

第5章 模拟调制系统

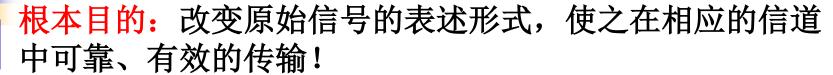
模拟调制:研究模拟信号的调制与解调方

法,包括线性调制与非线性调制。

什么是调制?

- 调制 一 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) 一调制的逆过程,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
 - 己调信号 一 被调信号受调制后称为已调信号。
- 广义调制 一 分为基带调制和带通调制。
- 狭义调制 一 仅指带通调制(载波调制)。
 - **载波** 一 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?



- 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一频分复用。

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

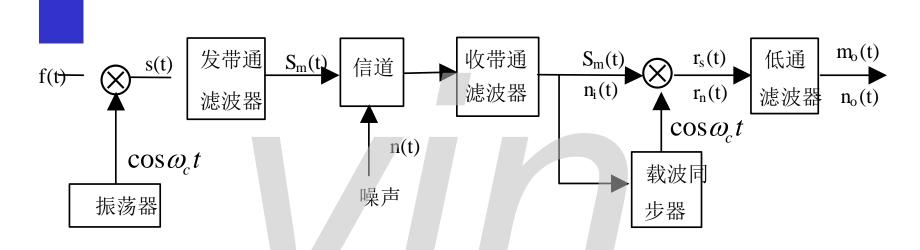
- **线性调制**:对基带信号只进行频谱位置搬移,不会改变原信号的频谱结构;能无失真的恢复出原信号。
- **非线性调制**:通过调制将改变原信号的频谱结构;能恢复出原信号,但会有失真。
- 应用: 在广播和电视系统中,广泛采用AM、DSB、FM和VSB技术。
- 模拟调制的基本思想和方法可应用于数字调制。

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

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

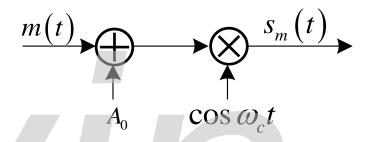
• 线性调制:

- 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)

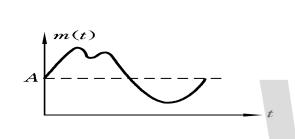
调制器模型

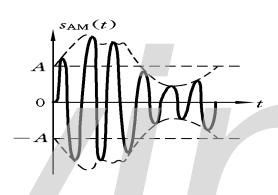


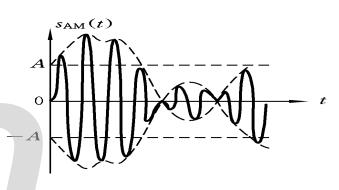
• 时域表示式

 $s_{AM}(t) = [A_0 + m(t)] \cos \omega_c t = A_0 \cos \omega_c t + m(t) \cos \omega_c t$ 式中 m(t) 一 调制信号,均值为0; A_0 一 常数,表示叠加的直流分量。







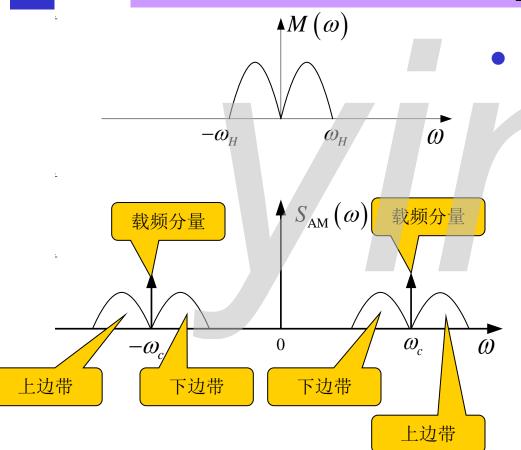


• 波形图

- 由波形可以看出,当满足条件: $|m(t)| \le A_0$ 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。

AM信号的特性

■ **带宽**: 带宽是基带信号带宽 f_H 的两倍:

$$B_{AM} = 2f_H$$

■ 功率:

当m(t)为确知信号时,

$$P_{AM} = \overline{s_{AM}^{2}(t)} = \overline{[A_{0} + m(t)]^{2} \cos^{2}\omega_{c}t}$$

$$= \overline{[A_{0}^{2}\cos^{2}\omega_{c}t + m^{2}(t)\cos^{2}\omega_{c}t + 2A_{0}m(t)\cos^{2}\omega_{c}t}$$

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
$$P_{\rm c} = A_0^2/2$$
 — 载波功率, $P_{\rm s} = \overline{m^2(t)}/2$ — 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。

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

$$\stackrel{\text{Li}}{=} m(t) = A_{\text{m}} \cos \omega_{\text{m}} t \text{ ft}, \quad \overline{m^2(t)} = A_{\text{m}}^2 / 2$$

代入上式,得到
$$\eta_{AM} = \frac{\overline{m^2(t)}}{A_0^2 + \overline{m^2(t)}} = \frac{A_m^2}{2A_0^2 + A_m^2}$$

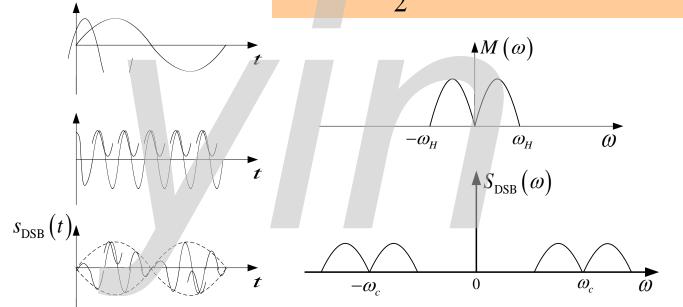
当
$$|m(t)|_{max} = A_0$$
时(100%调制),调制效率最高,这时 $\eta_{max} = 1/3$

5.1.2 双边带调制 (DSB)

时域表示式: 无直流分量 A_0 $S_{DSB}(t) = m(t) \cos \omega_c t$

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

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:

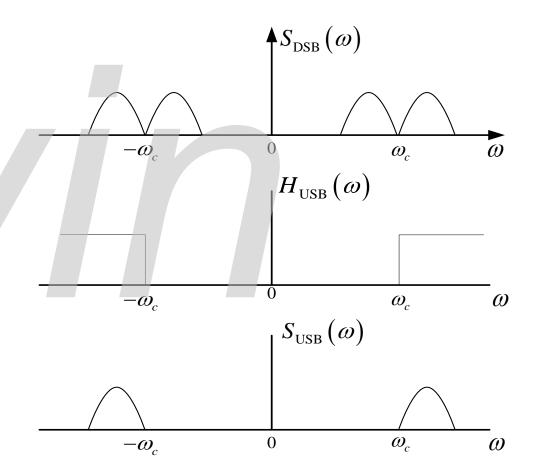
- 双边带信号的每个边带都包含了调制信号频谱M(ω)的所有频谱成分,因此仅传输其中一个边带即可。这样既节省发送功率,还可节省一半传输频带,这种方式称为单边带调制。
- · 产生SSB信号的方法有两种:滤波法和相移法。

4

滤波法及SSB信号的频域表示

SSB信号的频谱

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



• 滤波法的原理: 用边带滤波器,滤除不要的边带。

$$m(t)$$
 $S_{DSB}(t)$ $H(\omega)$ $S_{SSB}(t)$ 载波 $c(t)$

- H(ω)为单边带滤波器的传输函数。
 - 若H(ω)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(ω)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:

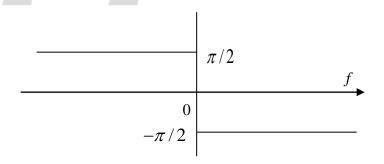
是:
$$H(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t)e^{-j\omega t}dt = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{t} e^{-j\omega t}dt = \begin{cases} -j, \omega > 0 \\ 0, \omega = 0 = -j \cdot \text{sgn}(\omega) \\ j, \omega < 0 \end{cases}$$

有:

$$|H(f)| = 1$$

H(f) 所对应的相位特性是:

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



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 $\pi/2$



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

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

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, "一"表示上边带信号, "+"表示下边带信号。



上式中 $A_{\rm m}\sin\omega_{\rm m}t$ 是 $A_{\rm m}\cos\omega_{\rm m}t$ 的希尔伯特变换(相移 $\pi/2$),记为" ^ ",则有

$$A_m \cos \omega_m t = A_m \sin \omega_m t$$

这样,上式可以改写为

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

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:

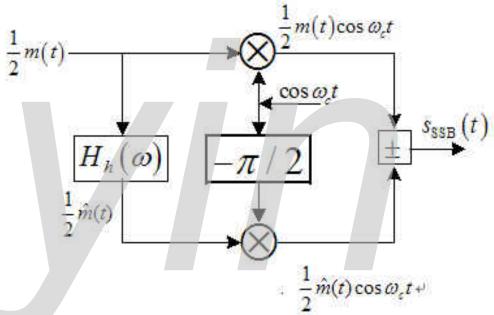
$$s_{SSB}(t) = \frac{1}{2}m(t)\cos\omega_c t \mp \frac{1}{2}\hat{m}(t)\sin\omega_c t$$

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



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。

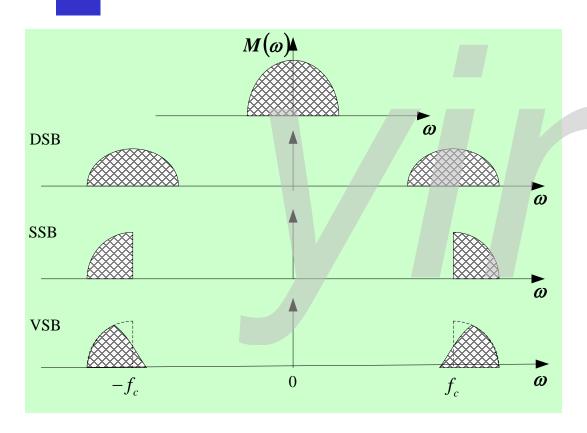


SSB的特点

- 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。

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。

$$\frac{m(t)}{}$$
 \otimes $S_{DSB}(t)$ $H(\omega)$ $S_{SSB}(t)$ 载波 $c(t)$

- ◆ 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

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

4

3. VSB解调原理 & 对VSB滤波器特性的要求

$$S_{\text{VSB}}(t)$$

$$C(t) = 2\cos \omega_c t$$

$$LPF \qquad S_d(t)$$

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

根据频域卷积定理可知,乘积 $s_p(t)$ 对应的频谱为

$$S_{p}(\omega) = [S_{VSB}(\omega + \omega_{c}) + S_{VSB}(\omega - \omega_{c})]$$



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

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

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

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

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

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



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

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**:

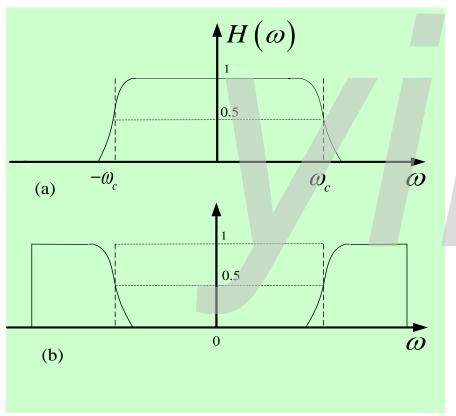
$$H(\omega + \omega_c) + H(\omega - \omega_c) = \text{ \text{\times}} \ |\omega| \le \omega_H$$

式中, ω_{H} - 调制信号的截止角频率。

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



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



■ VSB滤波器特性的两种形

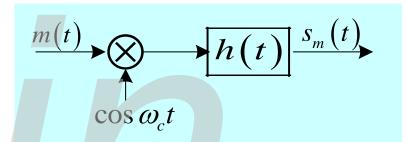
- ◆残留"部分上边带"的滤 波器特性:图(a)
- ◆残留"部分下边带"的滤 波器特性:图(b)



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

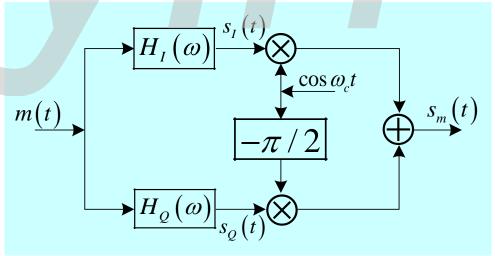
$$s_m(t) = s_I(t) \cos \omega_c t + s_Q(t) \sin \omega_c t$$

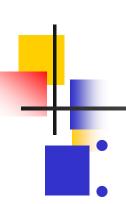
式中

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

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

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

$$S_{m}(t) \longrightarrow S_{p}(t) \longrightarrow C(t) = \cos \omega_{c} t$$

$$LPF \longrightarrow S_{d}(t) \longrightarrow C(t) = \cos \omega_{c} t$$

- 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 $s_{\rm I}(t)$ 是m(t)通过一个全通滤波器 $H_{\rm I}(\omega)$ 后的结果,故上式中的 $s_{\rm d}(t)$ 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。
$$AM信号 R - C A_0 + m(t)$$

■ 原理:

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

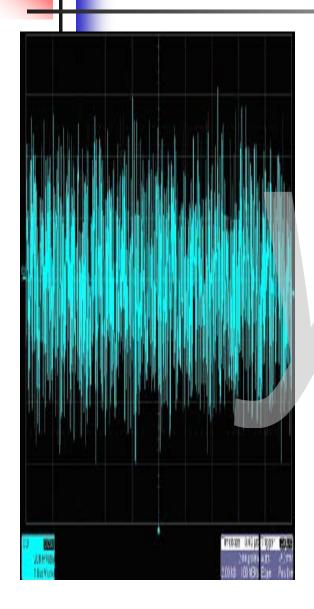
选择RC满足
$$f_H << 1/RC << f_c$$

式中fu一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

$$S_m(t)$$
 带通 $S_m(t)$ 解调器 $m_o(t)$ $n_o(t)$

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



 $n_{i}(t)$ 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 一 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n₀,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

$$\frac{S_{o}}{N_{o}} = \frac{m_{o}^{2}(t)}{m_{o}^{2}(t)}$$
解调器输出噪声的平均功率
$$= \frac{m_{o}^{2}(t)}{n_{o}^{2}(t)}$$

■ 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
$$G = \frac{S_0/N_0}{S_i/N_i}$$

■ 式中输入信噪比 S_i / N_i 为:

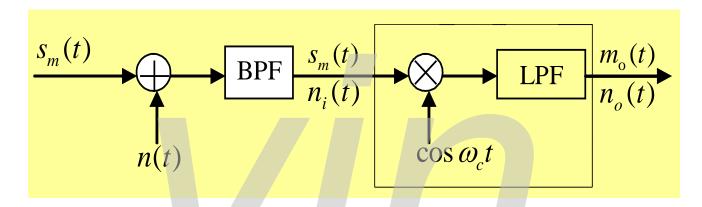
$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{\text{解调器输入已调信号的平均功率}}{\text{解调器输入噪声的平均功率}} = \frac{s_m^2(t)}{n_i^2(t)}$$

- **■** *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

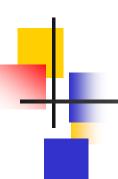


由于是线性系统,所以可以分别计算解调器输出的信号功率和噪声功率。

◆输入信号功率计算

解调器输入信号平均功率为

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



◆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

$$m_{\rm o}(t) = \frac{1}{2}m(t)$$

因此,解调器**输出端的有用信号功率**为

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



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

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

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

经低通滤波器后,解调器最终的输出噪声为

$$n_{\rm o}(t) = \frac{1}{2}n_{\rm c}(t)$$

故输出噪声功率为

$$N_{\rm o} = \overline{n_{\rm o}^2(t)} = \frac{1}{4} \overline{n_{\rm c}^2(t)}$$

或写成

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

→ 信噪比计算

□输入信噪比

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

□输出信噪比

$$\frac{S_{o}}{N_{o}} = \frac{\frac{1}{4}\overline{m^{2}(t)}}{\frac{1}{4}N_{i}} = \frac{\overline{m^{2}(t)}}{n_{o}B}$$

◆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。



输出噪声功率 $N_o = \frac{1}{4}N_i = \frac{1}{4}n_0B$

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

$$S_{i} = \overline{s_{m}^{2}(t)} = \frac{1}{4} \overline{[m(t)\cos\omega_{c}t \mp \hat{m}(t)\sin\omega_{c}t]^{2}} = \frac{1}{4} [\frac{1}{2} \overline{m^{2}(t)} + \frac{1}{2} \overline{\hat{m}^{2}(t)}]$$

因病的幅度相同, 所以具有相同的平均功率, 故有

• 输出信号功率

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

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

$$m_{\rm o}(t) = \frac{1}{4}m(t)$$

因此,输出信号平均功率

$$S_{\rm o} = \overline{m_{\rm o}^2(t)} = \frac{1}{16} \overline{m^2(t)}$$



信噪比

- SSB解调器的输入信噪比为
- SSB解调器的输出信噪比为

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

$$\frac{S_{o}}{N_{o}} = \frac{\frac{1}{16}\overline{m^{2}(t)}}{\frac{1}{4}n_{0}B} = \frac{\overline{m^{2}(t)}}{4n_{0}B}$$

• 调制制度增益

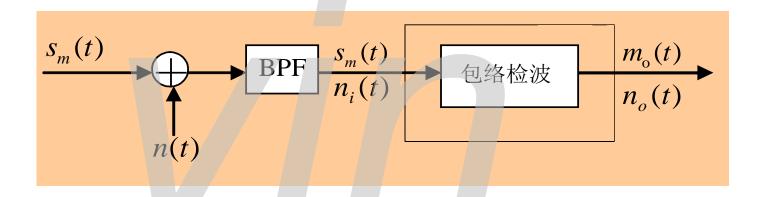
$$G_{SSB} = \frac{S_{o}/N_{o}}{S_{i}/N_{i}} = 1$$

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 解调器输入噪声为

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

则解调器输入的信号功率和噪声功率分别为

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

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

输入信噪比为
$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{A_0^2 + \overline{m^2(t)}}{2n_0 B}$$



• 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

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

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

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

可以简化为

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

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

$$\approx [A_0 + m(t)] \left[1 + \frac{2n_c(t)}{A_0 + m(t)} \right]^{\frac{1}{2}} \qquad (1+x)^{\frac{1}{2}} \approx 1 + \frac{x}{2} , \quad \text{if } <<1$$

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



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

$$N_{\rm o} = \overline{n_c^2(t)} = \overline{n_i^2(t)} = n_0 B$$

□输出信噪比

$$\frac{S_{\rm o}}{N_{\rm o}} = \frac{\overline{m^2(t)}}{n_0 B}$$

◆ 调制制度增益

$$G_{AM} = \frac{S_{o}/N_{o}}{S_{i}/N_{i}} = \frac{2\overline{m^{2}(t)}}{A_{o}^{2} + \overline{m^{2}(t)}}$$

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

- 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} 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:

$$R(t) = \sqrt{n_c^2(t) + n_s^2(t)}$$

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

因为 $R(t) >> [A_0 + m(t)]$ 所以,可以把E(t)进一步近似:

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

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

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

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

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。



- 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)

4

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:

$$\omega(t) = d[\omega_c t + \varphi(t)]/dt = \omega_c + d\varphi(t)/dt$$

◆ 瞬时频偏:d $\varphi(t)$ /dt



• 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

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

- \bullet 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

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

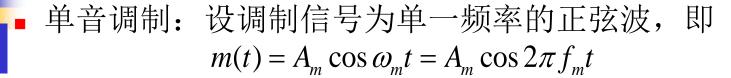
PM与 FM的区别

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

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

■ 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PM:

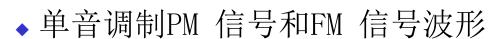
$$s_{\text{PM}}(t) = A\cos[\omega_c t + K_p A_m \cos \omega_m t] = A\cos[\omega_c t + m_p \cos \omega_m t]$$

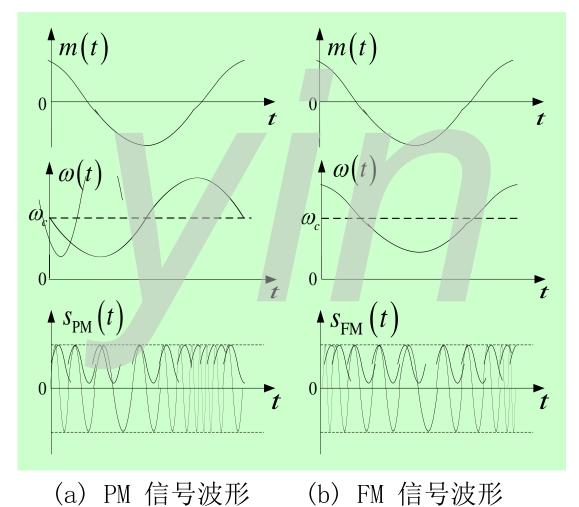
- 调相指数: $m_p = K_p A_m$, 表示最大的相位偏移。
- 单音调制FM:

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

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

- 最大角频偏 : $\Delta \omega = K_f A_m$
- 最大频偏: $\Delta f = m_f \cdot f_m$





4

• FM与PM之间的关系

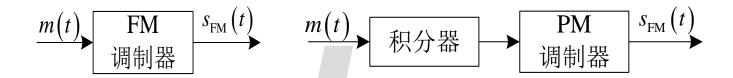
■ 由于频率和相位之间存在微分与积分的关系,所以FM与PM之间 是可以相互转换的。

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

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

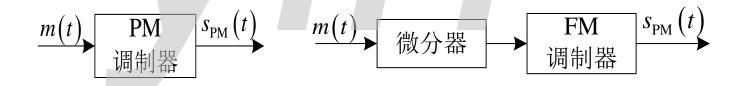
- ◆如果将调制信号先微分,而后进行调频,则得到的是调相波, 这种方式叫间接调相;
- ◆ 如果将调制信号先积分,而后进行调相,则得到的是调频波, 这种方式叫间接调频。
- FM实用较多,以下主要讨论FM。





(a) 直接调频

(b) 间接调频



(c) 直接调相

(d) 间接调相

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。**

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

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

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

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

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



NBFM的频域表示式

利用以下傅里叶变换对 $m(t) \Leftrightarrow M(\omega)$ $\cos \omega_c t \Leftrightarrow \pi[\delta(\omega + \overline{\omega_c}) + \delta(\omega - \omega_c)]$ $\sin \omega_c t \Leftrightarrow j\pi [\delta(\omega + \omega_c) - \delta(\omega - \omega_c)]$ $\int m(t)dt \Leftrightarrow \frac{M(\omega)}{j\omega} \qquad (设m(t)的均值为0)$ $\left[\int m(t)dt\right] \sin \omega_c t \Leftrightarrow \frac{1}{2} \left[\frac{M(\omega + \omega_c)}{\omega + \omega_c} - \frac{M(\omega - \omega_c)}{\omega - \omega_c} \right]$ 可得NBFM信号的频域表达式

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

NBFM和AM信号频谱的比较

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

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

- 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/(ω ω_c)]和
 [1/(ω + ω_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。

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

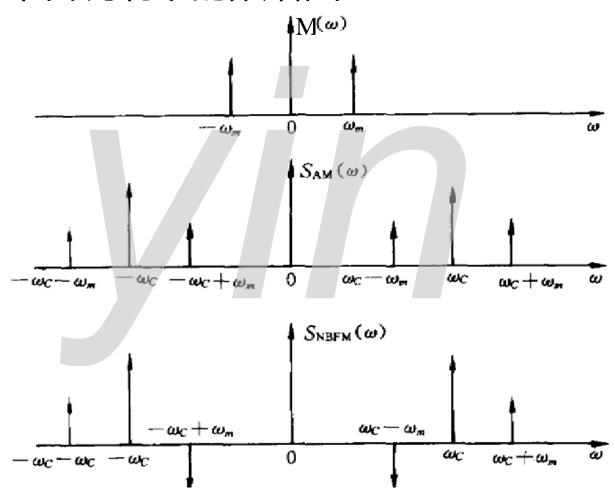
$$\begin{split} s_{NBFM}(t) &\approx A \cos \omega_c t - [AK_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau] \sin \omega_c t \\ &= A \cos \omega_c t - AA_m K_f \frac{1}{\omega_m} \sin \omega_m t \sin \omega_c t \\ &= A \cos \omega_c t + \frac{AA_m K_F}{2\omega_m} \left[\cos(\omega_c + \omega_m) t - \cos(\omega_c -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

AM信号为

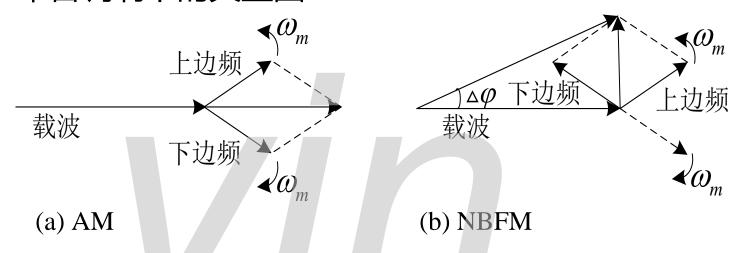
$$s_{AM} = (A + A_m \cos \omega_m t) \cos \omega_c t = A \cos \omega_c t + A_m \cos \omega_m \cos \omega_c t$$
$$= A \cos \omega_c t + \frac{A_m}{2} \left[\cos(\omega_c + \omega_m)t + \cos(\omega_c - \omega_m)t \right]$$

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



■ 单音调制下的矢量图



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

这正是两者的本质区别。

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



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,

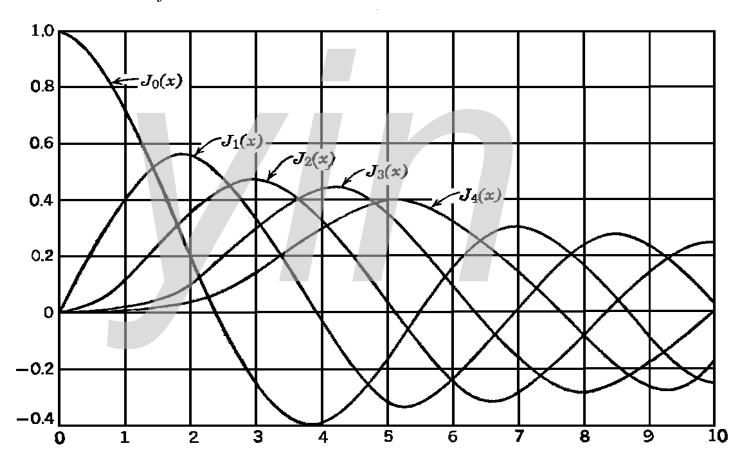
$$\cos(m_f \sin \omega_m t) = J_0(m_f) + \sum_{n=1}^{\infty} 2J_{2n}(m_f) \cos 2n\omega_m t$$

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

式中 $J_n(m_f)$ - 第一类n阶贝塞尔函数



• $J_n(m_f)$ 曲线





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

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

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

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

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

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

宽带调频信号的频域表达式

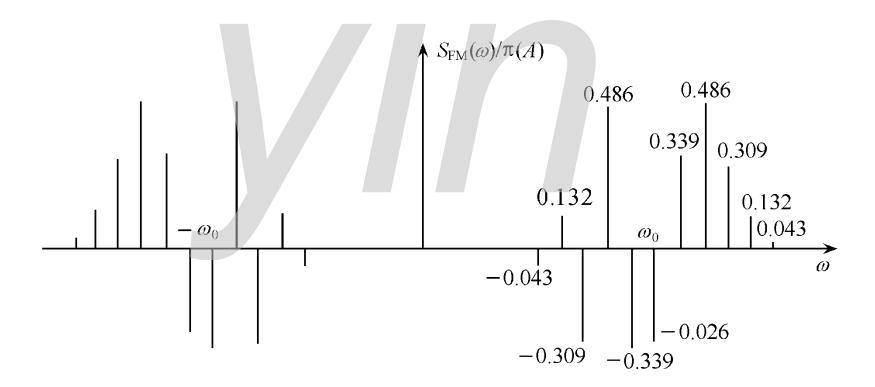
对上式进行傅里叶变换,即得FM信号的频域表达式

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



宽带调频信号的频谱

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





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

讨论:

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

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 $m_f \ge 1$ 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**)

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

 \blacksquare 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 Δf 与 f_m 之比。
 - 例如,调频广播中规定的最大频偏 Δf 为75kHz,最高调制频率 f_m 为15kHz,故调频指数 m_f = 5,由上式可计算出此FM信号的 频带宽度为180kHz。

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

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

$$P_{FM} = \frac{A^2}{2} = P_c$$

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。

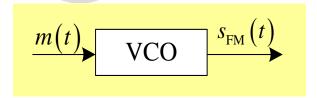
5.3.4 调频信号的产生与解调

• 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



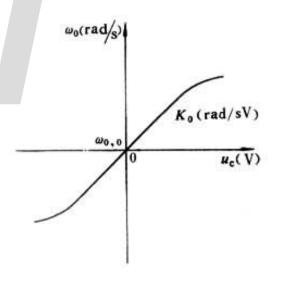


图1 压控振荡器的控制特性

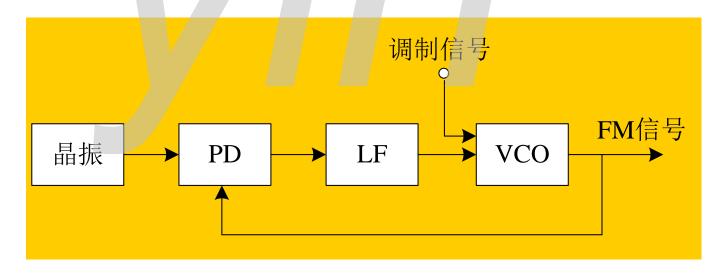


■ 压控振荡器式直接调频:

优点:可以获得较大的频偏。

缺点:一般频率稳定度不高

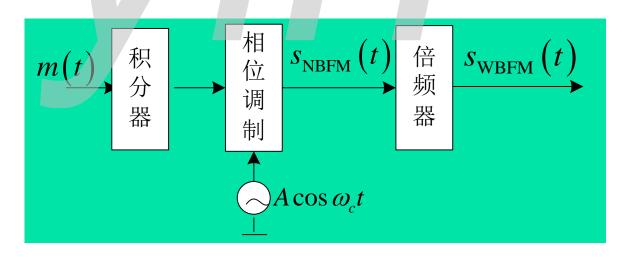
■ 改进途径:采用如下锁相环 (PLL) 调制器



• 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



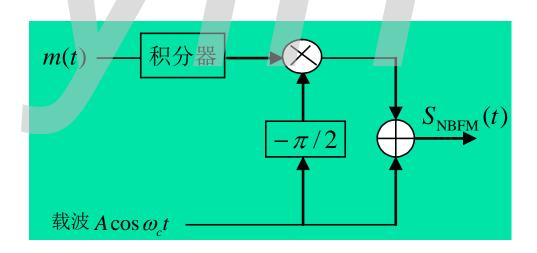
→ 1. 间接法产生窄带调频信号

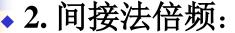
由窄带调频公式

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

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:





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

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

当输入信号为调频信号时,有
$$s_i(t) = A\cos[\omega_c t + \varphi(t)]$$

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

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

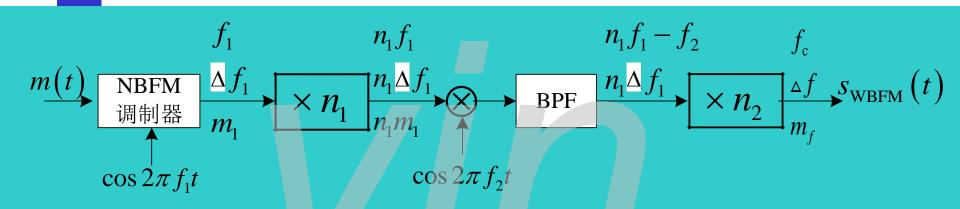
- 调制信号最高频率 $f_{m} = 15 \text{kHz}$
- 间接法窄带调频
 - 间接法载频: f₁ = 200kHz,
 - 间接法产生的最大频偏 $\Delta f = 25 \text{ Hz}$
- 发射载频在88-108 MHz频段内。
 - 调频广播要求的最终频偏 Δ f =75 kHz, 所以需要经过 n次倍频,以满足最终频偏=75kHz的要求。

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

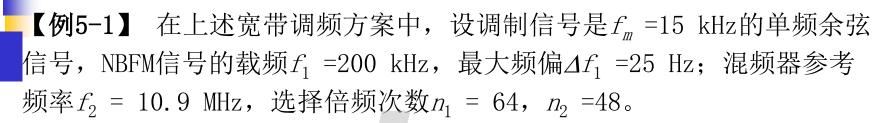
■ 但是, 倍频器在提高相位偏移的同时, 也使载波频率提高了, 倍频后新的载波频率(nf₁)高达600MHz, 不符合88-108MHz的要求, 因此需用混频器进行下变频来解决这个问题。

-

◆ 具体方案: 两次倍频



$$f_c = n_2(n_1 f_1 - f_2)$$
$$\Delta f = n_1 n_2 \Delta f_1$$



- (1) 求NBFM信号的调频指数;
- (2) 求调频发射信号(即WBFM信号)的载频、最大频偏和调频指数。

【解】(1)NBFM信号的调频指数为

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

(2) 调频发射信号的载频为

$$f_c = n_2(n_1f_1 - f_2) = 48 \times (64 \times 200 \times 10^3 - 10.9 \times 10^6) = 91.2 \text{ MHz}$$
(3) 最大频偏为

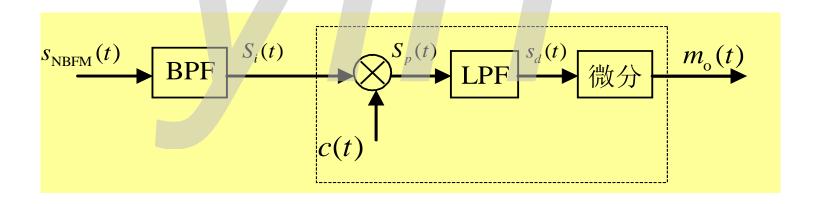
$$\Delta f = n_1 n_2 \Delta f_1 = 64 \times 48 \times 25 = 76.8 \text{ kHz}$$

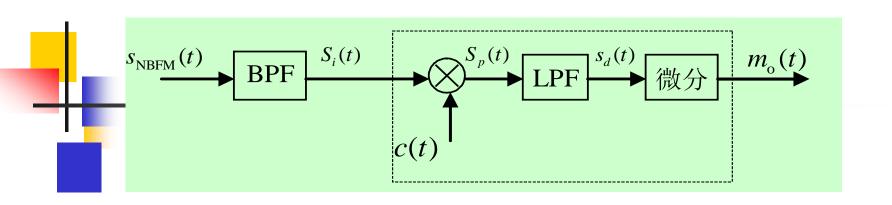
(4) 调频指数为
$$m_f = \frac{\Delta f}{f_m} = \frac{76.8 \times 10^3}{15 \times 10^3} = 5.12$$



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

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

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

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

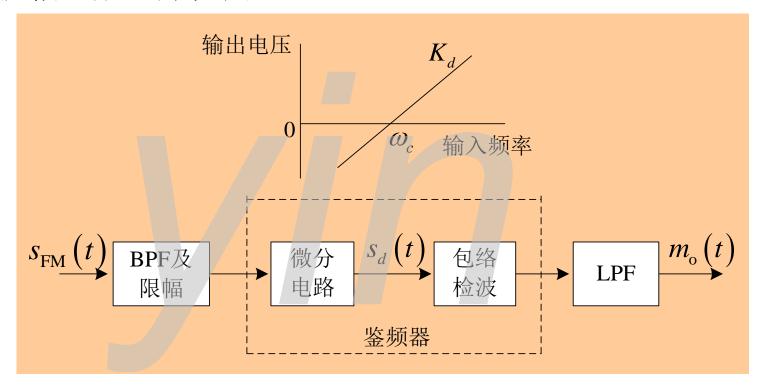
• 解调器的输出应为

$$m_{\rm o}(t) \propto K_f m(t)$$

- 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 $s_{FM}(t)$ 变成幅度和频率都随调制信号m(t)变化的调幅调频波 $s_{d}(t)$,即

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

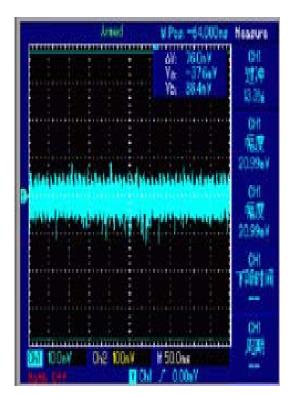
包络检波器:将其幅度变化检出并滤去直流,再经低通滤波后即得解调输出

$$m_{o}(t) = K_{d}K_{f}m(t)$$

 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

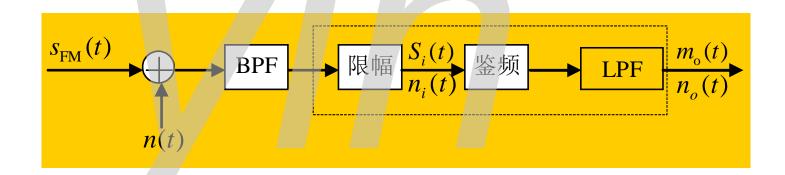




5.4 调频系统的抗噪声性能

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) 一均值为零,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

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

故其**输入信号功率**为 $S_i = A^2/2$

$$S_i = A^2 / 2$$

输入噪声功率为 $N_i = n_0 B_{FM}$

$$N_i = n_0 B_{FM}$$

式中, B_{FM} 一调频信号的带宽,即带通滤波器的带宽

因此输入信噪比为

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



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

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

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

$$= A(t)\cos[\omega_c t + \psi(t)]$$
式中
$$A(t) = \sqrt{[A + n_c(t)]^2 + n_s^2(t)} - 包络$$

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



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

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

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

由于鉴频器的输出正比于输入的频率偏移, 故鉴频器的

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

式中 $n_s(t)$ 是窄带高斯噪声 $n_i(t)$ 的正交分量。



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

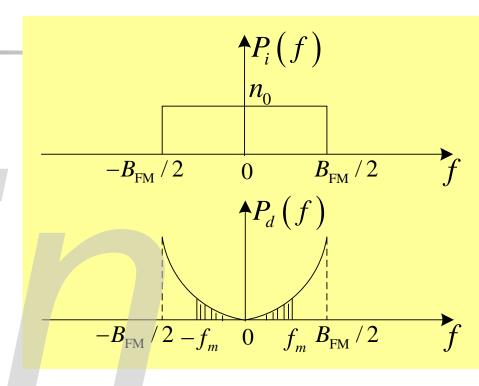
由于 $dn_s(t)/dt$ 实际上就是 $n_s(t)$ 通过理想微分电路的输出,故它的功率谱密度应等于 $n_s(t)$ 的功率谱密度乘以理想微分电路的功率传输函数。

设 $n_s(t)$ 的功率谱密度为 $P_i(f) = n_0$,理想微分电路的功率传输函数为 $|H(f)|^2 = |j2\pi f|^2 = (2\pi)^2 f^2$

则鉴频器输出噪声 $n_d(t)$ 的功率谱密度为

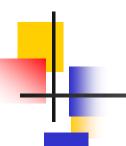
$$P_{d}(f) = \left(\frac{K_{d}}{A}\right)^{2} |H(f)|^{2} P_{i}(f) = \left(\frac{K_{d}}{A}\right)^{2} (2\pi)^{2} f^{2} n_{0}, \quad |f| < \frac{B_{\text{FM}}}{2}$$

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ƒ, 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

$$\frac{S_{o}}{N_{o}} = \frac{3A^{2}K_{f}^{2}\overline{m^{2}(t)}}{8\pi^{2}n_{0}f_{m}^{3}}$$

◆简明情况

考虑m(t)为单一频率余弦波时的情况,即

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

这时的调频信号为

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

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

将这些关系代入上面输出信噪比公式,

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

单音FM调制的调制制度增益

◆调制制度增益

$$G_{\text{FM}} = \frac{S_{\text{o}} / N_{\text{o}}}{S_{i} / N_{i}} = \frac{3}{2} m_{f}^{2} \frac{B_{\text{FM}}}{f_{m}}$$

考虑在宽带调频时,信号带宽为

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

所以,上式还可以写成

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

当 $m_f >> 1$ 时有近似式

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

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_{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 m_f



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

$$\frac{S_{\rm o}}{N_{\rm o}} = \frac{\overline{m^2(t)}}{n_0 B}$$

若设AM信号为100%调制。且m(t)为单频余弦波信号,则m(t)

的平均功率为
$$\overline{m^2(t)} = \frac{A^2}{2}$$

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

式中,B为AM信号的带宽,它是基带信号带宽的两倍,即B

将两者相比,得到

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

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 \mathbf{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。

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

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

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

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

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

$$\frac{\left(S_{o}/N_{o}\right)_{FM}}{\left(S_{o}/N_{o}\right)_{AM}} = 3i$$

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

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

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。

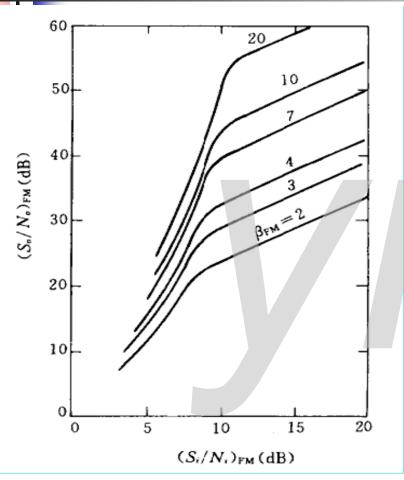


5.4.3 小信噪比时的门限效应

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:

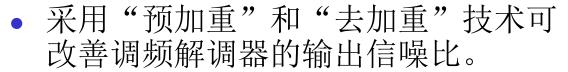
- 当 (S_i/N_i) 低于一定数值时,调频信号解调器的输出信噪比 (S_o/N_i) 急剧恶化的现象。
- 出现门限效应时所对应的输入信噪比值称为门限值,记为 $(S_i/N_i)_b$ 。



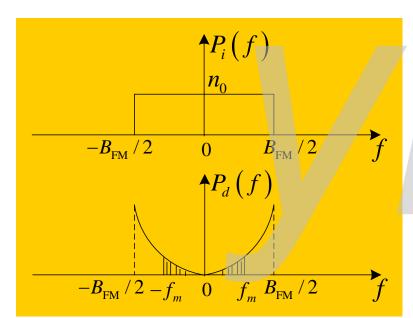
门限效应——单音调制时输出信噪 比与输入信噪比的关系曲线

- m_f 越大,门限值越高,但不同 m_f 的一门限值差异不大,一般认为门限值为 $10~\mathrm{dB}$ 左右。
 - 在门限值以上时, $(S_o/N_o)_{FM}$ 与 $(S_i/N_o)_{FM}$ 与 $(S_i/N_o)_{FM}$ 是线性关系,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。





- 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。



4

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

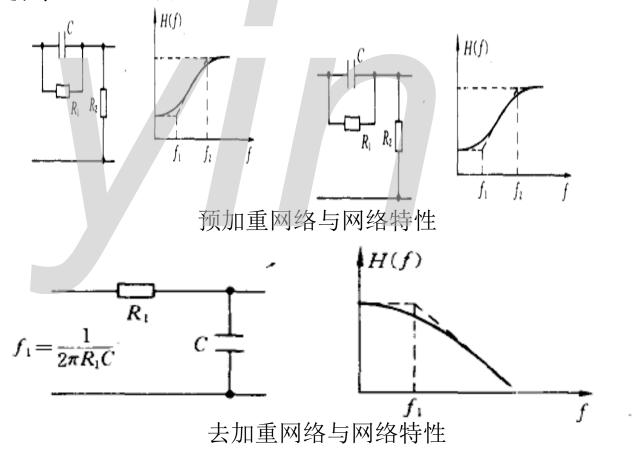


 由于采用预加重/去加重系统的输出信号功率与没有采用 预加重/去加重系统的功率相同,所以调频解调器的输出 信噪比的改善程度可用加重前的输出噪声功率与加重后 的输出噪声功率的比值确定,即

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

■ 上式进一步说明,输出信噪比的改善程度取决于去加重 网络的特性。

◆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。



第5章 模拟调制系统

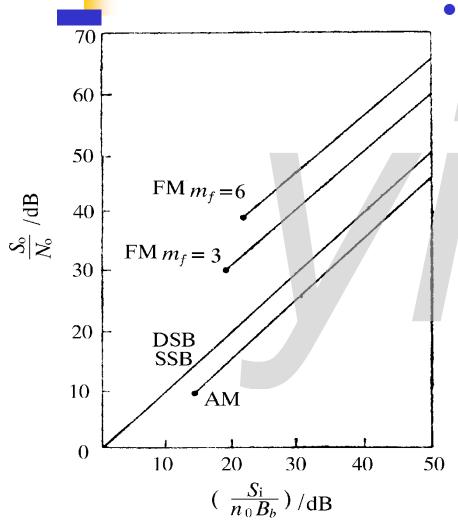
- 5.1 幅度调制(线性调制)的原理
- 5.2 线性调制系统的抗噪声性能
- 5.3 非线性调制(角度调制)原理
- 5.4 调频系统的抗噪声性能
- 5.5 各种模拟调制系统的比较
- 5.6 频分复用和调频立体

5.5 各种模拟调制系统的比较

| 调制 方式 | 传输带宽 | $S_{\rm o}$ / $N_{\rm o}$ | 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fm | 近似SSB | 复杂 | 电视广播、数据传输 |
| FM | $2(m_f+1)f_m$ | $\left(\frac{S_{\rm o}}{N_{\rm o}}\right)_{\rm FM} = \frac{3}{2}m_f^2 \left(\frac{S_i}{n_0 f_m}\right)$ | 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) |

12

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_r越大,抗噪声性能越好。



占用带宽

SSB的带宽最窄;

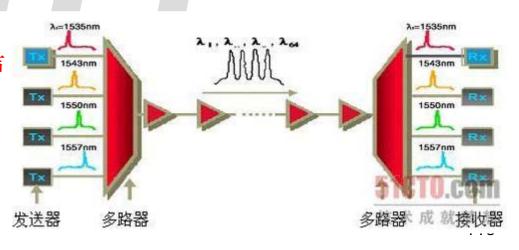
- FM占用的带宽随调频指数m_f的增大而增大,占用带宽最多。
 - FM是以牺牲有效性来换取可靠性的。因此, m_f值的选择要从通信 质量和带宽限制两方面考虑。
 - 对于高质量通信(高保真音乐广播,电视伴音、双向式固定或移动通信、卫星通信和蜂窝电话系统)采用WBFM, m_f值选大些。
 - 对于一般通信,要考虑接收微弱信号,带宽窄些,噪声影响小, 常选用m_f 较小的调频方式。

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

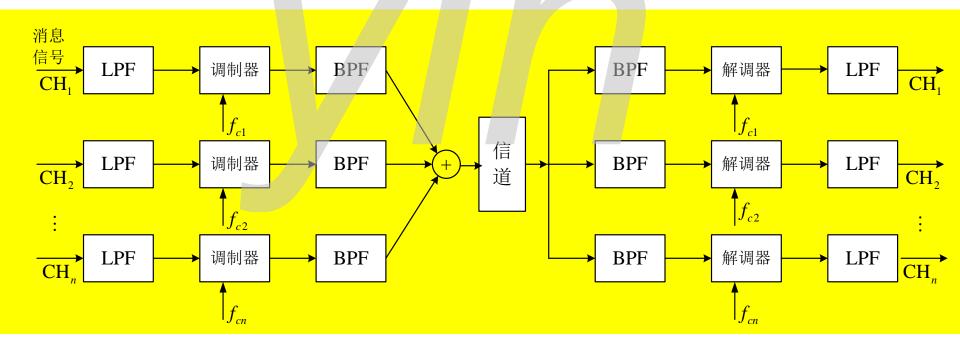
- 5.1 幅度调制(线性调制)的原理
- 5.2 线性调制系统的抗噪声性能
- 5.3 非线性调制(角度调制)原理
- 5.4 调频系统的抗噪声性能
- 5.5 各种模拟调制系统的比较
- 5.6 频分复用和调频立体声
 - 5.6.1 频分复用
 - 5.6.2 调频立体声





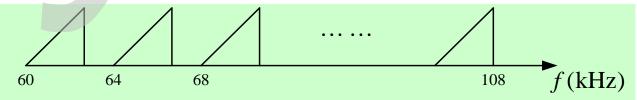
5.6 频分复用和调频立体声 5.6.1 频分复用 (FDM)

- 目的: 充分利用信道的频带资源,提高信道利用率
- 原理





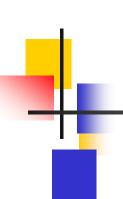
- 每路电话信号的频带限制在300—3400Hz,在各路已调信号间留有**防护频带**,每路电话信号取4 kHz作为标准带宽
- **层次结构**: 12路电话复用为一个基群; 5个基群复用为一个超群, 共60路电话; 由10个超群复用为一个主群, 共600路电话。如果需要传输更多路电话,可以将多个主群进行复用,组成巨群。
- 基群频谱结构图



■ 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

一多路复用和多址接入技术

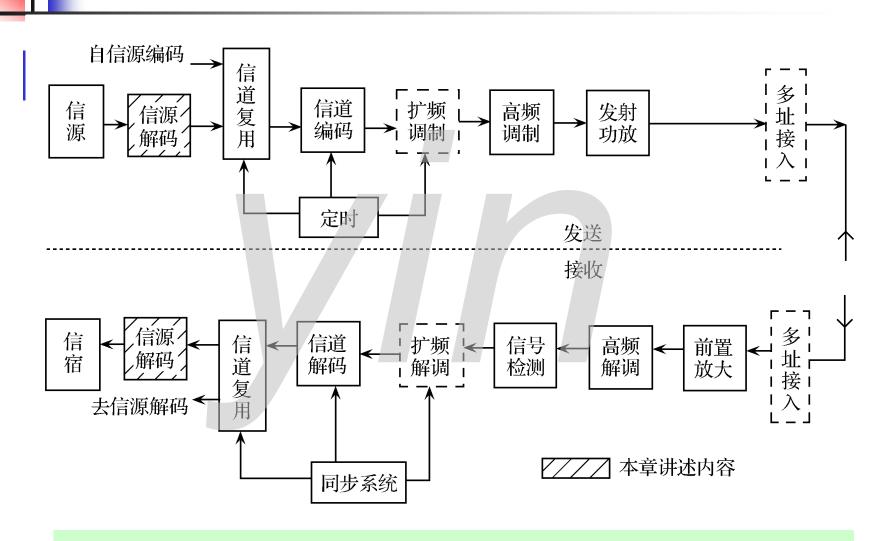
都是指对通信资源的共享,即研究共用信道和传输设备资源的方法。

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。



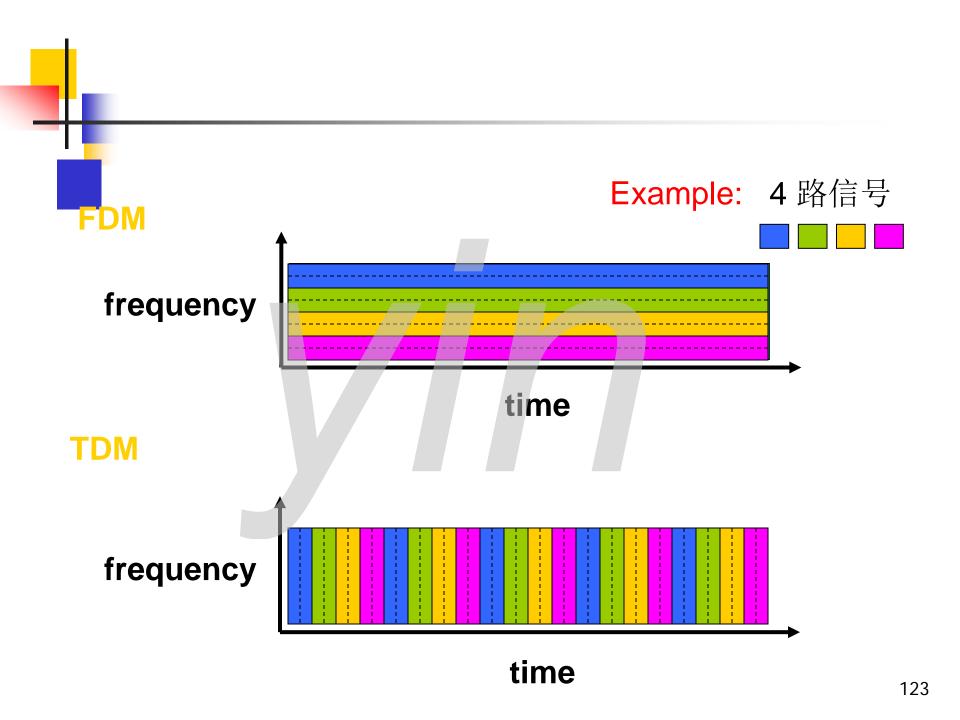
复用与多址在通信系统中的位置 (时分复用时)



主要复用和多址方式

固定通信 ${$ 频分复用(FDM) \rightarrow 光纤通信:波分复用(WDM) 时分复用(TDM)

频分多址(FDMA) 移动通信 时分多址(TDMA) 码分多址(CDMA)

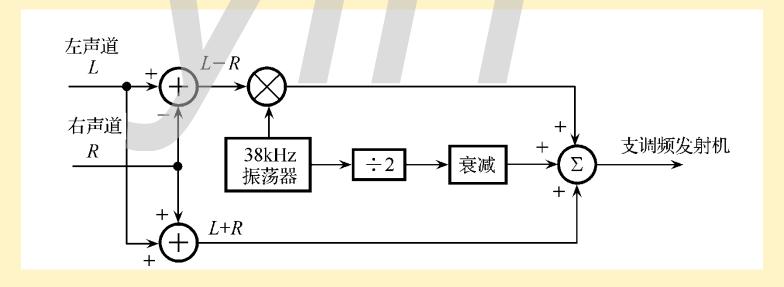


5.6.2 调频立体声广播

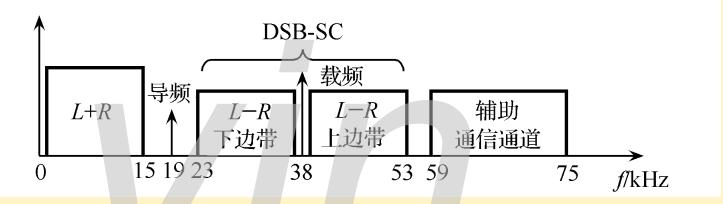
—模拟调制实用系统

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。

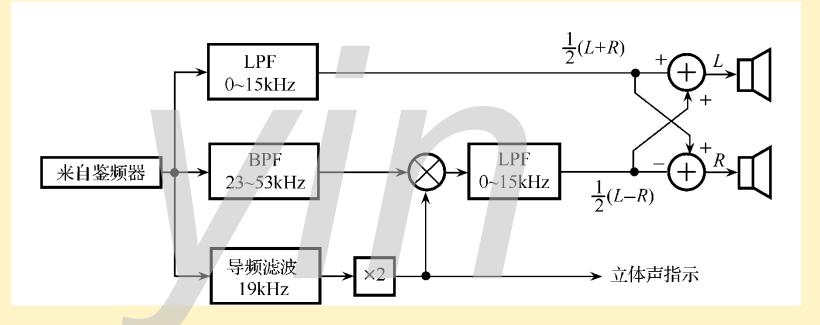


• 频谱结构



- 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

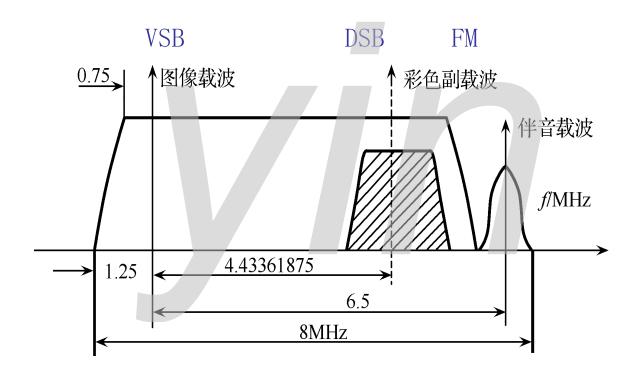


■ 接收立体声广播后先进行鉴频,得到频分复用信号。 对频分复用信号进行相应的分离,以恢复出左声道信 号L和右声道信号R。



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?