

# 第3章

## 模拟传输

大量的消息信号是模拟的,它们可以直接借助模拟通信系统传输,也可以先转换成数字形式再借助数字通信系统传输。虽然数字通信是发展的主流趋势,但是至今为止仍有许多重要的通信系统还是模拟的,而且,有的通信用过程还将继续采用模拟方式。模拟传输的相关理论与技术是深入学习后续各种通信系统的重要理论基础。

模拟通信系统的结构与框图在绪论中已经讨论过了,其核心内容是调制与解调。模拟调制通常采用正弦波来携带基带消息信号,以便在频带信道中传输。调制中,正弦波又称为载波(carrier),消息信号称为调制信号(modulating signal);而输出信号称为已调信号(modulated signal)。调制信号大都是基带的,而已调信号是带通的。

典型的调制方式有许多种,它们又分为幅度调制与角度调制两大类,分别具有不同的带宽、抗噪声能力与复杂程度。通信系统通常运用调制技术实现三种基本目的:①把基带消息信号转换为要求的频带信号,才能在特定的频带信道中传输;②使多个消息信号可以基于不同的频带合并在一起传输,称为频分复用;③通过扩展带宽实现优良的抗噪声性能,例如高保真的调频传输。本章将介绍各种重要的模拟调制技术及其特性,内容要点包括:

(1) 幅度调制:常规 AM、DSB-SC、SSB 与 VSB 的概念与特点,信号产生与接收方法,功率谱与效率。

(2) 角度调制:FM 与 PM 的概念与特点,带宽估算公式、正弦调制信号频谱分析,信号产生与接收方法。

(3) 调幅系统性能:模拟调制系统噪声性能分析方法,常规 AM 包络检波性能,常规 AM、DSB-SC、SSB 的相干接收性能。

(4) 调角系统性能:FM 与 PM 系统的噪声性能,预加重与去加重技术,噪声性能的详细分析,门限效应与改善方法。

(5) 比较与应用:几种模拟系统的性能比较,频分复用技术,典型应用系统:无线 AM 广播、立体声 FM 广播、模拟电视广播。

## 3.1 幅度调制

幅度调制(amplitude modulation)用消息信号去控制载波的瞬时幅度,使载波的幅度随调制信号而变化。幅度调制简称为调幅,它主要包括模拟常规调幅(AM)、抑制载波双边带调幅(DSB-SC)、单边带调幅(SSB)和残留边带调幅(VSB)。下面分别讨论这几种方法。

### 3.1.1 常规调幅(AM)

#### 1. AM 信号

常规调幅(conventional AM)信号(简称 AM 信号)的时域表达式为

$$s_{AM}(t) = A_c[1 + m(t)]\cos 2\pi f_c t \quad (3.1.1)$$

其中,  $A_c$  是载波幅度,  $m(t)$  是基带消息信号。它的产生方案如图 3.1.1 所示。

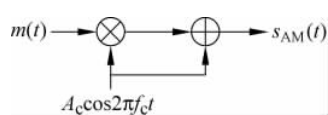


图 3.1.1 AM 信号产生方案

常规调幅信号的典型波形如图 3.1.2(a) 所示。由图 3.1.2(a) 的波形可见,  $s_{AM}(t)$  信号的包络直接对应着信号  $m(t)$  的变化规律。这是通过适当控制  $m(t)$  的幅度获得的。只要  $|m(t)| \leq 1$ , 使式(3.1.1)中载波振幅恒为正值即可实现。如果不是这样, 如图 3.1.2(b) 所示, 此时  $|m(t)| > 1$ , 造成信号  $s_{AM}(t)$  的包络与消息信号  $m(t)$  变化规律不一样, 这种现象是由于  $m(t)$  幅度过大造成的, 称为过调幅(over modulation)失真。通过包络直接反映消息信号的变化规律正是常规 AM 的核心。

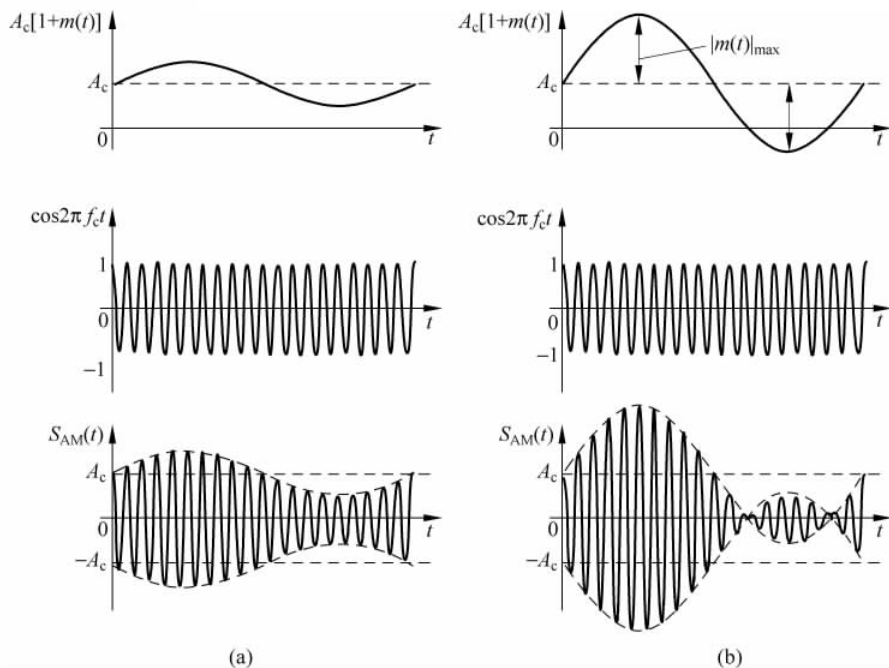


图 3.1.2 常规双边带调幅信号波形图

定义调幅指数(modulation index)为

$$\beta_{AM} = \frac{\max[s_{AM}(t)] - A_c}{A_c} = \max[m(t)] \quad (3.1.2)$$

它反映了信号在载波幅度上的“调制程度”。正常情况下,  $\beta_{AM} \leq 1$ 。  $\beta_{AM} = 1$  时为临界调制, 而  $\beta_{AM} > 1$  时将发生过调制。

## 2. AM 信号的频域分析

假定调制信号  $m(t)$  的频谱为  $M(f)$ , 带宽为  $B$ , 由式(3.1.1)易见 AM 信号的频谱  $S_{AM}(f)$  可表示为

$$S_{AM}(f) = \frac{A_c}{2} [\delta(f - f_c) + M(f - f_c)] + \frac{A_c}{2} [\delta(f + f_c) + M(f + f_c)] \quad (3.1.3)$$

$m(t)$ 与AM信号的频谱如图3.1.3所示。

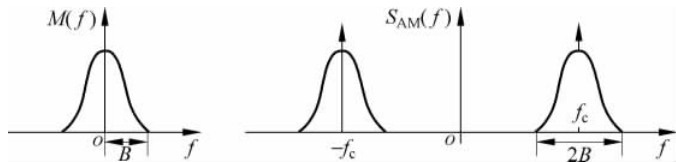


图 3.1.3 常规 AM 信号的幅度谱

由图 3.1.3 可得以下结论：

(1) 幅度调制的过程是频谱搬移的过程，即将  $m(t)$  的频谱  $M(f)$  的中心位置搬到载频  $f_c$  处，频谱的结构没有变化，未产生新的频率分量。

(2) 若基带信号的带宽为  $B$ ，AM 信号的带宽（也是系统的传输带宽）用  $B_T$  表示，则

$$B_T = 2B$$

可见，调制后信号带宽是基带信号带宽的两倍。

(3) 常规调幅 AM 信号两倍宽的频谱中包括上、下两个边带。

频率高于载频  $f_c$  的边带称为**上边带 (upper sideband, USB)**；

频率低于载频  $f_c$  的边带称为**下边带 (lower sideband, LSB)**。

(4) 在  $\pm f_c$  处有两个冲激，由式(3.1.1)中  $[1+m(t)]$  项的 1 产生，它与消息信号无关，因而不携带任何信息。

**例 3.1** 中波 AM 广播系统的频率范围为 540~1600kHz，其中每个电台可占用 10kHz 带宽，调制方式为常规 AM，试估算音频信号的带宽。

**解** 由题意， $B_T=10\text{kHz}$ ，因此，音频信号的带宽大致为  $B=5\text{kHz}$ 。 ■

### 3. AM 信号的功率与效率

AM 信号的功率用  $P_{AM}$  表示，可以通过时间平均来计算

$$\begin{aligned} P_{AM} &= \overline{s_{AM}^2(t)} = \overline{A_c^2[1+m(t)]^2 \cos^2 2\pi f_c t} \\ &= \frac{A_c^2 \overline{[1+m(t)]^2}}{2} + \left\{ \frac{A_c^2 \overline{[1+m(t)]^2}}{2} \overline{\cos 4\pi f_c t} \right\} \end{aligned}$$

上式的第二项中，振幅部分相对于  $\cos 4\pi f_c t$  是缓慢变化的。因此，其时间平均类似于  $\overline{K \cos 4\pi f_c t} = 0$  ( $K$  近似为常数)，即第二项可视为 0 (还可以根据信号的时间平均等于其直流成分，由于  $B \ll f_c$ ，该项的傅里叶变换在零频处为 0)。

通常认为调制信号  $m(t)$  没有直流分量，即  $\overline{m(t)} = 0$ ，于是，上式中的第一项为

$$\frac{A_c^2}{2} \left[ 1 + 2 \overline{m(t)} + \overline{m^2(t)} \right] = \frac{A_c^2}{2} + \frac{A_c^2}{2} \overline{m^2(t)}$$

仔细观察可见， $A_c^2/2$  实质上是  $s_{AM}(t)$  中纯载波功率，可记为  $P_c$ ； $A_c^2 \overline{m^2(t)}/2$  实质上是  $s_{AM}(t)$  中的消息信号部分的功率，可记为  $P_m$ ，因此

$$P_{AM} = P_c + P_m = \frac{A_c^2}{2} + \frac{A_c^2}{2} \overline{m^2(t)} \quad (3.1.4)$$

定义调制效率(modulation efficiency)为传输信号总功率中用于消息部分的功率所占的比例。AM 信号的调制效率用  $\eta_{AM}$  表示,即

$$\eta_{AM} = \frac{P_m}{P_{AM}} = \frac{P_m}{P_m + P_c} = \frac{\overline{m^2(t)}}{1 + \overline{m^2(t)}} \quad (3.1.5)$$

为了不产生过调制现象,应保证  $|m(t)| \leq 1$ , 因此,  $\overline{m^2(t)} \leq 1$ , 可得  $\eta_{AM} \leq 50\%$ 。例如,单频调制时,  $m(t) = A_m \cos(2\pi f_m t + \theta_m)$ , 此时  $\overline{m^2(t)} = A_m^2/2$ ,  $\beta_{AM} = A_m$ , 因此

$$\eta_{AM} = \frac{A_m^2/2}{1 + A_m^2/2} = \frac{\beta_{AM}^2}{2 + \beta_{AM}^2} \quad (3.1.6)$$

临界时,  $\beta_{AM} = A_m = 1$ , 有  $\eta_{AM} = 1/3$ 。实用中常传输语音, 此时,  $\eta_{AM}$  还会更低。可见常规双边带调制是低效率调制, 这对通信而言是不利的。

#### 4. AM 信号的接收

实际应用中, 接收 AM 信号的主要方法是包络检波器——直接提取  $s_{AM}(t)$  的实包络来恢复消息信号。这种方法显然是基于常规 AM 调制的固有特点。常用的晶体二极管包络检波电路如图 3.1.4 所示, 它实质上是一个整流器与一个低通滤波器的结合。

当检波器的输入信号为正半周的高电压时, 二极管 D 导通, 电流经二极管向电容器 C 充电, 当电路的输入信号降低到一定程度(或处于负半周)时, 二极管 D 截止, 电容 C 上的电压经电阻  $R_L$  放电, 从而产生图 3.1.5 所示的输出电压波形。包络检波器的输出虽然会出现频率为  $f_c$  的波纹, 但当载波频率  $f_c \gg B$  (调制信号带宽) 时, 这种波纹并不明显, 并且还可用低通滤波器加以平滑。仔细分析可发现, 要很好地提取  $s_{AM}(t)$  信号的包络, 必须使低通滤波器的截止频率远小于  $f_c$ , 且远大于  $B$ , 即

$$B \ll \frac{1}{2\pi R_L C} \ll f_c$$

式中,  $R_L C$  是滤波时间常数。由图 3.1.5 可见包络检波器的输出信号近似正比于调制信号。

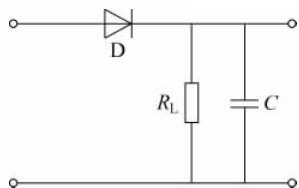


图 3.1.4 包络检波电路图

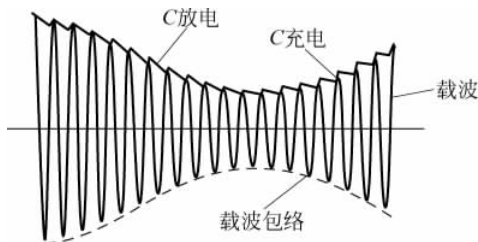


图 3.1.5 包络检波波形

用包络检波器接收信号是一种非常简单的方法, 接收机不需要产生与接收信号中的载波完全同频同相的本地载波, 这种解调称为非相干解调(non-coherent demodulation)。因为可以用这种简单廉价的方法进行接收, 从而使常规 AM 调制方法在需要大量接收机的情况下非常有优势。广泛应用的调幅广播系统就是用了常规 AM 调制, 调幅收音机极其便宜。

### 3.1.2 抑制载波双边带调幅 (DSB-SC)

由于常规 AM 调制的效率极低,为了提高调制效率,人们想到了能否在传输信号中不包含纯载波成分,于是便产生了“没有载波”的调幅方式,称为抑制载波双边带 (double-sideband suppressed carrier, DSB-SC) 调幅。

#### 1. DSB-SC 信号

DSB-SC 信号的时域表达式为

$$s_{\text{DSB}}(t) = A_c m(t) \cos 2\pi f_c t \quad (3.1.7)$$

其波形如图 3.1.6 所示。抑制载波双边带信号由乘法器产生,实际电路可为平衡调制器或环形调制器。

#### 2. DSB-SC 信号的频域分析

易见,DSB-SC 信号的频谱为

$$S_{\text{DSB}}(f) = \frac{A_c}{2} [M(f + f_c) + M(f - f_c)] \quad (3.1.8)$$

其频谱与 AM 信号的频谱相似,但在载频  $f_c$  处没有冲激(一般假定  $m(t)$  没有直流分量)。和 AM 一样,DSB 信号的频带比调制前的基带信号的频带扩宽了一倍,即  $B_T = 2B$ 。

#### 3. DSB-SC 信号的功率与效率

DSB-SC 信号的功率为

$$P_{\text{DSB}} = \overline{s_{\text{DSB}}^2(t)} = \overline{A_c^2 m^2(t) \cos^2 2\pi f_c t} = \frac{A_c^2}{2} \overline{m^2(t)} + \frac{A_c^2}{2} \overline{m^2(t) \cos 4\pi f_c t}$$

与 AM 信号的相关分析类似,上式的第二项为 0,于是,  $P_{\text{DSB}} = A_c^2 \overline{m^2(t)}/2$ 。因为没有载波功率,所以调制效率  $\eta_{\text{DSB}} = 1$ ,调制效率得到了极大的提高。

#### 4. DSB-SC 信号的接收

从 DSB-SC 信号的波形图可见,它的包络已不再与调制信号  $m(t)$  的形状一致,所以

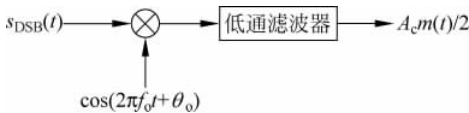


图 3.1.7 DSB-SC 信号的相干解调原理图

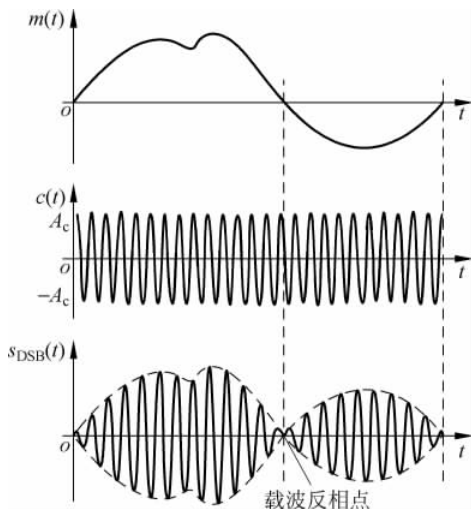


图 3.1.6 DSB 调制波形

DSB-SC 信号不能用包络检波器解调,只能用相干解调。相干解调原理图如图 3.1.7 所示。

图 3.1.7 中的乘法器与低通滤波器级联构成相干解调器。其中  $\cos(2\pi f_0 t + \theta_0)$  是接收端产生的本地载波。当它与接收信号中的载波完

全同频同相时,称为双方同步。这时  $f_o = f_c, \theta_o = 0$ , 于是乘法器的输出信号为

$$s_{\text{DSB}}(t) \cos 2\pi f_c t A_c m(t) \cos^2 2\pi f_c t = \frac{1}{2} A_c m(t) [1 + 2\cos 4\pi f_c t]$$

低通滤波器滤除  $2f_c$  分量, 输出  $A_c m(t)/2$ , 系统可无失真地恢复调制信号  $m(t)$ 。接收端需产生本地载波的解调方法称为**相干解调法 (coherent demodulation)**。

若本地载波与发方载波不同步, 设  $f_o = f_c + \Delta f$ ,  $\Delta f$  为频率误差,  $\theta_o = \Delta\theta$  为相位误差, 此时

$$m(t) \cos 2\pi f_c t \cos(2\pi f_o t + \theta_o) = \frac{1}{2} m(t) \{ \cos(2\pi \Delta f t + \Delta\theta) + \cos[2\pi(f_c + f_o)t + \theta_o] \}$$

则低通滤波器输出为  $\frac{1}{2} m(t) \cos(2\pi \Delta f t + \Delta\theta)$ 。当  $\Delta f \neq 0$  时, 它是一载频为  $\Delta f$  的调幅波, 即输出中  $m(t)$  的幅度随余弦项周期性起伏, 在传输话音时就会听到一种周期性强弱变化的声音, 这就是由于频率误差所产生的差拍现象, 是一种非线性失真。

有两种方法常用于接收端生成正确的正弦波振荡。一种方法是在发射信号中加入一小部分纯载波分量, 该载波分量称为“导频单音”。在接收端, 用一个调谐在载频上的窄带滤波器滤出导频信号分量作为本地振荡即可。另一种方法不需要发送端发送导频信号而是在接收端采用特殊的锁相环(PLL), 它能从无载波的接收信号中产生出与其同频同相的振荡信号。无论何种方式, 技术上要保持同步都是比较繁杂的, 会增加成本。

显然, 乘法相干解调器也可以用于接收 AM 信号。当 AM 信号作为输入时, 相干解调器的输出为  $A_c [1 + m(t)]/2$ , 从中可获得消息信号。当然, 为了接收常规 AM 信号而采用复杂度较高的相干解调器通常是不经济的。

### 3.1.3 单边带调幅(SSB)

#### 1. SSB 信号及滤波法

抑制载波双边带与常规 AM 信号的频谱都包含上下两个边带, 它们对应于原基带信号  $m(t)$  的正、负频率部分。由于实信号  $m(t)$  的正、负频率部分是共轭对称的, 因此已调信号的频谱中两个边带以载波为轴彼此共轭对称。显然, 同时传输两个边带是多余的, 因为由任何一个边带可依照对称性复制出另外一个边带。于是, 当频带资源紧张时, 应该只传输一个边带来提高频带利用率, 这样便出现了单边带调幅。**单边带 (single-sideband, SSB) 调幅** 信号是只取 DSB-SC 信号中的上边带或下边带分量所得到的信号。产生 SSB 信号的一种基本方法是**滤波法 (Filtering method)**, 其框图与频域原理分别如图 3.1.8 与图 3.1.9 所示, 图中  $H_{\text{SSB}}(f)$  为单边带滤波器的传递函数,  $S_{\text{USB}}(f)$  或  $S_{\text{LSB}}(f)$  分别表示上、下边带的单边带信号  $s_{\text{USB}}(t)$  或  $s_{\text{LSB}}(t)$  的频谱。

一般  $m(t)$  具有非常丰富的低频成分, 因此用滤波法产生 SSB 信号时, 要求滤波器的截止特性极为陡峭才行, 这种滤波器难于实现。实际应用中往往采用多级调制、多级滤波的办法来降低实现难度。

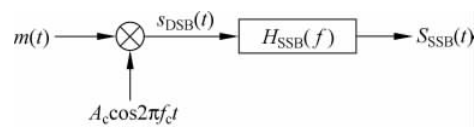


图 3.1.8 SSB 滤波法框图

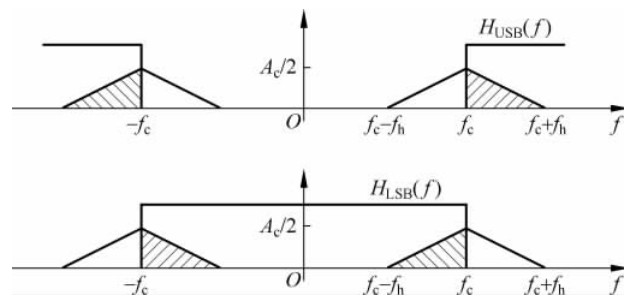


图 3.1.9 滤波法的频域原理

多级调制、多级滤波的框图如图 3.1.10 所示,频域过程如图 3.1.11 所示。可见第一级滤波器频率最低,截止特性的要求高,以后的滤波器频率逐渐升高,但截止特性的要求在下降。最后,  $f_{c_n}$  正好生成最终的 SSB 信号。

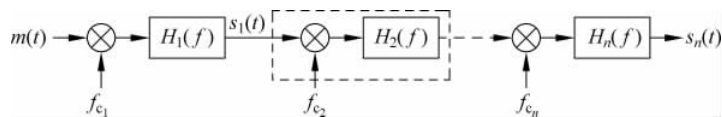


图 3.1.10 多级调制、多级滤波生成 SSB AM 信号的模型

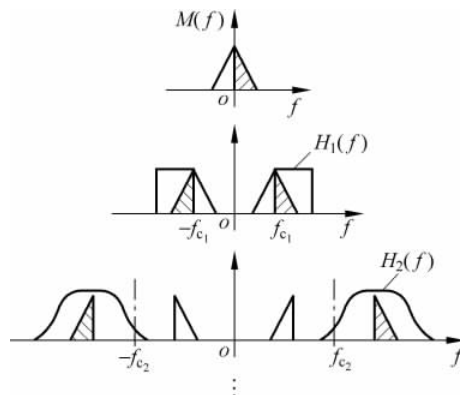


图 3.1.11 多级调制、多级滤波的频域过程

每一次处理(如虚线框)类似一次 SSB,其本质就是频谱再次搬移。这种处理也称为混频(mixing),通信系统中常常需要向上或向下搬移,有时称为向上或向下变频。原理上,它由乘法器与 BPF 组成。

## 2. SSB 信号的接收

SSB 信号与 DSB-SC 一样只能用相干解调法接收,需要用到收发双方完全同步的本地振荡。可以证明 SSB 信号的数学表达式为

$$s_{\text{SSB}}(t) = \frac{1}{2}[A_c m(t) \cos 2\pi f_c t \mp A_c \hat{m}(t) \sin 2\pi f_c t] \quad (3.1.9)$$

其中,  $\hat{m}(t)$  为基带信号  $m(t)$  的希尔伯特变换。由此可得出 SSB 的解调原理为

$$\begin{aligned} s_o(t) &= \text{LPF}[s_{\text{SSB}}(t) \cos 2\pi f_c t] \\ &= \frac{1}{2} \text{LPF}[A_c m(t) \cos^2 2\pi f_c t \mp A_c \hat{m}(t) \sin 2\pi f_c t \cos 2\pi f_c t] \\ &= \frac{1}{4} \text{LPF}\{A_c m(t)[1 + \cos 4\pi f_c t] \mp A_c \hat{m}(t) \sin 4\pi f_c t\} = \frac{1}{4} A_c m(t) \end{aligned} \quad (3.1.10)$$

其中,  $\text{LPF}[\cdot]$  是以基带信号  $m(t)$  的最高频率为截止频率的单位增益低通滤波器。

## \* 3. SSB 信号的相移法

记基带信号  $m(t)$  的希尔伯特变换与解析信号分别为  $\hat{m}(t)$  与  $m_z(t)$ , 根据解析信号的定义有  $m_z(t) = m(t) + j\hat{m}(t) = 2m_+(t)$ , 这里,  $m_+(t)$  指  $m(t)$  频谱中正频率部分对应的信号, 其频谱如图 3.1.12(a) 所示。

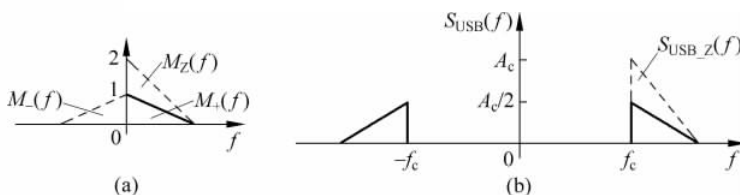


图 3.1.12 SSB 信号与基带信号的频谱关系

以  $S_{\text{USB}}(f)$  为例(见图 3.1.12(b)), 观察 SSB 带通信号与基带信号的频谱关系, 图中  $M_z(f)$  为基带信号的解析信号的频谱,  $S_{\text{USB}_z}(f)$  为上单边带(简记为 USSB)信号的解析信号的频谱。可以发现:  $S_{\text{USB}_z}(f) = \frac{1}{2} A_c M_z(f - f_c)$ , 其中  $A_c$  为 SSB 信号的幅度。相应的

时域关系为  $s_{\text{USB}_z}(t) = \frac{1}{2} A_c m_z(t) e^{j2\pi f_c t}$ 。

因此, 由解析信号的有关公式

$$\begin{aligned} s_{\text{USB}}(t) &= \text{Re}[s_{\text{USB}_z}(t)] = \text{Re}\left[\frac{1}{2} A_c m_z(t) e^{j2\pi f_c t}\right] \\ &= \frac{1}{2} \text{Re}\{A_c [m(t) + j\hat{m}(t)] e^{j2\pi f_c t}\} \\ &= \frac{1}{2} [A_c m(t) \cos 2\pi f_c t - A_c \hat{m}(t) \sin 2\pi f_c t] \end{aligned}$$

类似地,针对下单边带(简记为 LSSB)信号我们需要基带信号频谱中负频率部分  $M_-(f)$  及其相应的  $m_-(t)$  信号。易知,  $m_z^*(t) = 2m_-(t) = m(t) - j\hat{m}(t)$ 。于是

$$s_{LSSB}(t) = \frac{1}{2}[A_c m(t) \cos 2\pi f_c t + A_c \hat{m}(t) \sin 2\pi f_c t]$$

综上所述,SSB 信号的时域统一式为

$$s_{SSB}(t) = \frac{1}{2}[A_c m(t) \cos 2\pi f_c t \mp A_c \hat{m}(t) \sin 2\pi f_c t]$$

其中,“-”对应于 USB 信号,“+”对应于 LSB 信号,这便是式(3.1.9)。

基于式(3.1.9)可得相移法产生方案,框图如图 3.1.13 所示,其中  $1/(\pi t)$  为希尔伯特滤波器的冲激响应。信号  $m(t)$  通过希尔伯特滤波器后其各频率分量的幅度保持不变,正频率部分相移  $-\pi/2$ ,负频率部分相移  $+\pi/2$ ,使后面的双边带信号在载频  $f_c$  的一边相互抵消,在另一边相互叠加,从而产生单边带信号。这种系统不需要边带滤波器,而利用移相网络,故称为移相法。系统的主要技术难点是希尔伯特滤波器的实现,必须对信号  $m(t)$  的所有频率分量都进行准确的移相,如果信号低频成分丰富,这是很有难度的。

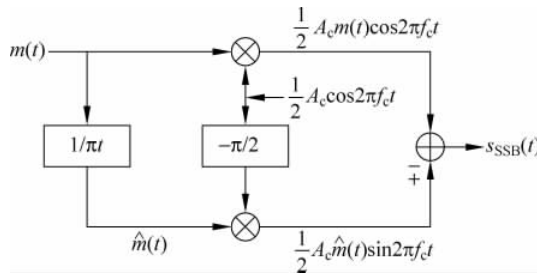


图 3.1.13 单边带信号的相移法产生模型

实际中也常用图 3.1.14 的维佛法(Weaver's method)产生单边带信号,其中  $f_a$  取  $m(t)$  带宽的一半,  $f_b = f_c \pm f_a$ , + 或 - 产生上或下边带信号。维佛法(Weaver's method)采用正交调制来产生 SSB 信号,既避免采用宽带相移网络,又用一般的低通滤波器来代替边带滤波器,克服了滤波法与相移法的难点。对其工作原理这里不进行详细分析。

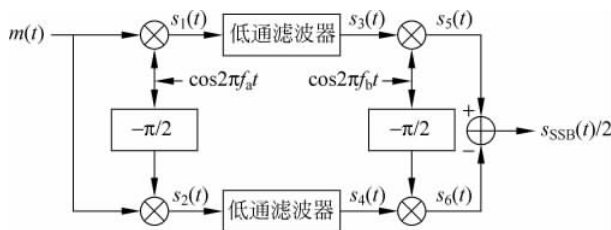


图 3.1.14 维佛法产生单边带信号

### 3.1.4 残留边带调幅(VSB)

残留边带(vestigial sideband, VSB)调制类似于单边带,但残留了少部分的另一边带。

#### 1. VSB 信号

VSB 信号采用滤波法产生,滤波器为残留边带滤波器  $H_{\text{VSB}}(f)$ 。 $H_{\text{VSB}}(f)$ 具有一定的过渡带的滤波器,因而残留下少量的其他边带,如图 3.1.15 所示。 $H_{\text{VSB}}(f)$ 的过渡带不太陡峭,它比 SSB 的滤波器容易实现。设计时,主要关注其在  $\pm f_c$  处的过渡带形状,从后面的接收分析可知,它们必须保持互补对称。

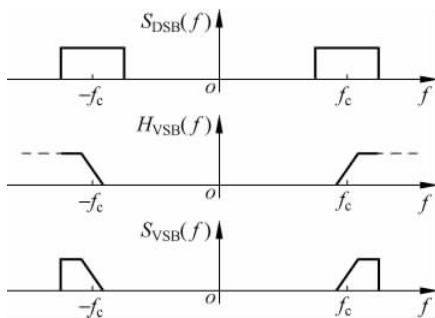


图 3.1.15 VSB 滤波法的频域过程

#### \* 2. VSB 信号的接收

VSB 信号需要用相干解调接收。相干解调原理图如前面图 3.1.7 所示,令乘法器的输出为

$$s_p(t) = s_{\text{VSB}}(t) \cos 2\pi f_c t$$

傅里叶变换后得到

$$\begin{aligned} S_p(f) &= \frac{1}{2} S_{\text{VSB}}(f) * [\delta(f + f_c) + \delta(f - f_c)] \\ &= \frac{1}{2} [S_{\text{DSB}}(f) H_{\text{VSB}}(f)] * [\delta(f + f_c) + \delta(f - f_c)] \\ &= \frac{A_c}{4} [M(f) H_{\text{VSB}}(f + f_c) + M(f) H_{\text{VSB}}(f - f_c)] \\ &\quad + \frac{A_c}{4} [M(f - 2f_c) H_{\text{VSB}}(f - f_c) + M(f + 2f_c) H_{\text{VSB}}(f + f_c)] \end{aligned}$$

经过低通滤波器,输出信号的频谱用  $S_o(f)$  表示为

$$S_o(f) = \frac{A_c}{4} M(f) [H_{\text{VSB}}(f - f_c) + H_{\text{VSB}}(f + f_c)]$$

只要满足

$$H_{\text{VSB}}(f - f_c) + H_{\text{VSB}}(f + f_c) = \text{常数}, \quad -B \leq f \leq B \quad (3.1.11)$$

则相干解调的输出可为

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

此时可无失真地重现调制信号  $m(t)$ 。

式(3.1.11)为  $H_{\text{VSB}}(f)$  应满足的条件。其中,  $B$  为基带信号带宽,图 3.1.16 在频域示意了这个条件。由图 3.1.16 可见,  $H_{\text{VSB}}(f + f_c) +$

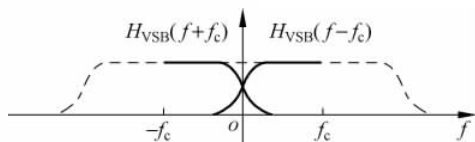


图 3.1.16 残留边带滤波器频谱要求

$H_{\text{VSB}}(f-f_c)$ 要在 $|f|<B$ 内保持常数,这要求 $H_{\text{VSB}}(f)$ 对于 $\pm f_c$ 是互补对称的。

## 3.2 模拟角度调制

模拟角调制是连续波调制中的另一种调制方式,与幅度调制的区别在于已调波的幅度不随调制信号变化,而是相位或频率随着调制信号变化。下面详细讨论模拟角调制系统。

### 3.2.1 角调制的基本概念

**角度调制(angle modulation)**是已调波的总相角 $\phi(t)$ 随着基带信号 $m(t)$ 作某种变化的调制方式。它包括频率调制和相位调制。一般而言,角调制信号的表达式为

$$s(t) = A_c \cos[\phi(t)]$$

其中, $\phi(t)$ 称为相角,它是随 $m(t)$ 变化的。

#### 1. 相位调制与频率调制的概念

由于已调波是位于频率 $f_c$ 附近的频带信号,其相角 $\phi(t)$ 总是围绕 $2\pi f_c t$ 变化,它呈现为 $2\pi f_c t + \theta(t)$ 的形式。其中, $f_c$ 是常数,称为频带信号的**载波频率**, $\theta(t)$ 称为**相位**。而

$$f_i(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \phi(t) = f_c + \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \theta(t) \quad (3.2.1)$$

称为**瞬时频率(instantaneous frequency)**。

角调制中, $m(t) \sim \phi(t)$ 的映射有两类典型的规则,分别称为相位调制与频率调制。

#### (1) 相位调制(phase modulation, PM, 简称调相)

$$\theta(t) = k_{\text{PM}} m(t) \quad \text{或} \quad f_i(t) = f_c + \frac{k_{\text{PM}}}{2\pi} \frac{d}{dt} m(t) \quad (3.2.2)$$

其中, $k_{\text{PM}}$ 称为**相偏常数**,单位 rad/V。故调相信号的数学表达式为

$$s_{\text{PM}}(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + k_{\text{PM}} m(t)] \quad (3.2.3)$$

#### (2) 频率调制(frequency modulation, FM, 简称调频)

$$\theta(t) = 2\pi k_{\text{FM}} \int m(t) dt \quad \text{或} \quad f_i(t) = f_c + k_{\text{FM}} m(t) \quad (3.2.4)$$

其中, $k_{\text{FM}}$ 称为**频偏常数**,单位 Hz/V。因此,调频信号的数学表达式为

$$s_{\text{FM}}(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + 2\pi k_{\text{FM}} \int m(t) dt] \quad (3.2.5)$$

相位调制或频率调制的名称源于 $m(t)$ 与已调信号的相位或频率直接呈线性关系。无论哪种方式,已调信号需要借助相位来表示。因此,调频信号涉及积分公式。有些书籍习惯采用变上限积分代替这里的不定积分,即写作 $\int_{-\infty}^t m(t) dt$ 或 $\int_0^t m(t) dt$ ,本质上是一样的。其实,只要它的微分为 $m(t)$ 即可,从数学上讲,它是 $m(t)$ 的原函数(即不定积分)。

**例 3.2** 试用图形表示方波与三角波信号的相位与频率调制信号。

**解** 方波与三角波信号的相位与频率调制信号如图 3.2.1 所示。从图中可明显地看到 $m(t)$ 信号与已调波的频率或相位的关系,以及调频波与调相波的区别。 ■

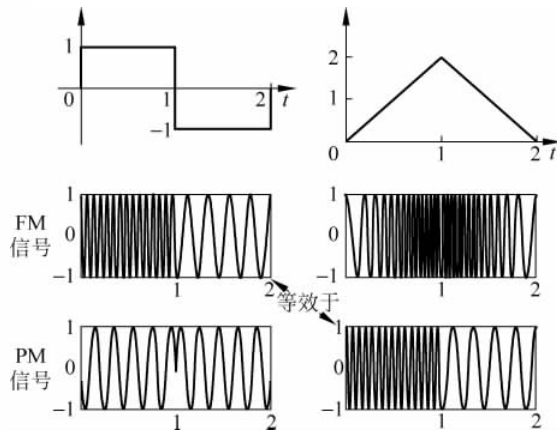


图 3.2.1 方波和三角波的 FM 和 PM 信号

对照 AM 与 DSB-SC 信号的波形可见, PM 与 FM 波形的突出特点是其包络是恒定的, 但是过零点的疏密不均匀。恒包络信号在传输中有一个显著的优点, 它可以承受非线性放大。实际系统中, 实现非线性放大器比实现线性放大器容易许多。

## 2. PM 与 FM 的等效关系

调频与调相信号其实没有本质的差别, 信号的相位与频率同时随时间变化, 只是已调信号与调制信号之间的相对关系不同而已。式(3.2.1)表明相位上的变化可以等效为频率上的变化, 而频率上的变化也可以等效为相位上的变化。显然 PM 与 FM 可相互等效, 如图 3.2.2 所示。

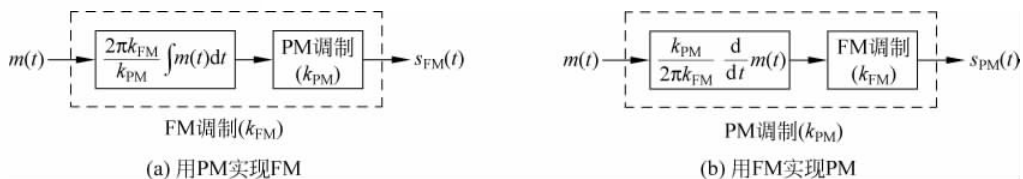


图 3.2.2 PM 与 FM 的等效关系

## 3. 最大相偏、最大频偏与调制指数

在角调制系统中, 调制的程度可用最大频偏  $\Delta f_{\max}$  和最大相偏  $\Delta \theta_{\max}$  这两个重要参数来衡量。

(1) **最大相偏 (peak phase deviation)**  $\Delta \theta_{\max} = |\Delta \theta(t)|_{\max}$ : 指调角信号相位偏离零相位 (未调载波相位) 的最大值。它反映了调角信号的相角被调制的程度。对于调相信号而言,  $\Delta \theta_{\max} = k_{\text{PM}} |m(t)|_{\max}$ 。

(2) **最大频偏 (peak frequency deviation)**  $\Delta f_{\max} = |\Delta f_i(t)|_{\max} = |f_i(t) - f_c|_{\max}$ : 指已调信号的瞬时频率与未调载波频率之差的最大值。它反映调角信号的瞬时频率被调制的程度。对于调频信号而言,  $\Delta f_{\max} = k_{\text{FM}} |m(t)|_{\max}$ 。

例 3.3 若消息信号为

$$m(t) = a \cos(2\pi f_m t)$$

它既可对载波  $A_c \cos(2\pi f_c t)$  进行频率调制,又可对载波进行相位调制。试确定调频信号和调相信号的表达式。

解 若按 PM 调制有  $\theta(t) = k_{PM} m(t) = k_{PM} a \cos(2\pi f_m t)$ , 因此

$$s_{PM}(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + k_{PM} a \cos(2\pi f_m t)]$$

易见最大相偏为  $\Delta\theta_{\max} = k_{PM} a$ 。由于  $f_i(t) = f_c - f_m k_{PM} a \sin(2\pi f_m t)$ , 得最大频偏为  $\Delta f_{\max} = f_m k_{PM} a$ 。

若按 FM 调制有  $\theta(t) = 2\pi k_{FM} \int m(t) dt = \frac{k_{FM} a}{f_m} \sin(2\pi f_m t)$ , 因此

$$s_{FM}(t) = A_c \cos\left[2\pi f_c t + \frac{k_{FM} a}{f_m} \sin(2\pi f_m t)\right]$$

易见最大相偏为  $\Delta\theta_{\max} = \frac{k_{FM} a}{f_m}$ 。又由于  $f_i(t) = f_c + k_{FM} m(t) = f_c + k_{FM} a \cos(2\pi f_m t)$ , 得最大频偏为  $\Delta f_{\max} = k_{FM} a$ 。可见,两种情况下都有  $\Delta\theta_{\max} = \Delta f_{\max} / f_m$ 。 ■

角调制系统难于进行理论分析,研究中常常借助简单的正弦调制信号作为参考。角调制系统在正弦信号调制下的最大相偏称为其调制指数。记正弦信号频率为  $f_m$ ,具体定义如下:

(1) PM 信号的相位调制指数或调相指数(phase modulation index)为

$$\beta_{PM} = \Delta\theta_{\max} \quad (3.2.6)$$

(2) FM 信号的频率调制指数或调频指数(frequency modulation index)为

$$\beta_{FM} = \frac{\Delta f_{\max}}{f_m} = \frac{\Delta f_{\max}}{B} \quad (3.2.7)$$

调制指数有时也扩展到一般信号的情形中,以推测其特性,但需要注意具体的条件。这时令  $\beta_{FM} = \Delta f_{\max} / B$ ,其中  $B$  为调制信号的带宽,通常取其最高频率值。

### 3.2.2 角度调制信号的频谱特性

#### 1. 基本结论

角度调制信号是一种带通信号,为了分析它的频谱,可以将其写成

$$s(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + \theta(t)] = \operatorname{Re}[A_c e^{j\theta(t)} e^{j2\pi f_c t}] = \operatorname{Re}[g(t) e^{j2\pi f_c t}]$$

易见,其复包络为  $g(t) = A_c e^{j\theta(t)}$ 。

由第 2 章相关知识,带通信号的频谱是其复包络频谱平移到  $\pm f_c$  处的结果,即

$$S(f) = \frac{1}{2}[G(f - f_c) + G^*(-f - f_c)] \quad (3.2.8)$$

式中,  $G(f) = \mathcal{F}[g(t)] = A_c \mathcal{F}[e^{j\theta(t)}]$ 。

因此,分析  $g(t)$  的傅里叶变换  $G(f)$  就可以得到  $s(t)$  的频谱特性。但是,由于  $m(t)$  映射为  $\theta(t)$  后位于指数部分,所以精确地推导  $\mathcal{F}[e^{j\theta(t)}]$  的数学表达式是十分困难的。研究角度调制信号频谱的实用方法是选用一些典型信号进行分析,再由这些典型结果推广出一般结论。最常用的一种信号是正弦消息信号。

在分析角度调制信号的频谱特性时,最为重要的是了解它所占用的带宽。幸运的是,许多学者经过大量研究后得出了一个简单且极为有用的经验公式,称为卡森(Carson)规则

$$B_T = 2\Delta f_{\max} + 2B = 2(D+1)B \quad (3.2.9)$$

其中,  $B_T$  为已调信号带宽,  $B$  是基带调制信号的带宽(这里  $B$  应该取基带信号的最高频率,或包含绝大部分信号的带宽)。  $D$  称为频偏比,定义为

$$D = \frac{\Delta f_{\max}}{B} \quad (3.2.10)$$

另外,在  $D > 2$  时由卡森公式估算的带宽偏窄,必要时可改用  $B_T = 2(D+2)B$ 。

对于正弦调制信号,  $B = f_m$ ,  $D$  正是调制指数  $\beta$  (无论  $\beta_{PM}$  或  $\beta_{FM}$ )。有的文献中将  $D$  作为调制指数的扩展定义。

在卡森公式中,通常  $\Delta f_{\max}$  远大于  $B$ ,它对信号的带宽有主要影响。注意到 PM 与 FM 信号的  $\Delta f_{\max}$  分别为  $\frac{1}{2\pi}k_{PM}|m'(t)|_{\max}$  与  $k_{FM}|m(t)|_{\max}$ , 容易发现: PM 信号的带宽对消息信号的带宽与幅度都是敏感的;而 FM 信号的带宽对消息信号的带宽就不怎么敏感。显然,FM 信号在应用时更容易控制一些。

**例 3.4** 实际 FM 广播系统的频率范围为 88~108MHz,电台频率间隔为 200kHz。音频信号的最高频率设定为  $f_m = 15\text{kHz}$ ,调制方式为 FM,最大频偏 75kHz。试计算传输带宽与系统的调制指数。

**解** 由卡森公式,  $B_T = 2\Delta f_{\max} + 2B = 2 \times 75 + 2 \times 15 = 180(\text{kHz})$ 。而调制指数可由消息信号的最高频率计算,即  $\beta_{FM} = \Delta f_{\max} / f_m = 75 / 15 = 5$ 。 ■

**例 3.5** 已知某单频调频波的振幅为 10V,瞬时频率为  $f_i(t) = 10^6 + 10^4 \cos 2\pi f_m t$ ,其中,  $f_m = 10^3 \text{Hz}$ 。试求:(1)信号的表达式与带宽  $B_T$ ; (2)若将频率  $f_m$  提高到  $2 \times 10^3 \text{Hz}$ ,再求带宽  $B_T$ 。

**解** 易见基带信号带宽为  $B = f_m$ 。

(1) 该调频波的瞬时相位为

$$\begin{aligned} \phi(t) &= \int 2\pi f_i(t) dt = \int (2\pi \times 10^6 + 2\pi \times 10^4 \cos 2\pi \times 10^3 t) dt \\ &= 2\pi \times 10^6 t + \frac{2\pi \times 10^4}{2\pi \times 10^3} \sin 2\pi \times 10^3 t = 2\pi \times 10^6 t + 10 \sin 2\pi \times 10^3 t \end{aligned}$$

$$s_{FM}(t) = 10 \cos(2\pi \times 10^6 t + 10 \sin 2\pi \times 10^3 t)$$

$$\Delta f_{\max} = |10^4 \cos 2\pi \times 10^3 t|_{\max} = 10^4 (\text{Hz})$$

$$\beta_{FM} = \frac{\Delta f_{\max}}{B} = \frac{10^4}{10^3} = 10$$

$$B_T = 2\Delta f_{\max} + 2B = 2 \times 10^4 + 2 \times 10^3 = 22 \times 10^3 (\text{Hz})$$

(2) 若  $f_m = 2 \times 10^3 (\text{Hz})$

$$\Delta f_{\max} = |10^4 \cos(2\pi \times 2 \times 10^3 t)|_{\max} = 10^4 (\text{Hz}) \quad (\text{不变})$$

$$\beta_{FM} = \frac{\Delta f_{\max}}{B} = \frac{10^4}{2 \times 10^3} = 5 \quad (\text{变为一半})$$

$$B_T = 2\Delta f_{\max} + 2B = 2 \times 10^4 + 2 \times 2 \times 10^3 = 24 \times 10^3 (\text{Hz}) \quad (\text{变化不大})$$

可见,由于  $\Delta f_{\max}$  不变,调频信号的带宽  $B_T$  基本不变。 ■

**例 3.6** 给定某调相信号  $s_{\text{PM}}(t) = 10\cos(2\pi \times 10^6 t + 10\sin 2\pi f_m t)$ ,  $f_m = 10^3 \text{ Hz}$ 。试求: (1) 信号的带宽  $B_T$ ; (2) 若将调制信号的频率提高到  $2 \times 10^3 \text{ Hz}$ , 再求带宽  $B_T$ 。

**解** 易见基带信号带宽为  $B = f_m$ 。

(1) 该信号最大相偏为  $\Delta\theta_{\max} = 10$ , 于是,  $\beta_{\text{PM}} = 10$

$$B_T = 2(\beta_{\text{PM}} + 1)B = 2 \times (10 + 1) \times 10^3 = 22 \times 10^3 (\text{Hz})$$

(2) 最大相偏仍为  $\Delta\theta_{\max} = 10$ , 于是,  $\beta_{\text{PM}} = 10$

$$B_T = 2(\beta_{\text{PM}} + 1)B = 2 \times (10 + 1) \times 2 \times 10^3 = 44 \times 10^3 (\text{Hz})$$

可见,由于基带信号带宽提高了一倍,调相信号带宽  $B_T$  也提高了一倍。 ■

## \* 2. 正弦信号角度调制的分析

当  $m(t)$  是频率为  $f_m$  的单频正弦信号时,考察角度调制信号的功率谱构成与特点具有很好的启发性。对于不同的调制指数  $\beta$ , 已调信号  $s(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + \beta \sin(2\pi f_m t)]$  的功率谱可以如下分析:

考虑  $s(t)$  的复包络,  $g(t) = A_c e^{j\theta(t)} = A_c e^{j\beta \sin 2\pi f_m t}$ 。易见,它是周期为  $T_m = 1/f_m$  的周期信号。所以,  $g(t)$  的频谱由一组冲激组成,各冲激的幅度正是  $g(t)$  的傅里叶系数  $c_n$ 。由定义  $c_n$  的计算公式如下

$$c_n = \frac{A_c}{T_m} \int_{-T_m/2}^{T_m/2} (e^{j\beta \sin 2\pi f_m t}) e^{-jn2\pi f_m t} dt$$

简化后,  $c_n = A_c J_n(\beta)$ 。其中,  $J_n(\beta) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(\beta \sin \theta - n\theta)} d\theta$ , 称为第一类  $n$  阶贝塞尔函数。

它没有解析解,因此,我们通过数值方法计算它,进而分析  $c_n$  的特性。

图 3.2.3 以  $\beta = 0.2, 1.0, 2.0$  和  $5.0$  为例给出了理论分析获得的幅度谱图形。图中还标出了按 Carson 公式估算的带宽,易见,该估计是准确的。

正弦角度调制的频谱由离散谱线构成,它们以载波  $f_c$  为中心向两边展开。第  $n$  谱线的高度为贝塞尔函数值  $J_n(\beta)$ 。分析这些频谱可得以下几点具有普遍意义的结论:

(1) 影响角调制信号频谱特性的核心参数是调制指数  $\beta$ 。 $\beta$  很小时频带很集中,当  $\beta \ll 1$  时为窄带角调制;  $\beta$  变大时频带变宽且结构(形状)发生变化,此时为宽带角调制。

(2) 图中的有效带宽  $B_T$  是以 Carson 公式估算的结果,显然它准确地反映了信号的带宽。

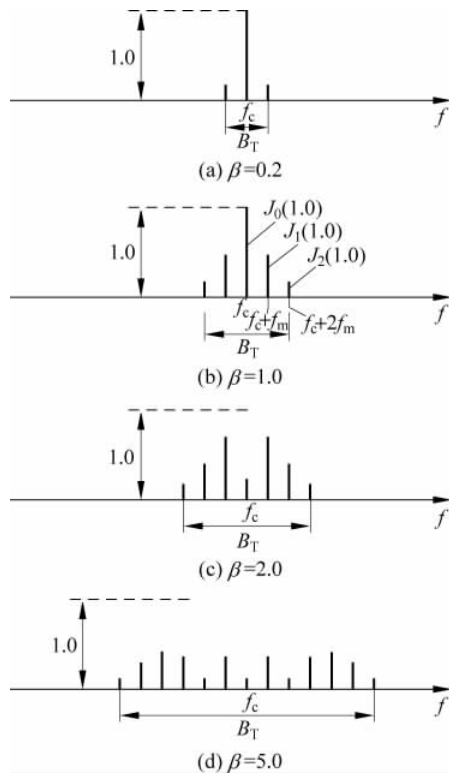


图 3.2.3 不同  $\beta$  下采用正弦调制的 FM 或 PM 的幅度频谱

实际上,  $B_T$  对应的部分包括约 98% 的信号功率。

(3) 载波的强度由  $J_0(\beta)$  决定, 选择合适的  $\beta$ , 可使载波功率减小或为零, 从而使已调信号的功率充分应用在信号传输上。

(4) 虽然调制信号  $m(t)$  为单一频率, 但由它产生的 FM 或 PM 信号却包含了除载波分量以外的无穷多个边频分量, 即产生了许多新的频率分量, 这样的调制显然是非线性的。

### \* 3.2.3 窄带角度调制

通常, 调制指数远小于 1 弧度的角度调制被称为窄带角度调制。其实, 如果 PM 与 FM 系统中,  $k_{PM}$  与  $k_{FM}$  的值以及基带信号  $m(t)$  的值很小, 使  $\theta(t) \ll 1$ , 则  $\cos\theta(t) \approx 1$ ,  $\sin\theta(t) \approx \theta(t)$ 。于是, 已调信号可以作下述近似

$$\begin{aligned} s(t) &= A_c \cos[2\pi f_c t + \theta(t)] \\ &= A_c \cos\theta(t) \cos 2\pi f_c t - A_c \sin\theta(t) \sin 2\pi f_c t \\ &\approx A_c \cos 2\pi f_c t - A_c \theta(t) \sin 2\pi f_c t \end{aligned} \quad (3.2.11)$$

注意到消息信号  $m(t)$  反映在  $\theta(t)$  中, 对照常规 AM 调制

$$s_{AM}(t) = A_c \cos 2\pi f_c t + A_c m(t) \cos 2\pi f_c t$$

可见, 这时的角度已调信号非常类似于 AM 信号。只不过消息信号先映射成  $\theta(t)$ , 而后调制在正弦波(sin)上。

窄带角度调制信号与 AM 信号可以通过相关图形进行直观的比较, 如图 3.2.4 所示。

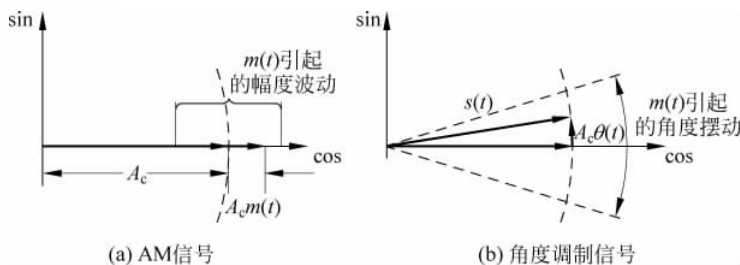


图 3.2.4 AM 与角调制信号的相量图

显然, AM 调制中,  $m(t)$  作用在余弦波的幅度上, 使信号相量的长度波动; 而角度调制中,  $m(t)$  (通过  $\theta(t)$ ) 作用在余弦波的角度上, 使信号相量在圆周上“晃动”。

窄带角度调制的近似公式引出了一种很重要的角度调制信号的产生方法, 这在后面将讨论。

### 3.2.4 调角信号的产生

角度调制信号可以按相关公式来产生, 主要是直接法和间接法两种。由图 3.2.2 看到, PM 与 FM 是可以相互等效的, 因此按一种方法可以等效地产生另一种信号。在实际应用中, 调频信号与调频系统更为常见。因为, 由 FM 方式产生角度调制信号时更易于控制。

### 1. 直接调频法

用调制信号直接改变载波振荡器频率的方法称为**直接调频法**。这种方法通过控制振荡器中决定振荡频率的元件参数,使其随调制信号变化来完成调频的任务。直接调频法常用的核心器件是压控振荡器(VCO),它是一种频率随输入电压变化的晶体振荡器。直接调频法的具体原理框图如图 3.2.5 所示。



图 3.2.5 直接调频原理图

VCO 的输出频率正比于所加的控制电压  $m(t)$ , 使用倍频器允许 VCO 按较低的调制指数产生 FM 信号。该方法的缺点是载频的稳定性不太好,实用中通常需要附加稳频电路。

### \* 2. 间接调频法

先按式(3.2.11)的近似公式产生窄带调频信号,再经倍频产生宽带 FM 信号的方法称为**间接调频法**,该方法也称为**阿姆斯特朗(Armstrong)法**,其原理如图 3.2.6 所示。

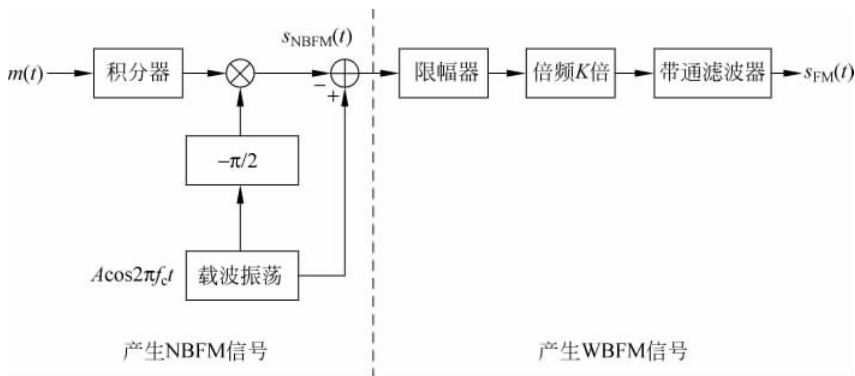


图 3.2.6 间接调频原理图

首先将调制指数  $\beta$  除以  $K$  倍,通常使  $\beta/K < 0.2$  满足窄带角调制的近似条件要求,而后按式(3.2.11)产生  $s_{\text{NBFM}}(t)$ ,随后限幅器消除信号包络上因近似引入的小幅波动,然后, $K$  倍频使信号相角扩大  $K$  倍,将调制指数扩大到  $\beta$ 。实用中可能通过多级倍频与限幅的组合来完成。最后用 BPF 滤去不需要的频率分量,从而得到宽带 FM 信号。间接调频法的好处是避免使用复杂的 VCO。

### 3.2.5 调角信号的接收

调频信号通常采用非相干解调方式来接收。这种方式的本质是首先产生一个振幅正比于 FM 信号瞬时频率的 AM 信号,而后再利用 AM 解调器恢复消息信号,其原理框图如图 3.2.7 所示。FM 到 AM 的转换规律为:频率增大则信号幅度增大,频率减小则信号幅度减小。其频率特性形如:  $|H(f)| = 2\pi f$ ,这实质上是微分器所具有的频响特性。其实,FM 信号微分后得到

$$s_d(t) = \frac{d}{dt} A_c \cos[2\pi f_c t + 2\pi k_{FM} \int m(t) dt]$$

$$= -A_c [2\pi f_c + 2\pi k_{FM} m(t)] \sin[2\pi f_c t + 2\pi k_{FM} \int m(t) dt]$$

由于  $f_c$  很大,使  $2\pi f_c + 2\pi k_{FM} m(t) > 0$ ,因此它类似 AM 信号,利用包络检波器就可以提取其中的消息信号  $m(t)$ 。因此,FM 的非相干接收机框图为图 3.2.8 的形式,其中,微分器和包络检波器级联的核心单元称为**鉴频器 (frequency discriminator)**或**频率检波器 (frequency detector)**。FM 信号是等幅信号,限幅器及带通滤波器的作用是尽量抑制噪声。



图 3.2.7 角调制信号的接收原理图

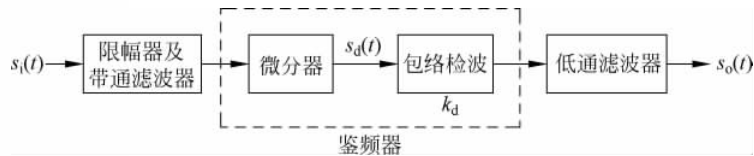


图 3.2.8 调频信号的非相干接收框图

许多电路都可用于实现 FM 到 AM 的转换。一种方案是采用调谐回路频响曲线的斜坡,如图 3.2.9(a)所示。在斜边上选一段线性度较好的区域,使频率  $f_c$  对准其中心位置,这样,FM 信号频率的起伏将导致谐振回路输出信号幅度的起伏,从而实现 FM 到 AM 的

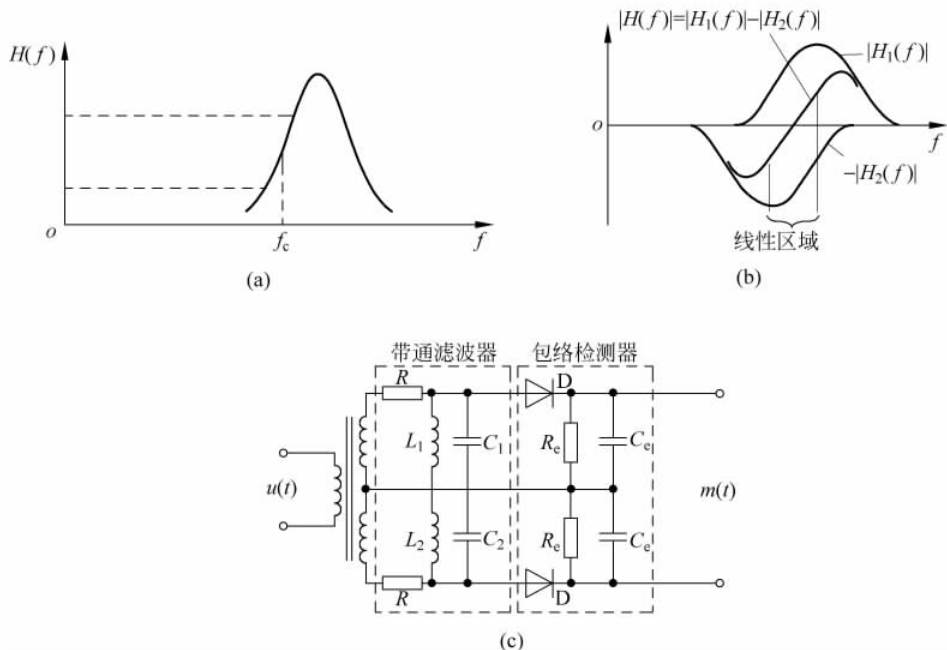


图 3.2.9 平衡鉴频器及对应的频率响应

转换。调谐回路容易实现,但其线性区域一般较窄,为此,可以用两个互补的调谐回路组合成如图 3.2.9(c)所示的平衡鉴频器。它可以提供如图 3.2.9(b)所示的频响曲线。

另一种方案还可采用简单 RC 高通滤波器频响的斜坡过渡段。

### 3.3 幅度调制系统的抗噪声性能

分析噪声对传输信号的影响是研究通信系统可靠性的基本内容。在模拟通信中,调制系统的抗噪声性能由它最终的输出信噪比给出。本节将说明模拟传输系统的噪声问题及其研究方法,分析噪声对各种调幅系统的影响,并具体计算各个系统的抗噪声性能。

#### 3.3.1 模拟传输中的噪声问题

噪声是信道的基本问题,经过传输的信号总会混入噪声使消息信号受到污染,我们关注最终消息信号的质量。

##### 1. 基带传输系统

首先考虑直接传输模拟消息信号的情形,如图 3.3.1 所示。

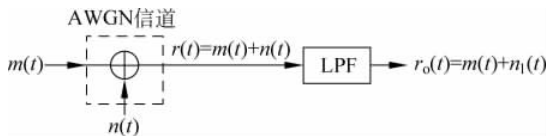


图 3.3.1 基带传输系统

由于消息信号  $m(t)$  是基带的,该系统为模拟基带系统。考虑基本的加性高斯白噪声 (AWGN) 信道,令噪声功率谱密度为  $N_0/2$ 。

假定  $m(t)$  的带宽为  $B$ ,为了抑制噪声,接收时采用同样带宽的低通滤波器,这样在不损伤  $m(t)$  的条件下,最大限度地滤除了噪声。输出中残留的噪声  $n_1(t)$  是带宽为  $B$  的低通白噪声,功率为  $N_0 B$ 。

作为模拟信号,  $r_o(t)$  的噪声性能通过信噪比来衡量,记为  $(S/N)$ 。显然

$$\left(\frac{S}{N}\right)_o = \frac{P_m}{P_{n_1}} = \frac{\overline{m^2(t)}}{N_0 B} \quad (3.3.1)$$

为了分析简便,考虑 LPF 的增益为 1。

##### 2. 频带传输系统

为了在带通信道上进行传输,模拟通信系统采用本章前面讨论的各种调制解调技术。这时,传输过程如图 3.3.2 上边通路所示。

传输中,已调信号  $s(t)$  经过 AWGN 信道。接收时先由带通滤波器尽量滤除带外噪声,该滤波器对准  $f_c$  且带宽刚好为信号  $s(t)$  的带宽。记解调器的输入信号为  $r_i(t) = s(t) +$

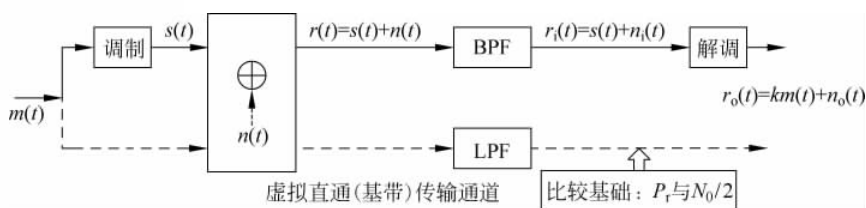


图 3.3.2 频带传输系统

$n_i(t)$ , 其中,  $n_i(t)$  是带宽为  $B_T$  功率谱密度为  $N_0/2$  的带通白噪声。

于是, 解调器的输入信噪比为

$$\left(\frac{S}{N}\right)_i = \frac{P_s}{P_{n_i}} = \frac{P_s}{N_0 B_T} \quad (3.3.2)$$

其中,  $P_s$  是接收到的频带信号的功率,  $P_{n_i}$  为带通白噪声的功率。

$r_i(t)$  通过解调器处理后, 最终输出基带信号  $r_o(t)$ , 其中除消息信号部分  $km(t)$  外, 还含有噪声  $n_o(t)$ 。常数  $k$  反映具体的解调方法可能引入的固有增益。为了衡量输出信号的噪声性能, 定义解调器输出信噪比为

$$\left(\frac{S}{N}\right)_o = \frac{k^2 \overline{m^2(t)}}{P_{n_o}} \quad (3.3.3)$$

其中,  $P_{n_o}$  为  $n_o(t)$  的功率。  $n_o(t)$  是由  $n_i(t)$  导致的, 并因解调方法的不同而不同, 如果  $n_o(t)$  不是白噪声, 则  $P_{n_o}$  不能简单求出。

$(S/N)_o$  与  $(S/N)_i$  的差异反映了某种解调器对信噪比的改善能力, 称为**解调增益 (demodulation gain)**, 定义为

$$G_{\text{DEM}} = \frac{(S/N)_o}{(S/N)_i} \quad (3.3.4)$$

为了衡量各种频带传输系统的总体性能, 我们以直接传输消息信号的虚拟基带系统作为参照系统, 如图 3.3.2 中虚线所示。作为比较基础, 假定:

- (1) 实际系统与虚拟系统接收到的信号功率相同, 记为  $P_r$ ;
- (2) 实际系统与虚拟系统的噪声功率谱密度值相同, 记为  $N_0/2$ 。

这样虚拟的基带传输系统中  $P_r = P_m$ , 因此, 输出信噪比为  $\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{baseband}} = \frac{P_r}{N_0 B}$ 。实际系统中  $P_r = P_s$ , 输出信噪比可表示为  $\left(\frac{S}{N}\right)_o = G_{\text{DEM}} \left(\frac{S}{N}\right)_i = G_{\text{DEM}} \times \frac{P_r}{N_0 B_T}$ 。定义**系统增益 (System gain)**为

$$G_{\text{SYS}} = \frac{(S/N)_o}{(S/N)_{\text{baseband}}} = G_{\text{DEM}} \times \left(\frac{B}{B_T}\right) \quad (3.3.5)$$

它反映了某种调制解调系统相对于统一参照系统的总体增益。

从定义可见, 对比  $G_{\text{DEM}}$  可以了解某频带传输系统的解调器对信噪比的影响; 对比  $G_{\text{SYS}}$  可以了解不同频带传输系统之间在信噪比上的整体优劣。

### 3.3.2 常规 AM 系统(非相干解调)

对于常规 AM 系统,接收信号带宽  $B_T=2B$ ,功率为  $P_{AM}=A_c^2[1+\overline{m^2(t)}]/2$ ,于是

$$\left(\frac{S}{N}\right)_i = \frac{A_c^2[1+\overline{m^2(t)}]/2}{2N_0B}$$

包络检波器是非线性器件,分析其输出信号的信噪比较为复杂,这里先给出有关结论:

(1) 当信号很强时,输入信噪比  $(S/N)_i \gg 1$ ,则  $\left(\frac{S}{N}\right)_o = \frac{A_c^2 \overline{m^2(t)}}{2N_0B}$ 。

(2) 当信号很弱时,输入信噪比  $(S/N)_i < 1$ ,则  $(S/N)_o$  很小,通信无法正常进行。

这种现象称为“门限效应”:仿佛存在某个门限,当  $(S/N)_i$  高于门限时通信正常;低于门限时通信几乎中断。实际上,常规 AM 系统正常工作时总是要达到  $(S/N)_i \gg 1$  的条件,通常要求  $(S/N)_i$  在 10dB 以上。例如 AM 收音机应用中,收听者只会收听信噪比足够高(常常高于 25dB)的电台。

于是,正常通信(即输入信号很强)时

$$G_{\text{DEM\_AM}} = \frac{(S/N)_o}{(S/N)_i} = \frac{\overline{2m^2(t)}}{1+m^2(t)} = 2\eta_{\text{AM}} \quad (3.3.6)$$

其中,  $\eta_{\text{AM}}$  是调制效率,如式(3.1.5)。并且

$$G_{\text{SYS\_AM}} = G_{\text{DEM\_AM}} \frac{B}{2B} = \frac{\overline{m^2(t)}}{1+m^2(t)} = \eta_{\text{AM}} \quad (3.3.7)$$

以 100% 调制的正弦消息信号 ( $\eta_{\text{AM}} = 1/3$ ) 为例,考察常规 AM 调制的性能。首先,  $G_{\text{DEM\_AM}} = 2/3$ ,即常规 AM 解调器使信号的信噪比有所下降;又  $G_{\text{SYS\_AM}} = 1/3$ ,即常规调幅系统比基带系统要差 4.77dB。常规调幅系统的抗噪声能力较差。信噪比差的原因是发送功率的很大一部分用来发送已调信号的载波分量而不是其中的消息信号分量。

下面详细说明  $(S/N)_o$  的推导过程:由第 2 章知窄带噪声可写为同相分量与正交分量  $n_c(t)$  与  $n_s(t)$  的组合,接收信号可表示为

$$\begin{aligned} r_i(t) &= S_{\text{AM}}(t) + n_i(t) = A_c[1+m(t)]\cos 2\pi f_c t + n_c(t)\cos 2\pi f_c t - n_s(t)\sin 2\pi f_c t \\ &= \{A_c[1+m(t)] + n_c(t)\}\cos 2\pi f_c t - n_s(t)\sin 2\pi f_c t \end{aligned}$$

包络检波器的输出是  $r_i(t)$  的包络,记为  $a_i(t)$ ,则

$$a_i(t) = \sqrt{\{A_c[1+m(t)] + n_c(t)\}^2 + n_s^2(t)} \quad (3.3.8)$$

上式表明,由于噪声的影响,包络与消息信号  $m(t)$  的关系变得较为复杂。要研究输出信号的信噪比,需要分两种情形来讨论:

(1) 信号很强,即解调器输入信噪比  $(S/N)_i \gg 1$ 。

式(3.3.8)开方中的第一项远大于第二项,则该式可如下化简

$$a_i(t) = \{A_c[1+m(t)] + n_c(t)\} \cdot \sqrt{1+x^2}$$

其中,  $x = \frac{n_s(t)}{A_c[1+m(t)] + n_c(t)} \ll 1$ ,这时

$$\sqrt{1+x^2} \approx 1 + \frac{1}{2}x^2 \approx 1 \quad (3.3.9)$$

于是

$$a_i(t) \approx A_c[1+m(t)] + n_c(t)$$

由此易知, 隔除直流与低通滤波后, 输出信号为

$$s_o(t) = A_c m(t) + n_c(t)$$

其中,  $n_c(t)$  是(双边)功率谱密度为  $N_0$ , 带宽为  $B$  的低通白噪声, 于是

$$\left(\frac{S}{N}\right)_o = \frac{A_c^2 \overline{m^2(t)}}{P_{n_c}} = \frac{A_c^2 \overline{m^2(t)}}{2N_0 B}$$

(2) 信号很弱, 即输入信噪比  $(S/N)_i < 1$ 。

式(3.3.8)的被开方项可写为

$$\begin{aligned} & \{A_c[1+m(t)]\}^2 + 2A_c[1+m(t)]n_c(t) + n_c^2(t) + n_s^2(t) \\ & \approx 2A_c[1+m(t)]a_n(t)\cos\theta_n(t) + a_n^2(t) \end{aligned}$$

其中, 因  $A_c[1+m(t)]$  相对很小, 其平方项可忽略;  $a_n(t)$  与  $\theta_n(t)$  是带通噪声  $n_i(t)$  的包络与相位分量, 它们满足

$$a_n^2(t) = n_c^2(t) + n_s^2(t), a_n(t)\cos\theta_n(t) = n_c(t)$$

代回式(3.3.8), 并注意到  $a_n(t)$  很大, 利用式(3.3.9)得

$$\begin{aligned} a_i(t) & \approx a_n(t) \sqrt{1 + \frac{2A_c[1+m(t)]\cos\theta_n(t)}{a_n(t)}} \\ & \approx a_n(t) + A_c[1+m(t)]\cos\theta_n(t) \end{aligned}$$

可见, 在小信噪比情况下, 检波器输出的分量中没有直接与信号  $m(t)$  保持正比关系的成分,  $\theta_n(t)$  是噪声的相位,  $m(t)$  受其影响很大, 结果是小信号“淹没”在大噪声中, 此时  $(S/N)_o$  不再按比例随  $(S/N)_i$  下降, 而是急剧恶化, 这时称此系统工作于门限之下, 这种现象称为门限效应。出现门限效应的输入信噪比称为门限值, 记为  $(S/N)_{\text{ith}}$ , 门限值  $(S/N)_{\text{ith}}$  通常约在 0dB 附近。门限效应是由包络检波器的非线性解调作用引起的, 是包络检波器固有的特性, 它本身无法克服。而在后面讨论的相干解调中, 由于解调过程可视为信号和噪声分别解调, 因而解调器输出端总是单独存在有用信号项, 所以相干解调不存在门限效应。但常规实用 AM 系统中几乎总是采用非相干解调方式, 并使之工作在门限值之上。

### 3.3.3 DSB-SC 与 AM(相干解调)系统

对于 DSB-SC 系统, 接收信号带宽  $B_T = 2B$ , 功率为  $P_s = P_{\text{DSB}} = \frac{1}{2}A_c^2 \overline{m^2(t)}$ , 于是

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{DSB}} = \frac{\frac{1}{2}A_c^2 \overline{m^2(t)}}{2N_0 B}$$

DSB-SC 采用相干解调器(即乘法检测器), 结构如图 3.3.3 所示。不妨考虑 LPF 是单位增益的, 并令本地载波前因子为 2, 这样可使输出结果简洁, 以方便分析。输入信号为

$$r_i(t) = A_c m(t) \cos 2\pi f_c t + n_i(t)$$

其中,  $n_i(t)$  为平稳带通白噪声, 由第 2 章知识可写为同相与正交分量  $n_c(t)$  与  $n_s(t)$  的组合, 使上式变为

$$r_i(t) = [A_c m(t) + n_c(t)] \cos 2\pi f_c t - n_s(t) \sin 2\pi f_c t$$

于是, 图中乘法器输出为

$$r_i(t) \times 2\cos 2\pi f_c t = [A_c m(t) + n_c(t)] \times (1 + \cos 4\pi f_c t) - n_s(t) \sin 4\pi f_c t$$

这里载波前面的因子 2 不影响结果, 但有助于简化推导。经过 LPF 后

$$r_o(t) = A_c m(t) + n_c(t)$$

又由于带通噪声与它的同相或正交分量的功率一样, 可得,  $P_{n_o} = P_{n_c} = N_0 B_T = 2N_0 B$ 。于是, 输出信噪比为

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{o\_DSB} = \frac{A_c^2 \overline{m^2(t)}}{2N_0 B} \quad (3.3.10)$$

最后, 计算系统的  $G_{DEM}$  与  $G_{SYS}$ , 可得

$$G_{DEM\_DSB} = 2 \quad \text{与} \quad G_{SYS\_DSB} = 2 \times \frac{B}{2B} = 1 \quad (3.3.11)$$

相干解调器实际上也能够解调常规 AM 信号。对于常规 AM 信号

$$r_i(t) = A_c [1 + m(t)] \cos 2\pi f_c t + n_i(t)$$

同理得到,  $r_o(t) = A_c [1 + m(t)] + n_c(t)$  与  $P_{n_o} = P_{n_c} = N_0 B_T = 2N_0 B$ 。于是, 输出信噪比为

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{o\_AM} = \frac{A_c^2 \overline{m^2(t)}}{2N_0 B} \quad (3.3.12)$$

$$G_{DEM\_AM} = \frac{2 \overline{m^2(t)}}{1 + \overline{m^2(t)}} \quad (3.3.13)$$

与

$$G_{SYS\_AM} = \frac{2 \overline{m^2(t)}}{1 + \overline{m^2(t)}} \times \frac{B}{2B} = \frac{\overline{m^2(t)}}{1 + \overline{m^2(t)}} \quad (3.3.14)$$

特别注意到, 常规 AM 信号在相干解调下的有关结论, 与它在大信噪比情况中用包络检波器时的结论相同。这表明, 在输入信噪比很高时, 廉价的包络检波可以达到与相干解调同样的性能, 而随着信噪比下降, 相干解调的性能会逐渐下降, 但包络检波器的性能可能急剧下降至无法工作。

### \* 3.3.4 SSB 系统

对于 SSB 系统, 发送信号如式 (3.1.9), 接收的有用信号为

$$s_{SSB}(t) = A_c m(t) \cos 2\pi f_c t \mp A_c \hat{m}(t) \sin 2\pi f_c t$$

由于 SSB 信号的频谱只有 DSB 的一半, 可知  $P_s = \frac{P_{DSB}}{2} = \frac{1}{4} A_c^2 \overline{m^2(t)}$ ; 而且输入的噪声功

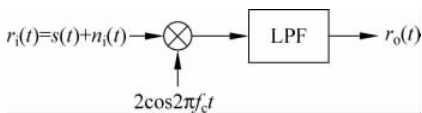


图 3.3.3 相干解调器

率减半为  $N_0B$ 。因此,系统输入信噪比为

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{i\_SSB} = \frac{A_c^2 \overline{m^2(t)}}{4N_0B}$$

SSB 信号采用相干解调器(即乘法检测器)来接收,类似于 DSB-SC 的分析可得

$$r_{o\_SSB}(t) = \frac{1}{2}A_c m(t) + n_{c\_SSB}(t)$$

其中,消息信号部分为  $A_c m(t)/2$ 。由于 SSB 信号的带宽只是 DSB-SC 信号的一半,相应的带通噪声的带宽也减半,因此输出信号中低通白噪声的功率也减半为  $P_{n_o} = N_0B$ 。于是,SSB 系统的输出信噪比为

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{o\_SSB} = \frac{A_c^2 \overline{m^2(t)}/4}{N_0B} \quad (3.3.15)$$

最后得到

$$G_{DEM\_SSB} = 1 \quad \text{与} \quad G_{SYS\_SSB} = 1 \times \frac{B}{B} = 1 \quad (3.3.16)$$

注意到,SSB 系统总体增益与 DSB-SC 系统是一样的,虽然其解调增益只是 DSB-SC 的一半。但是,SSB 信号占用的带宽要窄一半,信道的利用更为充分。

### 3.4 角度调制系统的抗噪声性能

本节将讨论模拟角度调制系统的噪声问题。首先给出调频与调相系统抗噪声性能的基本结论,介绍预加重/去加重技术;而后,详细分析角度调制系统的门限效应,并具体计算 PM 与 FM 系统的噪声性能;最后,说明改善门限效应的主要方法。

#### 3.4.1 FM 与 PM 系统的抗噪声性能

角度调制系统的噪声分析方法与前面幅度调制系统的基本相同。系统的抗噪声性能通过与基带参照系统的对比来衡量,即由系统增益  $G_{SYS}$  来表示。

通过分析发现,角度调制系统也存在门限效应:当输入信噪比较高时,系统可以很好地工作;但当输入信噪比较低时,系统工作困难,甚至根本无法通信。角度调制系统的门限效应比常规 AM 系统的更为严重,因为其信号带宽大,接收机前端的 BPF 通过的噪声多,因此,其正常工作需要的信号功率更高。

正常运用角度调制系统时,应该保证它具有足够的输入信噪比,通常需要 10dB 以上。这时,可以分别计算出 FM 与 PM 的抗噪性能如下:

$$G_{SYS\_FM} = 3 \left( \frac{\Delta f_{\max}}{B} \right)^2 \frac{\overline{m^2(t)}}{|m(t)|_{\max}^2} \quad (3.4.1)$$

与

$$G_{SYS\_PM} = (\Delta\theta_{\max})^2 \frac{\overline{m^2(t)}}{|m(t)|_{\max}^2} = (2\pi\Delta f_{\max})^2 \frac{\overline{m^2(t)}}{|m'(t)|_{\max}^2} \quad (3.4.2)$$

其中,  $\Delta f_{\max}$  与  $\Delta\theta_{\max}$  为调制时的最大频偏与最大相偏,  $B$ 、 $\overline{m^2(t)}$ 、 $|m(t)|_{\max}$  与  $|m'(t)|_{\max}$  分

别为消息信号的带宽、功率、峰值与导函数的峰值。

显然,FM 与 PM 的抗噪性能与消息信号的特性有关。为了简便,可以考虑正弦单音信号,记幅度为  $A_m$ ,易知,  $\overline{m^2(t)}/|m(t)|_{\max}^2=0.5$ 。因此

(1) FM 信号:  $\beta=\Delta f_{\max}/B$ ,则  $G_{\text{SYS\_FM}}=1.5\beta^2$ 。

(2) PM 信号:  $\beta=\Delta\theta_{\max}$ ,则  $G_{\text{SYS\_PM}}=0.5\beta^2$ 。

从公式可见,  $\Delta f_{\max}$ (或  $\beta$ )越高,则  $G_{\text{SYS\_FM}}$ 与  $G_{\text{SYS\_PM}}$ 的值越好。但  $\Delta f_{\max}$ (或  $\beta$ )的增加有一个上限,因为,它们的增加对应于信号与接收 BPF 带宽的增加,进而造成输入噪声的加大。如果增加过度,就会破坏信号明显高于噪声的前提条件,导致系统无法正常工作,使上面的  $G_{\text{SYS\_FM}}$ 与  $G_{\text{SYS\_PM}}$ 计算值没有意义。

**例 3.7** 标准 FM 广播与模拟 TV 伴音系统是两个典型的调频系统。两系统中,基带信号带宽同为 15kHz,最大频偏分别为 75kHz 与 25kHz。试分别计算它们的调制指数与抗噪性能。

**解** (1) 标准 FM 广播系统:  $\beta=\frac{\Delta f_{\max}}{B}=\frac{75}{15}=5$ 。考虑正弦调制信号

$$G_{\text{SYS\_FM}}=1.5 \times 25=37.5=15.74\text{dB}$$

(2) 模拟 TV 伴音系统:  $\beta=\frac{\Delta f_{\max}}{B}=\frac{25}{15}=1.67$ 。考虑正弦调制信号

$$G_{\text{SYS\_FM}}=1.5 \times 25/9=4.1=6.12\text{dB}$$

图 3.4.1 示意了几种典型的  $\beta$  值条件下,FM 系统(相对于基带系统)的输出信噪比情况。由于调幅 DSB-SC 与 SSB 的系统增益为 1,它们与基带系统相当,因此该图可以视为 FM 系统相对于这两个系统的输出信噪比增益。显然,正常工作的角度调制系统比幅度调制系统的抗噪性能要优越得多。

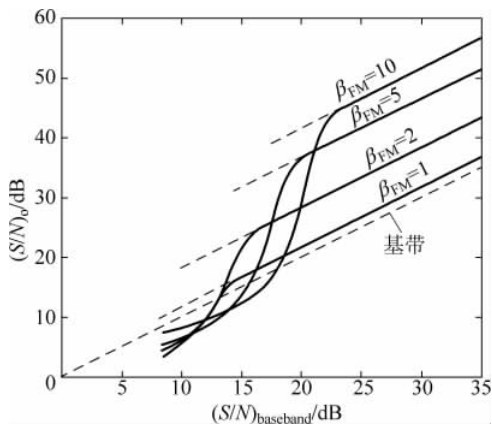


图 3.4.1 FM 系统(相对于基带系统)的输出信噪比(以正弦调制为例)

比较 FM 与 PM 的抗噪性能可知,在正弦调制时,FM 优于 PM 三倍。但这只是一种特殊情况。实际上,绝大多数消息信号具有一定的带宽,且低频成分更为丰富,这时,PM 的性能反而优于 FM 的性能。

## \* 3.4.2 预加重/去加重技术

预加重/去加重 (preemphasis-deemphasis) 技术是通过调节信号和(或)噪声的频谱形状以提高抗噪声性能的方法。应用预加重/去加重技术的一般系统框图如图 3.4.2 所示。其中,  $H_p(f)$  与  $H_d(f)$  分别是预加重与去加重单元(或网络)的频响特性。两者彼此互逆, 因此, 消息信号通过它们后保持不变。而噪声只会经过去加重单元, 因此其功率谱将被改变。设计预加重与去加重特性的原则是在保持传输信号的功率与带宽等主要特性基本不变的条件下, 力求输出信噪比最大。

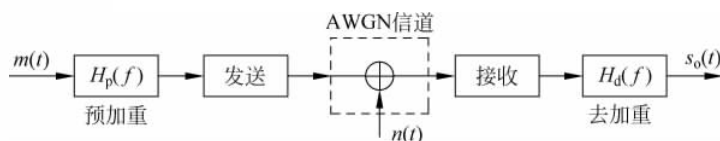


图 3.4.2 预加重/去加重技术系统框图

理论上讲, 各种调制系统都可以运用预加重/去加重技术。但实际上, 角度调制系统中运用这一技术较为普遍。因为, 其效果特别明显。

FM 系统的预加重/去加重方案最为典型。研究发现, FM 系统中包含微分单元, 因而噪声的影响随频率的增加而快速增强。因此, 抑制高端噪声是提高其性能的有效手段。传输声音信号时 FM 系统常常采用图 3.4.3 的预加重与去加重特性, 这样, 噪声通过  $H_d(f)$  后  $f_1$  以上的噪声被大大地压缩了。图 3.4.4 给出了标准 FM 广播与模拟 TV 伴音系统中运用预加重/去加重的效果(要求接收机工作在噪声门限以上), 两种典型系统的性能改善为 12.3dB。可见效果是显著的。

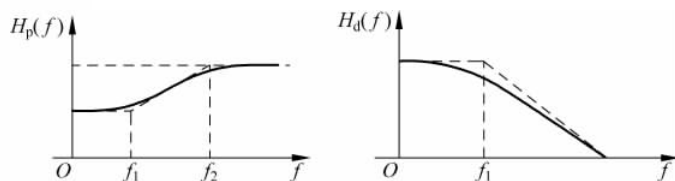


图 3.4.3 FM 系统中预加重/去加重网络的幅频特性

图 3.4.3 的频响特性中, 通常令  $f_1 = 2.1\text{kHz}$  与  $f_2 = 30\text{kHz}$ , 它们是根据声音信号的特性通过反复实验获得的。这两种特性可以通过简单电路网络来实现, 分别如图 3.4.5 和图 3.4.6 所示。由电路可以计算出

$$H_p(f) = \frac{R_2}{R_2 + \frac{R_1/j2\pi fC}{R_1 + 1/j2\pi fC}} = \frac{1 + j2\pi fR_1C}{1 + j2\pi fR_1C + R_1/R_2} = K \frac{1 + j(f/f_1)}{1 + j(f/f_2)}$$

其中,  $f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C}$ ,  $f_2 = \frac{R_1 + R_2}{2\pi R_1 R_2 C}$ ,  $K$  为常数。以及

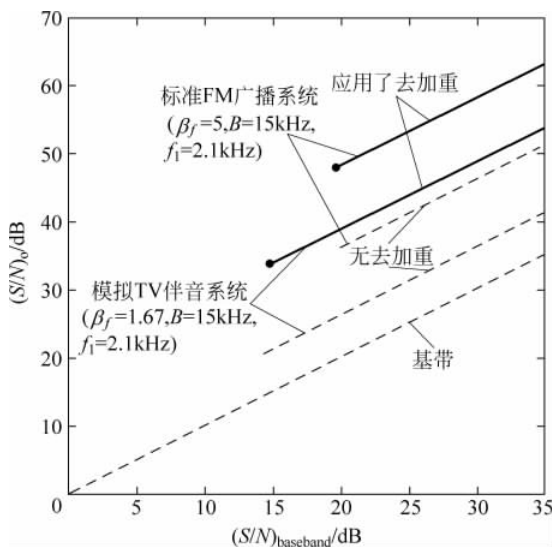


图 3.4.4 两种典型系统预加重/去加重技术的效果

$$H_d(f) = \frac{1/j2\pi fC}{R_1 + 1/j2\pi fC} = \frac{1}{1 + j2\pi fR_1C} = \frac{1}{1 + j(f/f_1)}$$

其中,  $f_1 = 1/2\pi R_1 C$ 。

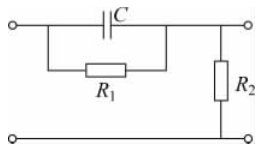


图 3.4.5 预加重网络电路图

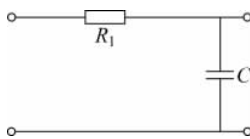


图 3.4.6 去加重网络电路图

### \* 3.4.3 角度调制系统的噪声性能分析

与幅度调制系统的噪声分析基本相同,我们从接收信号入手,首先分析解调器的输入、输出信噪比,而后计算解调器增益  $G_{DEM}$ ,最后获得系统增益  $G_{SYS}$ 。

角度调制系统中,接收到的信号首先通过 BPF,再送入解调器。记解调器的输入信号为

$$r_i(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + \theta(t)] + n_i(t)$$

其中,  $\theta(t)$  为角度调制信号的相位,  $n_i(t)$  为通过 BPF 后的带通白噪声。假定消息信号的带宽为  $B$ ,依据 Carson 公式选择 BPF 的带宽为  $B_T = 2(D+1)B$ 。于是,解调器的输入信噪比为

$$\left(\frac{S}{N}\right)_i = \frac{A_c^2/2}{N_0 \times B_T} = \frac{A_c^2}{4(D+1)BN_0} \quad (3.4.3)$$

## 1. 解调器的门限效应

角度调制信号解调时关注信号的相位。为此,可将输入信号表示为

$$\begin{aligned} r_i(t) &= A_c \cos[2\pi f_c t + \theta(t)] + a_n(t) \cos[2\pi f_c t + \theta_n(t)] \\ &= A_i(t) \cos[2\pi f_c t + \theta_i(t)] \end{aligned} \quad (3.4.4)$$

其中,  $a_n(t)$  与  $\theta_n(t)$  为带通白噪声的幅度与相位分量,  $\theta_i(t)$  为输入信号的相位, 而  $A_i(t)$  为信号幅度。一般情况下,  $\theta_i(t)$  不容易直接计算。有效的分析方法是分别讨论大信噪比与小信噪比两种典型情形。

## (1) 大信噪比情形

图 3.4.7 采用矢量图示法给出了信号与噪声的叠加情况。图中信号矢量的幅度为  $A_c$ 、角度为  $\theta(t)$ , 噪声矢量的幅度为  $a_n(t)$ 、角度为  $\theta_n(t)$ 。由于输入信噪比  $(S/N)_i$  较大, 使得  $A_c \gg a_n(t)$ , 合矢量近似于信号矢量, 其角度只是比信号角度  $\theta(t)$  有少量变化。具体的变化量可以从  $\triangle OAB$  上计算

$$\sin[\theta_i(t) - \theta(t)] = \frac{|\overline{AB}|}{|\overline{OA}|} = \frac{a_n(t) \sin[\theta_n(t) - \theta(t)]}{A_i(t)}$$

由于  $\theta_i(t) - \theta(t)$  很小, 且  $A_i(t) \approx A_c$ , 因此有

$$\theta_i(t) \approx \theta(t) + A_c^{-1} a_n(t) \sin[\theta_n(t) - \theta(t)] \quad (3.4.5)$$

消息信号包含在上式右端的  $\theta(t)$  中。

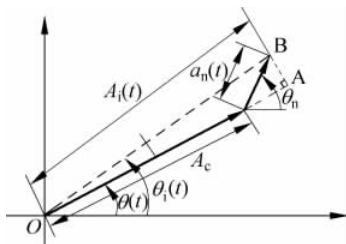


图 3.4.7 大信噪比时的信号与噪声的叠加矢量图

## (2) 小信噪比情形

如果输入信噪比  $(S/N)_i$  很小, 使得  $A_c \ll a_n(t)$ , 则与上面的情况正好相反, 合矢量近似于噪声矢量, 类似地

$$\theta_i(t) \approx \theta_n(t) + a_n^{-1}(t) A_c \sin[\theta(t) - \theta_n(t)]$$

上式右端第二项虽然含有  $\theta(t)$ , 该项数值很小, 无法有效地提取到消息信号。

显然, 角度调制系统具有门限效应。在大信噪比时, 可以通过  $\theta(t)$  还原消息信号; 但在小信噪比时, 系统无法正常通信。

## 2. PM 与 FM 的抗噪性能

下面, 我们进一步分析大信噪比的情形下 PM 与 FM 的具体抗噪性能。首先考察式(3.4.5)中的噪声项, 记  $n_s(t) = a_n(t) \sin[\theta_n(t) - \theta(t)]$ 。令

$$n_{i_1}(t) = a_n(t) \cos[2\pi f_c t + \theta_n(t) - \theta(t)]$$

它的正交分量正是  $n_s(t)$ 。注意到  $\theta(t)$  的带宽大致为  $B$ ，它相对于  $n_i(t)$  缓慢变化，因此可以认为  $n_{i_1}(t)$  是  $n_i(t)$  相移的结果，两者具有相同功率谱，是同样特性的带通白噪声。由第2章的知识可知，作为正交分量的  $n_s(t)$  为带宽  $B_T/2$  的低通白噪声，其功率仍然为  $N_0 B_T$ 。 $n_s(t)$  的功率谱密度如图 3.4.8 所示。

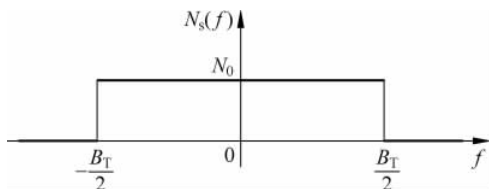


图 3.4.8 噪声  $n_s(t) = a_n(t) \sin[\theta_n(t) - \theta(t)]$  的功率谱

现在， $\theta_i(t) \approx \theta(t) + A_c^{-1} n_s(t)$ ，针对 PM 与 FM 信号的不同特点，可以具体分析各自解调器的输出信噪比。

#### (1) PM 信号情形

对于 PM 信号， $\theta(t) = k_{PM} m(t)$ ，因此，解调器的输出信号如下

$$s_o(t) = \text{LPF}[\theta_i(t)] = k_{PM} m(t) + A_c^{-1} \text{LPF}[n_s(t)]$$

其中，LPF 的截止频率取  $B$ ，用于输出消息信号  $m(t)$ 。于是，输出噪声功率为  $A_c^{-2} \times N_0 \times 2B$ ，输出信噪比为

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{o,PM} = \frac{k_{PM}^2 \overline{m^2(t)}}{2A_c^{-2} N_0 B} = \frac{A_c^2 k_{PM}^2 \overline{m^2(t)}}{2N_0 B}$$

再结合式(3.4.3)得 PM 的解调增益为

$$G_{\text{DEM,PM}} = \frac{(S/N)_{o,PM}}{(S/N)_i} = 2(D+1)k_{PM}^2 \overline{m^2(t)} \quad (3.4.6)$$

系统增益为

$$G_{\text{SYS,PM}} = G_{\text{DEM,PM}} \times \left(\frac{B}{B_T}\right) = k_{PM}^2 \overline{m^2(t)}$$

因为  $\Delta\theta_{\max} = k_{PM} |m(t)|_{\max}$  与  $\Delta f_{\max} = \frac{1}{2\pi} k_{PM} |m'(t)|_{\max}$ ，所以，上式可表示为

$$G_{\text{SYS,PM}} = (\Delta\theta_{\max})^2 \frac{\overline{m^2(t)}}{|m(t)|_{\max}^2} = (2\pi\Delta f_{\max})^2 \frac{\overline{m^2(t)}}{|m'(t)|_{\max}^2} \quad (3.4.7)$$

#### (2) FM 信号情形

对于 FM 信号， $\theta(t) = 2\pi k_{FM} \int m(t) dt$ ，因此，解调器的输出信号如下

$$s_o(t) = \text{LPF}\left[\frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \theta_i(t)\right] = k_{PM} m(t) + A_c^{-1} \text{LPF}\left[\frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} n_s(t)\right]$$

其中，LPF 的截止频率取  $B$ ，用于输出消息信号  $m(t)$ 。注意到微分处理的频率响应为  $2\pi f$ ，易知，输出噪声的功率可以如下求出

$$P_{n_o} = \int_{-B}^B N_0 \times |2\pi f|^2 \left(\frac{A_c^{-1}}{2\pi}\right)^2 df = \frac{N_0}{3A_c^2} f^3 \Big|_{-B}^B = \frac{2N_0 B^3}{3A_c^2} \quad (3.4.8)$$

于是,输出信噪比为

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{o\_FM} = \frac{3A_c^2 k_{FM}^2 \overline{m^2(t)}}{2N_0 B^3}$$

再结合式(3.4.3)得 FM 的解调增益为

$$G_{DEM\_FM} = \frac{(S/N)_{o\_FM}}{(S/N)_i} = \frac{6(D+1)k_{FM}^2 \overline{m^2(t)}}{B^2} \quad (3.4.9)$$

系统增益为

$$G_{SYS\_PM} = G_{DEM\_FM} \times \left(\frac{B}{B_T}\right) = \frac{3k_{FM}^2 \overline{m^2(t)}}{B^2}$$

因为  $\Delta f_{\max} = k_{FM} |m(t)|_{\max}$ , 所以,上式可表示为

$$G_{SYS\_FM} = 3 \left(\frac{\Delta f_{\max}}{B}\right)^2 \frac{\overline{m^2(t)}}{|m(t)|_{\max}^2} \quad (3.4.10)$$

最后,我们比较 PM 与 FM 的性能。对比式(3.4.7)和式(3.4.10)可得

$$\frac{G_{SYS\_PM}}{G_{SYS\_FM}} = \frac{(2\pi B)^2 |m(t)|_{\max}^2}{3 |m'(t)|_{\max}^2}$$

可见,在带宽与峰值相同的时候,消息信号的最大变化率决定了哪种模式具有优势。而信号的变化率主要取决于其高频成分的丰富程度。深入分析可得出如下结论:

- (1) 若消息信号的高低频率成分比较均衡,则 PM 与 FM 的抗噪性能接近。
- (2) 若消息信号以高频率成分为主,则 FM 优于 PM。
- (3) 若消息信号以低频率成分为主,则 PM 优于 FM。

正弦单音调制时,消息信号集中于最高频率处,是上面第(2)种情况。而实际应用中,PM 通常都优于 FM,因为,绝大多数的消息信号属于上面第(3)种情况。

### \* 3.4.4 改善门限效应的解调方法

调频系统的门限效应比常规 AM 系统更为明显,压低门限使系统在较弱的信号时也能正常工作是很有必要的。方法主要有两个:采用反馈解调器(FMFB)或锁相环解调器。这两种方法都是通过减小系统的等效带宽,从而降低输入噪声的功率,提高输入信噪比,使系统工作在门限以上。

#### 1. 反馈解调器(FMFB)

所谓反馈解调器是将输出信号通过 VCO 再次调频后又送回到输入端的解调器,其原理图如图 3.4.9 所示。其中,VCO 以  $s_o(t)$  产生 FM 信号  $s_v(t)$ ,中心频率为  $f_o$ ,压控灵敏度为  $k_{vco}$ 。记  $f_{if} = f_c - f_o$  ( $f_c$  为输入信号的载频),带通滤波器以它为中心频率。由图 3.4.9 有

$$s_i(t) = A_c \cos \left[ 2\pi f_c t + 2\pi k_{FM} \int m(t) dt \right]$$

$$s_v(t) = A_o \cos \left[ 2\pi f_o t + 2\pi k_{vco} \int s_o(t) dt \right]$$

$$\begin{aligned}
 s_p(t) &= s_i(t)s_v(t) \\
 &= \frac{1}{2}A_cA_o \left\{ \cos \left[ 2\pi(f_c - f_o)t + 2\pi \int (k_{FM}m(t) - k_{vco}s_o(t))dt \right] \right. \\
 &\quad \left. + \cos \left[ 2\pi f_c t + 2\pi f_o t + 2\pi \int (k_{FM}m(t) + k_{vco}s_o(t))dt \right] \right\}
 \end{aligned}$$

图 3.4.9 反馈解调器原理图

经过带通滤波器后输出差频分量

$$s_{i0}(t) = \frac{1}{2}A_cA_o \cos \left[ 2\pi f_{if}t + 2\pi \int (k_{FM}m(t) - k_{vco}s_o(t))dt \right] \quad (3.4.11)$$

令  $K$  为通路总的增益,于是鉴频后的输出为

$$s_o(t) = K \frac{d}{dt} \left\{ \int (k_{FM}m(t) - k_{vco}s_o(t))dt \right\} = K[k_{FM}m(t) - k_{vco}s_o(t)]$$

所以

$$s_o(t) = \left( \frac{Kk_{FM}}{1 + Kk_{vco}} \right) m(t)$$

可见,反馈解调器的输出信号  $s_o(t)$  与  $m(t)$  呈线性关系,故它能够恢复调制信号。再将  $s_o(t)$  表达式代入式(3.4.11)中,得到

$$s_{i0}(t) = \frac{1}{2}A_cA_o \cos \left[ 2\pi f_{if}t + \frac{2\pi k_{FM}}{1 + Kk_{vco}} \int m(t)dt \right]$$

可以看出  $s_{i0}(t)$  的调频指数恰好是  $s_i(t)$  的  $1/(1 + Kk_{vco})$  倍,调频信号带宽变窄,所以鉴频器 BPF 的带宽只需原  $s_i(t)$  信号带宽的  $1/(1 + Kk_{vco})$  倍,故叠加的噪声功率减小了,输入信噪比提高了  $1/(1 + Kk_{vco})$  倍,从而改善了门限效应。FMFB 接收机能提供的门限扩展大约为 5dB 左右,这对于工作于门限值附近的系统非常重要。如在卫星通信系统中,应用门限扩展设备代替传统接收机的系统比应用双天线(3dB 增益)的系统要便宜得多。

## 2. 锁相环解调器

FM 信号还可以采用锁相环(PLL)进行解调。锁相环解调器结构如图 3.4.10 所示,其中压控振荡器 VCO 的中心频率为  $f_c$ 。简单地讲,当 PLL 稳定后 VCO 的输出信号会与  $s_i(t)$  同步,而驱动 VCO 的信号是  $s_o(t)$ ,为此,它必须是  $s_i(t)$  的瞬时频率。于是,  $s_o(t)$  可以还原 FM 信号中的消息信号。

由于环路滤波器的输出即为基带信号,所以其宽度只需要与  $m(t)$  的带宽相同即可,从而减小了白噪声,使得 PLL 解调器工作在门限以上。与常规 FM 鉴频器相比,PLL 对信噪比的改善量约为 3dB。

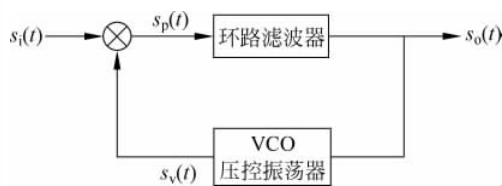


图 3.4.10 锁相环解调器

### 3.5 各类通信系统的比较与应用

比较各类通信系统的性能是一件有意义的事情。有效性和可靠性是通信系统的最主要的性能指标。系统的**有效性**是指在给定的信道中单位时间内传输的信息内容的多少。模拟通信系统的有效性用有效传输带宽来度量。系统的**可靠性**是指接收信息的准确程度。模拟通信系统的可靠性用接收机输出信噪比来衡量。输出信噪比越高,信号的质量越好,表示系统的抗噪声能力越强。因此本节也主要从传输带宽和抗噪声能力两方面来比较各种调制系统的性能。

#### 3.5.1 各类通信系统的比较

几种模拟调制系统的基本性能参数如表 3.5.1 所示。

表 3.5.1 模拟调制系统的带宽与噪声性能

	调制	传输带宽	$G_{\text{SYS}} = \left(\frac{S}{N}\right)_o / \left(\frac{S}{N}\right)_{\text{baseband}}$	实现的难易
线性调制	AM	$2B$	$\frac{\overline{m^2(t)}}{1 + \overline{m^2(t)}} = \eta_{\text{AM}}$	最简单
	DSB-SC	$2B$	1	复杂
	SSB	$B$	1	最复杂
	VSB	$\approx B$	1	复杂
非线性调制	FM	$2(\beta_{\text{FM}} + 1)B$	$1.5\beta_{\text{FM}}^2$	简单
	PM	$2(\beta_{\text{PM}} + 1)B$	$0.5\beta_{\text{PM}}^2$	稍复杂

表中应注意: ① AM 信号的  $m(t)$  幅度要保证系统不发生过调制; ② AM、FM 与 PM 系统工作在门限以上; ③ AM、FM 与 PM 系统中考虑正弦单音调制。

通过比较可粗略地得出以下结论(在常规情况下):

(1) 带宽上具有下述特点

$$B_{\text{FM}}(\text{或 } B_{\text{PM}}) > B_{\text{DSB\_SC}}(\text{或 } B_{\text{AM}}) > B_{\text{SSB}}(\text{或 } B_{\text{VSB}})$$

(2) 抗噪声性能方面

$$\text{FM(或 PM)} \overset{\text{优于}}{>} \text{DSC - SC(或 SSB, 或 VSB)} \overset{\text{优于}}{>} \text{AM}$$

值得注意的是:

(1) 幅度调制和角度调制系统各有优缺点,角度调制在抗噪声性能方面的长处是以增加传输带宽为代价的。换言之,以牺牲系统的有效性来换取系统的可靠性。

(2) 常规 AM、FM 与 PM 具有门限效应,应该使系统工作在各自的门限以上(即高性噪比状态)。

(3) 角度调制信号的幅度恒定,它不怕非线性失真。在很多应用中这是一个非常重要的优势。例如,在一些微波接力系统与第一代蜂窝电话系统中就利用了这一优势应对非线性问题与无线信号的快衰落问题。

调制技术还常常分为线性与非线性。**线性调制**是满足线性关系的调制,即

$$\text{Modulation}[\alpha m_1(t) + \beta m_2(t)] = \alpha \times \text{Modulation}[m_1(t)] + \beta \times \text{Modulation}[m_2(t)]$$

其中,Modulation[·]表示某种幅度调制过程, $m_1(t)$ 与 $m_2(t)$ 是任意的基带信号, $\alpha$ 与 $\beta$ 是任意常数。**非线性调制**是不满足线性关系的调制。

可以发现,上述各种幅度调制方式均为线性调制,而角度调制方式为非线性调制。正是由于非线性的原因,FM 与 PM 信号难于进行理论分析,我们只好借助简单信号获得一些基本结论。

**例 3.8** 假定调频系统和常规调幅系统的输出信噪比均为 40dB,即 $(S/N)_{o\_FM} = (S/N)_{o\_AM} = 40\text{dB}$ ,基带信号是频率 $f_m$ 为 4kHz、振幅为 $A_m$ 的正弦波。噪声单边功率谱密度 $N_0 = 0.5 \times 10^{-8} \text{W/Hz}$ ,幅度调制效率 $\eta_{AM} = 1/3$ ,调频指数 $\beta_{FM} = 5$ ,信道传输损耗为 $L_t = 40\text{dB}$ 。求:两种调制系统的发送信号功率和带宽。

**解** 考虑基带信号带宽 $B = f_m$ ,由表 3.5.1 可知两种系统的传输带宽为

$$B_{FM} = 2(\beta_{FM} + 1)B = 2 \times (5 + 1) \times 4 = 48(\text{kHz})$$

$$B_{AM} = 2B = 2 \times 4 = 8(\text{kHz})$$

又由于 $G_{SYS} = G_{DEM} \left( \frac{B}{B_T} \right) = \frac{(S/N)_o}{(S/N)_i} \left( \frac{B}{B_T} \right)$ ,可知 $(S/N)_i = \frac{(S/N)_o}{G_{SYS}} \left( \frac{B}{B_T} \right)$ 。

代入两种系统各自的 $G_{SYS}$ 参数,分别得到

$$(S/N)_{i\_AM} = \frac{10^4}{\eta_{AM}} \left( \frac{B}{2B} \right) = \frac{10^4}{1/3} \left( \frac{1}{2} \right) = 15000$$

$$(S/N)_{i\_FM} = \frac{10^4}{1.5\beta_{FM}^2} \left( \frac{B}{2(\beta_{FM} + 1)B} \right) = \frac{10^4}{1.5 \times 25} \left( \frac{1}{12} \right) = 22.22$$

由于输入信噪比大于 10,保证两系统都工作在门限以上。

进而,发送功率为

$$P_t = L_t P_r = L_t (S/N)_i \times N_0 B_T$$

代入两种系统各自的参数,得到发送功率分别是

$$P_{t\_AM} = L_r \times 15000 \times 2N_0 B$$

$$= 10^4 \times 15000 \times 0.5 \times 10^{-8} \times 8000 = 6000(\text{W})$$

$$P_{t\_FM} = L_r \times 22.22 \times N_0 B_{FM}$$

$$= 10^4 \times 22.22 \times 0.5 \times 10^{-8} \times 48 \times 10^3 = 53.3(\text{W})$$

可见,当(S/N)相同时,AM系统的信号发射功率远远高于FM系统的信号发射功率,但FM系统所占的传输带宽远远大于AM系统的带宽。 ■

### 3.5.2 频分多路复用

将多路消息信号按某种方法合并为一个复合信号,共同在一条信道上进行传输的技术称为**多路复用**或**复用(Multiplexing)**。基本的多路复用方法有3种:频分复用(FDM)、时分复用(TDM)和码分复用(CDM)。FDM复用方式是最基本的一种,它大量地用于模拟与数字通信系统中。而TDM与CDM仅用于数字通信系统,将在后面的相关章节中介绍。

FDM通过调制技术与带通滤波来完成。发端用不同频率的载波调制各个信号,使它们的频谱搬移到彼此相邻但又互不重叠的频带上,叠加后便形成了复合信号。收端用不同频率位置的带通滤波器获取各个信号频谱,而后解调还原相应的消息。合并信号的过程称为**复用**或**复接**;分离信号的过程称为**解复用**或**分接**。下面举例说明FDM的原理。

#### 应用案例(1)——模拟电话系统中的FDM

图3.5.1示例了三路模拟语音(300~3400Hz)进行FDM的情形。其要点是:①各路语音通过SSB调制搬移到以4kHz的整倍数为边界的频带上。这种用SSB调制的方法具有最高的频带效率。②为了方便SSB解调,复合信号中还插入了导频单音,由于各路SSB的载波为4kHz的整倍数,这里只需一路64kHz的导频即可。③各频带间有约900Hz的保护间隔,因为 $4000 - (3400 - 300) = 900(\text{Hz})$ 。保护间隔便于滤波器实现,在国际电联建议的标准中,间隔为900Hz时要求邻道干扰电平低于-40dB。

实际系统中,FDM模拟电话系统采用的就是本例的方法。只不过,FDM体制以12路语音为最小基本单位,形成的复合信号称为**基群**,占48kHz带宽(60kHz~108kHz范围);5个基群信号又可以复用成60路的**超群**,占240kHz;依次类推,10个超群复合成**主群**,…… ■

FDM的概念直观清楚,而且技术成熟。但当信号路数很多时,需要大量的并行设备,整个系统显得复杂庞大。同时当需要高的信道利用率时,各信号频带应该尽量靠近,这要求陡峭的滤波器,且频率准确性和元件的稳定性要求很高,否则会产生干扰,影响通信质量。

频分复用系统的另一个主要问题是各种信号之间的相互干扰,这一现象被称为**串扰**。主要是系统的非线性造成合成信号变异,使各路信号的频谱交叉重叠。因此FDM系统的线性性要求较高,必须小心处理。例如,在早期的长途电话系统中,为了在微波中继信道上有效地传输,需要用到非线性的C类放大器,为此,电信公司对FDM信号再进行一次FM调制,利用FM信号的恒幅特性应对非线性问题。这时,不需要过多的抗噪性能,因此采用了窄带的FM技术。

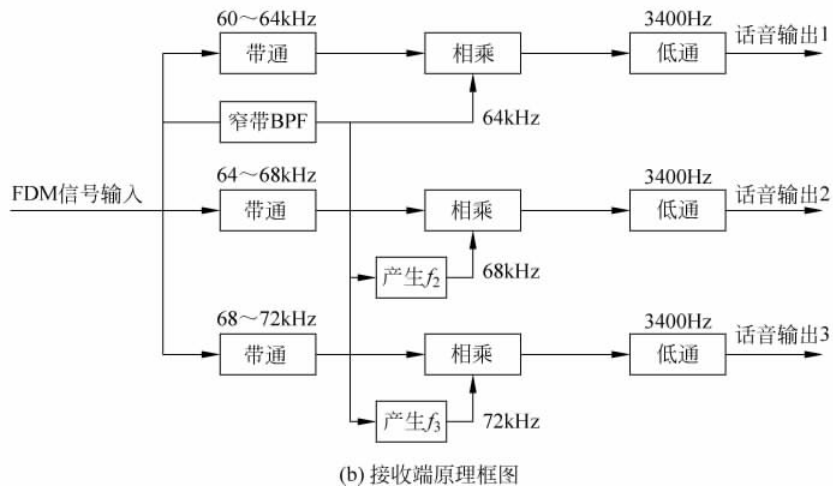
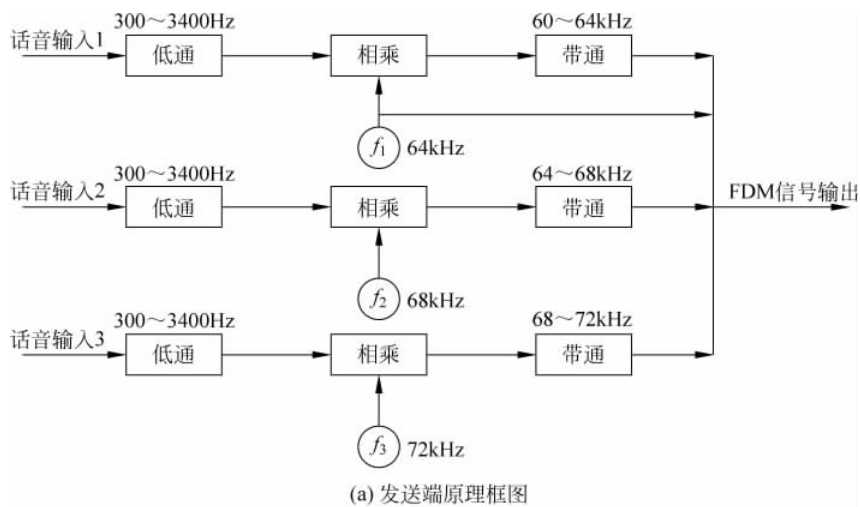


图 3.5.1 模拟电话中的 FDM

### \* 3.5.3 模拟调制应用举例

无线电音频和电视广播是人们最为熟知的采用模拟信号传送的通信形式。下面介绍三种类型的广播，即调幅(AM)广播，调频(FM)广播和电视广播。

#### 应用案例(2)——无线电 AM 广播中的超外差接收机

典型的无线电 AM 广播系统利用中波频段广播音频信号，电台的频率范围为 540~1600kHz，其中每个电台可占用 10kHz 带宽，调制方式为常规 AM，音频信号的带宽接近 5kHz。在 AM 广播系统中，接收机(收音机)为数众多，而发射机相对就少得多。从经济的角度考虑，无线电广播电台采用常规 AM 进行信号传输是相当合理的，因为在接收端可用廉价的包络检波器解调，避免了复杂的相干解调。这样做大幅降低了接收机的成本，

促进了 AM 收音机的广泛普及。

目前,无论是无线电广播系统还是一般的无线电通信系统中的接收机大都采用所谓的超外差(Superhetrodyne)式接收,结构如图 3.5.2 所示。接收过程分两步:第一步的任务是将需要的无线电信号准确地搬移到某固定的中频上,这由天线、射频调谐放大器、混频器、本地振荡与中频放大器来完成;第二步的任务是在固定的频率上解调出信号,在 AM 收音机中,这由包络检测器、音频放大器和扩音器(喇叭)组成。

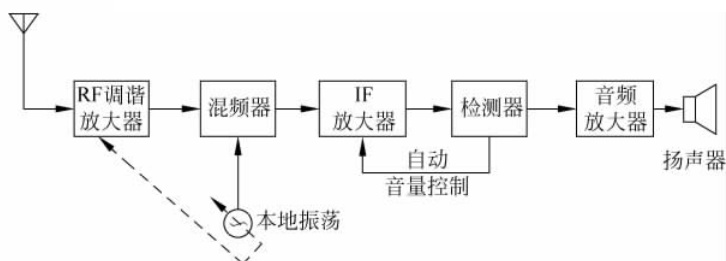


图 3.5.2 超外差式 AM 接收机

为了说明超外差式接收机的原理,图 3.5.3 示意了其中 RF 信号、混频输出信号与中频信号的频谱情况。首先,天线收集所有无线电台的信号,送入射频(RF)放大器。若要接收频率为  $f_c$  的电台,就将 RF 放大器调谐在频率  $f_c$  上,使其输出信号包含该射频信号。同时,本地振荡的频率设置为  $f_{LO} = f_c + f_{IF}$ ,其中  $f_{IF}$  为固定常数,称为中频频率(IF)。接下来的混频器本质上进行乘法运算,其输出信号为 RF 信号与本地振荡的合频与差频信号,中心频率分别为  $f_{LO} + f_c = 2f_c + f_{IF}$  与  $f_{LO} - f_c = f_{IF}$ 。其后面的 IF 放大器正好对准差频信号,只提取它供后续处理。

这一部分的处理中,RF 放大器同时要适当的滤波。因为如果没有 RF 滤波,载频为  $f_{IM} = f_{LO} + f_{IF}$  的电台信号与  $f_{LO}$  混频后也会落在  $f_{IF}$  处,从而被误认为有用信号。 $f_{IM}$  常被称为  $f_c$  的镜像(image)频率,相应的信号称为镜像信号。假定已调信号带宽为  $B_T$ ,从图可见,只要  $B_T < B_{RF} < 2f_{IF}$  即可。这个要求相当宽松,使得 RF 滤波容易实现。中频放大器必须完成准确的滤波,以清除邻近信号,选取需要的电台信号。由于 IF 固定且频率不高,可以通过定制来降低成本。实际 AM 收音机的典型参数为:中频  $f_{IF} = 455\text{kHz}$ ,带宽为  $10\text{kHz}$ ,射频带宽只要满足  $10\text{kHz} < B_{RF} < 910\text{kHz}$ ,而本振范围  $f_{LO}$  为  $995 \sim 2055\text{kHz}$ 。

AM 接收机的第二部分中,IF 放大器的输出通过包络检测器产生所需要的消息信号  $m(t)$ ,再经放大后驱动扩音器。自动音量控制(AVC)由反馈控制环提供,它根据包络检测器的输出功率来调整 IF 放大器增益,以保持信号电平稳定。

通常,无线电接收机要对多种频率的信号进行选择接收,它必须完成几种基本的处理:

- (1) 调谐:其目的是对准与选出所需要的无线电信号。
- (2) 放大:将微弱的信号放大到足够的电平。
- (3) 带通滤波:仅让需要的信号通过,滤除邻近信道的信号。
- (4) 解调:针对具体调制制式,提取消息信号。

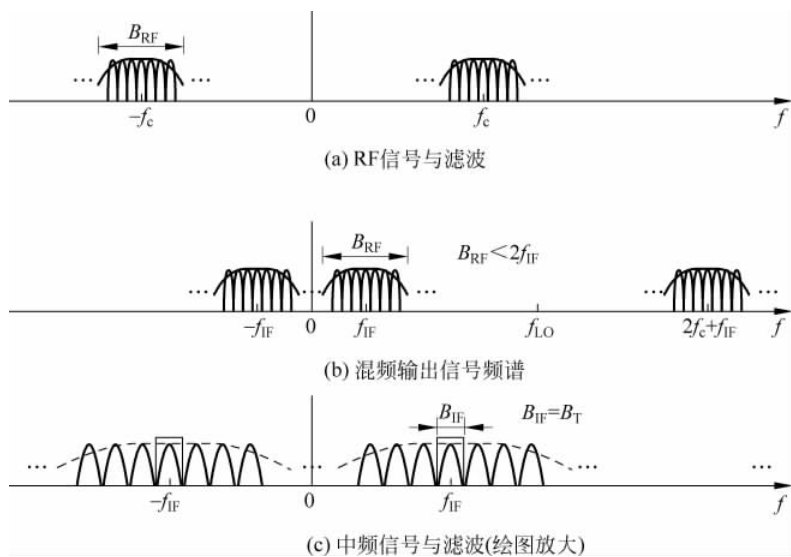


图 3.5.3 RF 信号、混频输出信号与中频信号的频谱

超外差接收机的方案是先将需要的无线电信号搬移到统一的中频上,而后在固定的中频上进行特定的解调。其巧妙之处在于:首先,RF放大器的滤波特性要求比较宽松,容易实现。其次,IF放大器的滤波器特性虽较为严格,但由于频率不高且固定,因此也不难实现。最后,在固定中频上进行解调较容易完成与获得高性能。

最早的无线电接收机打算在RF上一次完成准确的选频任务,其制作难度极高,因而只能要求各电台的载频相距足够远,这样会浪费不少的频带资源。超外差接收机对于充分利用频率资源有着重要的贡献。

### 应用案例(3)——立体声FM无线电广播中的FDM与兼容性设计

FM广播系统的频率范围为88~108MHz,电台频率间隔为200kHz。为了传输悦耳的音乐,音频信号的最高频率设定为 $f_m=15\text{kHz}$ 。调制方式为FM,最大频偏75kHz,系统采用预加重技术,增强抗噪性能。仿AM收音机,FM收音机通常也采用超外差接收机, $f_{\text{IF}}=10.7\text{MHz}$ ,中频以后采用限幅器与鉴频器进行FM解调。

最初的FM广播是单声道的,后来随着人们对音乐质量的追求,出现了大量的立体声FM广播。立体声FM广播中的双声道复用是频分复用与技术兼容的一个典型实例。

立体声系统利用两个传声器置于演播厅的两侧,获取左、右声道音频信号,记为 $m_L(t)$ 和 $m_R(t)$ 。为了传输两路消息信号,立体声FM广播采用图3.5.4的复用方案,该方法并不直接传输 $m_L(t)$ 与 $m_R(t)$ 信号,而是传输相加信号 $m_L(t)+m_R(t)$ 与相减信号 $m_L(t)-m_R(t)$ 。这样做的原因是为了与早期已有的单声道FM系统兼容。合成信号的频谱图如图3.5.5所示,它包括相加信号的频带,相减信号的频带(借助DSB-SC调制频移到38kHz处),与19kHz的导频。该合成信号最后经过FM调制传送出去。

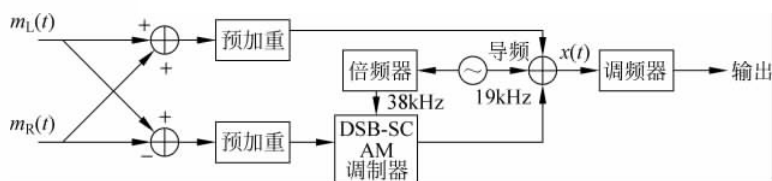


图 3.5.4 立体声 FM 发射机框图

立体声 FM 收音机采用超外差接收机,但解调输出的是合成信号  $x(t)$ 。后面需要如图 3.5.6 所示的解复用处理。合成信号一边通过  $0\sim 15\text{kHz}$  的低通滤波器及去加重电路得到  $m_L(t) + m_R(t)$ , 另一边由窄带滤波器和带通滤波器分别滤出导频和 DSB-SC 信号。导频信号倍频后用于 DSB-SC 信号的相干解调,得到  $m_L(t) - m_R(t)$ 。再将  $m_L(t) + m_R(t)$  信号和  $m_L(t) - m_R(t)$  信号分别相加及相减,恢复出  $m_L(t)$  及  $m_R(t)$ , 最后经音频放大后驱动扬声器。

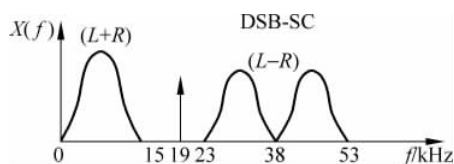


图 3.5.5 合成信号的频谱

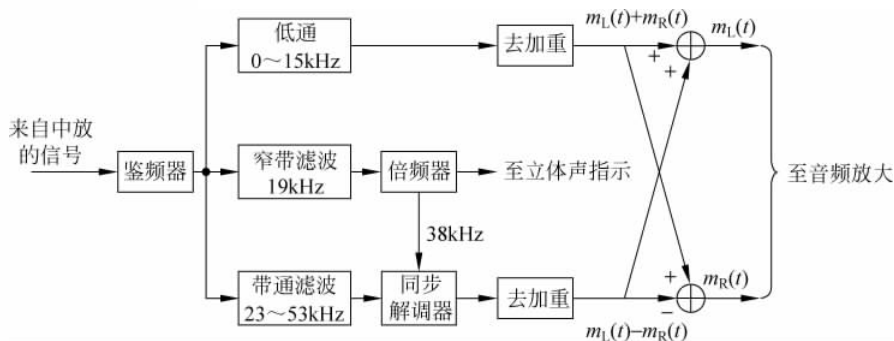


图 3.5.6 立体声调频广播接收机框图

早期的单声道 FM 收音机只工作在  $0\sim 15\text{kHz}$  部分。它遇到新的立体声 FM 广播信号时,仍然可以收到合成信号的  $0\sim 15\text{kHz}$  部分。这部分信号设计成  $m_L(t) + m_R(t)$ , 正好可供单声道收听。

还容易算出,单声道 FM 信号的带宽为  $B_T = 2\Delta f_{\max} + 2B = 180\text{kHz}$ ; 而立体声 FM 信号的带宽为  $B_T = 2 \times 75 + 2 \times 53 = 256(\text{kHz})$ 。立体声 FM 信号的带宽稍微超出了频道间隔  $200\text{kHz}$  的规定。实际上,立体声复合信号中高频部分的幅度通常很小,因为是两声道的差值信号,所以,传输信号带宽的问题并不严重。但是立体声系统的预加重效果会明显降低,总的信噪比损失可达约  $22\text{dB}$ 。 ■

#### \* 应用案例(4)——模拟电视广播中的 VSB

电视广播所分配的频率范围位于 VHF 和 UHF 频段内。我国分配给电视信号传送的信道带宽是  $8\text{MHz}$ 。由于图像信号的频带很宽,因此采用 DSB-SC 传输是很浪费的。又因为视频信号中含有丰富的低频分量,使得 SSB 滤波器难以实现,因此 VSB 传输就成

为较好的选择。实际系统还在已调信号中加入大载波,这样收端可采用包络检波,使得电视接收机的解调很简单。

我国黑白电视信号的发射频谱如图 3.5.7 所示,这里伴音信号与图像信号是复合在一起传输的,也是借助频分复用技术。伴音位于高端,载频为 6.5MHz,采用 FM 调制,最大频偏为 25kHz。图中复合信号总频带为 8MHz,包括信号的上边带和下边带残留部分(1.25MHz)。但注意到,该信号频谱并非是标准的残留边带滤波特性。其原因是发射功率很大,若严格地控制边带滤波特性,其发射滤波器价格昂贵。完整的残留边带滤波是由收发端共同实现的,接收机的中频滤波器的频率特性示于图 3.5.8 中,符合 VSB 调幅的边带特性要求。

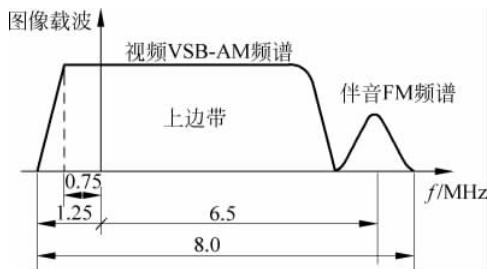


图 3.5.7 黑白电视信号发射频谱



图 3.5.8 接收中频残留边带滤波器频率特性

黑白电视广播发射机框图如图 3.5.9 所示。其中,图像信号采用残留边带调幅,伴音信号则采用调频。复合的信号经频谱搬移变成 VHF 或 UHF 频段的信号供发送。电视机通常采用超外差接收机结构,框图如图 3.5.10 所示。若是 UHF 频段的射频信号,先通过 UHF 混频器搬到 VHF 频段。这样,各种信号都经过 VHF 频段的 RF 放大器,再混频至 38MHz 的中频段。随后,通过包络检波还原成基带信号。接下来,伴音部分经中心频率为 6.5MHz 的中频滤波、放大后送往鉴频器解调,然后经去加重、音频放大后驱动扬声器;图像部分则严格以“斜坡”式互补对称滤波特性重建图像频谱,生成基带视频信号,最后经直流恢复等处理后馈送到显像管。

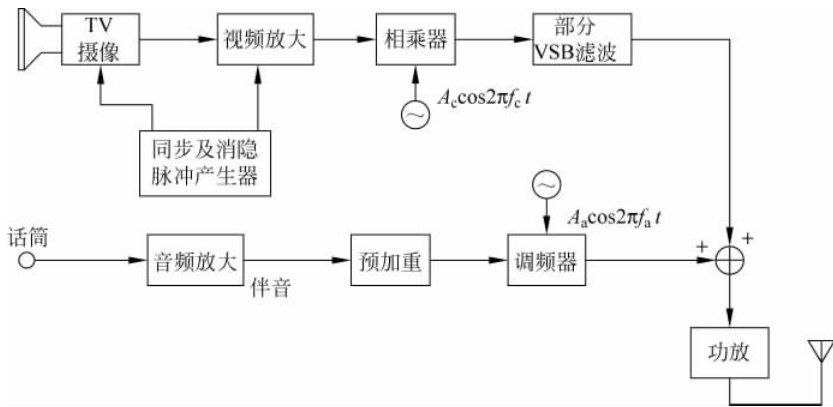


图 3.5.9 黑白电视发射机

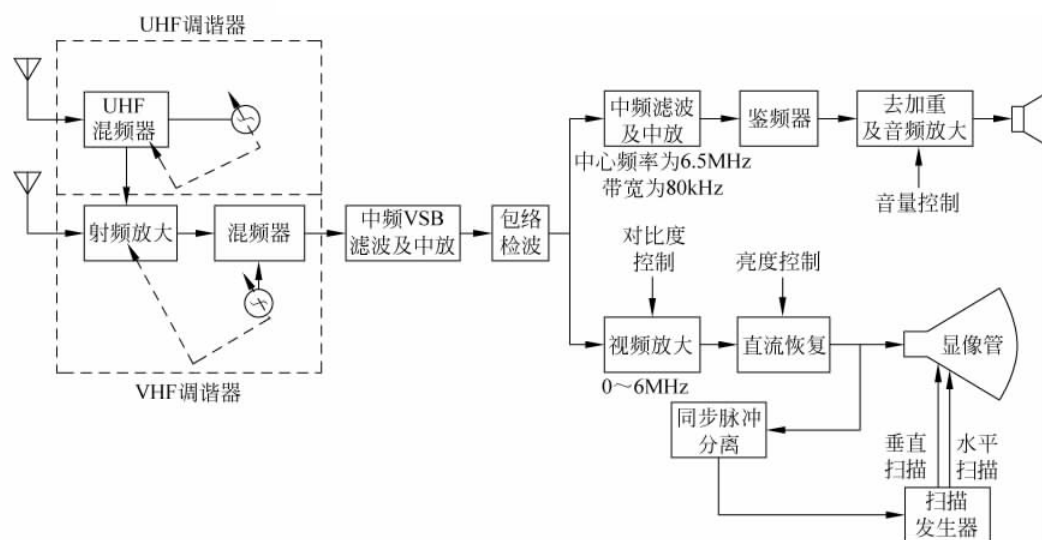


图 3.5.10 黑白电视超外差接收机框图

## 本章关键词

通过下面的关键词,可以快速地回顾本章的主要知识点。

调制信号

基带信号

载波

已调信号

信道噪声

幅度调制

常规调幅信号(AM)

过调幅

调幅指数

上边带、下边带

调制效率

非相干解调

抑制载波双边带调幅(DSB-SC)

单边带调幅(SSB)

滤波法

残留边带调制(VSB)

角度调制

载波频率、相位、瞬时频率

相位调制(PM)

频率调制(FM)

相偏常数、频偏常数

最大相偏、最大频偏

调相指数、调频指数

卡森公式

频偏比

直接与间接调频法

阿姆斯特朗法

鉴频器

模拟基带系统

解调增益、系统增益

预加重、去加重

反馈解调器

频分多路复用

超外差接收机

中频

镜像频率

立体声 FM 广播

## 习题

1. 已知已调信号表达式如下:

$$(1) s(t) = \cos 2\pi f_m t \cdot \cos 2\pi f_c t$$

$$(2) s(t) = (1 + \sin 2\pi f_m t) \cos 2\pi f_c t$$

式中,  $f_c = 4f_m$ 。试分别画出它们的波形图和频谱图。

2. 一个 AM 信号具有如下形式

$$s(t) = [20 + 2\cos 3000\pi t + 10\cos 6000\pi t] \cos 2\pi f_c t$$

其中  $f_c = 10^5$  Hz。

(1) 试确定每个频率分量的功率;

(2) 确定调制指数;

(3) 确定边带功率、全部功率,以及边带功率与全部功率之比。

3. 用调制信号  $m(t) = A_m \cos 2\pi f_m t$  对载波  $A_c \cos 2\pi f_c t$  进行调制后得到的已调信号为  $s(t) = A_c [1 + m(t)] \cos 2\pi f_c t$ 。为了能够无失真地通过包络检波器解调出  $m(t)$ , 问  $A_m$  的取值应满足什么条件。

4. 已知调制信号  $m(t) = \cos(2000\pi t) + \cos(4000\pi t)$ , 载波为  $\cos 10^4 \pi t$ , 进行单边带调制, 试确定该单边带信号的表达式, 并画出频谱图。

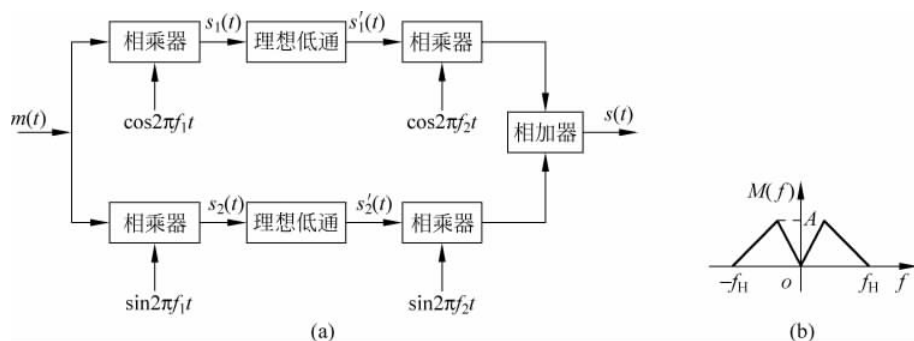
5. 一单边带调幅信号, 其载波幅度  $A_c = 100$ , 载频  $f_c$  为 800 kHz, 模拟基带信号  $m(t) = \cos 2000\pi t + 2\sin 2000\pi t$ 。

(1) 写出  $\hat{m}(t)$  表达式;

(2) 写出单边带信号的下边带时域表达式;

(3) 画出单边带信号的下边带频谱。

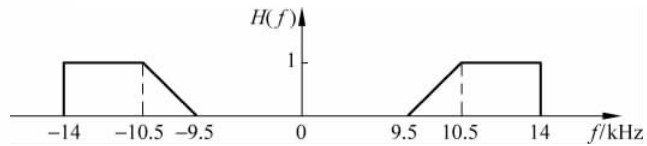
6. 某调制方框图如图题 3.6(a) 所示。已知  $m(t)$  的频谱如图题 3.6(b) 所示, 载频  $f_1 \ll f_2, f_1 > f_H$ , 且理想低通滤波器的截止频率为  $f_1$ , 试求输出信号  $s(t)$ , 并说明  $s(t)$  为何种已调信号。



图题 3.6

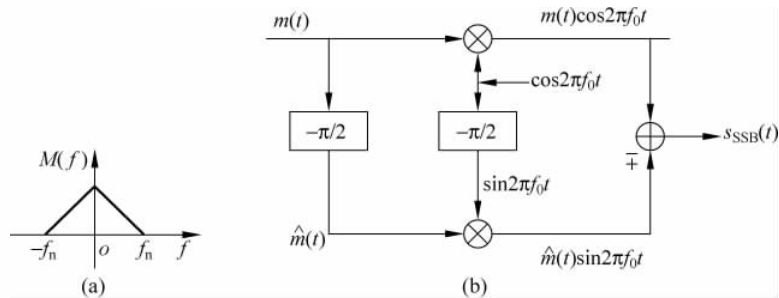
7. 将调幅波通过残留边带滤波器可得残留边带信号。若此滤波器的传输函数  $H(f)$  如图题 3.7 所示。当调制信号为  $m(t) = A(\sin 100\pi t + \sin 6000\pi t)$  时, 试确定所得残留边

带信号的时域表达式。



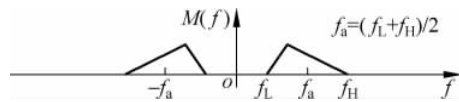
图题 3.7

8. 已知调制信号频谱如图题 3.8(a)所示,采用相移法产生 SSB 信号,试根据相移法的原理框图画出各点频谱图。



图题 3.8

9. 考虑图 3.1.12 的 SSB 维佛产生法,假定信号  $m(t)$  频谱如图题 3.9(a)所示,试用频谱图解释维佛法产生 USSB 或 LSSB 信号的过程。



图题 3.9

10. SSB 信号由维佛法产生,如图题 3.10 所示,令  $B$  为信号的带宽。

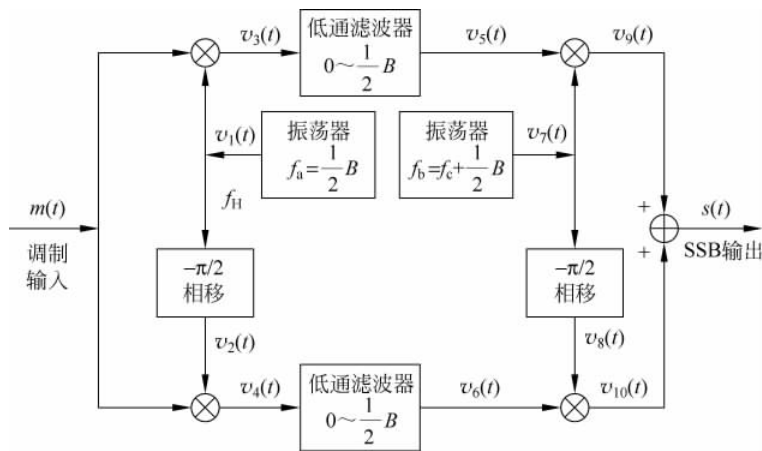
- (1) 确定图中各点波形的数学表达式;
- (2) 证明输出是一个 SSB 信号。

11. 已知调制信号  $m(t) = \cos(2\pi \times 10^4)t$ , 载波幅度  $A_c = 10V$ , 现分别采用 AM、DSB 及 SSB 传输, 已知信道衰减 40dB, 噪声双边功率谱密度为  $N_0/2 = 5 \times 10^{-11} W/Hz$ 。试求:

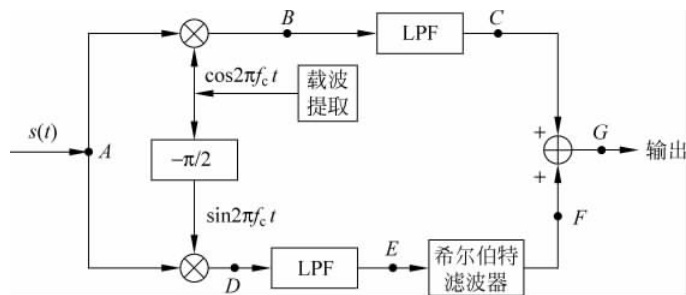
- (1) 各种调制方式时的已调信号功率;
- (2) 均采用相干解调时, 各系统的输出信噪比;
- (3) 当输入信号功率  $S_i$  相同时, 各系统的输出信噪比。

12. 图题 3.12 是一种 SSB 的解调器, 其中载频  $f_c = 455kHz$ 。

- (1) 若图中 A 点的输入信号是上边带信号, 请写出图中各点表达式;
- (2) 若图中 A 点的输入信号是下边带信号, 请写出图中各点表达式, 并回答图中解调器应做何修改方能正确解调出调制信号。



图题 3.10



图题 3.12

13. 若对某一信号用 DSB 进行传输, 设加至发射机的调制信号  $m(t)$  之功率谱密度为

$$P_m(f) = \begin{cases} \frac{N_0}{2} \frac{|f|}{f_m}, & |f| \leq f_m \\ 0, & |f| > f_m \end{cases}$$

试求:

- (1) 接收机的输入信号功率;
- (2) 接收机的输出信号功率;
- (3) 若叠加于 DSB 信号的白噪声具有双边功率谱密度为  $N_0/2$ , 设解调器的输出端接有截止频率为  $f_m$  的理想低通滤波器, 求输出信噪比。

14. 某线性调制系统的输出信噪比为 20dB, 输出噪声功率为  $10^{-9}$ W, 由发射机输出端到解调器输入之间总的传输损耗为 100dB, 试求:

- (1) DSB 时的发射机输出功率;
- (2) SSB 时的发射机输出功率。

15. 已知调制信号  $m(t) = \cos(30\pi \times 10^3)t$ , 分别采用 AM、FM 传输, 若载波频率为 30MHz, 信道噪声为高斯白噪声, 其双边功率谱密度为  $N_0/2 = 10^{-12}$ W/Hz, 信道使信号

衰减 50dB,试求:

(1) 采用 AM 接收时,若用 100% 调制,在保证接收机输出信噪比为 50dB 时,发射机最低发射功率应为多少?

(2) 采用 FM 传输时,若最大频偏为 75kHz,其发射功率与 AM 相同,则此接收机的输出信噪比为多少?

16. 已知某模拟基带系统中调制信号  $m(t)$  的带宽是  $W=5\text{kHz}$ 。发送端发送的已调信号功率是  $P_t$ ,接收功率比发送功率低 60dB。信道中加性白高斯噪声的单边功率谱密度为  $N_0=10^{-13}\text{W/Hz}$ 。

(1) 如果采用 DSB,请推导出输出信噪比  $\left(\frac{S}{N}\right)_o$  和输入信噪比  $\left(\frac{S}{N}\right)_i$  的关系;若要求输出信噪比不低于 30dB,发送功率至少应该是多少?

(2) 如果采用 SSB,重做(1)题。

17. 有一个 FM 发射机,它的最大调频频偏为 10kHz,已知调频的调制信号最高频率为 3kHz,求此调频信号的带宽。

18. 已知信号由下式描述

$$s(t) = 10\cos[(2\pi \times 10^8)t + 10\cos(2\pi \times 10^3 t)]$$

试确定以下各值:

(1) 已调信号的归一化功率;

(2) 最大相位偏移;

(3) 最大频率偏移。

19. 已知信号  $m(t) = 5\cos 2\pi \times 10^3 t$ ,对载波  $c(t) = \cos 2\pi \times 10^6 t$  进行 FM 调制,调制常数为  $K_{\text{FM}} = 1\text{kHz/V}$ ,此系统所占信道带宽为多少?

20. 已知调频信号  $s_{\text{FM}}(t) = 10\cos[10^6 \pi t + 8\cos(10^3 \pi t)]$ ,设调制器的比例常数  $k_{\text{FM}} = 2\text{Hz/V}$ ,求其载频、调制信号、调频指数和最大频偏。

21. 某调频信号  $s(t) = 10\cos(2\pi \times 10^6 t + 4\cos 200\pi t)$ ,求其平均功率、调制指数、最大频偏以及近似带宽。

22. 单音调制时,幅度  $A_m$  不变,改变调制频率  $f_m$ ,试确定:

(1) 在 PM 中,其最大相移  $\Delta\theta_{\text{PM}}$  与  $f_m$  的关系,其最大频偏  $\Delta f_{\text{PM}}$  与  $f_m$  的关系;

(2) 在 FM 中, $\Delta\theta_{\text{FM}}$  与  $f_m$  的关系, $\Delta f_{\text{FM}}$  与  $f_m$  的关系。

23. 调角信号  $s(t) = 100\cos(2\pi f_c t + 4\sin 2\pi f_m t)$ ,其中载频  $f_c = 10\text{MHz}$ ,调制信号的频率是  $f_m = 1000\text{Hz}$ 。

(1) 假设  $s(t)$  是 FM 调制,求其调制指数及发送信号带宽;

(2) 若调频器的调频灵敏度不变,调制信号的幅度不变,但频率  $f_m$  加倍,重复(1)题;

(3) 假设  $s(t)$  是 PM 调制,求其调制指数及发送信号带宽;

(4) 若调相器的调相灵敏度不变,调制信号的幅度不变,但频率  $f_m$  加倍,重复(3)题。

24. 幅度为 3V 的 1MHz 载波受幅度为 1V 频率为 500Hz 的正弦信号调制,最大频偏为 1kHz,当调制信号幅度增加 5V 且频率增至 2kHz 时,写出新调频波的表达式。

25. 已知某调频系统中,调频指数是  $\beta_f$ ,到达接收端的 FM 信号功率是  $P_R$ ,信道噪声

的单边功率谱密度是  $N_0$ , 基带调制信号  $m(t)$  的带宽是  $W$ , 解调输出的信噪比和输入信噪比之比为  $3\beta_i^2(\beta_i+1)$ 。

(1) 求解调输出信噪比;

(2) 如果发送端将基带调制信号  $m(t)$  变成  $2m(t)$ , 接收端按照此条件设计解调器, 请问输出信噪比将大约增大多少分贝。

26. 设一宽带频率调制系统, 载波振幅为 100V, 频率为 100MHz, 调制信号  $m(t)$  的频带限制于 5kHz,  $k_f=1500\text{Hz/V}$ , 最大频偏  $\Delta f=75\text{kHz}$ , 并设信道中噪声功率谱密度是均匀的, 其  $P_n(f)=10^{-3}\text{W/Hz}$ (单边谱), 试求:

(1) 接收机输入端理想带通滤波器的传输特性  $H(f)$ ;

(2) 解调器输入端的信噪功率比;

(3) 解调器输出端的信噪功率比;

(4) 若  $m(t)$  以振幅调制方法传输, 并以包络检波器检波, 试比较在输出信噪比和所需带宽方面与频率调制系统有何不同。

27. 某模拟广播系统中基带信号  $m(t)$  的带宽为  $W=10\text{kHz}$ , 峰均功率比(定义为  $|m(t)|_{\max}^2/P_M$ , 其中  $P_M$  是  $m(t)$  的平均功率)是 5。此广播系统的平均发射功率为 40kW, 发射信号经过 80dB 信道衰减后到达接收端, 并在接收端叠加了双边功率谱密度为  $N_0/2=10^{-10}\text{W/Hz}$  的白高斯噪声。

(1) 若此系统采用 SSB 调制, 求接收机可达到的输出信噪比;

(2) 若此系统采用调幅指数为 0.85 的常规幅度调制(AM), 求接收机可达到的输出信噪比。

28. 某话音  $m(t)$ (最大值为 1V, 带宽为 4kHz)FM 发射机先采用 Armstrong 间接调频方法产生 NBFM 信号  $s_{\text{NBFM}}(t)$ , 载频为 320kHz, 最大频偏为 80Hz。而后采用 USSB 作二次频谱搬移(载频为 440kHz), 经带通滤波后得到  $s_{\text{SSB}}(t)$ ; 经 128 倍倍频与带通滤波后输出最后的调频信号  $s_{\text{FM}}(t)$ 。试问:

(1) 发射机总体框图;

(2)  $s_{\text{NBFM}}(t)$  的信号公式与带宽;

(3)  $s_{\text{SSB}}(t)$  的信号公式与带宽;

(4)  $s_{\text{FM}}(t)$  的信号公式与带宽。

(提示: 128 倍倍频器使输入正弦波的角度乘以 128。)