

3.1 基本要求

内 容	学习要求			备 注
	了解	理解	掌握	
1. 线性调制原理 *				结合实践分析
(1) 常规双边带调幅			√	AM 收音机
(2) 抑制载波的双边带调幅			√	效率上考虑
(3) 单边带调制△		√		问题的引出
(4) 残留边带调制△		√		注意分析思路
2. 线性调制系统的抗噪声性能 *				
(1) 性能分析模型△			√	注意与模型的关系
(2) 相干解调性能分析		√		输出信噪比的计算
(3) 非相干解调性能分析	√			大小信号分析
3. 非线性调制原理 *				
(1) 角度调制的基本概念△			√	应用数学工具分析
(2) 窄带角度调制		√		理解“窄带”的概念
(3) 宽带调频		√		带宽的定义
(4) 调制与解调		√		与 AM 解调进行比较
4. 调频系统的抗噪声性能				输出噪声功率计算
(1) 性能分析模型 *			√	微分器对噪声的影响
(2) 系统性能参数计算△		√		注意结论分析
(3) 小信噪比情况与门限效应	√			结合实际
(4) 加重技术	√			预加重与去加重
5. 各种模拟调制系统的比较		√		全维度
6. 频分复用		√		有线电视

3.2 核心内容

1. 线性调制原理

线性调制 已调信号的频谱和调制信号的频谱之间满足线性搬移关系,有时也称这种

调制为幅度调制。常规的线性调制包括常规双边带调幅(AM)、抑制载波双边带调幅(DSB)、单边带调制(SSB)和残留边带调制(VSB)信号等。

常规双边带调幅(AM) 已调信号的包络与调制信号呈线性对应关系。

AM 信号表述 时域表述为

$$s_{AM}(t) = [A_0 + m(t)]\cos\omega_c t = A_0 \cos\omega_c t + m(t)\cos\omega_c t \quad (3-1)$$

其中, A_0 为外加的直流分量; $m(t)$ 是调制信号。对应频域表述为

$$S_{AM}(\omega) = \pi A_0 [\delta(\omega + \omega_c) + \delta(\omega - \omega_c)] + \frac{1}{2} [M(\omega + \omega_c) + M(\omega - \omega_c)] \quad (3-2)$$

对应时域和频域波形如图 3-1 所示。

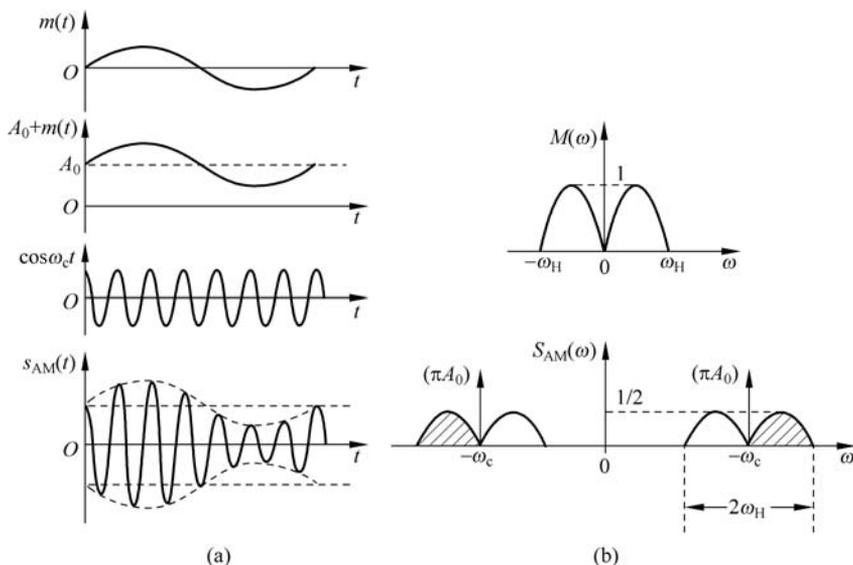


图 3-1 AM 信号的波形和频谱

调幅指数 如果 AM 调制信号为单频信号时, 设调制信号为

$$m(t) = A_m \cos\omega_m t \quad (3-3)$$

则

$$s_{AM}(t) = [A_0 + A_m \cos\omega_m t]\cos\omega_c t = A_0 [1 + \beta \cos\omega_m t]\cos\omega_c t \quad (3-4)$$

其中, β 为调幅指数, 也叫作调幅度。通常调幅指数的数值介于 $0 \sim 1$ 。因此当 $\beta > 1$ 时称为过调幅, 当 $\beta = 1$ 时称为满调幅(临界调幅)。

带宽、功率与效率 从图 3-1 可以看到, AM 信号为基带信号带宽的 2 倍, 即

$$B_{AM} = 2B_m = 2f_H \quad (3-5)$$

平均功率包括载波功率和边带功率两部分, 具体表示为

$$P_{AM} = A_0^2/2 + \overline{m^2(t)}/2 = P_c + P_s \quad (3-6)$$

由于只有边带功率分量才与调制信号有关, 而载波功率分量不携带信息, 因此调制效率可以写为

$$\eta_{AM} = \frac{P_s}{P_{AM}} = \frac{\overline{m^2(t)}}{A_0^2 + \overline{m^2(t)}} \quad (3-7)$$

AM 信号产生 原理图可以直接由式(3-1)得到,由于存在两种等价的数学描述方法,因此其实现方法也有两种,如图 3-2 所示。

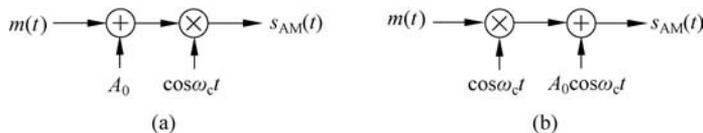


图 3-2 AM 调制原理示意图

AM 相干解调 有时也称为同步检波。跟调制一样,相干解调也是频谱搬移,利用乘法器将已调信号的频谱搬回到原点位置,具体实现电路如图 3-3 所示。

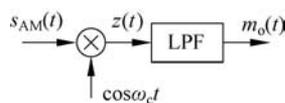


图 3-3 相干解调原理框图

其中,乘法器输出为

$$\begin{aligned} z(t) &= s_{AM}(t)\cos\omega_c t = [A_0 + m(t)]\cos^2\omega_c t \\ &= \frac{1}{2}[A_0 + m(t)] + \frac{1}{2}[A_0 + m(t)]\cos 2\omega_c t \end{aligned} \quad (3-8)$$

信号经过低通滤波器、去直流以后就可以得到调制信号 $m(t)$ 。

AM 包络检波 属于非相干解调法方法之一,其特点是解调电路简单,特别是接收端不需要与发送端同频同相位的载波信号,这样就大大降低实现难度和成本。因此,几乎所有的调幅(AM)式接收机都采用这种电路。

抑制载波的双边带调幅(DSB) 输出的已调信号为无载波分量的双边带调制信号,简称双边带(DSB)信号。

DSB 信号表述 时域和频域分别为

$$s_{DSB}(t) = m(t)\cos\omega_c t \quad (3-9)$$

$$S_{DSB}(\omega) = \frac{1}{2}[M(\omega + \omega_c) + M(\omega - \omega_c)] \quad (3-10)$$

DSB 信号对应的时域和频域波形如图 3-4 所示。

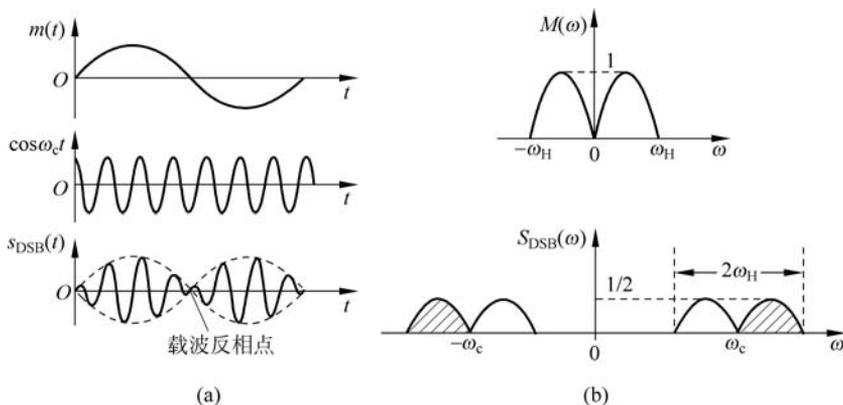


图 3-4 DSB 信号的波形和频谱

带宽、功率与效率 DSB 信号是不带载波的双边带信号,因此,它的带宽与 AM 信号相同,可以表示为

$$B_{AM} = 2B_m = 2f_H \quad (3-11)$$

DSB 信号的功率等于边带功率,即

$$P_{DSB} = P_s = \frac{1}{2} \overline{m^2(t)} \quad (3-12)$$

显然,DSB 信号的调制效率为 100%。

DSB 调制 DSB 信号的产生可以由式(3-9)得到,实质上就是基带信号与载波相乘。

DSB 解调 只能采用相干解调,其模型与 AM 信号相干解调时完全相同,如图 3-3 所示。此时,乘法器输出为

$$z(t) = s_{DSB}(t) \cos \omega_c t = m(t) \cos^2 \omega_c t = \frac{1}{2} m(t) + \frac{1}{2} m(t) \cos 2\omega_c t \quad (3-13)$$

信号经过低通滤波器以后就可以得到调制信号 $m(t)$ 。

单边带调制(SSB) 通信时仅传输 DSB 信号的上、下两个边带当中任意一个边带的调制过程。

SSB 带宽和功率 由于 SSB 信号的频谱是 DSB 信号频谱的一个边带,因此其带宽为 DSB 信号的一半,即

$$B_{SSB} = \frac{1}{2} B_{DSB} = B_m = f_H \quad (3-14)$$

SSB 信号的功率也是 DSB 信号的一半,即

$$P_{SSB} = \frac{1}{2} P_{DSB} = \frac{1}{4} \overline{m^2(t)} \quad (3-15)$$

显然,SSB 调制的效率也为 100%。

滤波法产生 SSB 信号 用滤波法实现单边带调制的原理如图 3-5 所示,图中的 $H_{SSB}(\omega)$ 为单边带滤波器。

单边带滤波器与对应的 SSB 频谱关系如图 3-6 和图 3-7 所示。

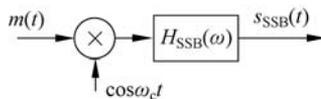


图 3-5 SSB 信号的滤波法产生示意图

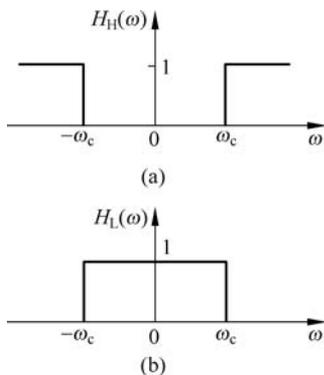


图 3-6 SSB 信号的滤波器

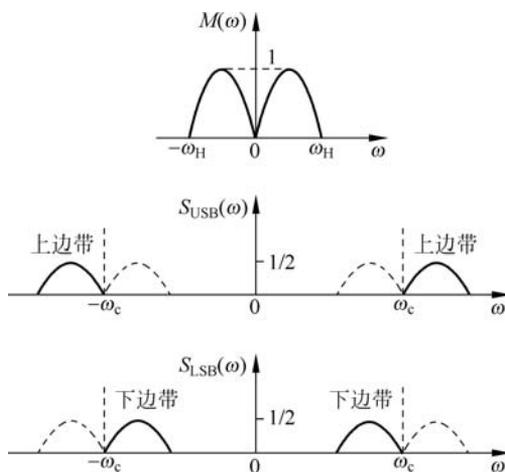


图 3-7 SSB 信号的频谱

通常从工程上讲,单边带滤波器过渡带 α 与载频 f_c 需要满足的关系为

$$f_c \leq \frac{2\alpha}{0.01} \quad (3-16)$$

相移法产生 SSB 信号 可以证明:对于任意调制信号,其单边带调制的时域表示式为

$$s_{SSB}(t) = \frac{A}{2}m(t)\cos\omega_c t \mp \frac{A}{2}\hat{m}(t)\sin\omega_c t \quad (3-17)$$

其中,“-”对应上边带信号;“+”对应下边带信号; $\hat{m}(t)$ 表示把 $m(t)$ 的所有频率成分均相移 $\pi/2$,称 $\hat{m}(t)$ 是 $m(t)$ 的希尔伯特变换。根据式(3-17)可得到用相移法形成 SSB 信号的一般模型,如图 3-8 所示。

SSB 信号的解调 需采用相干解调,如图 3-9 所示。

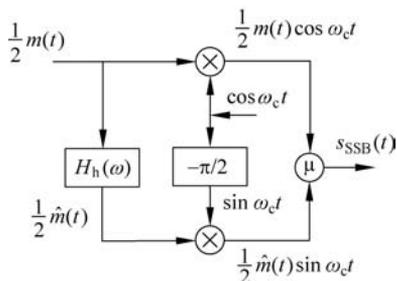


图 3-8 相移法形成 SSB 信号的模型

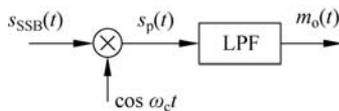


图 3-9 SSB 信号的相干解调原理示意图

经低通滤波后的解调输出为

$$m_o(t) = \frac{1}{4}m(t) \quad (3-18)$$

残留边带调制(VSB) 介于单边带调制与双边带调制之间的一种调制方式,它既克服了 DSB 信号占用频带宽的问题,又解决了单边带滤波器因过于陡峭,而不易实现的难题。其解调方式通常采用相干解调。

VSB 调制原理 采用滤波法实现的框图,如图 3-10 所示。

VSB 的频域表达式为

$$S_{VSB}(\omega) = S_{DSB}(\omega)H_{VSB}(\omega) = \frac{1}{2}[M(\omega - \omega_c) + M(\omega + \omega_c)]H_{VSB}(\omega) \quad (3-19)$$

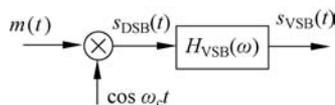


图 3-10 VSB 信号的滤波法产生原理示意图

残留边带滤波器 残留边带滤波器的约束条件为

$$H_{VSB}(\omega + \omega_c) + H_{VSB}(\omega - \omega_c) = k(\text{常数}) \quad |\omega| \leq \omega_H \quad (3-20)$$

其频域的几何意义就是互补对称特性,具体如图 3-11 所示。

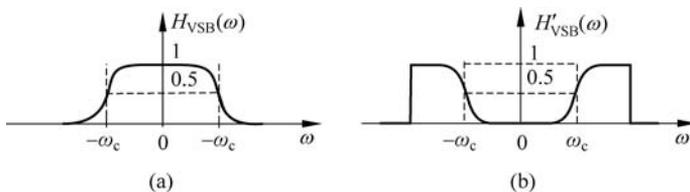


图 3-11 残留边带滤波器特性曲线

VS_B 信号带宽和功率 二者均介于单边带和双边带之间:

$$B_{SSB} \leq B_{VS\sub B} \leq B_{DS\sub B} \quad (3-21)$$

$$P_{SSB} \leq P_{VS\sub B} \leq P_{DS\sub B} \quad (3-22)$$

2. 线性调制系统的抗噪声性能

抗噪声性能分析 通信系统都受到噪声的影响,抗噪声性能分析实际上就是对模拟通信系统的可靠性进行分析。

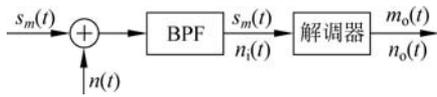


图 3-12 抗噪声性能的分析模型

性能分析模型 为了简化所讨论的问题,在分析系统性能时,可以认为信道中的噪声是加性噪声。为此,可以得到如图 3-12 所示的解调器抗噪声性能的分析模型。

窄带高斯噪声 $n_i(t)$ 高斯白噪声经过带宽为 B 的带通滤波器后,就变为窄带高斯噪声,可表示为

$$n_i(t) = n_c(t) \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t \quad (3-23)$$

可以证明,窄带高斯噪声 $n_i(t)$ 的同相分量 $n_c(t)$ 和正交分量 $n_s(t)$ 均为高斯随机过程,它们的均值和方差(平均功率)分别为

$$\overline{n_c(t)} = \overline{n_s(t)} = \overline{n_i(t)} = 0 \quad (3-24)$$

$$\overline{n_c^2(t)} = \overline{n_s^2(t)} = \overline{n_i^2(t)} = N_i \quad (3-25)$$

$$N_i = n_0 B \quad (3-26)$$

信噪比增益 为了比较不同调制方式下解调器的抗噪性能,人们通常用信噪比增益表示系统性能,其定义为

$$G = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} \quad (3-27)$$

相干解调性能分析模型 将图 3-12 中解调器确定为相干解调器时,就得到其模型形式,具体形式如图 3-13 所示。

DSB 系统的性能 调制制度增益为 2,说明 DSB 信号的解调器使信噪比改善了一倍。这是因为采用同步解调,抑制了噪声中的正交分量,从而使噪声功率减半。

AM 系统的性能 调制制度增益可以表示为

$$G_{AM} = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} = \frac{\overline{2m^2(t)}}{A_0^2 + m^2(t)} \quad (3-28)$$

如果采用百分之百调制,则此时调制制度增益为 2/3。

SSB 系统的性能 调制制度增益为 1,但不能说明 SSB 性能比 DSB 差。实际上,在相同噪声背景和相同输入信号功率的条件下,DSB 和 SSB 在解调器输出端的信噪比是相等的。

非相干解调性能分析模型 在线性调制系统中,AM 通常采用包络检波解调方式,其具体形式如图 3-14 所示。

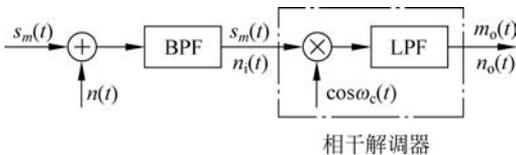


图 3-13 线性调制相干解调的性能分析模型

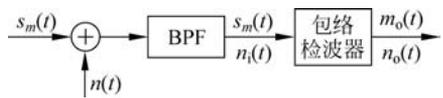


图 3-14 包络检波的抗噪声性能分析模型

大信噪比时非相干解调性能 可得调制制度增益为

$$G_{AM} = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} = \frac{2m^2(t)}{A_0^2 + m^2(t)} \quad (3-29)$$

可以发现式(3-28)和式(3-29)完全相同,这说明对于 AM 调制系统,在大信噪比时,采用包络检波时的性能与相干解调时的性能几乎完全一样。由于非相关解调方法简单,因此被广泛应用。

小信噪比时非相干解调性能 随着信噪比的减小,包络检波器将在一个特定输入信噪比值上出现门限效应。一旦出现门限效应,解调器的输出信噪比将急剧下降,系统将无法正常工作。

门限效应 在非相干解调时,当输入信噪比下降,输出信噪比不是按比例随着输入信噪比下降,而是急剧恶化。通常把这种现象称为门限效应,开始出现门限效应的输入信噪比称为门限值。但是,当使用同步检测的方法解调各种线性调制信号时,由于解调过程可视为信号与噪声分别解调,故解调器输出端总是单独存在有用信号,因而同步解调器不存在门限效应。

3. 非线性调制原理

非线性调制 已调信号频谱不再是调制信号频谱的线性搬移,而是频谱的非线性变换,在这个变换过程中会产生新的频率成分。角度调制是典型的非线性调制,主要包括频率调制(FM)和相位调制(PM)。

角度调制的表达式 一般表达式为

$$s_m(t) = A \cos[\omega_c t + \varphi(t)] \quad (3-30)$$

其中, $[\omega_c t + \varphi(t)]$ 是信号的瞬时相位, $\varphi(t)$ 称为瞬时相位偏移; $d[\omega_c t + \varphi(t)]/dt$ 为信号的瞬时角频率; $d\varphi(t)/dt$ 为信号相对于角载频 ω_c 的瞬时角频偏。

相位调制(PM) 瞬时相位偏移 $\varphi(t)$ 随基带信号 $m(t)$ 线性变化的调制方式可表示为

$$s_{PM}(t) = A \cos[\omega_c t + K_p m(t)] \quad (3-31)$$

频率调制(FM) 瞬时角频率偏移 $d\varphi(t)/dt$ 随基带信号 $m(t)$ 线性变化的调制方式可表示为

$$s_{FM}(t) = A \cos[\omega_c t + K_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau] \quad (3-32)$$

单音的 FM 和 PM 根据式(3-31)和式(3-32)可得单音 PM 的表达式为

$$s_p(t) = A \cos(\omega_c t + K_p A_m \cos \omega_m t) = A \cos(\omega_c t + m_p \cos \omega_m t) \quad (3-33)$$

单音 FM 的表达式为

$$s_f(t) = A \cos\left(\omega_c t + K_f A_m \int_{-\infty}^t \cos \omega_m \tau d\tau\right) = A \cos(\omega_c t + m_f \sin \omega_m t) \quad (3-34)$$

其中, $m_p = K_p A_m$ 为调相指数; m_f 为调频指数。

FM 与 PM 之间的关系 由于角频率和相位之间存在微分与积分的关系,因此 FM 与 PM 之间是可以相互转换的,分别如图 3-15 和图 3-16 所示。

图 3-15(b)所示的产生调相信号的方法称为**间接调相法**,图 3-16(b)所示的产生调频信号的方法称为**间接调频法**。相对而言,图 3-15(a)所示的产生调相信号的方法称为**直接调相法**,图 3-16(a)所示的产生调频信号的方法称为**直接调频法**。从以上分析可见,调频与调相并无本质区别,两者之间可以互换。鉴于在实际应用中多采用 FM 信号,在讨论角度调制时

通常以频率调制为例。

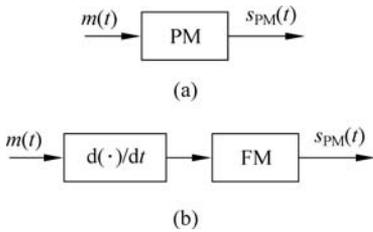


图 3-15 直接调相和间接调相原理示意图

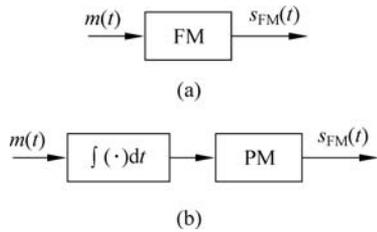


图 3-16 直接调频和间接调频原理示意图

窄带角度调制 在角度调制时,如果最大相位偏移小于 $\pi/6$,则称其为窄带角度调制。对应窄带调相(NBPM)可以表示为

$$s_{\text{NBPM}}(t) \approx \cos\omega_c t - K_P m(t) \sin\omega_c t \quad (3-35)$$

窄带调频(NBFM)可以表示为

$$s_{\text{NBFM}}(t) \approx \cos\omega_c t - \left[K_F \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \right] \sin\omega_c t \quad (3-36)$$

频谱和带宽 NBFM 信号的频域表达式与 AM 的频域表达式很类似,可以表示为

$$S_{\text{NBFM}}(\omega) = \pi[\delta(\omega + \omega_c) + \delta(\omega - \omega_c)] + \frac{K_F}{2} \left[\frac{M(\omega + \omega_c)}{\omega + \omega_c} - \frac{M(\omega - \omega_c)}{\omega - \omega_c} \right] \quad (3-37)$$

对应带宽为

$$B_{\text{NBFM}} = B_{\text{AM}} = 2B_m = 2f_H \quad (3-38)$$

宽带调频(WBFM)的信号描述 设单频调制信号为 $m(t) = A_m \cos\omega_m t$,则时域描述为

$$s_{\text{FM}}(t) = A \cos \left[\omega_c t + K_F \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \right] = A \cos(\omega_c t + m_f \sin\omega_m t) \quad (3-39)$$

频域描述为

$$S_{\text{FM}}(\omega) = \pi A \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_f) [\delta(\omega - \omega_c - n\omega_m) + \delta(\omega + \omega_c + n\omega_m)] \quad (3-40)$$

带宽分析 调频波频带宽度的计算采用通用卡森(Carson)公式来表示:

$$B_{\text{FM}} = 2(m_f + 1)f_m = 2(\Delta f + f_m) \quad (3-41)$$

对于窄带调频和宽带调频,可以表示为

$$B_{\text{FM}} \approx 2f_m (\text{NBFM}), \quad B_{\text{FM}} \approx 2\Delta f (\text{WBFM}) \quad (3-42)$$

FM 信号的直接法产生 利用调制信号直接控制振荡器的频率,使其按调制信号的规律线性变化。压控振荡器(VCO)的输出频率正比于所加的控制电压。

FM 信号的间接法产生 先对调制信号积分,再对载波进行相位调制,从而产生调频信号。由于这样只能获得窄带调频信号,为了获得宽带调频信号,可利用倍频器再把 NBFM 信号变换成 WBFM 信号,其原理框图如图 3-17 所示。

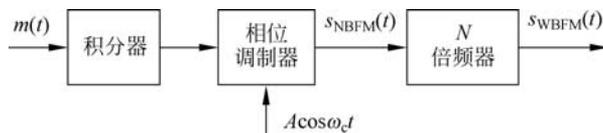


图 3-17 间接调频原理框图

FM 的非相干解调 利用微分器与包络检波器级联构成的鉴频器如图 3-18 所示。

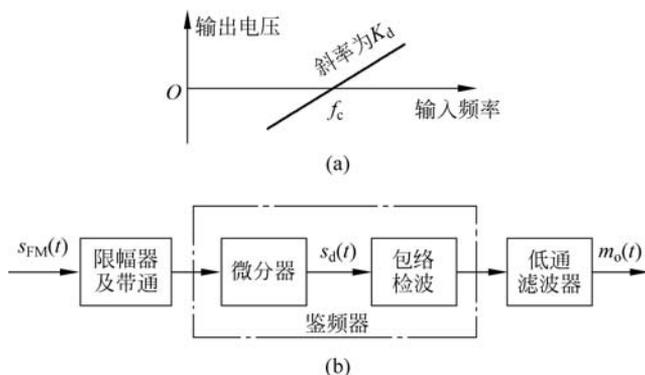


图 3-18 理想鉴频特性及调频信号的非相干解调原理框图

FM 的相干解调 由于窄带调频信号可分解成正交分量与同相分量之和,因而可以采用线性调制中的相干解调法进行解调,其原理如图 3-19 所示。

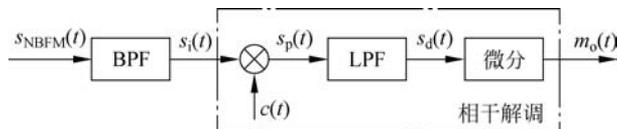


图 3-19 窄带调频信号的相干解调原理框图

4. 调频系统的抗噪声性能

性能分析模型 为了简化所讨论问题,在分析系统性能时,通常认为信道中的噪声是加性噪声,因此可以得到如图 3-20 所示解调器抗噪声性能的分析模型。

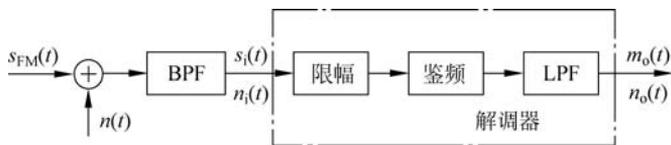


图 3-20 调频系统抗噪声性能分析模型

输入信噪比 可以表示为

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{A^2}{2n_0 B_{FM}} \tag{3-43}$$

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

输出信噪比 在大输入信噪比情况下,信号和噪声间的相互影响可以忽略不计,即计算输出信号时可以假设噪声为零,而计算输出噪声时可以假设调制信号 $m(t)$ 为零。经过推导,解调器的输出信噪比为

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{3A^2 K_F^2 \overline{m^2(t)}}{8\pi^2 n_0 f_m^3} \tag{3-44}$$

调制制度增益 经推导,解调器调制制度增益为

$$G_{\text{FM}} = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} = \frac{3}{2} m_f^2 \frac{B_{\text{FM}}}{f_m} \quad (3-45)$$

在宽带调频时,信号带宽为 $B_{\text{FM}} = 2(m_f + 1)f_m = 2(\Delta f + f_m)$,代入式(3-45)可得

$$G_{\text{FM}} = 3m_f^2(m_f + 1) \approx 3m_f^3 \quad (3-46)$$

小信噪比情况与门限效应 当输入信噪比较小,且噪声的随机相位在 $(0 \sim 2\pi)$ 范围内随机变化时,信号与噪声的合成矢量的矢量相位 $\varphi(t)$ 围绕原点做 $(0 \sim 2\pi)$ 范围内的变化,解调器输出几乎完全由噪声决定,因而输出信噪比急剧下降。这种情况与常规调幅包络检波时相似,称为门限效应。出现门限效应时对应的输入信噪比的值称为门限值。

加重技术 从鉴频器输出噪声功率谱密度可以看出,其变化随频率 f 呈抛物线形状增大。进而造成高频端的输出信噪比明显下降,这对解调信号质量带来很大的影响,甚至会出现门限效应。为了改善调频解调器的输出信噪比,针对鉴频器输出噪声谱呈抛物线形状这个特点,在调频系统中采用了加重技术,包括“预加重”和“去加重”措施。其设计思想是保持输出信号不变的前提下,有效降低输出噪声,以达到提高输出信噪比的目的。

5. 各种模拟调制系统的比较

频带利用率比较 就频带利用率而言,SSB 最好,VSB 与 SSB 接近,DSB、AM、NBFM 次之,WBFM 最差。

抗噪性能比较 就抗噪性能而言,WBFM 最好,DSB、SSB、VSB 次之,AM 最差。

特点比较 AM 调制的优点是接收设备简单;缺点是功率利用率低,抗干扰能力差。DSB 调制的优点是功率利用率高,且带宽与 AM 相同;缺点是接收要求同步解调,设备较复杂。SSB 调制的优点是功率利用率和频带利用率都较高,抗干扰能力和抗选择性衰落能力均优于 AM,而带宽是 AM 的一半;缺点是发送设备和接收设备都较复杂。VSB 的抗噪声性能和频带利用率与 SSB 相当。FM 波的幅度恒定不变,这使它对非线性器件不甚敏感,给 FM 带来了抗快衰落能力。利用自动增益控制和带通限幅还可以消除快衰落造成的幅度变化效应。宽带 FM 的抗干扰能力强,可以实现带宽与信噪比的互换。

主要应用 AM 主要用在中波和短波的调幅广播中;DSB 应用较少,一般只用于点对点的专用通信;SSB 常用于频分多路复用系统中;VSB 在电视广播等系统中得到了广泛应用;宽带 FM 不仅应用于调频立体声广播,还广泛应用于长距离高质量的通信系统中,如卫星通信、超短波对空通信等。宽带 FM 的缺点是频带利用率低,存在门限效应,因此在接收信号弱、干扰大的情况下宜采用窄带 FM,这就是小型通信机常采用窄带调频的原因。

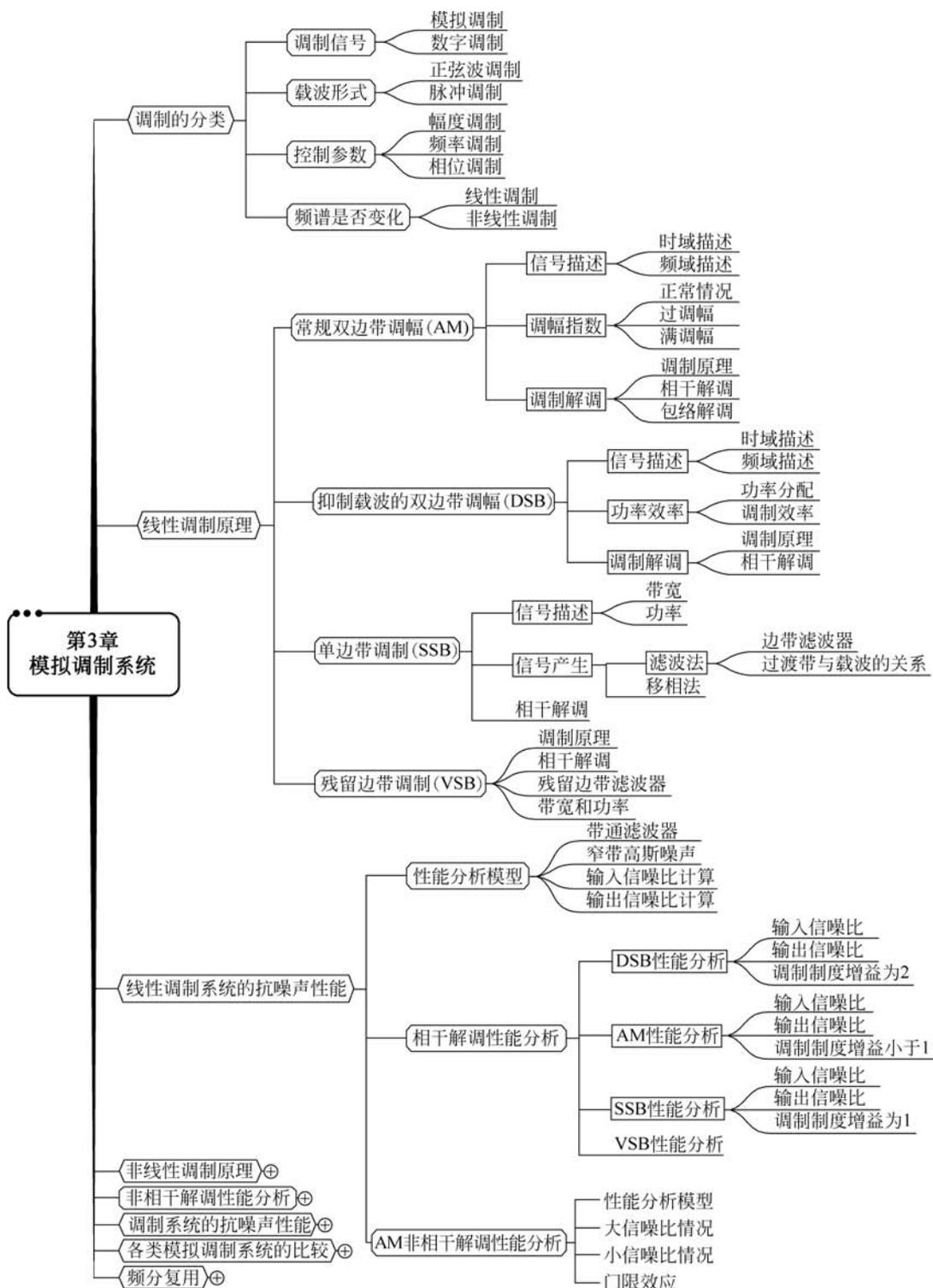
6. 频分复用

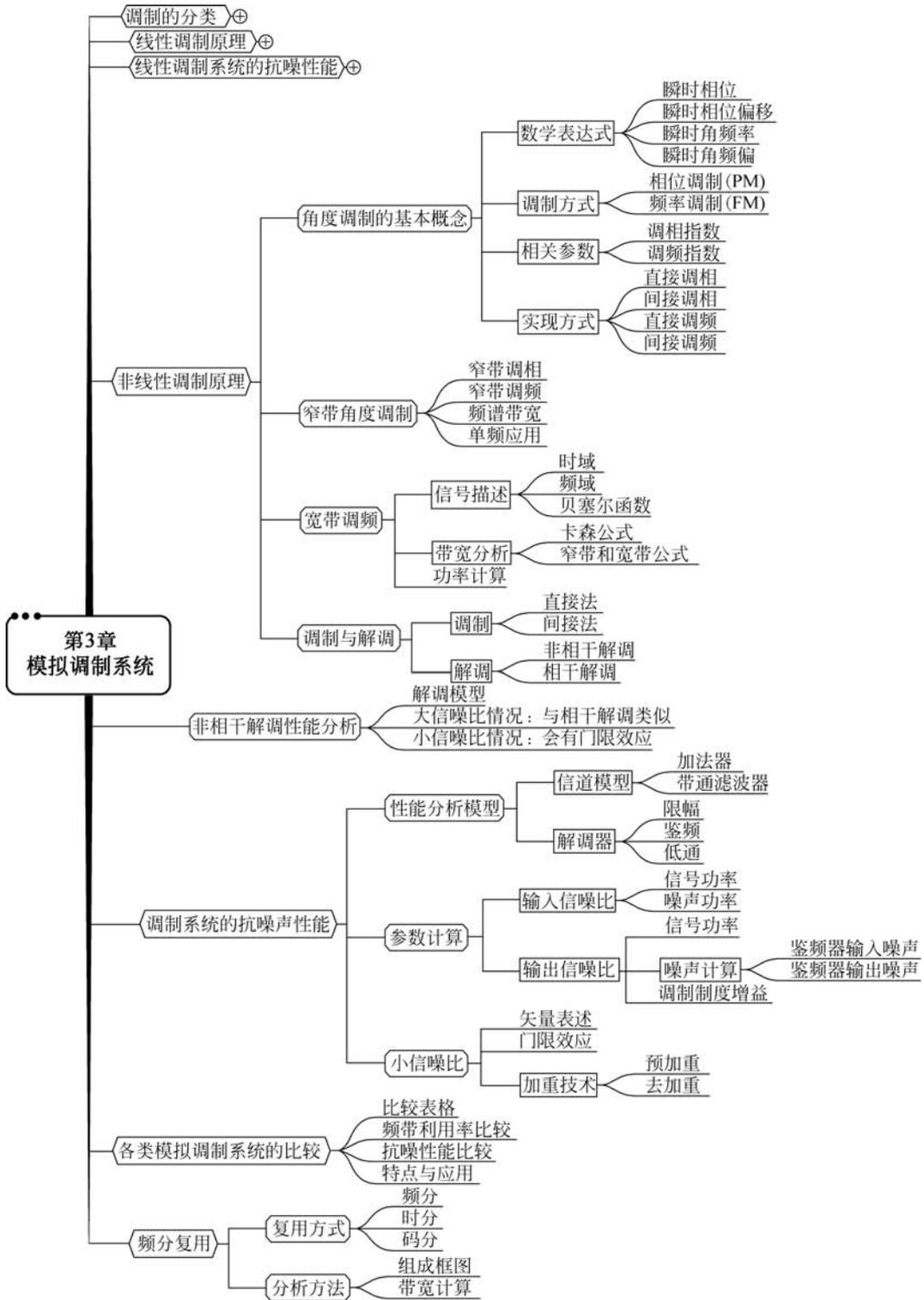
多路复用通信方式 在一个信道上同时传输多个语音信号的技术,有时也将这种技术简称为复用技术。复用技术有多种工作方式,如频分复用(FDM)、时分复用(TDM)和码分复用(CDM)等。

频分复用 将所给的信道带宽分割成互不重叠的许多小区间,每个小区间能顺利通过一路信号,在一般情况下可以通过正弦波调制的方法实现频分复用。频分复用的多路信号在频率上不会重叠,但在时间上是重叠的。

时分复用 将连续信号在时间上进行离散处理,也就是抽样(采样),当抽样脉冲占据较短时间时,在抽样脉冲之间就留出了时间空隙,利用这种空隙便可以传输其他信号的抽样值。因此,这就有可能沿一条信道同时传送若干基带信号。

3.3 知识体系





3.4 思考题解答

3-1 调制如何进行分类?

答: 根据调制信号形式的不同, 调制可分为模拟调制和数字调制。

根据载波形式的不同, 调制可以分为以正弦波作为载波的连续波调制和以脉冲串作为载波的脉冲调制。

根据调制信号控制载波的参数不同, 调制可以分为幅度调制、频率调制和相位调制, 也可以分为幅度调制和角度调制。

根据已调信号与调制信号频谱之间的关系, 调制可以分为线性调制和非线性调制。

除此之外, 调制还有多种分类方式, 这里不再赘述。

3-2 什么是线性调制? 常见的线性调制方式有哪些?

答: 输出已调信号的频谱和输入调制信号的频谱之间满足线性搬移关系, 通常称为线性调制, 有时也称为幅度调制。

常见的线性调制方式主要包括常规双边带调幅(AM)、抑制载波双边带调幅(DSB-SC)、单边带调制(SSB)和残留边带调制(VSB)信号等。

3-3 什么是调幅指数(调幅度)? 说明其物理含义。

答: 调幅指数用于定量描述 A_0 与 $|m(t)|_{\max}$ 之间的关系。

设调制信号为单频信号时, 可以表示为 $m(t) = A_m \cos \omega_m t$, 则

$$s_{AM}(t) = [A_0 + A_m \cos \omega_m t] \cos \omega_c t = A_0 [1 + \beta \cos \omega_m t] \cos \omega_c t$$

其中, $\beta = \frac{A_m}{A_0} \leq 1$ 被称为调幅指数, 也叫作调幅度。调幅指数的数值为 $0 \sim 1$, 因此, 在正常情况下 $\beta < 1$; 当 $\beta > 1$ 时称为过调幅; 当 $\beta = 1$ 时称为满调幅(临界调幅)。

3-4 SSB 信号的产生方法有哪些?

答: 产生 SSB 信号的方法很多, 其中最基本的方法有滤波法和相移法。

(1) 滤波法: 原理如图 3-21 所示, 图中的 $H_{SSB}(\omega)$ 为单边带滤波器。

产生 SSB 信号最直观的方法是将 $H_{SSB}(\omega)$ 设计成具有理想高通特性 $H_H(\omega)$ 或理想低通特性 $H_L(\omega)$ 的单边带滤波器, 其传递函数可以表示为

$$H_{SSB}(\omega) = H_H(\omega) = \begin{cases} 1, & |\omega| > \omega_c \\ 0, & |\omega| \leq \omega_c \end{cases}$$

$$H_{SSB}(\omega) = H_L(\omega) = \begin{cases} 1, & |\omega| < \omega_c \\ 0, & |\omega| \geq \omega_c \end{cases}$$

产生上边带信号时 $H_{SSB}(\omega)$ 为 $H_H(\omega)$, 产生下边带信号时 $H_{SSB}(\omega)$ 为 $H_L(\omega)$, 则

$$S_{SSB}(\omega) = S_{SSB}(\omega) H_{SSB}(\omega)$$

(2) 相移法: 单边带信号的频域表示直观且简明, 其单边带调制的时域表达式为

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

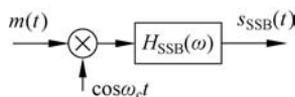


图 3-21 滤波法产生单边带信号

其中，“-”对应上边带信号；“+”对应下边带信号； $\hat{m}(t)$ 表示把 $m(t)$ 的所有频率成分均相移 $\pi/2$ ，称 $\hat{m}(t)$ 是 $m(t)$ 的希尔伯特变换。实现框图如图 3-8 所示。

3-5 VSB 滤波器的传输特性应满足什么条件？

答：为了保证相干解调的输出无失真地重现调制信号 $m(t)$ ，只要在 $M(\omega)$ 的频谱范围内有

$$H_{\text{VSB}}(\omega + \omega_c) + H_{\text{VSB}}(\omega - \omega_c) = k(\text{常数}) \quad |\omega| \leq \omega_H$$

3-6 请说明，从滤波法实现角度来看，SSB 可以当作 VSB 的一个特例。

答：SSB 上、下边带滤波器传递函数表示为

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

$$H_{\text{SSB}}(\omega) = H_{\text{L}}(\omega) = \begin{cases} 1, & |\omega| < \omega_c \\ 0, & |\omega| \geq \omega_c \end{cases}$$

SSB 上、下边带滤波器传递函数如图 3-22 所示。

对比 $H_{\text{VSB}}(\omega + \omega_c) + H_{\text{VSB}}(\omega - \omega_c) = k(\text{常数}) \quad |\omega| \leq \omega_H$ 的 VSB 滤波器的要求，显然，SSB 可以当作 VSB 的一个特例。

3-7 如果在发射单边带信号的同时加上一个大载波，是否可以用包络检波法接收？

答：已知 SSB 上、下边带滤波器传递函数表示为

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

$$H_{\text{SSB}}(\omega) = H_{\text{L}}(\omega) = \begin{cases} 1, & |\omega| < \omega_c \\ 0, & |\omega| \geq \omega_c \end{cases}$$

因此，单边带信号可以表示为

$$\begin{aligned} s_{\text{SSB}}(t) &= [m(t)\cos\omega_c t] * h_{\text{H}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} m(t-\tau)\cos\omega_c(t-\tau)h_{\text{H}}(\tau)d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} m(t-\tau)[\cos\omega_c t \cos\omega_c \tau + \sin\omega_c t \sin\omega_c \tau]h_{\text{H}}(\tau)d\tau \\ &= \cos\omega_c t \int_{-\infty}^{\infty} m(t-\tau)\cos\omega_c \tau h_{\text{H}}(\tau)d\tau + \sin\omega_c t \int_{-\infty}^{\infty} m(t-\tau)\sin\omega_c \tau h_{\text{H}}(\tau)d\tau \\ &= \cos\omega_c t [m(t) * h_{\text{Hc}}(t)] + \sin\omega_c t [m(t) * h_{\text{Hs}}(t)] \end{aligned}$$

其中， $h_{\text{Hc}}(t) = h_{\text{H}}(t)\cos\omega_c t$ ； $h_{\text{Hs}}(t) = h_{\text{H}}(t)\sin\omega_c t$

假设在单边带信号中加入一个大载波，则信号变为

$$s(t) = s_{\text{SSB}}(t) + A\cos\omega_c t = \cos\omega_c t \{ [m(t) * h_{\text{Hc}}(t)] + A \} + \sin\omega_c t [m(t) * h_{\text{Hs}}(t)]$$

根据 SSB 上边带滤波器传递函数的定义， $h_{\text{Hc}}(t) = h_{\text{H}}(t)\cos\omega_c t$ 相当于将 $H_{\text{H}}(\omega)$ 左右搬移，搬移（频移）后，在低频部分为常数 C ，则时域计算有 $m(t) * h_{\text{Hc}}(t) = Cm(t)$ ，因此，接收端进行包络解调，则

$$A(t) = \sqrt{\{ [m(t) * h_{\text{Hc}}(t)] + A \}^2 + [m(t) * h_{\text{Hs}}(t)]^2}$$

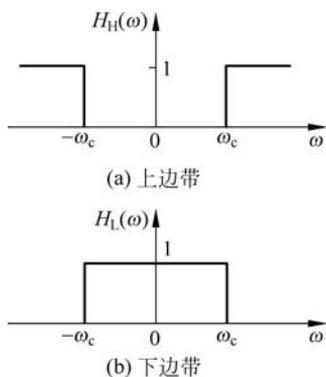


图 3-22 SSB 上、下边带滤波器传递函数

$$= \sqrt{[Cm(t) + A]^2 + [m(t) * h_{HS}(t)]^2} \approx Cm(t) + A$$

除去直流,便可以从包络中恢复出原始信号 $m(t)$,所以,发射单边带信号时同时加上一个大载波,可以用包络检波法接收,下边带证明类似。同时,残留边带也有上述性质。

3-8 什么叫调制制度增益? 其物理意义是什么?

答: 输出信噪比反映了系统的性能,但它与调制方式有关,也与解调方式有关。更重要的是输出信噪比与输入信噪比紧密相关,为了比较不同调制方式下解调器的抗噪声性能,人们通常用信噪比增益 G 表示系统性能度量,其定义为

$$G = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i}$$

信噪比增益也称为调制制度增益,它是输出信噪比与输入信噪比的比值。

3-9 DSB 调制系统和 SSB 调制系统的抗噪性能是否相同? 为什么?

答: 相同,虽然 DSB 解调器的调制制度增益是 SSB 的两倍,但不能因此就说,双边带系统的抗噪性能优于单边带系统。具体分析如下。

假设调制信号的最高频率为 f_H ,这时如果从输出信噪比来分析,则

$$\begin{aligned} \left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{\text{DSB}} &= G_{\text{DSB}} \left(\frac{S_i}{N_i}\right)_{\text{DSB}} = 2 \cdot \frac{S_i}{N_{\text{iDSB}}} = 2 \cdot \frac{S_i}{n_0 B_{\text{DSB}}} = \frac{S_i}{n_0 f_H} \\ \left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{\text{SSB}} &= G_{\text{SSB}} \left(\frac{S_i}{N_i}\right)_{\text{SSB}} = 1 \cdot \frac{S_i}{N_{\text{iSSB}}} = \frac{S_i}{n_0 B_{\text{SSB}}} = \frac{S_i}{n_0 f_H} \end{aligned}$$

这样看来,在相同条件下,DSB 性能与 SSB 一致。

3-10 什么是门限效应? 会出现在什么样的系统当中?

答: 随着信噪比的减小,非相关检测器将在一个特定输入信噪比值上出现性能急剧恶化的情况,使得输出信噪比将急剧下降,这就是门限效应。AM 和 FM 非相干解调会出现这种情况。

3-11 AM 信号采用包络检波法解调时为什么会产生门限效应?

答: 在小信噪比情况下,噪声远大于输入信号,可得

$$|n_c(t)| \gg |A_0 + m(t)|$$

这时,对于 AM 信号应用包络解调,可得

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

上式表明包络解调失败,无法得到调制信号 $m(t)$ 。在这种情况下,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门限效应,开始出现门限效应的输入信噪比称为门限值。因此,随着信噪比的减小,包络检波器将在一个特定输入信噪比值上会出现门限效应。一旦出现门限效应,解调器的输出信噪比急剧变坏,系统将无法正常工作。

3-12 什么是频率调制? 什么是相位调制? 两者关系如何?

答: 瞬时角频率偏移随基带信号线性变化的调制方式是频率调制(FM)。瞬时相位偏移随基带信号线性变化的调制方式是相位调制(PM)。

由于频率和相位之间存在微分与积分的关系,因此 FM 与 PM 之间是可以相互转换的。如果将调制信号先微分,然后进行调频,则得到的是调相信号;同样,如果将调制信号先积分,然后进行调相,则得到的是调频信号。具体对应实现原理如图 3-23 和图 3-24 所示。

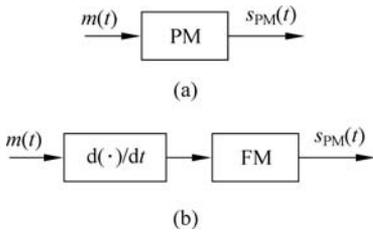


图 3-23 直接调相和间接调相示意图

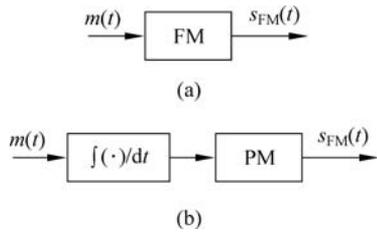


图 3-24 直接调频和间接调频示意图

从以上分析可见,调频与调相并无本质区别,两者之间可以互换。鉴于在实际应用中多采用 FM 信号,多数情况下讨论的多为频率调制。

3-13 分析图 3-25(对应主教材的图 3-22)单音 PM 信号和 FM 信号波形。

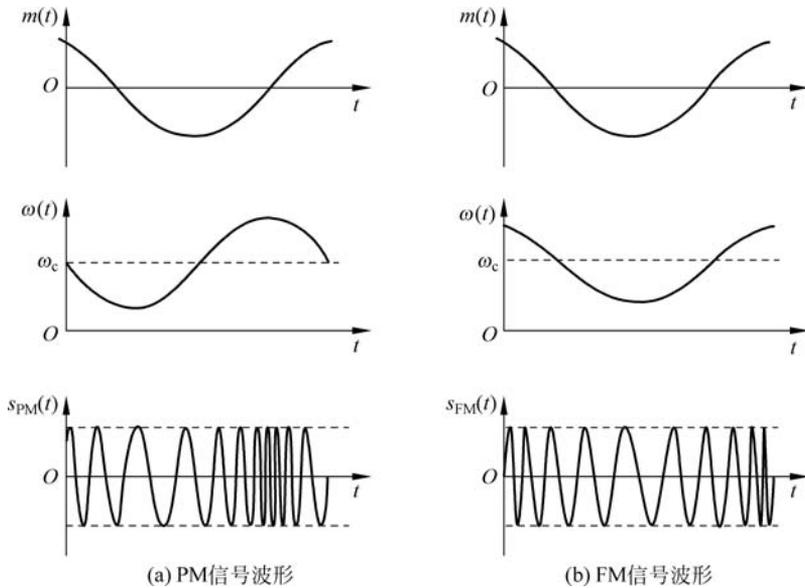


图 3-25 单音 PM 信号和 FM 信号波形

答: 根据 FM 的定义可知瞬时角频率偏移随基带信号线性变化的调制方式,因此,调制信号幅度高,已调信号波形就密集;否则,已调信号波形越稀疏,如图 3-25(b)所示。根据间接调相的定义,调制信号微分以后的调频,就是调相,因此,将调制信号先微分,得到波形,以此波形为调制信号,按 FM 信号进行判读,就可以将 PM 的调制信号和已调信号联系起来。

3-14 什么是窄带角度调制? 说明其优缺点。

答: 在角度调制表达式中,如果最大相位偏移满足下式的条件,则称其为窄带角度调制

$$|\varphi(t)| \ll \frac{\pi}{6} \text{ (或 } 0.5)$$

窄带角度调制分为窄带调相(NBPM)和窄带调频(NBFM)。下面以 NBFM 为例说明其优缺点。

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 NBFM 得到较广泛的应用。但是,对于高质量通信,如调频立体声广播、电视伴音等,则需要采用宽带调频。

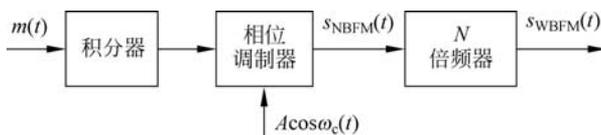
3-15 什么是宽带调频? 如何实现?

答: 当 $|\varphi(t)|_{\max} = \left| K_F \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \right|_{\max} \ll \frac{\pi}{6}$ 不满足时,调频信号为宽带调频(WBFM)。

WBFM 的实现方式包括直接法和间接法。直接法就是利用调制信号直接控制振荡器的频率,使其按调制信号的规律线性变化。具体表示为

$$\omega_o(t) = \omega_c + K_F m(t)$$

间接调频法是先对调制信号积分,再对载波进行相位调制,从而产生调频信号。但这样只能获得窄带调频信号,为了获得宽带调频信号,可利用倍频器再把 NBFM 信号变换成 WBFM 信号。其原理框图如图 3-26 所示。

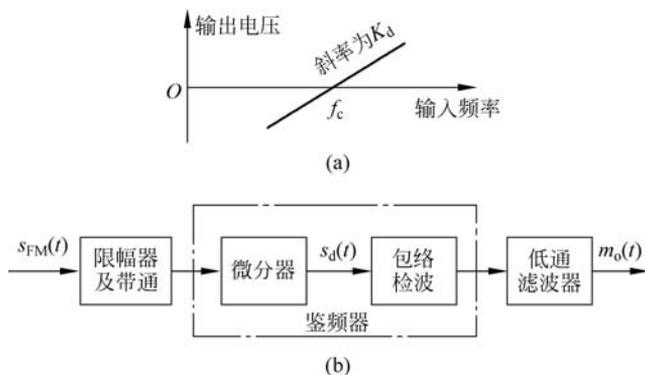


3-16 简述调频信号的解调方式。

答: 调频信号的解调分非相干解调和相干解调两类。

(1) 非相干解调。

设输入调频信号为 $s_{FM}(t) = A \cos \left[\omega_c t + K_F \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \right]$, 利用图 3-27 实现解调。



其中,微分器输出为

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

上式是一个典型的调幅调频(AM-FM)信号,其幅度和频率皆包含调制信息。用包络检波器取出其包络,并滤去直流后输出为 $m_o(t) = K_d K_F m(t)$ 即恢复出原始调制信号。上述解调方法称为包络检测,又称为非相干解调。这种方法的缺点是包络检波器对于由信道噪声和其他原因引起的幅度起伏有反应。因而,使用中常在微分器之前加一个限幅器和带

通滤波器。

(2) 相干解调。

相干解调的原理框图如图 3-28 所示。

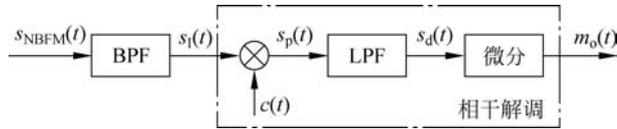


图 3-28 窄带调频信号的相干解调框图

设窄带调频信号为

$$s_{\text{NBFM}}(t) = A \cos \omega_c t - A \left[K_F \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \right] \sin \omega_c t$$

相干载波为

$$c(t) = -\sin \omega_c t$$

则乘法器输出为

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

经低通滤波器滤除高频分量,得

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

再经微分,得输出信号为

$$m_o(t) = \frac{A}{2} K_F m(t)$$

3-17 FM 系统产生门限效应的主要原因是什么?

答: 在进行非相干解调时, FM 信号加噪声可以写为

$$\begin{aligned} s_{\text{FM}}(t) + n_i(t) &= A \cos \omega_c t + n_i(t) = [A + n_c(t)] \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t \\ &= A(t) \cos[\omega_c t + \varphi(t)] \end{aligned}$$

与标量不同, 矢量是指既有大小, 又有方向的量。对于不同信噪比的情况可以得到图 3-29 和图 3-30。

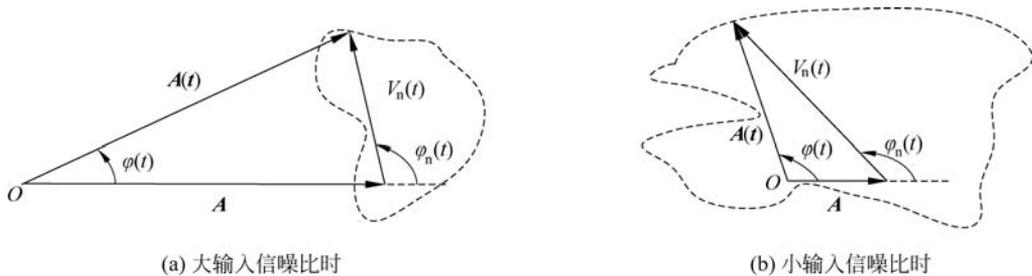


图 3-29 FM 信号加噪声的矢量图

当大输入信噪比时, 如图 3-29(a) 所示, $V_n(t)$ 在大多数时间里远小于 A , 则噪声随机相位 $\varphi_n(t)$ 即使在 $0 \sim 2\pi$ 内随机变化, 而合成矢量 $A(t)$ 的矢量端点轨迹如图 3-29(a) 中虚线所示, 这时信号和噪声的合成矢量的相位 $\varphi(t)$ 的变化范围不大。当小输入信噪比时, 则在

大多数时间里 $V_n(t)$ 大于载波幅度 A , 因此, 当噪声的随机相位在 $0 \sim 2\pi$ 范围内随机变化时, 信号与噪声的合成矢量 $\mathbf{A}(t)$ 的端点轨迹如图 3-29(b) 所示, 合成矢量的相位 $\varphi(t)$ 围绕原点做 $0 \sim 2\pi$ 范围内的变化, 解调器输出几乎完全由噪声决定, 因而输出信噪比急剧下降。这种情况与常规调幅包络检波相似, 称为门限效应。出现门限效应时, 对应输入信噪比的值称为门限值。

3-18 简述加重技术。

答: 为了改善调频解调器的输出信噪比, 针对鉴频器输出噪声谱呈抛物线形状这个特点, 在调频系统中采用了加重技术, 包括“预加重”和“去加重”措施。其设计思想是在保持输出信号不变的前提下, 有效降低输出噪声, 以达到提高输出信噪比的目的。

“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, 其目的是将调制频率高频端的噪声衰减, 使总的噪声功率减小。但是, 由于去加重网络的加入, 在有效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, 其目的是人为提升调制信号的高频分量, 以抵消去加重网络的影响。

3-19 FM 系统调制制度增益和信号带宽的关系如何? 这一关系说明什么?

答: 宽带调频时, 信号带宽为

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

调制制度增益可以表示为

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

宽带与调制制度增益均是调频指数 m_f 的函数, 分别表示有效性和可靠性指标, 是一对矛盾体。这就意味着, 对于 FM 系统来说, 增加传输带宽可以改善抗噪性能。调频方式的这种以带宽换取信噪比的特性是十分有益的。

3-20 什么是频分复用? 频分复用的目的是什么?

答: 在一个信道上同时传输多个话音信号的技术为复用技术。复用技术有多种工作方式, 如频分复用(FDM)、时分复用(TDM)和码分复用(CDM)等。FDM 是将所给的信道带宽分割成互不重叠的许多小区间, 每个小区间能顺利通过一路信号, 在一般情况下可以通过正弦波调制的方法实现频分复用。频分复用的多路信号在频率上不会重叠, 但在时间上是重叠的。

3.5 习题详解

3-1 设调制信号 $m(t) = \cos 2000\pi t$, 载波频率为 6kHz。

- (1) 试画出 AM 信号的波形图。
- (2) 试画出 DSB 信号的波形图。

解: 调制信号频率为 $f_m = 2000\pi/2\pi = 1000(\text{Hz})$, 载波频率为 6000Hz, 因此, 一个调制信号周期中应该包含 6 个载波。AM 信号的波形为图 3-30, DSB 信号的波形为图 3-31。

3-2 设有一个双边带信号为 $s_{\text{DSB}}(t) = m(t)\cos\omega_c t$, 为了恢复 $m(t)$, 接收端用 $\cos(\omega_c t + \theta)$ 作载波进行相干解调。仅考虑载波相位对信号的影响, 为了使恢复出的信号是其最大可能值的 90%, 相位 θ 的最大允许值为多少?

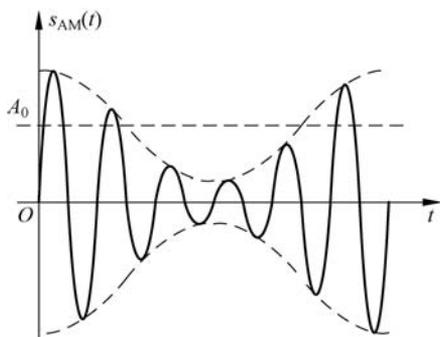


图 3-30 AM 信号的波形

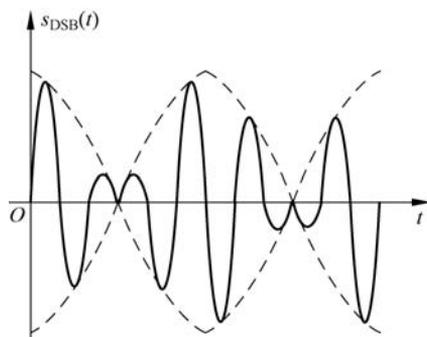


图 3-31 DSB 信号的波形

解：解调器的载波信号是 $\cos(\omega_c t + \theta)$ ，则相干解调器的乘法器输出为

$$s_{\text{DSB}} \cos(\omega_c t + \theta) = m(t) \cos \omega_c t \cos(\omega_c t + \theta) = \frac{1}{2} m(t) [\cos \theta + \cos(2\omega_c t + \theta)]$$

低通滤波器输出为 $\frac{1}{2} m(t) \cos \theta$ ，当 $\theta = 0$ 时有最大输出 $\frac{1}{2} m(t)$ 。

当恢复出的信号是其最大可能值的 90% 时， $\cos \theta = 0.9$ ，则 $\theta = 25.8^\circ$ 。

3-3 已知调制信号为 $m(t) = \cos 2000\pi t + \cos 4000\pi t$ ，载波为 $\cos 10^4 \pi t$ ，试确定 SSB 调制信号的表达式，并画出其频谱图。

解：上边带 $s_{\text{SSB}}(t) = [m(t) \cos \omega_c t] * h_{\text{USB}}(t) = [\cos(12000\pi t) + \cos(14000\pi t)]/2$

下边带 $s_{\text{SSB}}(t) = [m(t) \cos \omega_c t] * h_{\text{LSB}}(t) = [\cos(8000\pi t) + \cos(6000\pi t)]/2$

根据公式 $\cos(\Omega_s t) \Leftrightarrow \pi[\delta(\Omega + \Omega_s) + \delta(\Omega - \Omega_s)]$ ，(后面经常要用到，就不重复书写了)，可以绘制出对应频谱为图 3-32 和图 3-33。

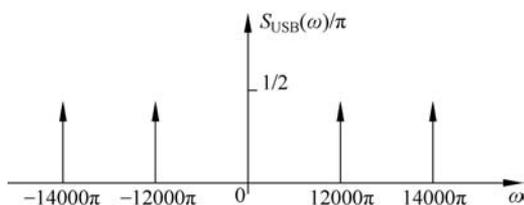


图 3-32 SSB 上边带频谱

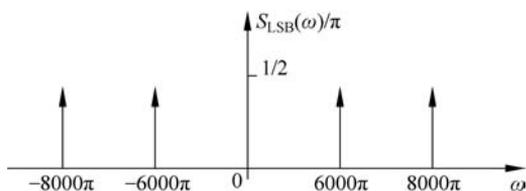


图 3-33 SSB 下边带频谱

3-4 已知调制信号 $m(t) = \cos 2000\pi t$ ，载波为 $c(t) = 2\cos 10^4 \pi t$ ，分别写出 AM、DSB、SSB(上边带)、SSB(下边带)信号的表示式，并画出频谱图。

解：根据题意可得

$$\begin{aligned} s_{\text{AM}}(t) &= [A_0 + m(t)] \cos \omega_c t = A_0 \cos \omega_c t + m(t) \cos \omega_c t \\ &= 2A_0 \cos 10000\pi t + \cos 12000\pi t + \cos 8000\pi t \end{aligned}$$

$$s_{\text{DSB}}(t) = m(t) \cos \omega_c t = \cos 12000\pi t + \cos 8000\pi t$$

$$s_{\text{USB}}(t) = [m(t) \cos \omega_c t] * h_{\text{USB}}(t) = \cos 12000\pi t$$

$$s_{\text{LSB}}(t) = [m(t) \cos \omega_c t] * h_{\text{LSB}}(t) = \cos 8000\pi t$$

上述信号对应频谱如图 3-34 所示。

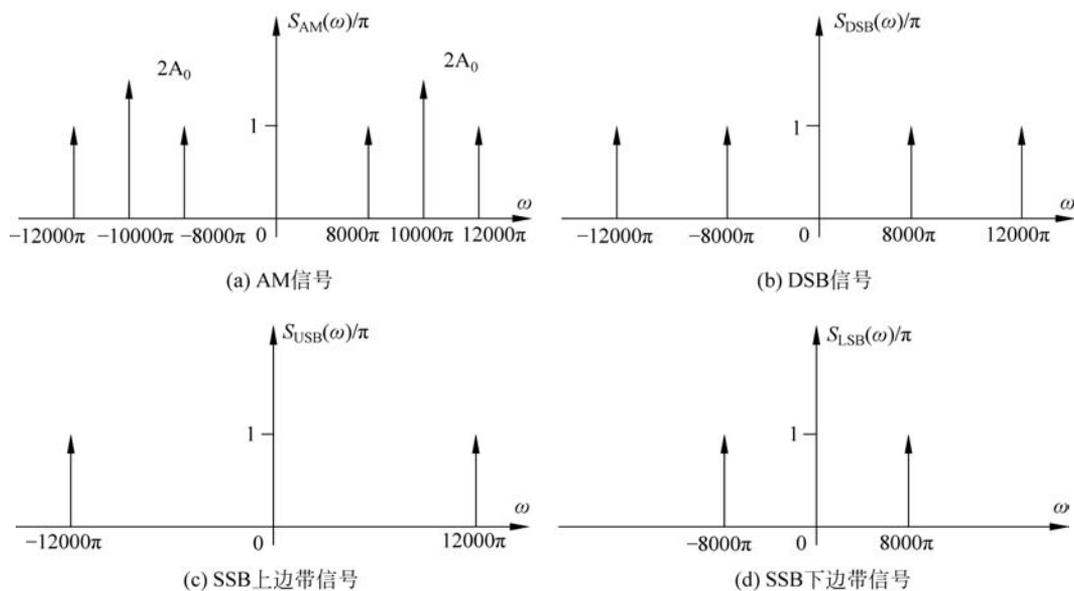


图 3-34 AM、DSB 和 SSB 上、下边带信号频谱

3-5 已知线性调制信号表示式为

$$(1) s_m(t) = \cos\Omega t \cos\omega_c t$$

$$(2) s_m(t) = (1 + 0.5\cos\Omega t) \cos\omega_c t$$

式中, $\omega_c = 6\Omega$, 试分别画出它们的波形图和频谱图。

解: 根据题意可得, 一个调制信号周期中应该包含 6 个载波, 其具体时域和频域波形如图 3-35 所示。

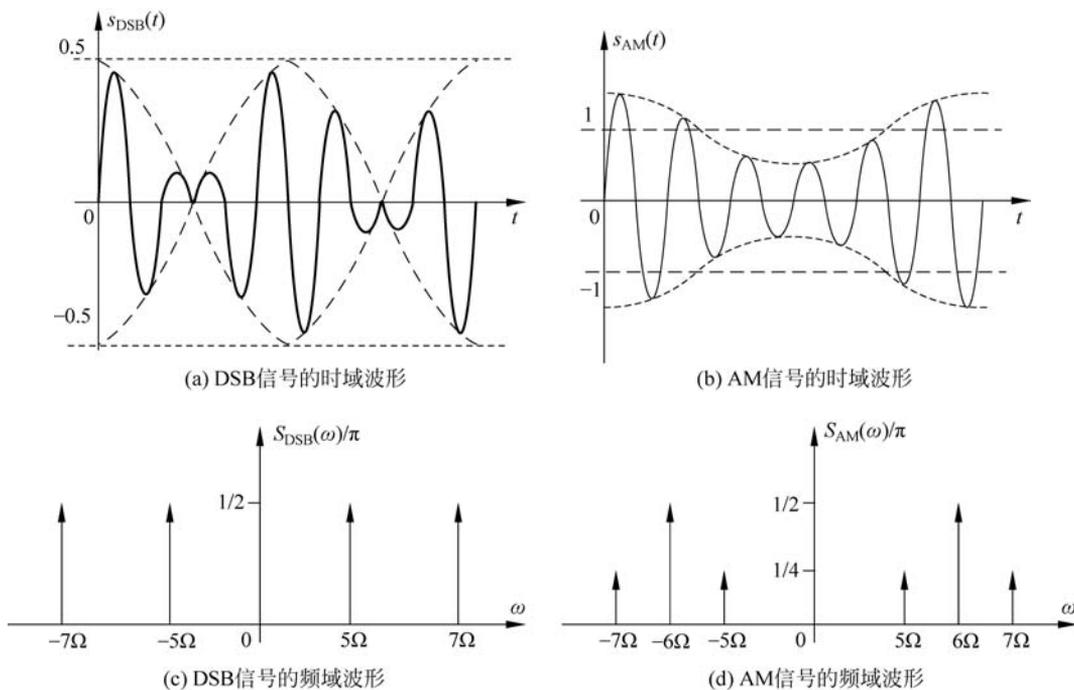


图 3-35 DSB 和 AM 信号的时域和频域波形

3-6 根据图 3-36 所示的调制信号波形, 试画出 DSB 及 AM 信号的波形图, 并比较它们分别通过包络检波器后的波形差别。

解: 根据题意得图 3-37。

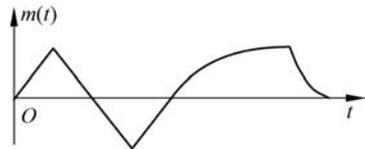


图 3-36 调制信号波形

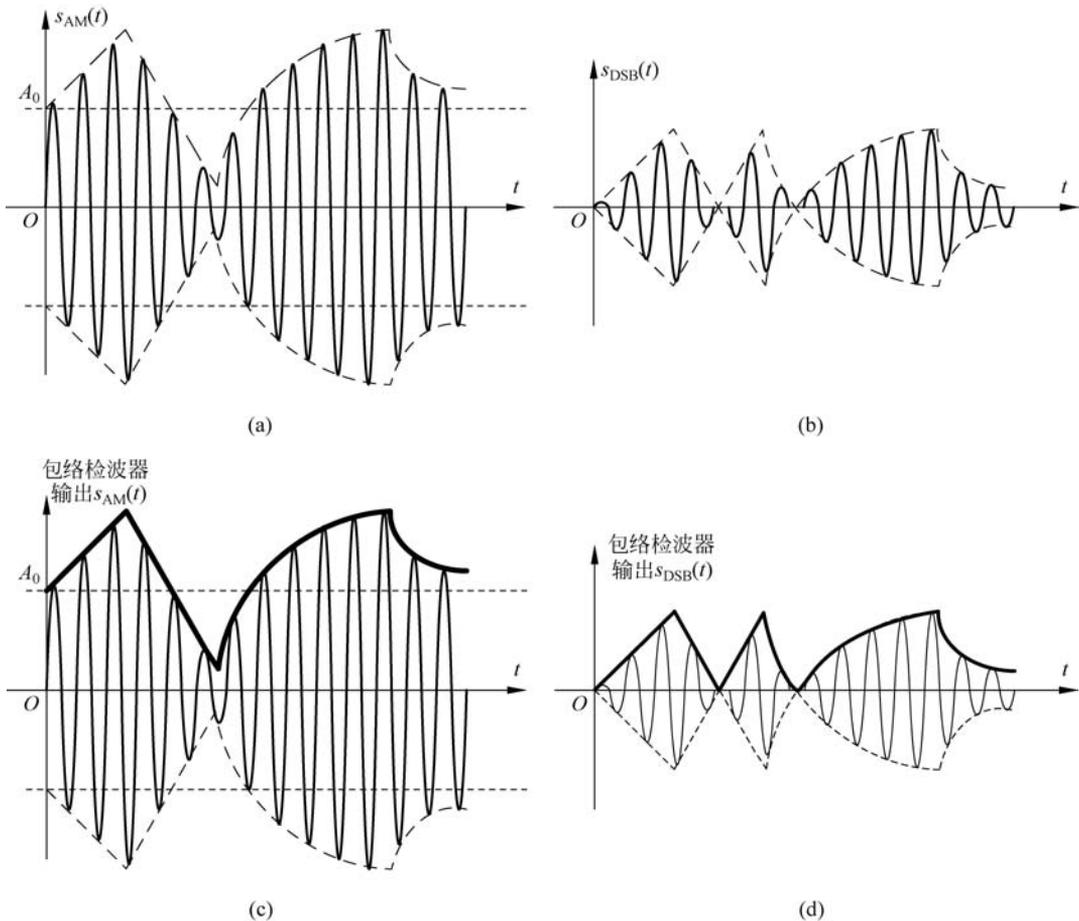


图 3-37 DSB 和 AM 信号的相关波形

3-7 已知某调幅波的展开式为

$$s_{AM}(t) = 0.125 \cos 2\pi(10^4)t + 4 \cos 2\pi(1.1 \times 10^4)t + 0.125 \cos 2\pi(1.2 \times 10^4)t$$

- (1) 试确定载波信号表达式。
- (2) 试确定调制信号表达式。
- (3) 试绘制其时域和频域波形。

解: 调幅波信号表达式为

$$s_{AM}(t) = [A_0 + m(t)] \cos \omega_c t = (4 + 0.25 \cos 2000\pi t) \cdot \cos 22000\pi t$$

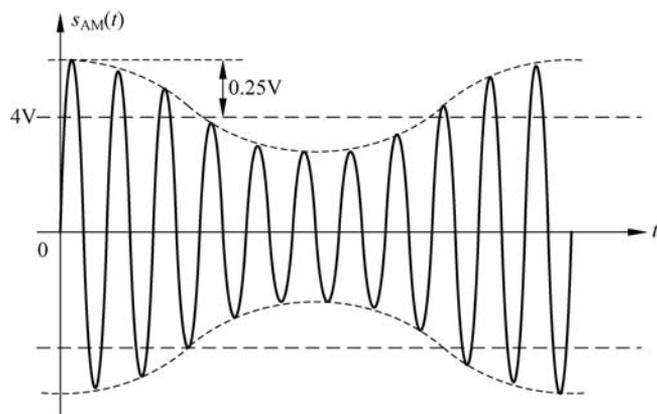
- (1) 载波信号表达式为

$$c(t) = \cos 22000\pi t$$

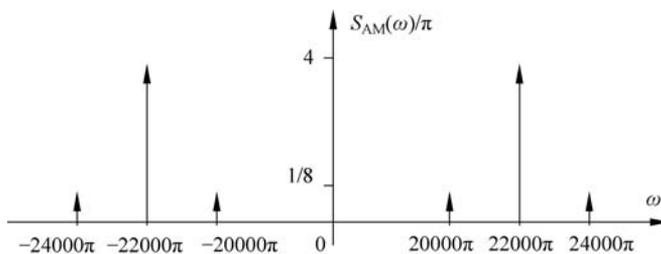
- (2) 调制信号表达式为

$$m(t) = 0.25 \cos 2000\pi t$$

根据上述分析,此 AM 信号的时域和频域波形如图 3-38 所示。



(a) AM信号的时域波形



(b) AM信号的频域波形

图 3-38 AM 信号的相关波形

3-8 设有一调制信号为 $m(t) = \cos\Omega_1 t + \cos\Omega_2 t$, 载波为 $A \cos\omega_c t$, 当 $\Omega_2 = 2\Omega_1$, 载波频率 $\omega_c = 5\Omega_1$ 时, 试写出相应的 SSB 信号的表达式, 并画出频谱图。

解: 根据题意可以得到,

上边带频率为

$$\Omega_{\text{USB1}} = \pm(\omega_c + \Omega_1) = \pm 6\Omega_1$$

$$\Omega_{\text{USB2}} = \pm(\omega_c + \Omega_2) = \pm 7\Omega_1$$

下边带频率为

$$\Omega_{\text{USB1}} = \pm(\omega_c - \Omega_1) = \pm 4\Omega_1$$

$$\Omega_{\text{USB2}} = \pm(\omega_c - \Omega_2) = \pm 3\Omega_1$$

根据上述分析可得如图 3-39 所示的单边带信号频谱。

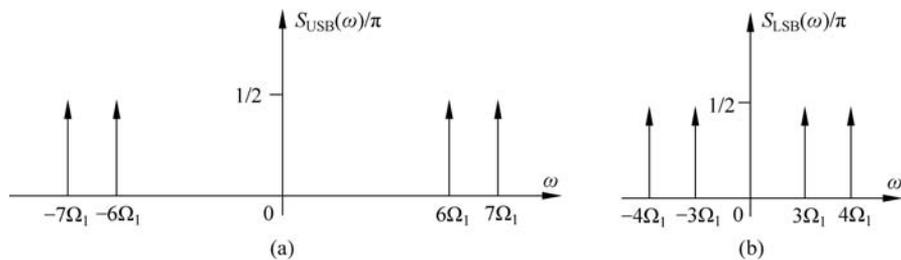


图 3-39 上、下边带信号的频谱

3-9 某线性调制系统解调器输出端的输出信噪比为 20dB；输出噪声功率为 10^{-9}W ；发射机输出端到解调器输入端之间的总传输衰减为 100dB。

- (1) 试求 DSB 时的发射机输出功率。
- (2) 试求 SSB 时的发射机输出功率。
- (3) 试求 AM 时(100%调幅度)的调制信号功率。

解：(1) DSB 的情况。

输出端的输出信噪比为 20dB, 对应比值为 100。又因为 DSB 调制增益为 2, 则输入信噪比为 $\frac{S_i}{N_i} = 50$ 。

经分析可知, $N_o = \frac{N_i}{4}$, 所以可得

$$N_i = 4 \cdot N_o = 4 \times 10^{-9} (\text{W})$$

$$S_i = 50 \cdot N_i = 2 \times 10^{-7} (\text{W})$$

发射机输出端到解调器输入端之间的总传输衰减为 100dB, 对应衰减 10^{10} 倍, 则发射机输出功率为

$$S_T = 10^{10} \cdot S_i = 10^{10} \times 2 \times 10^{-7} = 2000 (\text{W})$$

(2) SSB 的情况。

输出端的输出信噪比为 20dB, 对应比值为 100。又因为 SSB 调制增益为 1, 则输入信噪比为 $\frac{S_i}{N_i} = 100$ 。

经分析可知, $N_o = \frac{N_i}{4}$, 所以可得

$$N_i = 4 \cdot N_o = 4 \times 10^{-9} (\text{W})$$

$$S_i = 100 \cdot N_i = 4 \times 10^{-7} (\text{W})$$

发射机输出端到解调器输入端之间的总传输衰减为 100dB, 对应衰减 10^{10} 倍, 则发射机输出功率为

$$S_T = 10^{10} \cdot S_i = 10^{10} \times 4 \times 10^{-7} = 4000 (\text{W})$$

(3) AM(100%调幅)的情况。

输出端的输出信噪比为 20dB, 对应比值为 100。又因为 AM 在 100%调幅情况下调制增益为 $2/3$, 则输入信噪比为 $\frac{S_i}{N_i} = \frac{300}{2}$ 。

经分析可知, $N_o = \frac{N_i}{4}$, 所以可得

$$N_i = 4 \cdot N_o = 4 \times 10^{-9} (\text{W})$$

$$S_i = \frac{300}{2} \cdot N_i = 6 \times 10^{-7} (\text{W})$$

发射机输出端到解调器输入端之间的总传输衰减为 100dB, 对应衰减 10^{10} 倍, 则发射机输出功率为

$$S_T = 10^{10} \cdot S_i = 10^{10} \times 6 \times 10^{-7} = 6000 (\text{W})$$

3-10 设某信道具有均匀的双边噪声功率谱密度 $n_0/2=0.5 \times 10^{-3} \text{ W/Hz}$, 该信道中传输 DSB 信号, 并将调制信号 $m(t)$ 的频带限制在 5 kHz , 而载波为 100 kHz , 已调信号的功率为 10 kW 。若接收机的输入信号在加至解调器之前先经过一理想带通滤波器滤波。

- (1) 试问该理想带通滤波器应具有怎样的传输特性 $H(f)$ 。
- (2) 求解调器输入端的信噪比。
- (3) 求解调器输出端的信噪比。

解: (1) DSB 带宽可为 $2f_H$, 则 BPF 滤波器传输特性为

$$H(f) = \begin{cases} K, & 95 \text{ kHz} \leq f \leq 105 \text{ kHz} \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

(2) 输入噪声率为

$$N_i = 2 \times \frac{n_0}{2} \times B_{\text{DSB}} = 2 \times \frac{n_0}{2} \times 10 \times 10^3 = 10 \text{ (W)}$$

输入信噪比为

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{10000}{10} = 10^3$$

(3) 输出信噪比为

$$\frac{S_o}{N_o} = G \cdot \frac{S_i}{N_i} = 2 \times 10^3$$

3-11 若对某一信号用 DSB 进行传输, 设加至接收机的调制信号 $m(t)$ 的功率谱密度为

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

- (1) 试求接收机的输入信号功率。
- (2) 试求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截止频率为 f_m 的理想带通滤波器, 则输出信噪比是多少?

解: 调制信号 $m(t)$ 的功率谱密度的形状如图 3-40 所示。

(1) 接收机的输入信号功率。

调制信号的功率为信号功率谱的线下面积, 可以计算为

$$m^2(t) = \frac{n_m f_m}{2}$$

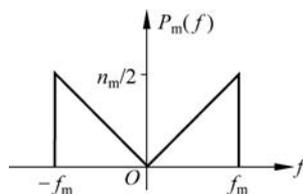


图 3-40 调制信号的功率谱密度

由于 DSB 信号可以表示为 $s_{\text{DSB}} = m(t) \cos \omega_c t$, 则接收机的输入信号功率为

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

(2) 由于 DSB 只能进行相干解调, 因此相干解调之后, 接收机的输出信号 $m_o(t) = \frac{1}{2} m(t)$,

因此输出信号功率为

$$S_o = \overline{m_o^2(t)} = \frac{1}{4} \overline{m^2(t)} = \frac{n_m f_m}{8}$$

(3) 因 $N_o = \frac{1}{4} N_i$, 而 $N_i = n_o \cdot 2f_m$, 故 $N_o = \frac{1}{2} n_o f_m$, 从而 $\frac{S_o}{N_o} = \frac{1}{4} \frac{n_m}{n_o}$ 。

3-12 在 DSB 和 SSB 中, 若基带信号均为 3kHz 限带低频信号, 载频为 1MHz, 接收信号功率为 1mW, 加性高斯白噪声双边功率谱密度为 $10^{-3} \mu\text{W}/\text{Hz}$ 。接收信号经带通滤波器后, 进行相干解调。

(1) 比较解调器输入信噪比。

(2) 比较解调器输出信噪比。

解: 根据题意得 $f_m = 3\text{kHz}$, $f_c = 1\text{MHz}$, $B_{\text{DSB}} = 6\text{kHz}$, $B_{\text{SSB}} = 3\text{kHz}$, $n_o/2 = 10^{-3} \mu\text{W}/\text{Hz}$ 。

(1) 解调器输入信噪比为

$$N_{\text{iDSB}} = 2 \times B_{\text{DSB}} \times n_o/2 = 2 \times 6 \times 10^{-3} = 12(\mu\text{W})$$

$$N_{\text{iSSB}} = 2 \times B_{\text{SSB}} \times n_o/2 = 2 \times 3 \times 10^{-3} = 6(\mu\text{W})$$

$$\frac{S_i}{N_{\text{iDSB}}} = \frac{1\text{mW}}{12\mu\text{W}} = 83.33, \quad \frac{S_i}{N_{\text{iSSB}}} = \frac{1\text{mW}}{6\mu\text{W}} = 166.67$$

(2) 解调器输出信噪比为

$$\frac{S_o}{N_{\text{oDSB}}} = G \cdot \frac{S_i}{N_{\text{iDSB}}} = 2 \times \frac{1\text{mW}}{12\mu\text{W}} = 166.67, \quad \frac{S_o}{N_{\text{oSSB}}} = \frac{S_i}{N_{\text{iSSB}}} = \frac{1\text{mW}}{6\mu\text{W}} = 166.67$$

3-13 已知某调频波的振幅是 10V, 瞬时频率为

$$f(t) = 10^6 + 10^4 \cos 2000\pi t \text{ (Hz)}$$

(1) 试确定此调频波的表达式。

(2) 试确定此调频波的最大频偏、调频指数和频带宽度。

(3) 若调制信号频率提高到 $2 \times 10^3 \text{ Hz}$, 则调频波的最大频偏、调频指数和频带宽度如何变化?

解: (1) 调频波的表达式为

$$f(t) = 10^6 + 10^4 \cos 2000\pi t$$

$$\varphi(t) = 2\pi \int_{-\infty}^t (10^6 + 10^4 \cos 2000\pi\tau) d\tau = 2 \times 10^6 \pi t + 10 \sin 2000\pi t$$

$$s_{\text{FM}}(t) = 10 \cos[\varphi(t)] = 10 \cos(2 \times 10^6 \pi t + 10 \sin 2000\pi t)$$

(2) 已知信号频率为 1000Hz, 此调频波的最大频偏为 Δf , 调频指数为 m_f , 频带宽度为 B_{FM} , 得

$$\Delta f = 10000 \text{ (Hz)}$$

$$m_f = 10$$

$$B_{\text{FM}} = 2 \times (m_f + 1) f_m = 2 \times 11 \times 1000 = 22 \text{ (kHz)}$$

(3) 已知信号频率为 2000Hz, 此调频波的最大频偏为 Δf , 调频指数为 m_f , 频带宽度为 B_{FM} , 得

$$f(t) = 10^6 + 10^4 \cos 4000\pi t$$

$$\varphi(t) = 2\pi \int_{-\infty}^t (10^6 + 10^4 \cos 4000\pi\tau) d\tau = 2 \times 10^6 \pi t + 5 \sin 4000\pi t$$

$$s_{\text{FM}}(t) = 10 \cos[\varphi(t)] = 10 \cos(2 \times 10^6 \pi t + 5 \sin 4000\pi t)$$

$$\Delta f = 10000(\text{Hz})$$

$$m_f = 5$$

$$B_{\text{FM}} = 2 \times (m_f + 1) f_m = 2 \times 6 \times 2000 = 24(\text{kHz})$$

3-14 设 FM 信号的表达式为 $s_{\text{FM}}(t) = A \cos[\omega_c t + K_{\text{F}} \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau]$, PM 信号的表达式为 $s_{\text{PM}}(t) = A \cos[\omega_c t + K_{\text{P}} m(t)]$, 完成表 3-1。

表 3-1 相关参数定义的数学表述

	FM	PM
瞬时相位	$\omega_c t + K_{\text{F}} \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau$	$\omega_c t + K_{\text{P}} m(t)$
瞬时相位偏移	$K_{\text{F}} \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau$	$K_{\text{P}} m(t)$
最大相偏	$K_{\text{F}} \left \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \right _{\max}$	$K_{\text{P}} m(t) _{\max}$
瞬时频率	$\frac{\omega_c + K_{\text{F}} m(t)}{2\pi}$	$\frac{1}{2\pi} \left(\omega_c + K_{\text{P}} \frac{dm(t)}{dt} \right)$
瞬时频率偏移	$\frac{K_{\text{F}} m(t)}{2\pi}$	$\frac{K_{\text{P}}}{2\pi} \cdot \frac{dm(t)}{dt}$
最大频偏	$\frac{K_{\text{F}} m(t) _{\max}}{2\pi}$	$\frac{K_{\text{P}}}{2\pi} \cdot \left \frac{dm(t)}{dt} \right _{\max}$

3-15 在 50Ω 的负载电阻上有一角度调制信号, 其表达式为

$$s(t) = 10 \cos(10^8 \pi t + 3 \sin 2\pi \cdot 10^3 t)$$

- (1) 试计算角度调制信号的平均功率。
- (2) 试计算角度调制信号的最大频偏。
- (3) 试计算信号的频带宽度。
- (4) 试计算信号的最大相位偏移。
- (5) 此角度调制信号是调频波还是调相波? 为什么?

解: 根据题意 $m_f = 3$, $f_m = 1\text{kHz}$, 所以 $A = 10\text{V}$ 。

(1) 平均功率为

$$P = \frac{A^2}{2R} = \frac{100}{2 \times 50} = 1(\text{W})$$

(2) 最大频偏为

$$\Delta f = m_f \cdot f_m = 3 \times 1\text{k} = 3(\text{kHz})$$

(3) 传输带宽为

$$B_{\text{FM}} = 2f_m(1 + m_f) = 8(\text{kHz})$$

(4) 最大相位偏移为

$$|\varphi|_{\max} = 3(\text{rad})$$

(5) 不能确定, 假设 k 为常数, 可得:

① 当 $m(t) = k \sin 2000\pi t$ 时, $s(t) = 10 \cos(10^8 \pi t + 3 \sin 2\pi \cdot 10^3 t)$ 属于调相信号。

② 当 $m(t) = k \cos 2000\pi t$ 时, $s(t) = 10 \cos(10^8 \pi t + 3 \sin 2\pi \cdot 10^3 t)$ 属于调频信号。

3-16 10MHz 载波受 10kHz 单频正弦调频, 峰值频偏为 100kHz。

- (1) 求调频信号的带宽。
- (2) 调频信号幅度加倍时, 求调频信号的带宽。
- (3) 调制信号频率加倍时, 求调频信号的带宽。
- (4) 若峰值频偏变为 1MHz, 重复计算(1)、(2)、(3)。

解: 根据题意已知 $f_c = 10\text{MHz}$, $f_m = 10\text{kHz}$, $\Delta f = 100\text{kHz}$, 根据定义可得如下计算。

(1) 调频信号的带宽为

$$B_{\text{FM}} = 2 \times (\Delta f + f_m) = 2 \times (100 + 10) = 220(\text{kHz})$$

(2) 若调制信号幅度加倍, 则最大频偏也加倍, 此时调频信号的带宽为

$$B_{\text{FM}} = 2 \times (\Delta f + f_m) = 2 \times (200 + 10) = 420(\text{kHz})$$

(3) 若调制信号幅度加倍, 同时频率也加倍, 则此时调频信号的带宽为

$$B_{\text{FM}} = 2 \times (\Delta f + f_m) = 2 \times (200 + 20) = 440(\text{kHz})$$

(4) 若峰值频偏变为 1MHz, 可得

$$B_{\text{FM}(1)} = 2 \times (\Delta f + f_m) = 2 \times (1000 + 10) = 2020(\text{kHz})$$

$$B_{\text{FM}(2)} = 2 \times (\Delta f + f_m) = 2 \times (2000 + 10) = 4020(\text{kHz})$$

$$B_{\text{FM}(3)} = 2 \times (\Delta f + f_m) = 2 \times (2000 + 20) = 4040(\text{kHz})$$

3-17 已知调制信号是 8MHz 的单频余弦信号, 若要求输出信噪比为 40dB, 试比较制度增益为 2/3 的 AM 系统和调频指数为 5 的 FM 系统的带宽和发射功率。设信道噪声单边功率谱密度 $n_0 = 5 \times 10^{-15} \text{W/Hz}$, 信道衰耗为 60dB。

解: 根据题意可得 $f_m = 8\text{MHz}$, $\frac{S_o}{N_o} = 10\,000$, $G = \frac{2}{3}$, $m_f = 5$, $n_0 = 5 \times 10^{-15} \text{W/Hz}$ 。

(1) AM 时, 带宽根据定义可得

$$B_{\text{AM}} = 2f_m = 2 \times 8 = 16(\text{MHz})$$

$$N_i = n_0 \times B = 5 \times 10^{-15} \times 16 \times 10^6 = 8 \times 10^{-8}(\text{W})$$

已知 $G_{\text{AM}} = 2/3$, 可得

$$S'_i/N_i = \frac{3}{2}(S_o/N_o) \Rightarrow S'_i = \frac{3}{2}(S_o/N_o) \cdot N_i = \frac{3}{2} \times 10^4 \times 8 \times 10^{-8} = 1.2 \times 10^{-3}(\text{W})$$

AM 系统的发射功率为

$$S_i = 10^6 S'_i = 10^6 \times 1.2 \times 10^{-3} = 1200(\text{W})$$

(2) FM 时, 带宽根据定义可得

$$B_{\text{FM}} = 2(m_f + 1)f_m = 2 \times 6 \times 8 = 96(\text{MHz})$$

$$N_i = n_0 \times B = 5 \times 10^{-15} \times 96 \times 10^6 = 4.8 \times 10^{-7}(\text{W})$$

由于 $G_{\text{FM}} = 3m_f^2(1+m_f) = 450$, 可得

$$S'_i/N_i = \frac{1}{450}(S_o/N_o) \Rightarrow S'_i = \frac{1}{450}(S_o/N_o) \cdot N_i = \frac{1}{450} \times 10^4 \times 4.8 \times 10^{-7} = 1.07 \times 10^{-5}(\text{W})$$

$$S_i = 10^6 S'_i = 10^6 \times 1.07 \times 10^{-5} = 10.7(\text{W})$$

3-18 假设音频信号 $m(t)$ 经调制后在高频信道传输。要求接收机输出信噪比 $S_o/N_o = 50\text{dB}$ 。已知信道中传输损耗为 50dB ，信道噪声为窄带高斯白噪声，其双边功率谱密度为 $n_0/2 = 10^{-12}\text{W/Hz}$ ，音频信号 $m(t)$ 的最高频率 $f_m = 15\text{kHz}$ ，并且有 $E[m(t)] = 0, E[m^2(t)] = 1/2, |m(t)|_{\max} = 1$ 。

(1) 进行 DSB 调制时，接收端采用同步解调，画出解调器的框图，求已调信号的频带宽度、平均发送功率。

(2) 进行 SSB 调制时，接收端采用同步解调，求已调信号的频带宽度、平均发送功率。

(3) 进行 100% 的振幅调制时，接收端采用非相干解调，画出解调器的框图，求已调信号的频带宽度、平均发送功率。

(4) 设调频指数 $m_f = 5$ ，接收端采用非相干解调，计算 FM 信号的频带宽度和平均发送功率。

解：(1) 双边带时，解调方框图如图 3-41 所示。

根据定义计算带宽可得

$$B_{\text{DSB}} = 2f_m = 30(\text{kHz})$$

$$N_i = n_0 \times B = 2 \times 10^{-12} \times 30 \times 10^3 = 6 \times 10^{-8}(\text{W})$$

由于 $G_{\text{DSB}} = 2$ ，因此接收机输入信噪比为

$$S'_i/N_i = (S_o/N_o)/2 \Rightarrow S'_i = \frac{1}{2}(S_o/N_o) \cdot N_i = \frac{1}{2} \times 10^5 \times 6 \times 10^{-8} = 3 \times 10^{-3}(\text{W})$$

发射机平均发送功率为

$$S_i = 10^5 S'_i = \frac{1}{2}(S_o/N_o) \cdot N_i = \frac{1}{2} \times 10^5 \times 6 \times 10^{-8} = 300(\text{W})$$

(2) 单边带时，根据定义计算带宽可得

$$B_{\text{SSB}} = f_m = 15(\text{kHz})$$

$$N_i = n_0 \times B = 2 \times 10^{-12} \times 15 \times 10^3 = 3 \times 10^{-8}(\text{W})$$

由于 $G_{\text{SSB}} = 1$ ，因此接收机输入信噪比为

$$S'_i/N_i = (S_o/N_o) \Rightarrow S'_i = (S_o/N_o) \cdot N_i = 10^5 \times 3 \times 10^{-8} = 3 \times 10^{-3}(\text{W})$$

发射机平均发送功率为

$$S_i = 10^5 S'_i = 10^5 \times 3 \times 10^{-3} = 300(\text{W})$$

(3) AM 时，解调框图如图 3-42 所示。

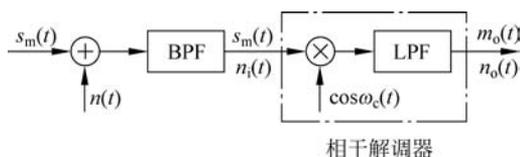


图 3-41 DSB 同步解调方框图

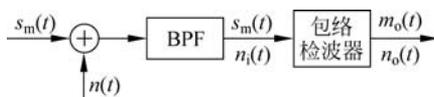


图 3-42 非相干解调框图

根据定义计算带宽可得

$$B_{\text{AM}} = 2f_m = 30(\text{kHz})$$

$$N_i = n_0 \times B = 2 \times 10^{-12} \times 30 \times 10^3 = 6 \times 10^{-8}(\text{W})$$

100% 的振幅调制时， $G_{\text{AM}} = 2/3$ ，可得

$$S'_i/N_i = \frac{3}{2}(S_o/N_o) \Rightarrow S'_i = \frac{3}{2}(S_o/N_o) \cdot N_i = \frac{3}{2} \times 10^5 \times 6 \times 10^{-8} = 9 \times 10^{-3} (\text{W})$$

$$S_i = 10^5 S'_i = 10^5 \times 9 \times 10^{-3} = 900 (\text{W})$$

(4) FM 时, 根据定义计算带宽可得

$$B_{\text{FM}} = 2(m_f + 1)f_m = 180 (\text{kHz})$$

$$N_i = n_0 \times B_{\text{FM}} = 2 \times 10^{-12} \times 180 \times 10^3 = 3.6 \times 10^{-7} (\text{W})$$

由于 $G_{\text{FM}} = 3m_f^2(1+m_f) = 450$, 可得

$$S'_i/N_i = \frac{1}{450}(S_o/N_o) \Rightarrow S'_i = \frac{1}{450}(S_o/N_o) \cdot N_i = \frac{1}{450} \times 10^5 \times 3.6 \times 10^{-7} = 8 \times 10^{-5} (\text{W})$$

$$S_i = 10^5 S'_i = 10^5 \times 8 \times 10^{-5} = 8 (\text{W})$$

3-19 将 60 路基带复用信号进行频率调制, 形成 FDM/FM 信号。接收端用鉴频器解调调频信号。解调后的基带复用信号用带通滤波器分路, 各分路信号经 SSB 同步解调得到各路话音信号。设鉴频器输出端各路话音信号功率谱密度相同, 鉴频器输入端为带限高斯白噪声。

(1) 画出鉴频器输出端噪声功率谱密度分布图。

(2) 各话路输出端的信噪比是否相同? 为什么?

(3) 设复用信号频率范围为 12~252kHz(每路按 4kHz 计), 频率最低的那一路输出信噪比为 50dB。若话路输出信噪比小于 30dB 时认为不符合要求, 则符合要求的话路有多少?

解: (1) 鉴频器输入端功率谱密度 $P_i(f)$ 和输出端噪声功率谱密度 $P_d(f)$ 分布, 如图 3-43 所示。

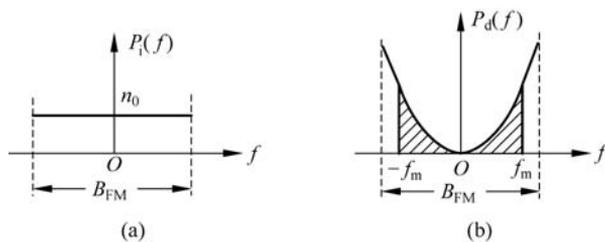


图 3-43 鉴频器输入端和输出端噪声功率谱密度

(2) 根据题意可知, 鉴频器输出端各路话音信号功率谱密度相同, 因此功率相同。但是, 从图 3-43 可以看到各话路对应噪声不同, 因此, 输出端的信噪功率比是不同的。

(3) 设某一话路的最低频率为 x , 则该话路的噪声功率为

$$N = \int_x^{x+4} P_d(f) df = \int_x^{x+4} Kf^2 df = K[(x+4)^3 - x^3]$$

其中, K 为给定的常数。

对于频率最低的那一路, 也就是 $x = 12\text{kHz}$, 可以得到噪声为

$$N_{\min} = K[(x+4)^3 - x^3] = K[(12+4)^3 - 12^3] = 2368K$$

由于频率最低的那一路输出信噪比为 50dB, 当话路输出信噪比小于 30dB 时认为不符合要求, 也就是噪声大于 100 倍(20dB), 信号质量不合格。因此, 最大噪声和最小噪声之比可以表示为

$$\frac{N_{\min}}{N_{\max}} = \frac{1}{100} = \frac{2368K}{[(x+4)^3 - x^3]K}$$

因此,问题就转换为如下求解方程:

$$(x+4)^3 - x^3 = 236800$$

解得 $x = 138.47(\text{kHz})$, 起始频率为 12kHz , 也即

$$x = 12 + 4n = 138.47(\text{kHz})$$

解得 $n = 31.6$, 取大于此值最近的整数为 32 。因此,符合要求的最大话路为 32 路。