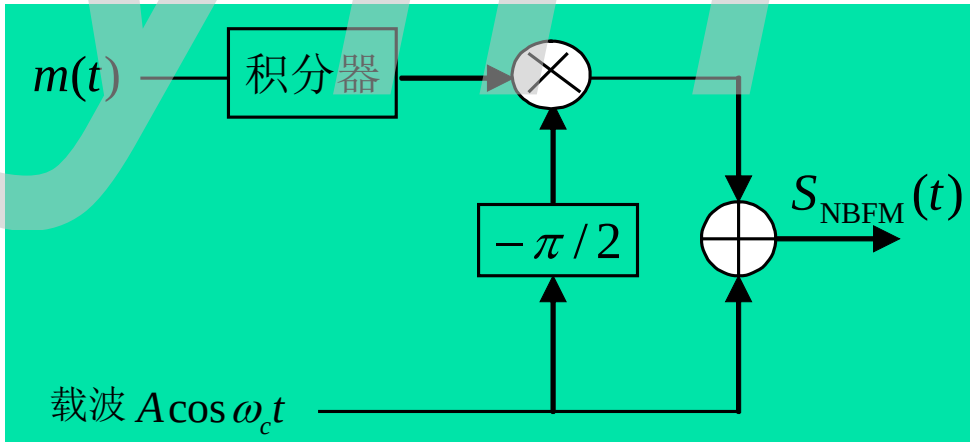
## 1. 间接法产生窄带调频信号

由窄带调频公式

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

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：



## 2. 间接法倍频：

目的：提高调频指数，获得宽带调频。

倍频器：非线性器件。

以理想平方律器件为例，其输出-输入特性为

$$s_0(t) = a s_i^2(t)$$

当输入信号为调频信号时，有

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

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

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。

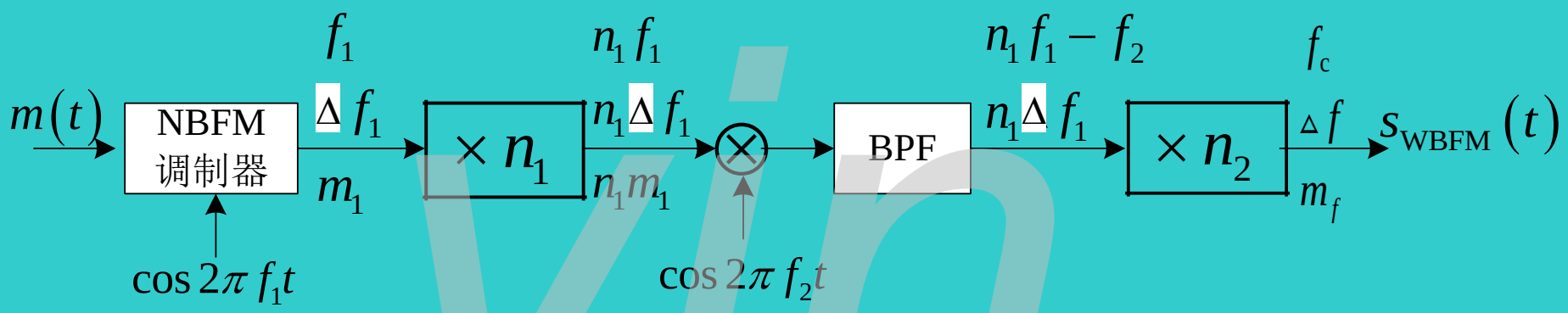
# 间接法调频实例——调频广播发射机

- 调制信号最高频率 $f_m = 15\text{kHz}$
- 间接法窄带调频
  - 间接法载频：$f_1 = 200\text{kHz}$，
  - 间接法产生的最大频偏 $\Delta f_1 = 25\ \text{Hz}$
- 发射载频在88-108 MHz频段内。
  - 调频广播要求的最终频偏 $\Delta f = 75\ \text{kHz}$，所以需要经过n次倍频，以满足最终频偏=75kHz的要求。

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

  - 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88-108MHz的要求，因此需用混频器进行下变频来解决这个问题。

## 具体方案：两次倍频




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

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

【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

$$m_1 = \frac{\Delta f_1}{f_m} = \frac{25}{15\times10^3} = 1.67\times10^{-3}$$

（2）调频发射信号的载频为

$$f_c = n_2(n_1 f_1 - f_2) = 48\times(64\times200\times10^3 - 10.9\times10^6) = 91.2\ \text{MHz}$$

(3) 最大频偏为

$$\Delta f = n_1 n_2 \Delta f_1 = 64\times48\times25 = 76.8\ kHz$$

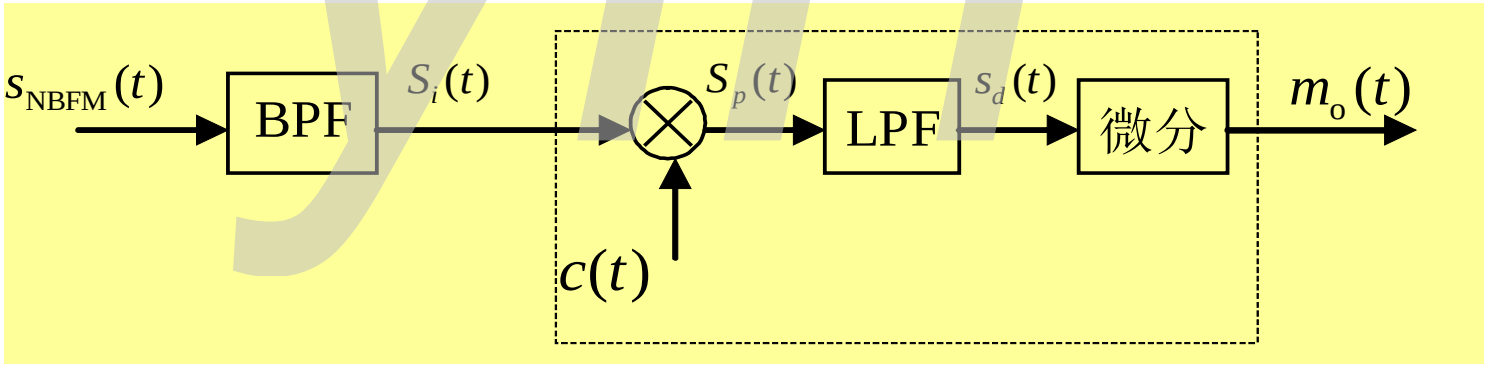
(4) 调频指数为

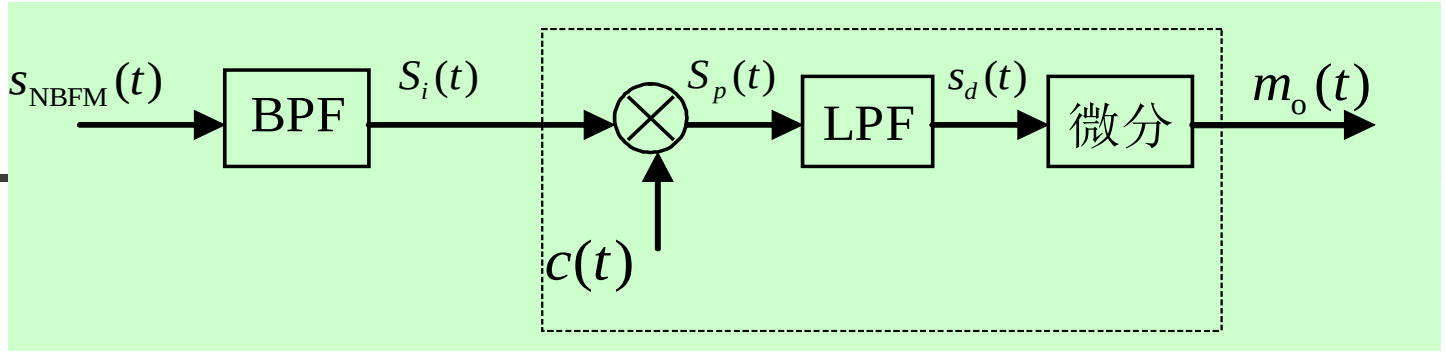
$$m_f = \frac{\Delta f}{f_m} = \frac{76.8\times10^3}{15\times10^3} = 5.12$$

# 调频信号的解调

## 调频信号的解调

- 非相干解调——适用于所有FM信号
- 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。






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

再经微分器，即得解调输出

$$m_0(t) = \frac{AK_F}{2}m(t)$$

可见，相干解调可以恢复原调制信号。

# 非相干解调

- 调频信号的一般表达式为

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

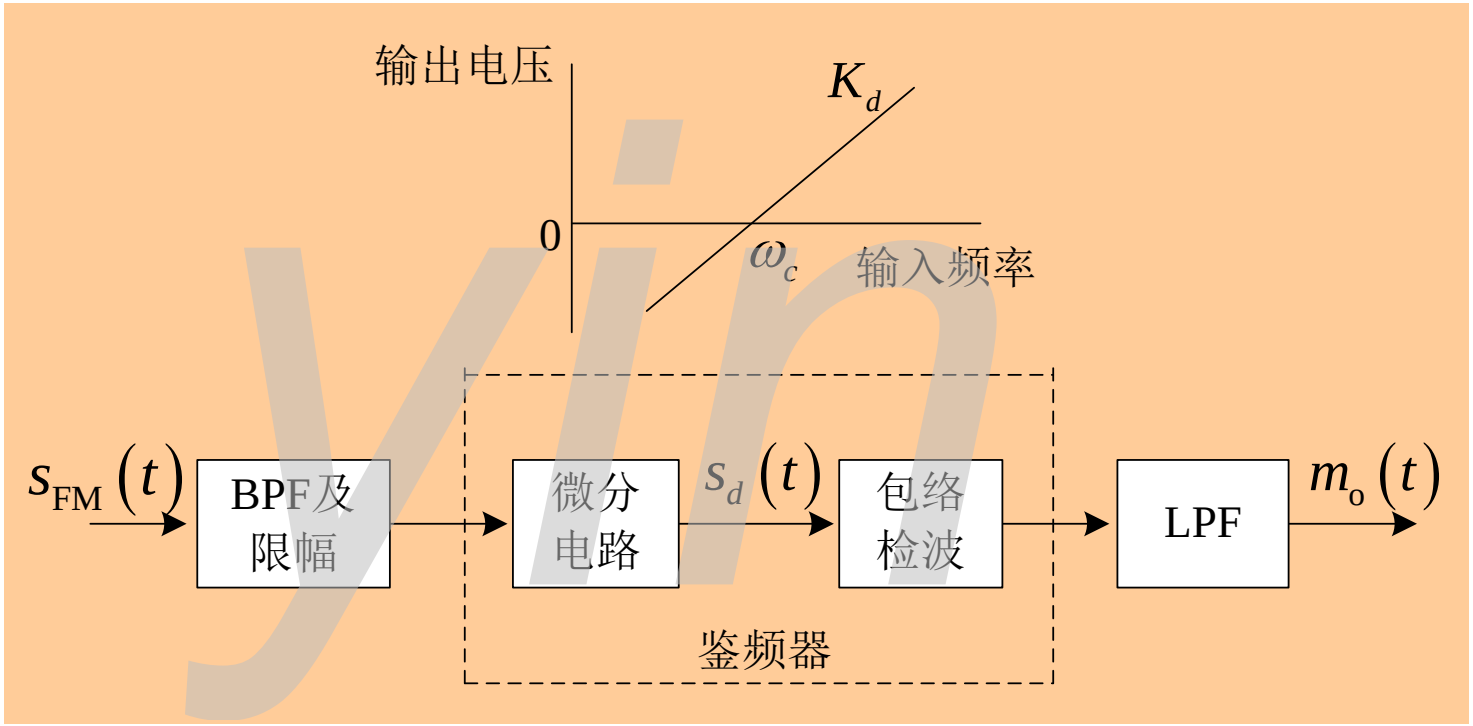
- 解调器的输出应为

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

- 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。

# 非相干解调原理

- 振幅鉴频器方框图




图中，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，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。

## 鉴频：

- 微分器：把幅度恒定的调频波$s_{\mathrm{FM}}(t)$变成幅度和频率都随调制信号$m(t)$变化的调幅调频波$s_{\mathrm{d}}(t)$，即

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

- 包络检波器：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

$$m_{\mathrm{o}}(t) = K_d K_f m(t)$$

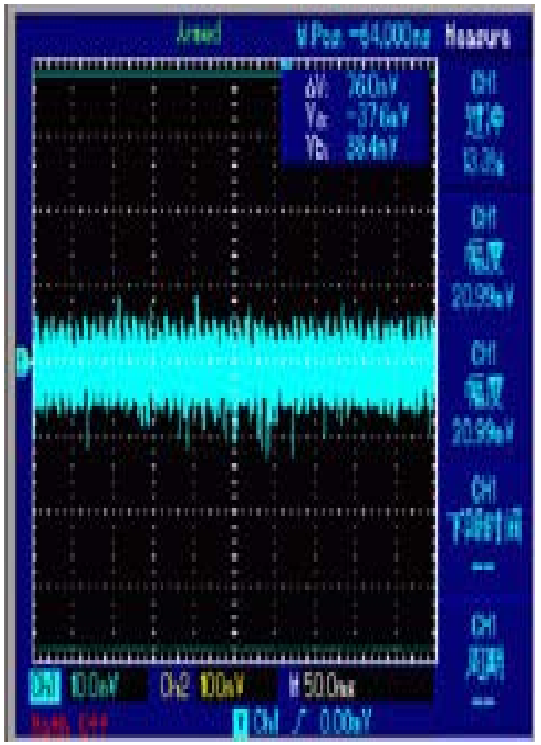
$K_d$为鉴频器灵敏度，单位为V/rad/s

# 第5章 模拟调制系统

- 5.1幅度调制（线性调制）的原理
- 5.2 线性调制系统的抗噪声性能
- 5.3 非线性调制（角度调制）原理

- **5.4 调频系统的抗噪声性能**
  - 5.4.1 分析模型与输入信噪比
  - 5.4.2 大信噪比时的调制制度增益
  - 5.4.3 小信噪比时的门限效应
  - 5.4.4 预加重和去加重

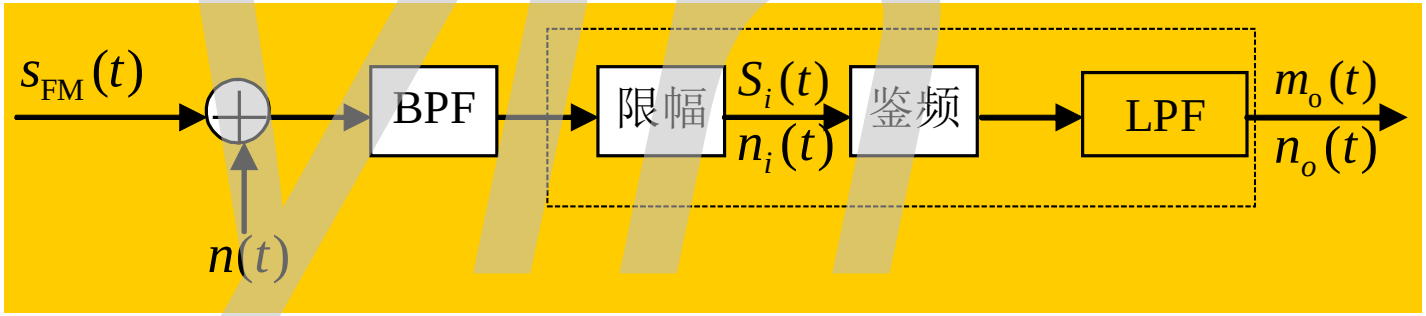
- 5.5 各种模拟调制系统的比较
- 5.6 频分复用和调频立体声



# 5.4 调频系统的抗噪声性能

## 5.4.1 分析模型与输入信噪比

- 重点讨论FM非相干解调时的抗噪声性能
- **分析模型**




n(t) —均值为零，单边功率谱密度为$n_0$的高斯白噪声

## 输入信噪比

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

故其**输入信号功率**为 $S_i=A^2/2$

**输入噪声功率**为 $N_i=n_0B_{FM}$

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

$$\frac{S_i}{N_i}=\frac{A^2}{2n_0B_{FM}}$$

# 5.4.2 大信噪比时的调制制度增益

- 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

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

# 输出噪声平均功率的计算

- **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

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

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

$$=A(t)\cos\left[\omega_c t+\psi(t)\right]$$

式中

$$A(t)=\sqrt{\left[A+n_c(t)\right]^2+n_s^{\,2}(t)}$$ — 包络

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

yin

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

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

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

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**为 $n_d(t) = K_d\dfrac{d\psi(t)}{dt} = \dfrac{K_d}{A}\dfrac{dn_s(t)}{dt}$

式中$n_s(t)$是窄带高斯噪声$n_i(t)$的正交分量。

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

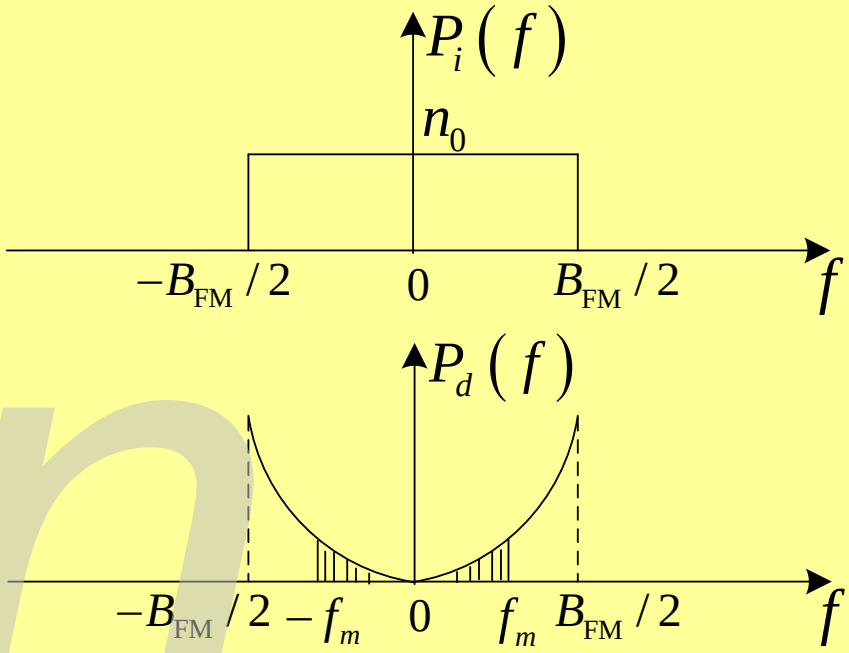
由于d$n_s(t)$/d$t$实际上就是$n_s(t)$通过理想微分电路的输出，故它的功率谱密度应等于$n_s(t)$的功率谱密度乘以理想微分电路的功率传输函数。

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

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

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，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




**鉴频器前、后的噪声功率谱密度**

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

$$= \frac{8\pi^2 K_d^2 n_0 f_m^3}{3A^2}$$

- **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

$$\frac{S_o}{N_o}=\frac{3A^2K_f^2\overline{m^2(t)}}{8\pi^2n_0f_m^3}$$

- 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：

$$\frac{S_o}{N_o}=\frac{3}{2}m_f^2\frac{A^2/2}{n_0f_m}$$

# 单音FM调制的调制制度增益

- **调制制度增益**

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

考虑在宽带调频时，信号带宽为

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

所以，上式还可以写成

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

当$m_f>>1$时有近似式

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

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$m_f$=5，则制度增益$G_{\mathrm{FM}}$=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。

# 调频系统与调幅系统的性能比较
## —大信噪比条件下

在大信噪比情况下，AM信号包络检波器的输出信噪比为

$$\frac{S_o}{N_o}=\frac{\overline{m^2(t)}}{n_0B}$$

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 $\frac{S_o}{N_o}=\frac{A^2/2}{n_0B}$

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 $\frac{S_o}{N_o}=\frac{A^2/2}{2n_0f_m}$

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

大信噪比条件下，若AM系统与FM系统在接收端的有用输入信号功率（取决于$A$）和$n_0$相同，则宽带FM解调器的输出信噪比是AM系统的$3m_f^2$倍。

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

- 例如，$m_f$=5时，宽带调频的$S_0/N_0$是调幅时的75倍。

- AM的这一优越性是以增加其传输带宽来换取的。
  - 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

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

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

当$m_f$ >> 1时，上式可近似为$B_{\mathrm{FM}} \approx m_f B_{\mathrm{AM}}$

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

故有

$$\frac{(S_{\mathrm{o}} / N_{\mathrm{o}})_{\mathrm{FM}}}{(S_{\mathrm{o}} / N_{\mathrm{o}})_{\mathrm{AM}}} = 3m_f^2$$

在上述条件下，

$$\frac{(S_{\mathrm{o}} / N_{\mathrm{o}})_{\mathrm{FM}}}{(S_{\mathrm{o}} / N_{\mathrm{o}})_{\mathrm{AM}}} = 3\left(\frac{B_{\mathrm{FM}}}{B_{\mathrm{AM}}}\right)^2$$

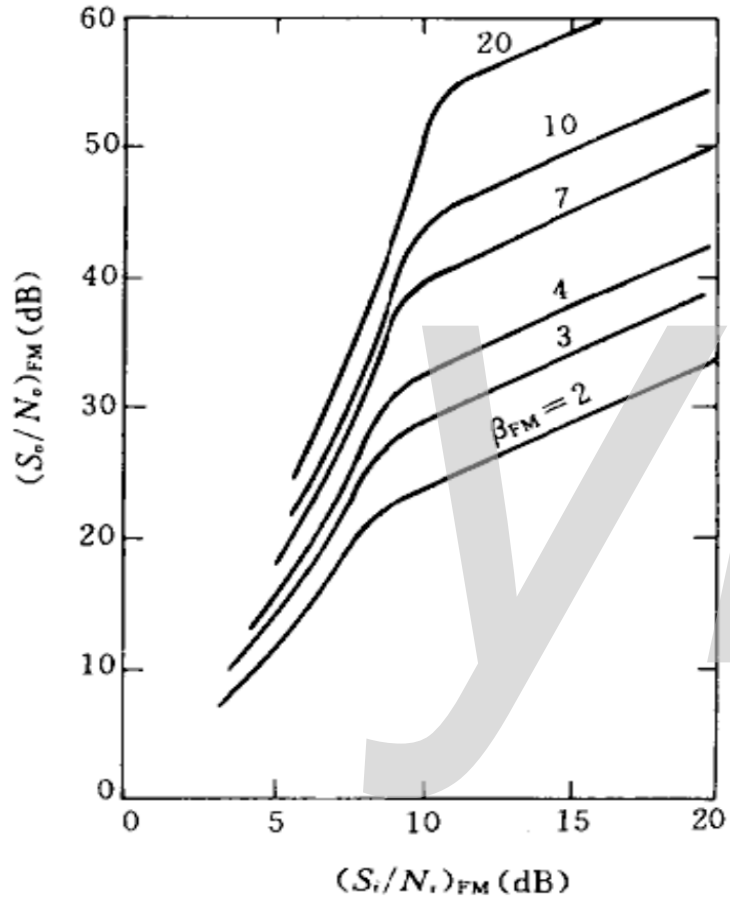
变为

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。**

**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。

# 5.4.3 小信噪比时的门限效应

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

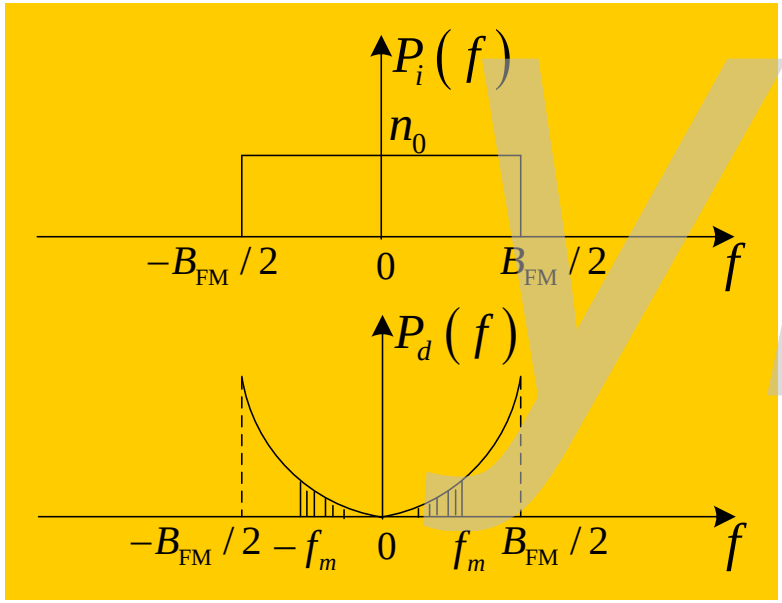



- $m_f$ 越大，门限值越高，但不同$m_f$ 的门限值差异不大，一般认为门限值为10 dB左右。
- 在门限值以上时，$(S_o/N_o)_{FM}$与$(S_i/N_i)_{FM}$呈线性关系，且$m_f$ 越大，输出信噪比的改善越明显。
- 在门限值以下时，$(S_o/N_o)_{FM}$将随$(S_i/N_i)_{FM}$的下降而急剧下降。且$m_f$ 越大，$(S_o/N_o)_{FM}$下降越快。

门限效应——单音调制时输出信噪比与输入信噪比的关系曲线

# 5.4.4 预加重和去加重

- 采用“预加重”和“去加重”技术可改善调频解调器的输出信噪比。
  - 鉴频器输出噪声功率谱随f 呈抛物线形状增大。
  - 而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。
  - 为了改善输出信噪比，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。

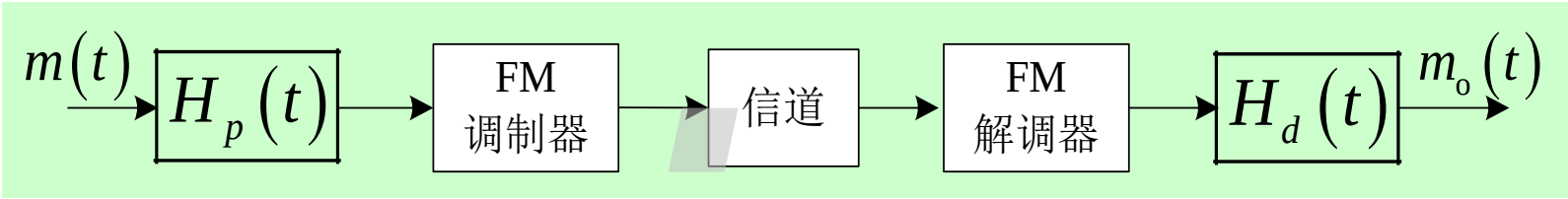


# 原理

- “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。
- 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。
- 为了使传输信号不失真，必要条件是

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

# 带有预加重和去加重的调频系统

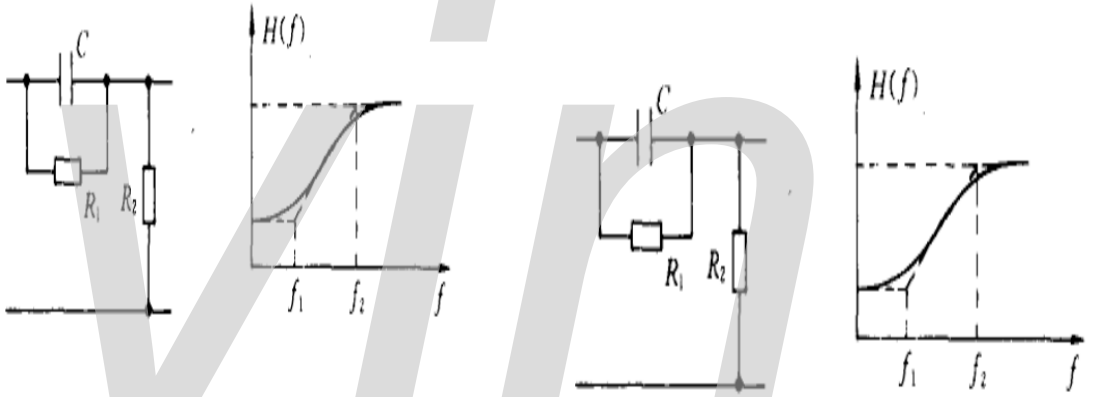



- 由于采用预加重/去加重系统的输出信号功率与没有采用预加重/去加重系统的功率相同，所以调频解调器的输出信噪比的改善程度可用加重前的输出噪声功率与加重后的输出噪声功率的比值确定，即

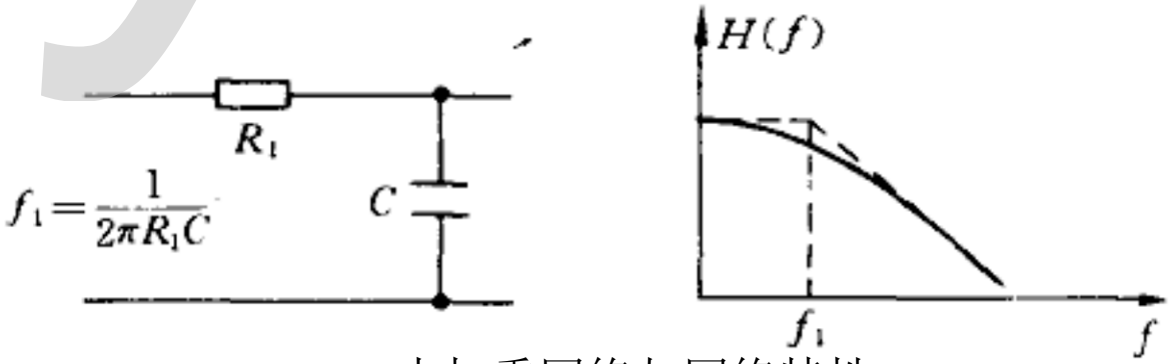
$$\gamma = \frac{\int_{-f_m}^{f_m} P_d(f)df}{\int_{-f_m}^{f_m} P_d(f)\left|H_d(f)\right|^2 df}$$

- 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。

- 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

yin

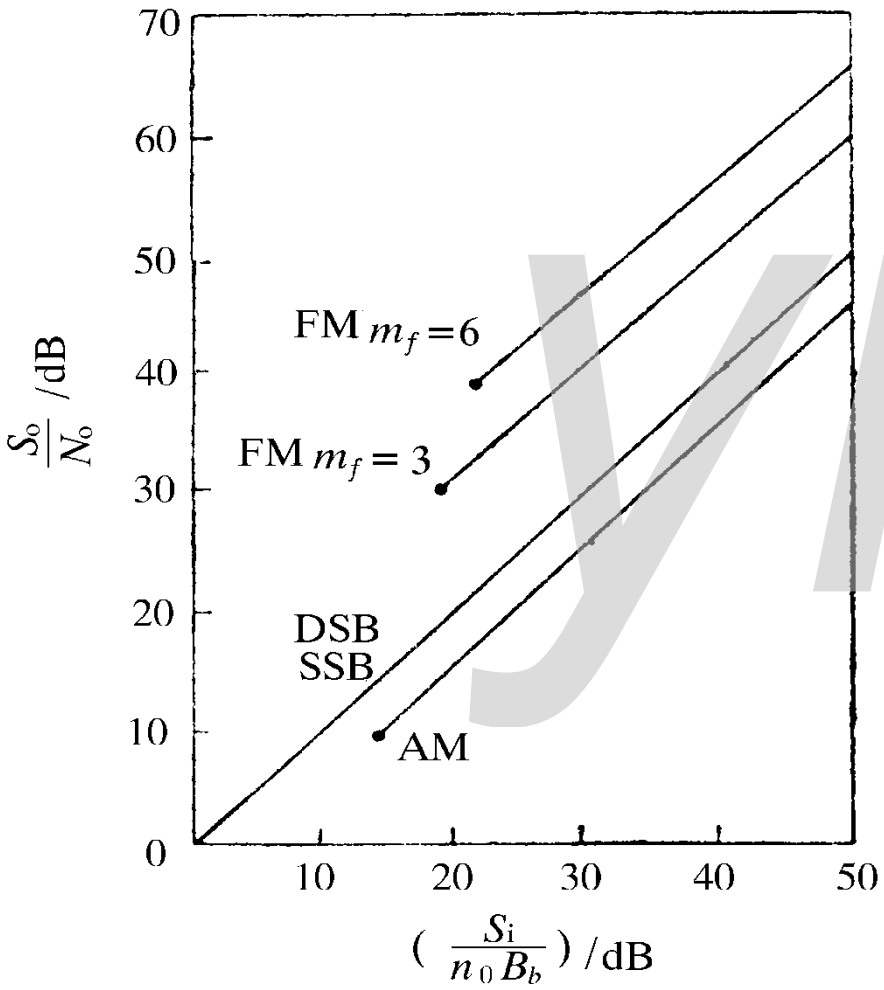
# 第5章 模拟调制系统

- 5.1 幅度调制（线性调制）的原理
- 5.2 线性调制系统的抗噪声性能
- 5.3 非线性调制（角度调制）原理
- 5.4 调频系统的抗噪声性能
- 5.5 各种模拟调制系统的比较
- 5.6 频分复用和调频立体

# 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 | $2f_m$ | $\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{AM}=\frac{1}{3}\left(\frac{S_i}{n_0 f_m}\right)$ | 简单 | 中短波无线电广播 |
| DSB | $2f_m$ | $\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{DSB}=\left(\frac{S_i}{n_0 f_m}\right)$ | 中等 | 应用较少 |
| SSB | $f_m$ | $\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{SSB}=\left(\frac{S_i}{n_0 f_m}\right)$ | 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 | $2(m_f+1)f_m$ | $\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{FM}=\frac{3}{2}m_f^2\left(\frac{S_i}{n_0 f_m}\right)$ | 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） |

# 抗噪声性能




- 各种模拟调制系统的性能曲线，图中的圆点表示门限点。
  - 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。
  - 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。

yin

# 占用带宽

- SSB的带宽最窄；

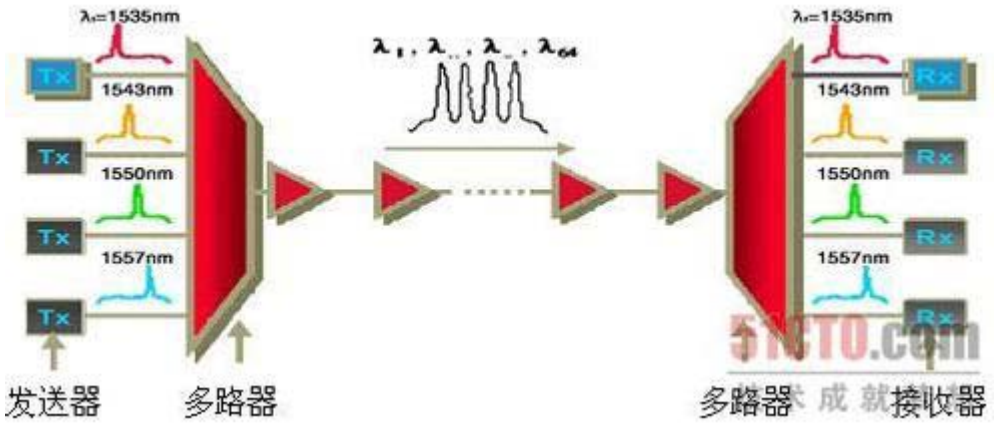
- FM占用的带宽随调频指数$m_f$的增大而增大，占用带宽最多。
  - FM是以牺牲有效性来换取可靠性的。因此， $m_f$值的选择要从通信质量和带宽限制两方面考虑。
  - 对于高质量通信（高保真音乐广播，电视伴音、双向式固定或移动通信、卫星通信和蜂窝电话系统）采用WBFM， $m_f$值选大些。
  - 对于一般通信，要考虑接收微弱信号，带宽窄些，噪声影响小，常选用$m_f$较小的调频方式。

# 特点与应用

- AM：
  - 接收设备简单<>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：
  - 功率利用率高，且带宽与AM相同<>设备较复杂。
  - 一般用于点对点专用通信。
- SSB：
  - 功率利用率高，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；<>发送和接收设备都复杂。
  - 常用于频分多路复用系统中。
- VSB：
  - 抗噪声性能和占用带宽与SSB相当。
  - 在电视广播、数传等系统中得到了广泛应用。
- FM：
  - 抗干扰能力强<>占用带宽甚大，存在门限效应
  - 广泛应用于长距离高质量的通信系统中。

# 第5章 模拟调制系统

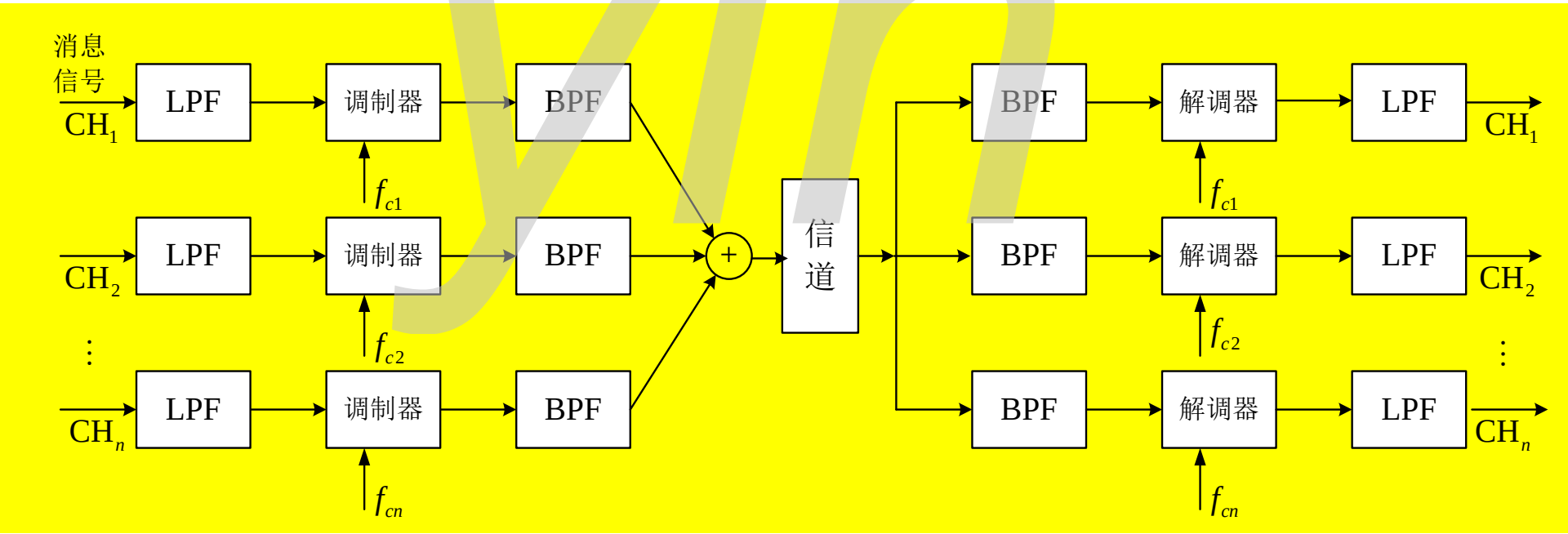
- 5.1 幅度调制（线性调制）的原理
- 5.2 线性调制系统的抗噪声性能
- 5.3 非线性调制（角度调制）原理
- 5.4 调频系统的抗噪声性能
- 5.5 各种模拟调制系统的比较
- 5.6 频分复用和调频立体声
  - 5.6.1 频分复用
  - 5.6.2 调频立体声



# 5.6 频分复用和调频立体声

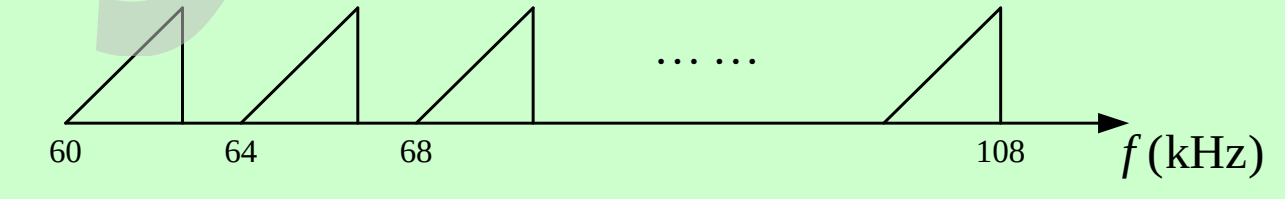
## 5.6.1 频分复用（FDM）

- **目的：**充分利用信道的频带资源，提高信道利用率
- **原理**



# 典型例子：长途载波电话群路标准（CCITT建议）

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

- 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。
  - **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。

- 由FDM的思想产生了多载波调制、OFDM以及无线蜂窝通信的FDMA、FDD等技术。

# 课外知识
# ——多路复用和多址接入技术

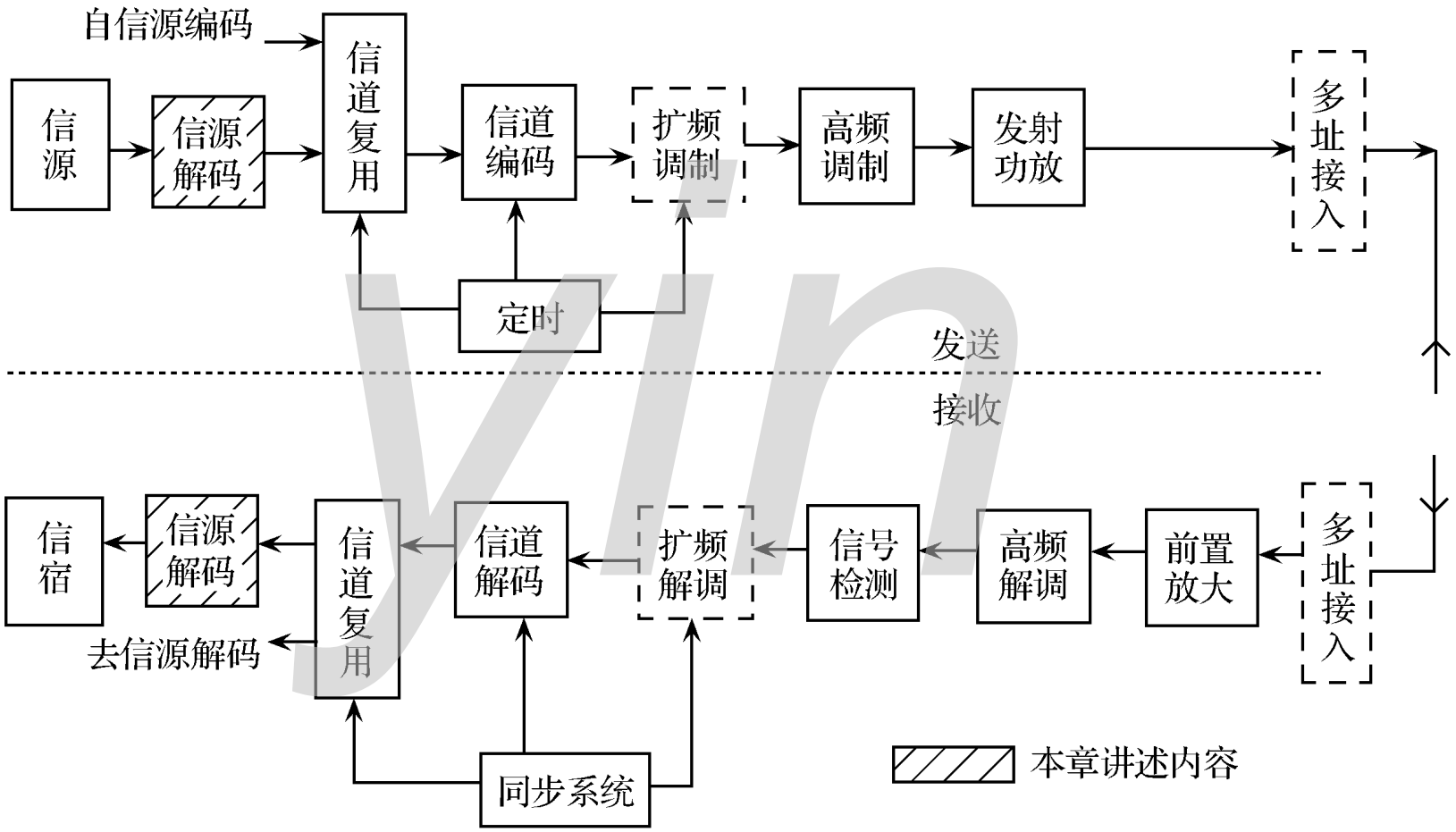
都是指对通信资源的共享，即研究共用信道和传输设备资源的方法。

1) 复用(Multiplexing)：

固定通信中，多个用户通过同一个传输设备（信道编码、调制、功放）使用同一信道资源。

2) 多址(Multiple Access)：

移动通信中，多个用户可通过各自的传输设备接入指定地址的同一信道进行通信。




# 复用与多址在通信系统中的位置（时分复用时）

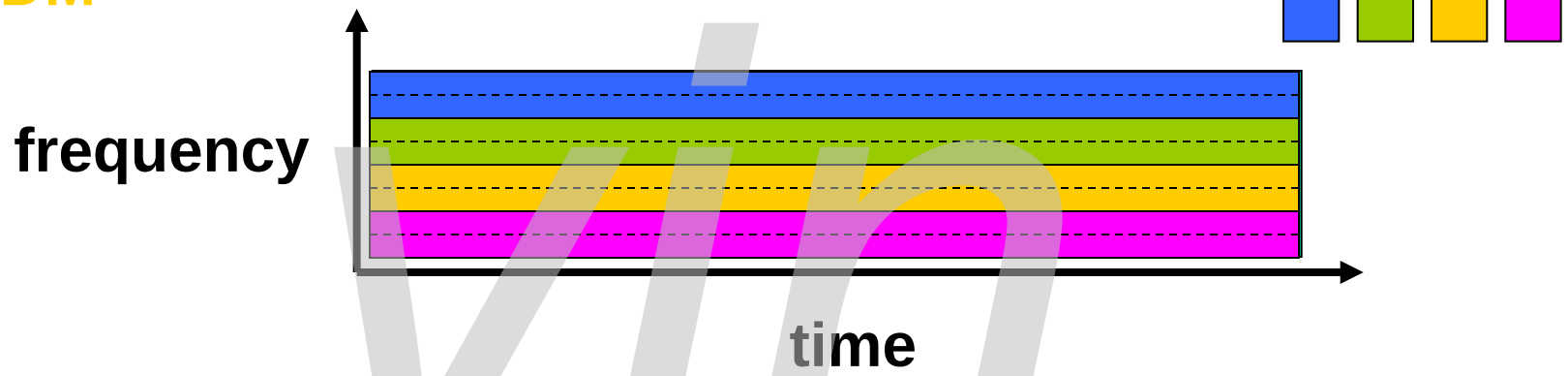
# 主要复用和多址方式

固定通信
- 频分复用(*FDM*) → 光纤通信：波分复用(*WDM*)
- 时分复用(*TDM*)

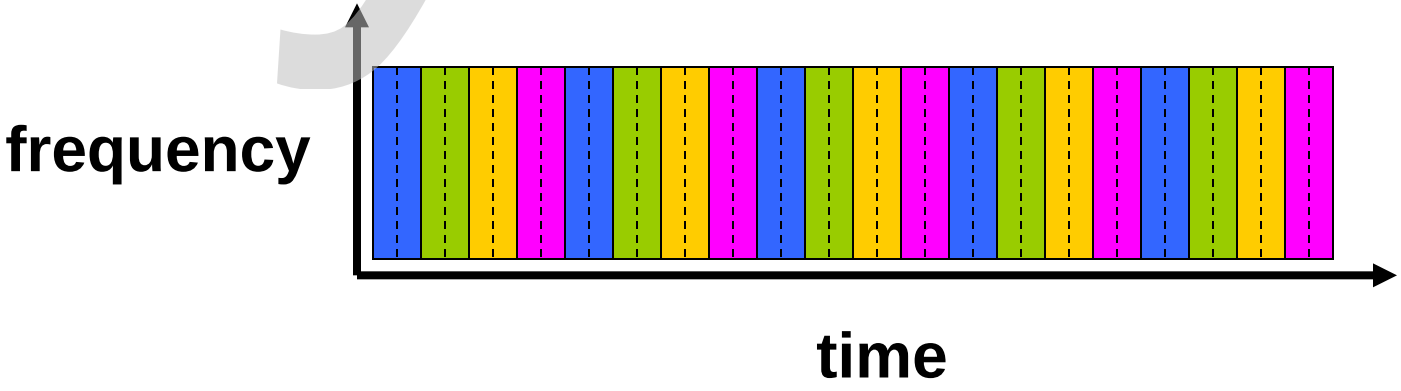
移动通信
- 频分多址(*FDMA*)
- 时分多址(*TDMA*)
- 码分多址(*CDMA*)

Example: 4 路信号

FDM

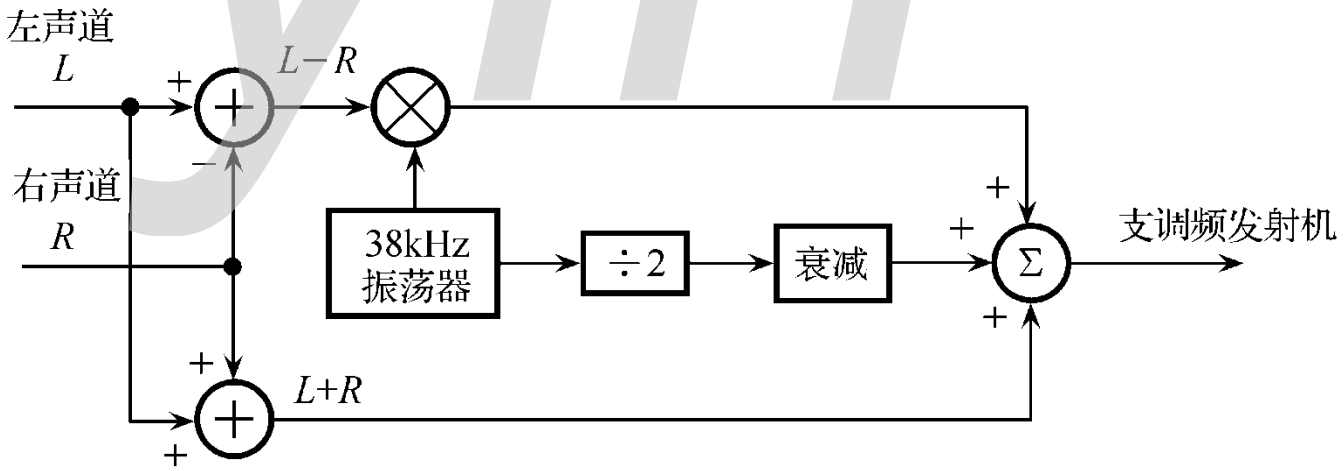



TDM

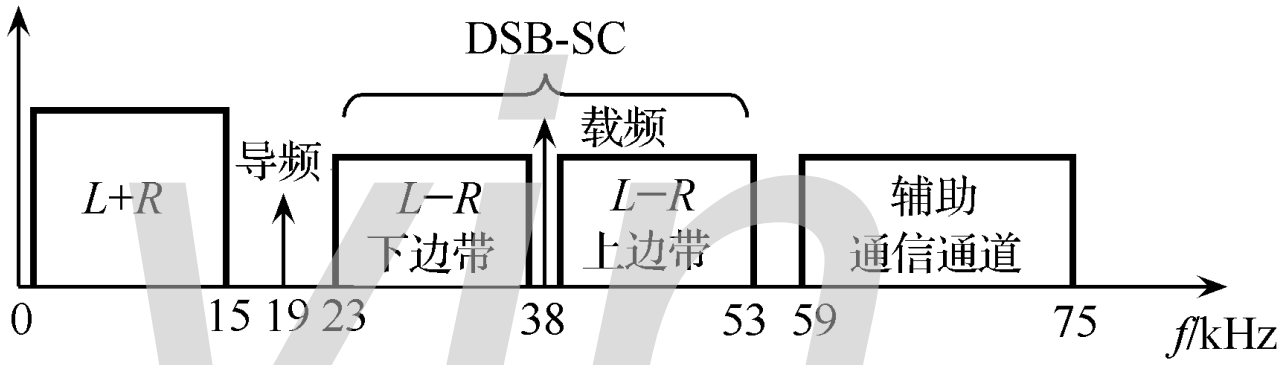


# 5.6.2 调频立体声广播
## ——模拟调制实用系统

- **调制原理：**
  - 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。

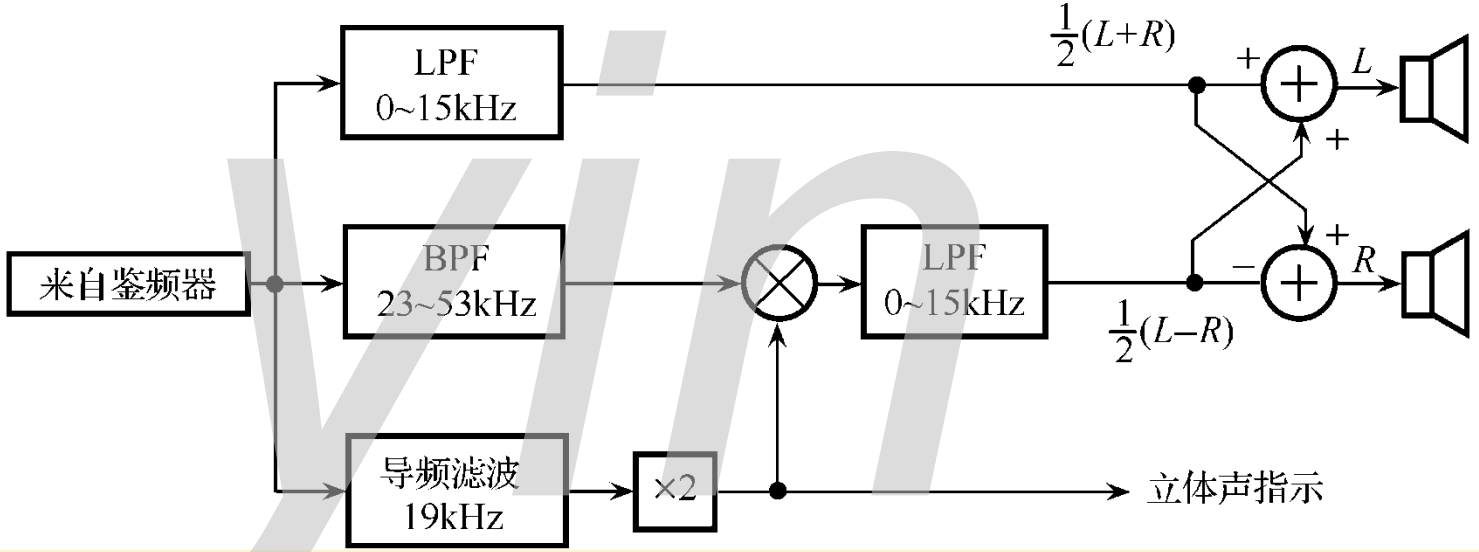


# 频谱结构




- 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。

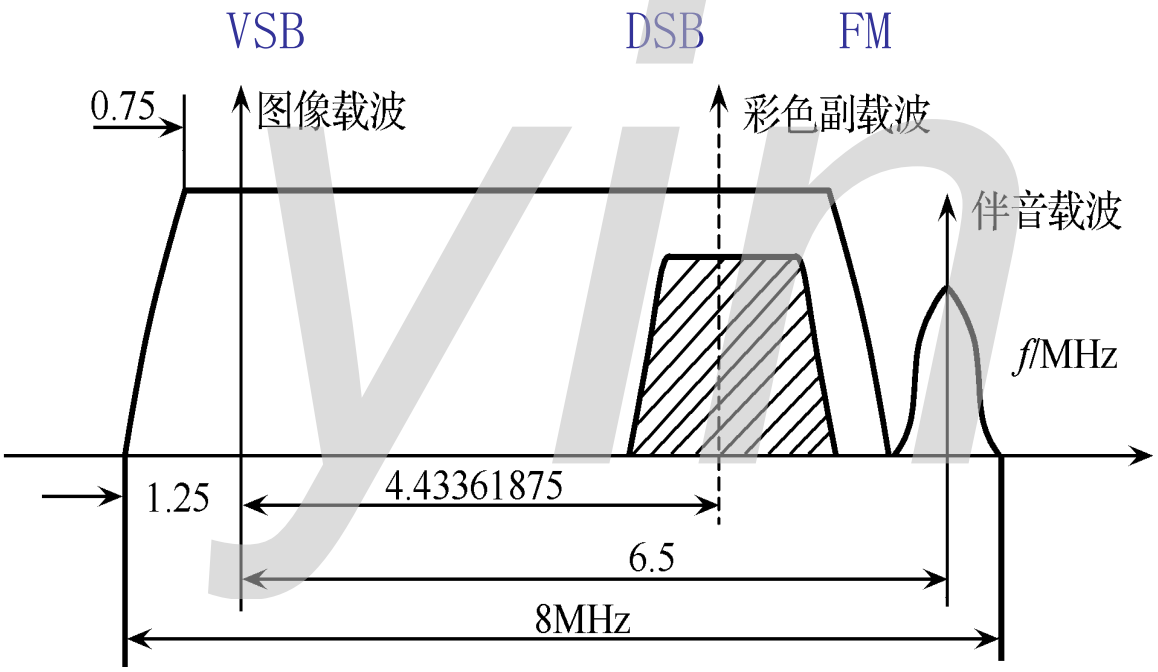
# 解调原理




- 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。

# 课外知识：

# 模拟线性调制技术的应用—彩色电视信号




彩色电视信号的频谱

# 第五章作业

- **习题：**
  - 5-1、5-3、5-4、5-10、5-16、5-17、5-19
- **讨论：**
  - 对本章的各种调制和解调方式，分别归入线性调制、非线性调制、线性解调、非线性解调，并说明分类的主要依据是什么？
  - 什么是门限效应？产生的原因和条件？
  - 从理论上解释调频比各种幅度调制抗噪声性能高的原因？

yin