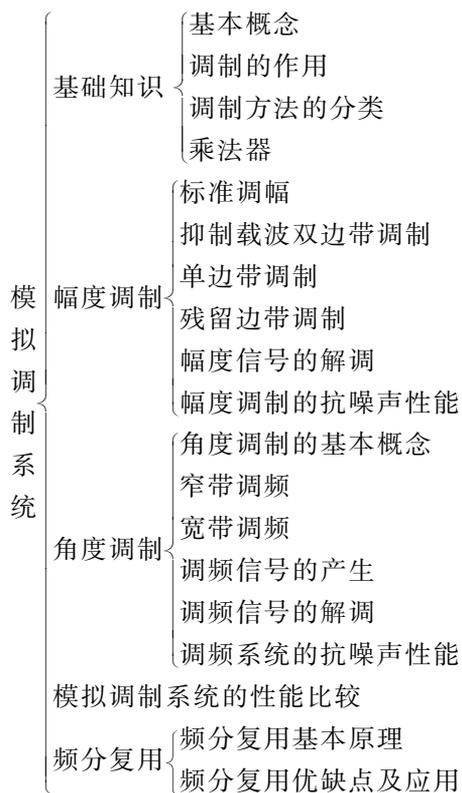


第5章

模拟调制系统



学习导航



学习目标

- 了解调制的基本知识,包括基本概念、调制的作用、调制方法分类、乘法器。
- 掌握幅度调制,包括标准调幅、抑制载波双边带调制、单边带调制、残留边带调制、解调和幅度调制的抗噪声性能。
- 掌握角度调制,包括基本概念、窄带调频、宽带调频、调频信号的产生和解调、调频系统的抗噪声性能。
- 了解模拟调制系统的性能比较。
- 了解频分复用,包括频分复用的基本原理、优缺点及应用。

5.1 基础知识

在通信系统中,调制和解调总是同时出现的,调制和解调合称为调制系统。调制系统可分为模拟调制系统和数字调制系统。

5.1.1 基本概念

调制是将信号转换成适合在信道中传输的形式的一种过程。

广义调制分为基带调制和带通调制,其中,带通调制也称载波调制。

狭义调制仅指带通调制,在通信系统中,调制指载波调制。

调制信号是来自信源的基带信号。

载波调制是指用调制信号去控制载波的参数的过程。

载波是未受调制的周期性振荡信号,是正弦波,或是非正弦波。

载波受调制后称为已调信号。

解调(检波)是调制的逆过程,其作用是将已调信号中的调制信号恢复出来。

图 5-1 为在日常生活中使用调制与解调的案例。若要把一件货物(苹果比喻消息信号)从某个地方(山东烟台)运送到某个地点(湖北武汉),就需要利用运载工具(飞机比喻载波),将货物(苹果)装载到运载工具(飞机)上(比喻调制),到达目的地(终点湖北武汉)后,就要从运载工具(飞机)上卸载货物(苹果)(比喻解调)。

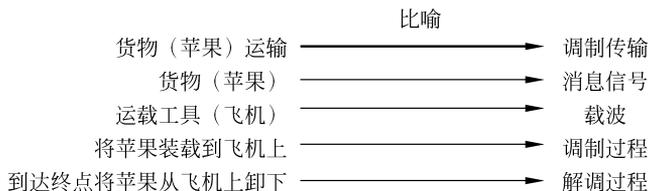


图 5-1 调制与解调案例

5.1.2 调制的作用

调制在通信过程中主要有以下 3 个作用:

(1) 利于无线电波的传输,无线电波是通过天线向空间发射传输信号的,而当天线尺寸与被发射信号的波长处于同一数量级时,信号才能被天线有效地发射出去。若把信号调制到高频载波上,就必须将信号的频谱搬移或变换到较高的频率范围,使信号的波长变短,减小天线尺寸。

(2) 实现信道复用,调制把多个基带信号分别搬移到不同的载频处,实现信道的多路复用,提高信道利用率。

(3) 改善系统的性能,提高系统抗干扰能力,通过采用不同的调制方式,还可实现传输带宽与信噪比之间的互换。

5.1.3 调制方法的分类

调制方法有很多分类,最常用的分类有以下几种:

- (1) 根据信源信号的不同,调制方法可分为模拟调制和数字调制。
- (2) 根据载波的不同,调制方法可分为正弦波调制和脉冲调制。
- (3) 根据调制中是否改变载波的参数,调制方法可分为幅度调制和角度调制。
- (4) 按频谱关系,调制方法分为线性调制与非线性调制。

线性调制是指调制后信号的频谱为调制信号(基带信号)频谱的平移及线性变换;而非线性调制时已调信号与输入调制信号之间不存在这种关系,已调信号频谱中将出现与调制信号无对应性关系的分量。

- (5) 按控制参数,调制方法分为幅度调制、频率调制和相位调制,或者幅度调制和角度调制。

5.1.4 乘法器

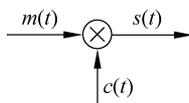


图 5-2 为通信系统中常用的乘法器,乘法器起着将两个输入信号相乘和频谱搬移的作用。

图 5-2 乘法器

图 5-2 中,设本地振荡器 $c(t) = \cos(\omega_c t)$ 为一个正弦波输入信号,输入信号 $m(t) = A_m \cos(\omega_m t)$ 为单音信号,其频率为 ω_m ,则乘法器的输出信号表达式为

$$s(t) = A_m \cos(\omega_m t) \cos(\omega_c t) = \frac{A_m}{2} [\cos((\omega_m + \omega_c)t) + \cos((\omega_m - \omega_c)t)] \quad (5-1)$$

上式还可以写成 $s(t) = A_m \cos(\omega_c t) \cos(\omega_m t) = \frac{A_m}{2} [\cos((\omega_c + \omega_m)t) + \cos((\omega_c - \omega_m)t)]$

由上式可知,乘法器将输入频谱搬移到本振频率 ω_c 的两侧。

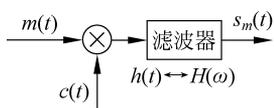
乘法器的实际电路可由二极管平衡电路或环形电路、差分对电路,或晶体三极管频谱搬移电路,或单片集成乘法器产品来实现。

5.2 幅度调制

幅度调制是载波的振幅按照所需传送信号的变化规律而变化,但频率保持不变的调制方法。或者,幅度调制是用调制信号去控制高频载波的振幅,使其按调制信号作线性变化的过程。

常用的幅度调制方式主要有常规的双边带调幅又称为标准调幅(amplitude modulation, AM)、抑制载波的双边带(double side band, DSB)调幅、单边带(single side band, SSB)调幅和残留边带(vestigial side band, VSB)调幅。

幅度调制器的一般模型如图 5-3 所示,该模型由一个乘法器和滤波器组成。



设正弦型载波 $c(t)$ 为

$$c(t) = A \cos(\omega_c t + \varphi_0)$$

式中, A 为载波幅度; ω_c 为载波角频率; φ_0 为载波初始相位。

图 5-3 幅度调制器的一般模型

输出已调信号的时域表达式为

$$S_m(t) = [m(t) * c(t)] * h(t)$$

也可写成

$$S_m(t) = A[m(t)\cos(\omega_c t)] * h(t) \quad (5-2)$$

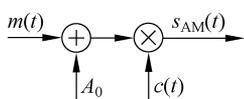
式中, $\varphi_0 = 0$, $m(t)$ 为基带信号, $h(t)$ 为冲激响应。因有 $h(t) \leftrightarrow H(\omega)$, 则输出已调信号的频域表达式为

$$S_m(\omega) = \frac{A}{2}[M(\omega + \omega_c) + M(\omega - \omega_c)]H(\omega) \quad (5-3)$$

从上两式可知, 对于幅度已调信号, 在波形上幅度随调制信号的规律而变化。在频谱结构上频谱完全是调制信号频谱结构在频域内的简单搬移, 且搬移是线性的, 幅度调制通常又称为线性调制。

5.2.1 标准调幅

AM 是常规双边带调幅的简称。



1. AM 信号的产生

1) AM 调制模型

图 5-4 为 AM 调制模型, $m(t)$ 为基带信号, 其平均值 $\overline{m(t)} = 0$, 将 $m(t)$ 与直流分量 A_0 叠加(用加法器实现)后再与载波 $(c(t) = \cos(\omega_c t))$ 相乘(用乘法器实现)就产生 AM 信号。

2) 时域表达式和波形分析

AM 调制模型中输出信号的时域表达式为

$$s_{AM}(t) = [A_0 + m(t)]\cos(\omega_c t) = A_0 \cos(\omega_c t) + m(t)\cos(\omega_c t) \quad (5-4)$$

式中, ω_c 为载波角频率, 且 $\omega_c = 2\pi f_c$, f_c 为载波的频率。

AM 信号的波形如图 5-5 所示。

从图 5-5 可知如下 3 点:

(1) 当 $|m(t)|_{\max} < A_0$ 时, AM 信号振幅包络的形状与基带信号形状一致, 表示 AM 信号的振幅包络随基带信号的瞬时值变化, 这样在接收端用包络检波的方法对 AM 信号进行解调, 能够恢复出原始的调制信号。

(2) 当 $|m(t)|_{\max} > A_0$ 时, 则将会出现过调幅现象而产生包络失真, 调幅波的包络不再与 $m(t)$ 的形状一样。

(3) 当 $|m(t)|_{\max} = A_0$ 时, 称为临界调幅(也称满调幅), 如图 5-6 所示。

当 $m(t)$ 为单频余弦函数 $m(t) = A_m \cos(\omega_c t + \varphi_0)$ 时, 代入式(5-4), 得

$$\begin{aligned} s_{AM}(t) &= [A_0 + m(t)]\cos(\omega_c t) = A_0 \cos(\omega_c t) + m(t)\cos(\omega_c t) \\ &= A_0 \cos(\omega_c t) + A_m \cos(\omega_c t + \varphi_0)\cos(\omega_c t) \\ &= A_0 \left[\cos(\omega_c t) + \frac{A_m}{A_0} \cos(\omega_c t + \varphi_0)\cos(\omega_c t) \right] \quad (5-5) \end{aligned}$$

式中, A_m/A_0 为调幅指数, 用百分比表示时为调制度, 有三

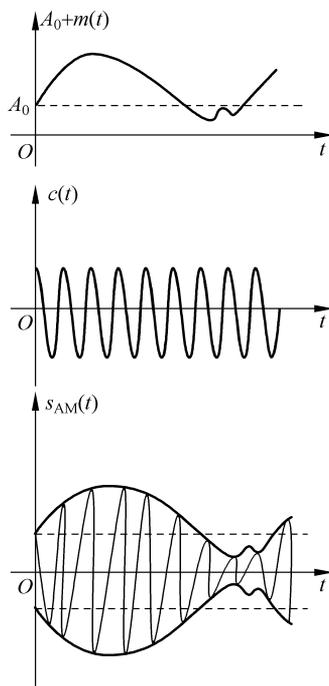


图 5-5 AM 信号的波形

个取值。

当 $A_m/A_0 < 1$ 时为正常调幅, 当 $A_m/A_0 = 1$ 时为满调幅, 当 $A_m/A_0 > 1$ 时为过调幅。

3) AM 信号的频域表达式和频谱分析

设 $M(\omega)$ 为调制信号 $m(t)$ 的频谱, 根据傅里叶变换对有 $m(t) \leftrightarrow M(\omega)$

$$A_0 \cos(\omega_c t) \leftrightarrow \pi A_0 [\delta(\omega + \omega_c) + \delta(\omega - \omega_c)] \quad (5-6)$$

$$m(t) \cos(\omega_c t) \leftrightarrow \frac{1}{2} [M(\omega + \omega_c) + M(\omega - \omega_c)] \quad (5-7)$$

将式(5-6)和式(5-7)代入式(5-4), 得 AM 调制的频域表达式为

$$S_{AM}(\omega) = \pi A_0 [\delta(\omega + \omega_c) + \delta(\omega - \omega_c)] + \frac{1}{2} [M(\omega + \omega_c) + M(\omega - \omega_c)] \quad (5-8)$$

AM 信号调幅过程的频谱(幅度谱)如图 5-7 所示。

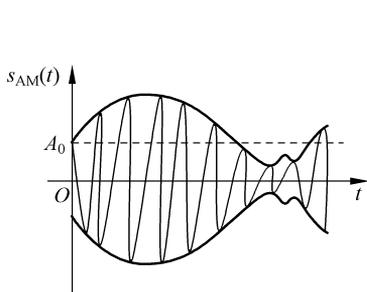


图 5-6 “满调幅”现象

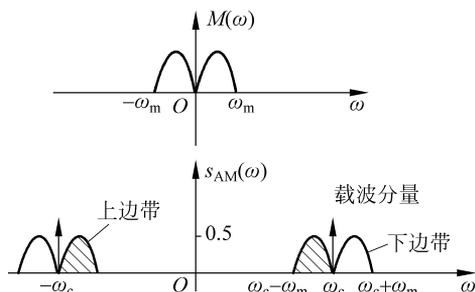


图 5-7 AM 信号的频谱

从图 5-7 可知:

(1) AM 的频谱由载波分量、上边带和下边带 3 部分组成, 其中外侧的边带为上边带, 内侧的边带为下边带。上边带的频谱结构与原调制信号的频谱结构相同, 下边带是上边带的镜像。

(2) 由于信号的频谱对称地分布在载波频率两侧, 称这种频谱为双边带频谱。

(3) AM 信号的频谱中的边带频谱由调制信号的频谱经过简单的线性搬移到 ω_c 和 $-\omega_c$ 两侧构成, 频谱结构没有发生变化, 只是频谱位置平移了, 则称为线性调制。AM 调制及其他几种幅度调制方式都属于线性调制。

2. AM 信号的特性

AM 信号的特性包含传输带宽、功率和调制效率三方面。

1) 传输带宽

AM 信号是含有载波的双边带信号, 其传输带宽为

$$B_{AM} = 2f_m \quad (5-9)$$

式中, f_m 是基带信号的最高频率(即基带信号的带宽)。

2) 功率

AM 信号在 1Ω 电阻上的平均功率等于 $s_{AM}(t)$ 的均方值, 其表达式为

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

而 $\cos^2(\omega_c t) = \frac{1}{2}(1 + \cos(2\omega_c t))$, 则有

$$\begin{aligned}
 P_{AM} &= \frac{1}{2} \overline{[A_0^2 + 2A_0m(t) + m^2(t)](1 + \cos(2\omega_c t))} \\
 &= \frac{1}{2} \overline{A_0^2 + 2A_0m(t) + m^2(t)} + \overline{[A_0^2 + 2A_0m(t) + m^2(t)]\cos(2\omega_c t)}
 \end{aligned}$$

设调制信号没有直流分量, $\overline{m(t)} = 0$, 而 $\overline{\cos(2\omega_c t)} = 0$, 则有

$$P_{AM} = \frac{A_0^2}{2} + \frac{\overline{m^2(t)}}{2} = P_c + P_m \quad (5-10)$$

式中, $P_c = A_0^2/2$ 为载波功率; $P_m = \overline{m^2(t)}/2$ 为边带功率。其中, 只有边带功率 P_m 才与信息信号有关, 而载波分量并不携带信息, 故边带功率为有用功率。

3) 调制效率

调制效率 η_{AM} 是指边带功率在已调信号功率中所占的比例, 其表达式为

$$\eta_{AM} = \frac{P_m}{P_{AM}} = \frac{\overline{m^2(t)}}{A_0^2 + \overline{m^2(t)}} \quad (5-11)$$

式中, 当满足 $|m(t)|_{\max} \leq A_0$ 时, AM 可避免过调幅, 则有 $\overline{m^2(t)} \leq A_0^2$, AM 的调制效率 $\eta_{AM} \leq 50\%$ 。

当基带信号为单音余弦 $m(t) = A_m \cos(\omega_m t)$ 时, 则基带信号的均方值 $\overline{m^2(t)} = \overline{(A_m \cos \omega_m t)^2} = A_m^2/2$, 代入式(5-11)可得

$$\eta_{AM} = \frac{A_m^2}{2A_0^2 + A_m^2}$$

在满调幅 ($|m(t)|_{\max} = A_m = A_0$) 时, 调制效率最大值为

$$\eta_{AM} = \frac{A_0^2}{2A_0^2 + A_0^2} = \frac{1}{3} \quad (5-12)$$

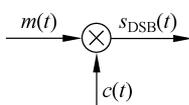
AM 的最大调制效率仅为 $\eta_{AM} = 1/3$, 相当 33.3%, 所以 AM 的调制效率很低, 原因在于载波分量不携带信息却占用了大部分功率。

5.2.2 抑制载波双边带调制

1. 信号的产生

1) 调制模型

在 AM 信号的调幅中, 载波分量不携带信息, 信息完全由边带传送。若将 AM 调制模型中的直流分量 A_0 去掉, 直接用 $m(t)$ 调制载波的幅度, 就可以得到抑制载波双边带调幅, 简称 DSB 调幅。



DSB 调幅信号的产生原理模型如图 5-8 所示, 图中只用一个乘法器就能产生信号。

2) 时域表达式和波形分析

图 5-8 DSB 调幅调制模型 DSB 调制的时域表达式是将 AM 时域表达式中的 $A_0 = 0$, 则可得 DSB 调制信号的表达式

$$s_{DSB}(t) = m(t) \cos(\omega_c t) \quad (5-13)$$

DSB 调制信号的波形如图 5-9 所示,过零点处,DSB 调制信号 $m(t)$ 改变符号时恰好载波 $c(t)$ 也改变符号,载波出现反相点。DSB 调制信号的包络不再与基带信号 $m(t)$ 的形状相同。

3) 频域表达式和频谱分析

DSB 调制信号的频谱如图 5-10 所示,表达式为

$$S_{\text{DSB}}(\omega) = \frac{1}{2}[M(\omega + \omega_c) + M(\omega - \omega_c)] \quad (5-14)$$

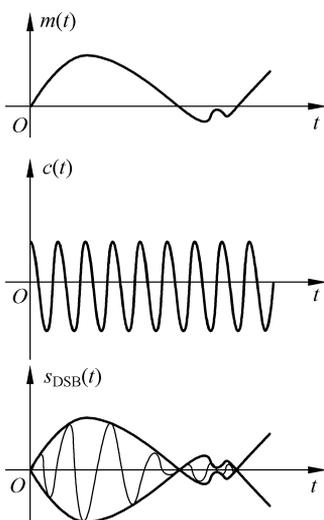


图 5-9 DSB 调制信号的波形

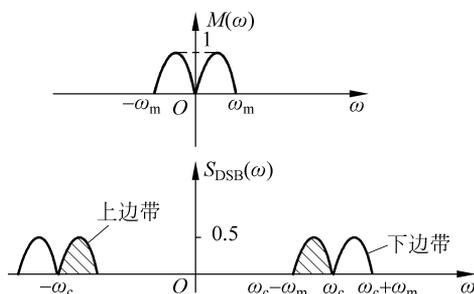


图 5-10 DSB 调制信号的频谱

图 5-10 为 DSB 调制过程的波形及频谱(幅度谱),DSB 调制信号频谱中没有载波分量,发送功率全部在边带信号上,调制效率可达 100%。

2. DSB 调制的特性

1) 带宽

DSB 调制信号的带宽与 AM 信号相同,是基带信号带宽的两倍,其表达式为

$$B_{\text{DSB}} = B_{\text{AM}} = 2f_m \quad (5-15)$$

上式说明 DSB 调制信号两个边带中的任意一个都包含了 $M(\omega)$ 的所有频谱成分。

2) 功率

DSB 调制信号的平均功率为已调信号的均方值,其表达式为

$$P_{\text{DSB}} = \overline{s_{\text{DSB}}^2(t)} = \overline{m^2(t) \cos^2(\omega_c t)} = \frac{\overline{m^2(t)}}{2} \quad (5-16)$$

3) 调制效率

边带功率是信号的全功率,调制效率 $\eta_{\text{DSB}} = 1$ 。

分析图 5-10 可知:

(1) DSB 调制信号节省了载波功率,提高了功率的利用率。

(2) 频带宽度仍是调制信号带宽的两倍,与 AM 信号带宽相同。

(3) DSB 调制信号的上、下两个边带是完全对称的,携带了调制信号的全部信息,传输时只用其中一个边带即可完成其功能,这就是下面要讨论的 SSB 调制。

5.2.3 单边带调制

DSB 调制信号上、下两个边带中的任意一个都包含了调制信号频谱 $M(\omega)$ 的所有频谱成分,实际传输时只要一个边带就可完成任务,这种方式称为 SSB 调制。

产生 SSB 调制信号有两种方法:滤波法和相移法。

1. 滤波法

1) 模型的构建

滤波法是先由乘法器产生一个 DSB 调制信号,然后用 SSB 滤波器滤掉一个不需要的边带,剩下的就是所需要的边带,其数学模型如图 5-11 所示。

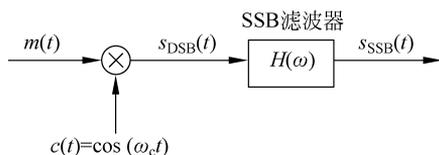


图 5-11 滤波法产生 SSB 调制信号的模型

2) SSB 的形成

图 5-11 中 SSB 滤波器的传输函数为 $H(\omega)$,若满足理想高通特性 $H(\omega) = H_{\text{USB}}(\omega) = \begin{cases} 1, & |\omega| > \omega_c \\ 0, & |\omega| \leq \omega_c \end{cases}$,则可滤除下边带;若满足理想低通特性 $H(\omega) = H_{\text{LSB}}(\omega) = \begin{cases} 1, & |\omega| < \omega_c \\ 0, & |\omega| \geq \omega_c \end{cases}$,则可滤除上边带。

传输函数 $H(\omega)$ 的滤波特性还可用图 5-12 来描述。若 $H(\omega)$ 为高通滤波器,则可产生上边带(upper side band, USB)信号;若 $H(\omega)$ 为低通滤波器,则可产生下边带(lower side band, LSB)信号,相应的 SSB 调制信号频谱如图 5-13 所示。

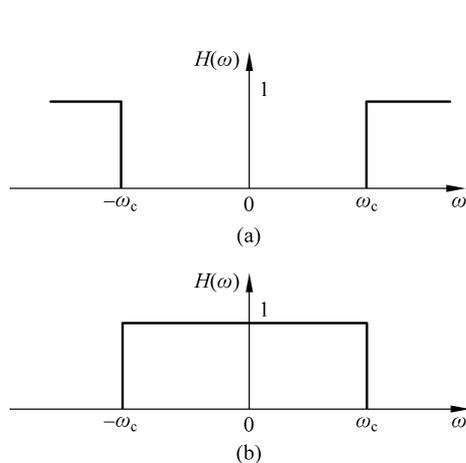


图 5-12 边带滤波器特性

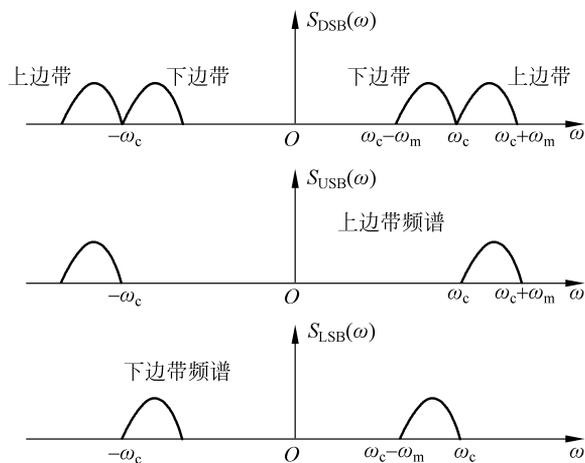


图 5-13 SSB 调制信号的频谱

综合上述分析,SSB 调制信号频谱的表达式为

$$\begin{aligned} S_{\text{SSB}}(\omega) &= S_{\text{DSB}}(\omega) \cdot H(\omega) \\ &= \frac{1}{2} [M(\omega + \omega_c) + M(\omega - \omega_c)] H(\omega) \end{aligned} \quad (5-17)$$

3) 滤波法的优缺点

滤波法的优点是方法简单和直观。

滤波法的缺点是 SSB 滤波器很难制作,在实际工程中往往采用多级调制滤波的方法来产生 SSB 调制信号。

2. 相移法

1) 信号的产生

相移法是指利用相移网络,对载波和调制信号进行适当的相移,使在合成过程中消除其中的一个边带而获得 SSB 调制,相移法产生 SSB 调制信号的模型如图 5-14 所示。

该模型由两个乘法器和两个相移构成,上、下两个支路分别产生同相分量和正交分量,然后合成器将两个分量相加产生下边带,相减产生上边带。

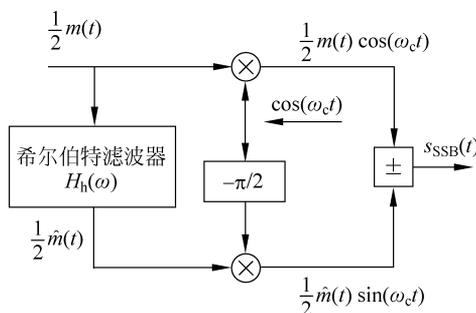


图 5-14 相移法产生 SSB 调制信号的模型

通过图 5-14 相移法产生 SSB 模型的分析,可写出 SSB 调制信号的时域表达式,即

$$S_{SSB}(t) = \frac{1}{2} m(t) \cos(\omega_c t) \mp \frac{1}{2} \hat{m}(t) \sin(\omega_c t) \quad (5-18)$$

式中,“-”成立时为上边带信号,“+”成立时为下边带信号; $\hat{m}(t)$ 是 $m(t)$ 的希尔伯特变换。希尔伯特滤波器 $H_h(\omega)$ 实质上是一个宽带相移网络,它的作用是将 $m(t)$ 的所有频率分量都移相 $\frac{\pi}{2}$,而幅度不变。

2) SSB 调制的优缺点

SSB 调制的优点主要有两点:

- (1) 对频谱资源的利用率高,减少了信道的频带宽度, $B_{SSB} = \frac{1}{2} B_{DSB} = f_m$, SSB 调制所需的传输带宽仅为 AM、DSB 调制的一半;
 - (2) 不发送载波,而仅发送一个边带,与其他幅度调制比较,节省发射功率。
- SSB 调制的缺点是结构比较复杂,希尔伯特滤波器或宽带相移网络的实现比较困难。SSB 调制方式主要应用在频谱拥挤的通信场合,如短波通信和多路载波电话。

5.2.4 残留边带调制

1. VSB 调制信号的产生

1) 模型

VSB 调制是指滤除上边带或下边带时残留部分边带的调制。

图 5-15 是 DSB、SSB 和 VSB 调制信号的频谱,其中 VSB 调制是介于 SSB 与 DSB 调制之间的一种折中方式,它不像 SSB 调制那样完全抑制一个边带,而是逐渐切割,使被抑制的边带残留一小部分。

滤波法产生 VSB 调制信号的模型如图 5-16 所示。

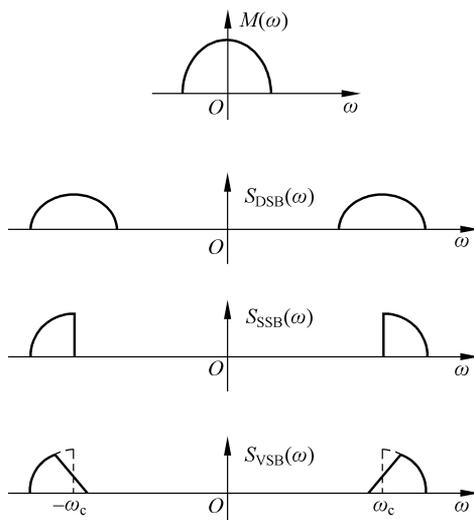


图 5-15 DSB、SSB 和 VSB 调制信号的频谱

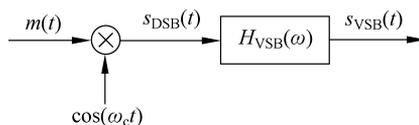


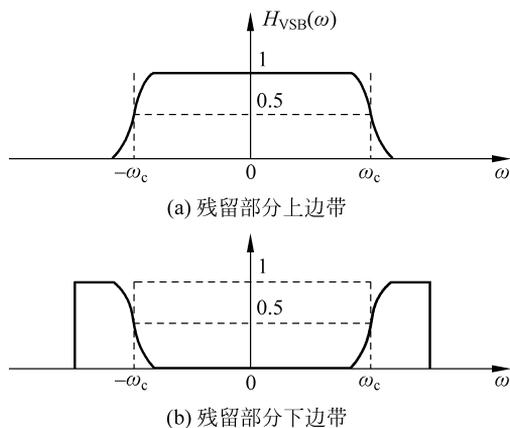
图 5-16 滤波法产生 VSB 调制信号的模型

2) $H_{\text{VSB}}(\omega)$ 函数分析

图 5-16 中 $H_{\text{VSB}}(\omega)$ 为 VSB 滤波器的传输函数, 其特性满足 VSB 调制的要求, $H_{\text{VSB}}(\omega)$ 满足的表达式为

$$H_{\text{VSB}}(\omega + \omega_c) + H_{\text{VSB}}(\omega - \omega_c) = \text{常数}, \quad |\omega| \leq \omega_H \quad (5-19)$$

VSB 滤波器特性的几何意义就是 $H_{\text{VSB}}(\omega)$ 应在载频 ω_c 两边具有互补对称(奇对称)的滚降特性, 如图 5-17 所示。图 5-17 为 VSB 滤波器特性的两种形式, 其中, 图 5-17(a) 为残留“部分上边带”的滤波器特性, 图 5-17(b) 为残留“部分下边带”的滤波器特性。

图 5-17 $H_{\text{VSB}}(\omega)$ 的特性

3) 频谱表达式

VSB 调制信号的频谱表达式为

$$\begin{aligned} S_{\text{VSB}}(\omega) &= S_{\text{DSB}}(\omega) \cdot H_{\text{VSB}}(\omega) \\ &= \frac{1}{2} [M(\omega + \omega_c) + M(\omega - \omega_c)] H_{\text{VSB}}(\omega) \end{aligned} \quad (5-20)$$

2. VSB 滤波器的特性

VSB 调制是介于 DSB 调制和 SSB 调制之间的一种调制方式,其信号带宽和功率也就介于 DSB 和 SSB 调制信号之间。

1) 信号带宽

$$\omega_H < B_{\text{VSB}} < 2\omega_H$$

2) 信号功率

$$\frac{1}{4} \overline{m^2(t)} < P_{\text{VSB}} < \frac{1}{2} \overline{m^2(t)}$$

3) 调制效率

VSB 调制信号不含有载波的成分,其调制效率为

$$\eta_{\text{VSB}} = 100\%$$

VSB 调制信号克服了 DSB 调制信号占用频带宽的缺点,同时解决了 SSB 调制信号实现的困难,在电视广播系统中广泛应用。

5.2.5 幅度信号的解调

解调是从接收的已调信号中恢复出原基带信号(原调制信号),它是调制的逆过程。解调的方法可分为相干解调和非相干解调。

1. 相干解调

相干解调也叫同步检波,解调与调制均为频谱搬移。调制是将基带信号的频谱搬到载波的位置,通过一个乘法器与载波相乘来完成;而解调是将载波位置的已调信号的频谱搬回到原基带信号的位置,它是调制的逆过程,也可用乘法器与载波相乘来完成。

相干解调器的一般模型如图 5-18 所示,由乘法器和低通滤波器组成,相干解调器适用于所有线性调制信号的解调。

相干解调器的原理是想要无失真地恢复原基带信号,接收端必须提供一个与接收的已调载波严格同步(同频同相)的本地载波(称为相干载波),它与接收的已调信号相乘后,经低通滤波器取出低频分量,就能得到原始的基带信号。

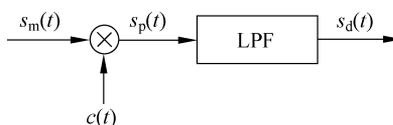


图 5-18 相干解调器的一般模型

图 5-18 是调幅信号相干解调的原理框图, $s_m(t)$ 为接收的已调信号, $c(t)$ 为接收机提供的本地相干载波,它与接收信号中的载波同频同相,即 $c(t) = \cos(\omega_c t)$ 。如果解调正确,输出信号 $s_d(t)$ 应与发送的调制信号 $m(t)$ 呈线性关系。AM、DSB、SSB、VSB 调制均可采用相干解调方式恢复出原始信号。

(1) AM 信号的相干解调为

$$\begin{aligned} s_p(t) &= s_m(t) \cdot c(t) = s_{\text{AM}}(t) \cdot \cos(\omega_c t) = [A_0 + m(t)] \cos(\omega_c t) \cdot \cos(\omega_c t) \\ &= [A_0 + m(t)] \cos^2(\omega_c t) = \frac{1}{2} [A_0 + m(t)] \cdot [1 + \cos(2\omega_c t)] \\ &= \frac{1}{2} [A_0 + m(t)] + \frac{1}{2} [A_0 + m(t)] \cos(2\omega_c t) \end{aligned}$$

通过低通滤波器抑制高频分量 $2\omega_c$,再消除直流分量,得

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

(2) 同理可求出 DSB、SSB 和 VSB 调制信号的相干解调分别为 $\frac{1}{2}m(t)$ 、 $\frac{1}{4}m(t)$ 和 $\frac{1}{4}m(t)$ 。

2. 非相干解调

非相干解调又称为**包络检波**。

包络检波是指从已调波的幅度中直接提取原消息信号, AM 信号在满足 $|m(t)|_{\max} \leq A_0$ 时, AM 信号的包络与消息信号 $m(t)$ 的形状才完全一样, 包络检波只适用于 AM 信号的解调。

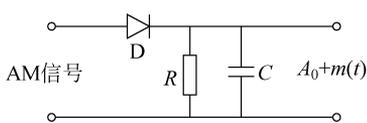


图 5-19 包络检波器

包络检波器通常由半波或全波整流器和低通滤波器组成, 属于非相干解调, 不需要相干载波, 常用的二极管峰值包络检波器如图 5-19 所示, 它由一个二极管 D 和 RC 低通滤波器组成。

图 5-19 中, 输入信号是 AM 信号, 且 $s_{AM}(t) = [A_0 + m(t)]\cos(\omega_c t)$, 当进入包络检波器时, 由于二极管的单向导电特性, 二极管在输入信号的每个高频周期的峰值附近导通, 检波输出波形与输入信号包络形状相同。但适当选择 R 、 C 的数值, 使其与消息信号最高频率 ω_m 和载波频率 ω_c 满足如下关系

$$\frac{1}{\omega_c} \leq RC \leq \frac{1}{\omega_m} \quad (5-21)$$

满足式(5-21)的条件时, 检波器输出信号为

$$s_d(t) = A_0 + m(t) \quad (5-22)$$

将式(5-22)隔掉直流 A_0 , 则可还原消息信号 $m(t)$ 。

由图 5-19 可知, 包络检波器的最大优点是电路简单, 不需要提取相干载波, 利用电容的充、放电原理来实现解调过程, 它是 AM 调制方式中最常用的解调方法。

包络检波的缺点是在抗噪声能力上, AM 信号采用包络检波不如相干解调法。

5.2.6 幅度调制的抗噪声性能

各种已调信号在传输过程中都会受噪声的干扰, 通信系统常把信道加性噪声中的热噪声作为主要研究对象, 而热噪声是一种高斯白噪声, 加性高斯白噪声的干扰影响各种模拟调制系统的抗噪声性能。

1. 幅度调制系统抗噪声性能的分析模型

1) 分析模型的构建

信道加性噪声主要对已调信号的接收产生影响, 调制系统的抗噪声性能可用解调器的抗噪声性能来衡量, 抗噪声性能的分析模型如图 5-20 所示。

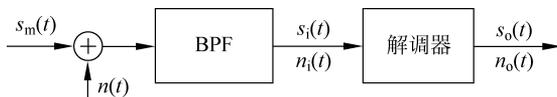


图 5-20 抗噪声性能的分析模型

分析模型由加法器、带通滤波器和解调器组成,其功能如下。

加法器起着将两个输入信号叠加的作用,将已调信号 $s_m(t)$ 和传输过程中的高斯白噪声 $n(t)$ 进行叠加。

带通滤波器滤除已调信号频带以外的噪声,只允许频带内信号通过,具有选频的作用。滤波器的输入是已调信号 $s_m(t)$ 和高斯白噪声 $n(t)$ 的叠加信号;滤波器输出信号 $s_i(t)$ (模型中用 $s_i(t)$ 表示) 就是输入信号 $s_m(t)$, 而滤波器输出噪声 $n_i(t)$ 与输入噪声 $n(t)$ 是不相同的。输入和输出噪声的概率分布虽都是高斯分布,但二者的功率谱分布不同,输入噪声 $n(t)$ 是白噪声,输出噪声 $n_i(t)$ 是高斯窄带噪声。

模型中经过带通滤波器后到达解调器输入端的信号为 $s_i(t)$, 噪声为 $n_i(t)$, 解调器输出端有用信号为 $s_o(t)$, 噪声为 $n_o(t)$ 。解调器用于恢复原信号,对于不同的调制系统,有不同 $s_m(t)$ 信号,而解调器输入端的噪声 $n_i(t)$ 形式是相同的,由平衡高斯白噪声经过带通滤波器得到。当带通滤波器带宽远小于其中心频率 ω_c 时, $n_i(t)$ 为窄带平稳高斯白噪声,其数学表达式为

$$n_i(t) = n_q(t) \cos(\omega_c t) - n_s(t) \sin(\omega_c t)$$

式中, $n_q(t)$ 是 $n_i(t)$ 的同相分量, $n_s(t)$ 是 $n_i(t)$ 的正交分量。

由随机过程理论可知, $n_i(t)$ 、 $n_q(t)$ 和 $n_s(t)$ 的均值、方差(平均功率)相同,其关系式为

$$\overline{n_i(t)} = \overline{n_q(t)} = \overline{n_s(t)} = 0$$

$$E[n_i^2(t)] = E[n_q^2(t)] = E[n_s^2(t)] = N_i$$

式中, N_i 为解调器输入噪声 $n_i(t)$ 的平均功率,双边功率谱密度为 $n_0/2$,带通滤波器的传输特性为高度为 1、带宽为 B 的理想矩形函数,如图 5-21 所示,则解调器输入噪声 $n_i(t)$ 的平均功率为

$$N_i = n_0 B \quad (5-23)$$

由上式可知, B 应等于已调信号的频带宽度,才能既保证信号无失真通过,又能最大限度地抑制噪声。

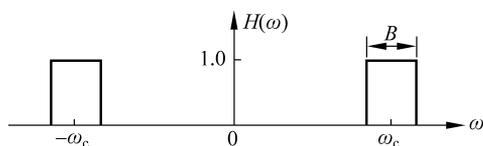


图 5-21 带通滤波器的传输特性

2) 性能指标

性能指标用信噪比和信噪比增益来衡量。

模拟通信系统的主要性能指标由解调器的输出信噪比来度量,解调器输出信噪比的表达式为

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{\text{解调器输出信号的平均功率}}{\text{解调器输出噪声的平均功率}} = \frac{\overline{m_o^2(t)}}{\overline{n_o^2(t)}} \quad (5-24)$$

输出信噪比与调制和解调方式都有关。在一定的输入信号功率和噪声功率谱密度条件下,输出信噪比越大,系统的抗噪声性能越好。信噪比在不同的通信系统中的具体要求不相同,如语音信号的传输要求为 $S_o/N_o > 26\text{dB}$, 电视图像的传输要求为 $S_o/N_o > 40\text{dB}$ 。

模拟通信系统的另一个性能指标是信噪比增益(或制度增益),是指输出信噪比与输入信噪比的比值(G),其表达式为

$$G = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} \quad (5-25)$$

G 越大,说明系统的抗噪声性能越好。

S_i/N_i 为解调器输入信噪比,其表达式为

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{\text{解调器输入已调信号的平均功率}}{\text{解调器输入噪声的平均功率}} = \frac{\overline{s_m^2(t)}}{\overline{n_i^2(t)}} \quad (5-26)$$

因此,在系统相同输入功率的前提条件下,通过比较不同系统的信噪比增益才能说明系统的抗噪声性能。

2. AM 包络检波的抗噪声性能

1) AM 包络检波的抗噪声性能分析模型

AM 信号虽可采用相干解调,但最常用的解调方法是包络检波,也属于非相干解调,AM 包络检波的抗噪声性能分析模型如图 5-22 所示,由加法器、带通滤波器和包络检波器组成,其中包络检波器就是解调器,图中 $s_{AM}(t)$ 与 $s_i(t)$ 表示同一信号。

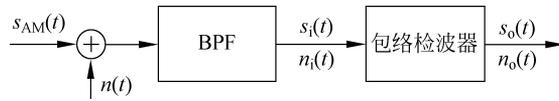


图 5-22 AM 包络检波的抗噪声性能分析模型

包络检波器的 AM 输入信号为

$$s_i(t) = [A_0 + m(t)]\cos(\omega_c t)$$

式中,载波的幅值为 A_0 ,调制信号 $m(t)$ 的均值为 0,且满足 $|m(t)|_{\max} \leq A_0$ 的条件,则包络检波器输入噪声的表达式为

$$n_i(t) = n_q(t)\cos(\omega_c t) - n_s(t)\sin(\omega_c t)$$

包络检波器输入信号的功率 S_i 和输入噪声的功率 N_i 分别为

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

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

输入信噪比为

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{A_0^2 + \overline{m^2(t)}}{2n_0 B} \quad (5-27)$$

包络检波器输入是信号加噪声的合成波形,表达式为

$$\begin{aligned} s_{AM}(t) + n_i(t) &= [A_0 + m(t)]\cos(\omega_c t) + n_q(t)\cos(\omega_c t) - n_s(t)\sin(\omega_c t) \\ &= [A_0 + m(t) + n_q(t)]\cos(\omega_c t) - n_s(t)\sin(\omega_c t) \\ &= E(t)\cos[\omega_c t + \varphi(t)] \end{aligned} \quad (5-28)$$

式中, $E(t)$ 是信号与噪声的合成波的包络; $\varphi(t)$ 是信号与噪声的合成波的相位。则有

$$E(t) = \sqrt{[A_0 + m(t) + n_q(t)]^2 + n_s^2(t)} \quad (5-29)$$

$$\varphi(t) = \arctan \left[\frac{n_s(t)}{A_0 + m(t) + n_q(t)} \right] \quad (5-30)$$

理想包络检波器能输出 $E(t)$,检波输出 $E(t)$ 中的信号与噪声存在非线性关系,以下分析两种特殊情况:大信噪比和小信噪比。

2) 大信噪比情况

大信噪比是指输入信号的幅度远大于噪声幅度,其表达式为 $[A_0 + m(t)] \gg \sqrt{n_q^2(t) + n_s^2(t)}$,则有

$$\begin{aligned} E(t) &= \sqrt{[A_0 + m(t) + n_q(t)]^2 + n_s^2(t)} \\ &\approx \sqrt{[A_0 + m(t)]^2 + 2[A_0 + m(t)]n_q(t) + [n_q(t)]^2 + n_s^2(t)} \\ &= \sqrt{[A_0 + m(t)]^2 + 2[A_0 + m(t)]n_q(t)} \\ &= [A_0 + m(t)] \left[1 + \left[1 + \frac{2n_q(t)}{A_0 + m(t)} \right]^{\frac{1}{2}} \right] \\ &\approx [A_0 + m(t)] \left[1 + \left[1 + \frac{2n_q(t)}{A_0 + m(t)} \right] \right] \\ &= A_0 + m(t) + n_q(t) \end{aligned}$$

所以

$$E(t) \approx A_0 + m(t) + n_q(t) \quad (5-31)$$

信号经过包络检波器,直流 A_0 被电容器阻隔,输出有用信号 $m(t)$ 与噪声 $n_q(t)$ 独立地分成两项,可分别算出输出信号功率和噪声功率为

$$S_o = \overline{m^2(t)} \quad (5-32)$$

$$N_o = \overline{n_o^2(t)} = \overline{n_i^2(t)} = n_o B \quad (5-33)$$

输出信噪比为

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{\overline{m^2(t)}}{n_o B} \quad (5-34)$$

信噪比增益为

$$G_{AM} = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} = \frac{\overline{2m^2(t)}}{A_0^2 + \overline{m^2(t)}} \quad (5-35)$$

由此可见, G_{AM} 随 A_0 的减小而增加。

为了不发生过调幅现象,应有 $|m(t)|_{\max} \leq A_0$, G_{AM} 总是小于1。

对于100%调制,就是当 $|m(t)|_{\max} = A_0$,且 $m(t)$ 为单频正(余)弦信号时, $\overline{m^2(t)} = A_0^2/2$,则有 $G_{AM} = \frac{\overline{2m^2(t)}}{A_0^2 + \overline{m^2(t)}} = \frac{A_0^2}{A_0^2 + \frac{A_0^2}{2}} = \frac{2}{3}$ 。

因此, $G_{AM} = \frac{2}{3}$ 是AM系统的最大信噪比增益,说明在大信噪比时,AM采用包络检波时的性能与相干解调时的性能几乎一样。

3) 小信噪比情况

小信噪比是指输入信号幅度远小于噪声幅度,其表达式为 $[A_0 + m(t)] \ll \sqrt{n_q^2(t) + n_s^2(t)}$,则有

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

$$\begin{aligned}
E(t) &= \sqrt{[A_0 + m(t)]^2 + n_q^2(t) + n_s^2(t) + 2n_q(t)[A_0 + m(t)]} \\
&\approx \sqrt{2[n_q^2(t) + n_s^2(t)] + 2n_q(t)[A_0 + m(t)]} \\
&= \sqrt{2[n_q^2(t) + n_s^2(t)]} \left\{ 1 + \frac{n_q(t)[A_0 + m(t)]}{n_q^2(t) + n_s^2(t)} \right\} \\
&= \sqrt{2[n_q^2(t) + n_s^2(t)]} \left\{ 1 + \frac{n_q(t)[A_0 + m(t)]}{n_q^2(t) + n_s^2(t)} \right\}^{\frac{1}{2}} \\
&\approx \sqrt{[n_q^2(t) + n_s^2(t)]} \left\{ 1 + \frac{n_q(t)}{n_q^2(t) + n_s^2(t)} [A_0 + m(t)] \right\} \\
&= \sqrt{[n_q^2(t) + n_s^2(t)]} + \frac{n_q(t)}{\sqrt{[n_q^2(t) + n_s^2(t)]}} [A_0 + m(t)] \quad (5-36)
\end{aligned}$$

由式(5-36)可知,包络中没有单独的信号项,也就是 $E(t)$ 中没有单独的信号项,有用信号 $m(t)$ 被噪声扰乱,只能看作是噪声。此时包络检波器不能正常解调,输出信噪比将随输入信噪比的下降而急剧下降,此现象称为解调器的门限效应。门限效应出现时所对应的临界输入信噪比(S_i/N_i)称为门限值,门限效应是由包络检波器的非线性解调作用引起的。

3. 线性调制相干解调的抗噪声性能

1) 线性调制相干解调的抗噪声性能分析模型

相干解调属于线性调制(幅度调制),线性调制相干解调的抗噪声性能分析模型如图 5-23 所示。相干解调器满足线性叠加,信号与噪声可以分开处理。

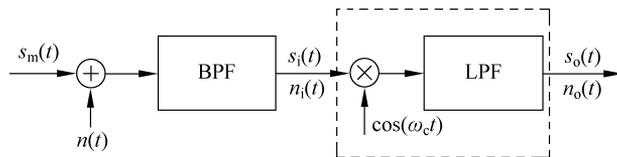


图 5-23 线性调制相干解调的抗噪声性能分析模型

下面对 DSB、SSB、VSB 调制系统的抗噪声性能进行分析,分析模型中的解调器应为相干解调器。

2) DSB 调制相干解调

设解调器的输入信号为

$$s_m(t) = s_i(t) = m(t)\cos(\omega_c t)$$

$s_m(t)$ 与相干载波 $\cos(\omega_c t)$ 相乘的关系式为

$$\begin{aligned}
s_m(t)\cos(\omega_c t) &= m(t)\cos^2(\omega_c t) = \frac{1}{2}m(t)(1 + \cos(2\omega_c t)) \\
&= \frac{1}{2}m(t) + \frac{1}{2}m(t)\cos(2\omega_c t)
\end{aligned}$$

经低通滤波器滤去 $2\omega_c$ 分量后,得到输出信号的表达式为

$$m_o(t) = \frac{1}{2}m(t) \quad (5-37)$$

输出信号功率为

$$S_o = \overline{m_o^2(t)} = \frac{1}{4} \overline{m^2(t)} \quad (5-38)$$

解调器的输入噪声 $n_i(t)$ 可表示为同相分量 $n_q(t)$ 与正交分量 $n_s(t)$ 的组合形式, 表达式为

$$n_i(t) = n_q(t) \cos(\omega_c t) - n_s(t) \sin(\omega_c t) \quad (5-39)$$

$n_i(t)$ 与相干载波 $\cos(\omega_c t)$ 相乘后的表达式为

$$\begin{aligned} n_i(t) \cos(\omega_c t) &= [n_q(t) \cos(\omega_c t) - n_s(t) \sin(\omega_c t)] \cos(\omega_c t) \\ &= \frac{1}{2} n_q(t) + \frac{1}{2} [n_c(t) \cos(2\omega_c t) - n_s(t) \sin(2\omega_c t)] \end{aligned} \quad (5-40)$$

经低通滤波器滤除 $2\omega_c$ 分量后, 解调器的输出噪声为

$$n_o(t) = \frac{1}{2} n_q(t) \quad (5-41)$$

解调器输出噪声的功率为

$$N_o = \overline{n_o^2(t)} = \frac{1}{4} \overline{n_q^2(t)} \quad (5-42)$$

而窄带噪声 $n_i(t)$ 、同相分量 $n_q(t)$ 和正交分量 $n_s(t)$ 的平均功率相同, 其表达式为

$$\begin{aligned} \overline{n_i^2(t)} &= \overline{n_q^2(t)} = \overline{n_s^2(t)} = N_i \\ N_o &= \frac{1}{4} \overline{n_q^2(t)} = \frac{1}{4} N_i = \frac{1}{4} n_0 B \end{aligned} \quad (5-43)$$

式中, B 为 DSB 调制信号的带宽, 且 $B = 2f_H$ 。

解调器的输出信噪比为

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

解调器输入信号的平均功率可由 $s_m(t)$ 的均方值求得, 表达式为

$$S_i = \overline{[m(t) \cos(\omega_c t)]^2} = \frac{1}{2} \overline{m^2(t)} \quad (5-44)$$

解调器输入噪声的平均功率为 $N_i = n_0 B$

解调器输入信噪比的表达式为

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{\frac{1}{2} \overline{m^2(t)}}{n_0 B} = \frac{\overline{m^2(t)}}{2n_0 B} \quad (5-45)$$

DSB 调制信噪比增益表达式为

$$G_{\text{DSB}} = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} = 2 \quad (5-46)$$

DSB 调制的信噪比增益为 2, 说明解调器输出信噪比是输入信噪比的 2 倍, 表示信噪比改善了一倍。这是因为, DSB 调制在相干解调过程时, 输入噪声中的正交分量 $n_s(t)$ 被消除了。

3) SSB 调制相干解调

SSB 调制信号的解调方法与 DSB 调制信号相同,解调器之前的 SSB 调制信号的带通滤波器的带宽是 DSB 调制信号带通滤波器带宽的一半。

SSB 调制信号的解调器与 DSB 调制信号的解调器相同,计算 SSB 调制信号解调器的输入及输出信噪比的方法也与 DSB 调制信号相同。

解调器的输出噪声和输入噪声的功率表达式为

$$N_o = \frac{1}{4}N_i = \frac{1}{4}n_0B \quad (5-47)$$

式中, $B=f_H$ 是 SSB 调制的带通滤波器的带宽。

SSB 调制信号(或解调器的输入信号)的表达式为

$$s_i(t) = s_{SSB}(t) = \frac{1}{2}m(t)\cos(\omega_c t) \mp \frac{1}{2}\hat{m}(t)\sin(\omega_c t) \quad (5-48)$$

$s_i(t)$ 与相干载波 $\cos(\omega_c t)$ 相乘后,再经低通滤波器可得解调器输出信号的表达式

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

解调器输出信号的平均功率为

$$S_o = \overline{m_o^2(t)} = \frac{1}{16}\overline{m^2(t)}$$

解调器输入信号的平均功率为

$$\begin{aligned} S_i &= \overline{s_m^2(t)} = \frac{1}{4}\overline{[m(t)\cos(\omega_c t) \mp \hat{m}(t)\sin(\omega_c t)]^2} \\ &= \frac{1}{4}\overline{\left[\frac{1}{2}m^2(t) + \frac{1}{2}m^2(t)\cos(2\omega_c t) + \frac{1}{2}\hat{m}^2(t) - \frac{1}{2}\hat{m}^2(t)\cos(2\omega_c t) \mp \hat{m}(t)\sin(2\omega_c t)\right]^2} \\ &= \frac{1}{4}\overline{\left[\frac{1}{2}m^2(t) + \frac{1}{2}\hat{m}^2(t)\right]} \\ S_i &= \frac{1}{8}\overline{[m^2(t) + \hat{m}^2(t)]} \end{aligned}$$

$m^2(t)$ 和 $\hat{m}^2(t)$ 所有的频率分量仅相位不同,幅度相同,两者具有相同的平均功率,则

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

解调器的输入信噪比为

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{\frac{1}{4}\overline{m^2(t)}}{n_0B} = \frac{\overline{m^2(t)}}{4n_0B} \quad (5-49)$$

输出信噪比为

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{\frac{1}{16}\overline{m^2(t)}}{\frac{1}{4}n_0B} = \frac{\overline{m^2(t)}}{4n_0B} \quad (5-50)$$

SSB 调制信噪比增益为

$$G_{\text{SSB}} = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} = 1 \quad (5-51)$$

SSB 调制的信噪比增益为 1, 表示信噪比没有改善。这是因为, SSB 调制信号和噪声的同相和正交的表示形式相同, 在相干解调过程中, 信号和噪声的正交分量均被抑制。

4) VSB 调制系统的抗噪声性能

VSB 调制系统的抗噪声性能的分析方法与 DSB 调制和 SSB 调制相干解调的相似。但由于所采用的 VSB 滤波器的频率特性形状不同, VSB 调制系统的抗噪声性能的计算是比较复杂的。当 VSB 不是太宽时, 可认为与 SSB 调制系统的抗噪声性能相同。

5.3 角度调制

角度调制又称为非线性调制, 是指已调信号频谱不再是原调制信号频谱的线性搬移, 而是产生了新的频率成分, 频谱的搬移过程是非线性变换。

正弦载波有幅度、频率和相位三个参量, 使高频载波的频率或相位按调制信号的规律变化而使振幅保持恒定的调制方式, 称为频率调制 (frequency modulation, FM) 和相位调制 (phase modulation, PM), 分别简称为调频和调相。

频率或相位的变化都可以看成载波角度的变化, 因此调频和调相又统称为角度调制。这两种调制中, 载波的幅度都保持恒定, 而频率和相位的变化都表现为载波瞬时相位的变化。与幅度调制技术相比, 角度调制最突出的优势是具有较高的抗噪声性能。

5.3.1 角度调制的基本概念

1. 角度调制信号的一般表达式

在角度调制中, 正弦载波的幅度没有变化, 而频率和相位都要随时间变化。

角度调制信号的一般表达式为

$$s_m(t) = A \cos[\omega_c t + \varphi(t)] = A \cos(\theta(t)) \quad (5-52)$$

式中, A 是载波的恒定振幅; $\theta(t) = \omega_c t + \varphi(t)$ 是瞬时相位; $\varphi(t)$ 是相对于载波相位 $\omega_c t$ 的瞬时相位偏移; $d\varphi(t)/dt$ 是相对于 ω_c 的瞬时角频偏, $\omega(t) = d\theta(t)/dt = d[\omega_c t + \varphi(t)]/dt = \omega_c + d\varphi(t)/dt$ 是信号的瞬时角频率。

2. PM

PM 是指瞬时相位偏移随着消息信号 $m(t)$ 作线性变化, 其表达式为

$$s_m(t) = A_0 \cos[\omega_c t + \varphi(t)], \quad \varphi(t) = K_{\text{PM}} m(t) \quad (5-53)$$

式中, K_{PM} 为相移常数, 表示单位调制信号的幅度引起 PM 的相位偏移, 单位是 rad/V。

PM 信号的表达式为

$$s_{\text{PM}}(t) = A \cos[\omega_c t + K_{\text{PM}} m(t)] \quad (5-54)$$

瞬时相位为

$$\theta_{\text{PM}}(t) = \omega_c t + K_{\text{PM}} m(t) \quad (5-55)$$

瞬时角频率为

$$\omega_{\text{PM}}(t) = \omega_c + K_{\text{PM}} \frac{dm(t)}{dt} \quad (5-56)$$

瞬时相位偏移为

$$\Delta\theta_{\text{PM}}(t) = K_{\text{PM}} m(t) \quad (5-57)$$

瞬时角频率偏移为

$$\Delta\omega_{\text{PM}}(t) = K_{\text{PM}} \frac{dm(t)}{dt} \quad (5-58)$$

调制指数为

$$m_p = |K_{\text{PM}} m(t)|_{\max} \quad (5-59)$$

最大频偏为

$$\Delta\omega_{\text{PM}} = \left| K_{\text{PM}} \frac{dm(t)}{dt} \right|_{\max} \quad (5-60)$$

3. FM

FM 是指瞬时频率偏移随着消息信号 $m(t)$ 成比例变化,其表达式为

$$s_m(t) = A \cos[\omega_c t + \varphi(t)], \quad \frac{d\varphi(t)}{dt} = K_{\text{FM}} m(t) \quad (5-61)$$

式中, K_{FM} 为频偏常数,单位是 $\text{rad}/(\text{s} \cdot \text{V})$ 。

FM 信号的一般表达式为

$$s_{\text{FM}}(t) = A \cos \left[\omega_c t + K_{\text{FM}} \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \right] \quad (5-62)$$

相位偏移为

$$\varphi(t) = K_{\text{FM}} \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \quad (5-63)$$

瞬时相位为

$$\theta_{\text{FM}}(t) = \omega_c t + K_{\text{FM}} \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \quad (5-64)$$

瞬时角频率为

$$\omega_{\text{FM}}(t) = \omega_c + K_{\text{FM}} m(t) \quad (5-65)$$

瞬时相位偏移为

$$\Delta\theta_{\text{FM}}(t) = K_{\text{FM}} \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \quad (5-66)$$

瞬时角频率偏移为

$$\Delta\omega_{\text{FM}}(t) = K_{\text{FM}} m(t) \quad (5-67)$$

调制指数为

$$m_f = \left| K_{\text{FM}} \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \right|_{\max} \quad (5-68)$$

最大频偏为

$$\Delta\omega_{\text{FM}} = |K_{\text{FM}} m(t)|_{\max} \quad (5-69)$$

4. 单音调制 FM 与 PM

设调制信号为单一频率的正弦波 $m(t) = A_m \cos(\omega_m t)$, 用它对载波进行相位调制时, 将 $m(t)$ 代入 $s_{\text{PM}}(t) = A \cos[\omega_c t + K_{\text{PM}} m(t)]$, 得 PM 信号表达式为

$$s_{PM}(t) = A_0 \cos[\omega_c t + K_{PM} A_m \cos(\omega_m t)] \quad (5-70)$$

式中, $m_p = K_{PM} A_m$ 是调相指数, 表示最大的相位偏移。

用它对载波进行频率调制时, 将 $m(t) = A_m \cos(\omega_m t)$ 代入 $s_{FM}(t) = A \cos\left[\omega_c t + K_{FM} \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau\right]$, 得到 FM 信号的表达式为

$$s_{FM}(t) = A \cos\left[\omega_c t + \frac{K_{FM} A_m}{\omega_m} \sin(\omega_m t)\right] \quad (5-71)$$

式中, $m_f = \frac{K_{FM} A_m}{\omega_m} = \frac{\Delta\omega}{\omega_m} = \frac{\Delta f}{f_m}$ 为调频指数, 表示最大的相位偏移, 其中的 $\Delta\omega = 2\pi\Delta f = A_m K_{FM}$ 为最大角频偏, f_m 为调制频率。

5. PM 与 FM 的关系

PM 与 FM 之间存在微积分关系, 而频率和相位之间也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。

如图 5-24(b), 若将调制信号先积分, 再进行调相, 得到的是调频波, 叫做间接调频。图 5-24(a) 为直接调频。

如图 5-25(b), 若将调制信号先微分, 再进行调频, 得到的是调相波, 叫做间接调相。图 5-25(a) 为直接调相。

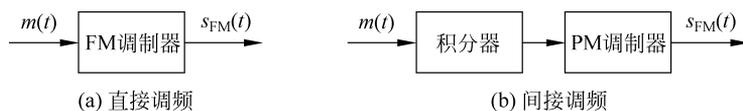


图 5-24 直接调频和间接调频

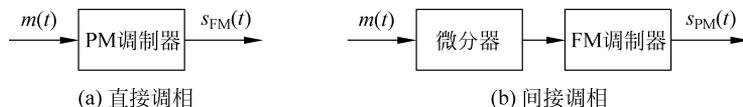


图 5-25 直接调相和间接调相

5.3.2 窄带调频

根据调制前后载波瞬时相位的大小, 可将 FM 分为宽带调频 (wide band frequency modulation, WBFM) 和窄带调频 (narrow band frequency modulation, NBFM) 两种。FM 属于非线性调制。由调频所引起的最大相位偏移及相位的最大频率偏移的大小应该满足下式

$$\left| K_{FM} \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \right|_{\max} \ll \frac{\pi}{6} \text{ (或 } 0.5) \quad (5-72)$$

满足上述条件, 称为 NBFM, 不满足上述条件的, 称为 WBFM。

1. FM 信号时域分析

FM 信号的时域表达式为

$$\begin{aligned} s_{FM}(t) &= A \cos\left[\omega_c t + K_{FM} \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau\right] \\ &= A \cos(\omega_c t) \cos\left[K_{FM} \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau\right] - A \sin(\omega_c t) \sin\left[K_{FM} \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau\right] \end{aligned} \quad (5-73)$$

当满足窄带调制条件时有下列关系式

$$\begin{aligned}\cos\left[K_{\text{FM}}\int_{-\infty}^t m(\tau)d\tau\right] &\approx 1 \\ \sin\left[K_{\text{FM}}\int_{-\infty}^t m(\tau)d\tau\right] &\approx K_{\text{FM}}\int_{-\infty}^t m(\tau)d\tau\end{aligned}$$

因此,式(5-73)简化后,表达式为

$$s_{\text{NBFM}}(t) \approx A\cos(\omega_c t) - \left[AK_{\text{FM}}\int m(t)dt\right]\sin(\omega_c t) \quad (5-74)$$

2. FM 信号频域分析

傅里叶变换对公式的表达式为

$$\begin{aligned}m(t) &\leftrightarrow M(\omega) \\ \cos(\omega_c t) &\leftrightarrow \pi[\delta(\omega + \omega_c) + \delta(\omega - \omega_c)] \\ \sin(\omega_c t) &\leftrightarrow j\pi[\delta(\omega + \omega_c) - \delta(\omega - \omega_c)] \\ \int m(t)dt &\leftrightarrow \frac{M(\omega)}{j\omega}\end{aligned}$$

设 $m(t)$ 的均值为 0, 则有

$$\left[\int m(t)dt\right]\sin(\omega_c t) \leftrightarrow \frac{1}{2}\left[\frac{M(\omega + \omega_c)}{\omega + \omega_c} - \frac{M(\omega - \omega_c)}{\omega - \omega_c}\right]$$

则有 NBFM 信号的频域表达式为

$$\begin{aligned}S_{\text{NBFM}}(\omega) &= \pi A[\delta(\omega + \omega_c) + \delta(\omega - \omega_c)] + \\ &\quad \frac{AK_{\text{FM}}}{2}\left[\frac{M(\omega - \omega_c)}{\omega - \omega_c} - \frac{M(\omega + \omega_c)}{\omega + \omega_c}\right]\end{aligned} \quad (5-75)$$

AM 信号的频域表达式为

$$S_{\text{AM}}(\omega) = \pi A[\delta(\omega + \omega_c) + \delta(\omega - \omega_c)] + \frac{1}{2}[M(\omega + \omega_c) + M(\omega - \omega_c)] \quad (5-76)$$

比较 NBFM 信号的频域表达式和 AM 信号频域表达式可知,两者都含有一个载波和位于 ω_c 处的两个边带,它们的带宽相同,其关系式为

$$B_{\text{NBFM}} = B_{\text{AM}} = 2B_m = 2f_H \quad (5-77)$$

式中, $B_m = f_H$ 为调制信号 $m(t)$ 的带宽; f_H 为调制信号的最高频率。

两者不同的是,AM 信号只是将调制信号的频谱 $M(\omega)$ 在频率轴上作线性移动;而 NBFM 的两个边频分别乘了因式 $1/(\omega + \omega_c)$ 和 $1/(\omega - \omega_c)$,由于因式是频率的函数,加权是频率加权,加权的结果引起调制信号频谱的失真。此外,NBFM 的正负频率分量的符号相反。

5.3.3 宽带调频

WBFM 是指当调频所引起的最大相位偏移及相位的最大频率偏移的大小不满足下式

$$\left|K_{\text{FM}}\int_{-\infty}^t m(\tau)d\tau\right|_{\max} \ll \frac{\pi}{6} \text{ (或 } 0.5) \quad (5-78)$$

当不满足上述不等式的窄带条件时,调频信号的时域表达式不能简化,WBFM 的频谱分析比较困难。为使问题简化,只研究单频正弦波的情况。

1. FM 信号的表达式和频谱

设 FM 信号为单音调制信号 $m(t) = A_m \cos(\omega_m t)$, 则 WBFM 信号的表达式为

$$\begin{aligned} S_{\text{FM}}(t) &= A \cos \left[\omega_c t + K_{\text{FM}} A_m \int \cos(\omega_m t) dt \right] \\ s_{\text{FM}}(t) &= A \cos \left[\omega_c t + K_{\text{FM}} \int_{-\infty}^t \cos(\omega_m \tau) d\tau \right] \\ &= A \cos \left[\omega_c t + \frac{K_{\text{FM}} A_m}{\omega_m} \sin(\omega_m t) \right] \\ &= A \cos [\omega_c t + \beta_{\text{FM}} \sin(\omega_m t)] \end{aligned} \quad (5-79)$$

式中, $\beta_{\text{FM}} = \frac{K_{\text{FM}} A_m}{\omega_m}$ 为调频指数。

利用三角公式展开为

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

将上式两个因子分别展开成傅里叶级数, 则

偶函数因子为

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

奇函数因子为

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

式中, $J_n(\beta_{\text{FM}})$ 称为第一类 n 阶贝塞尔函数, 它是 n 阶和 β_{FM} 函数, 其表达式为

$$J_n(\beta_{\text{FM}}) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-1)^m \left(\frac{1}{2}\beta_{\text{FM}}\right)^{n+2m}}{m!(n+m)!}$$

则

$$\begin{aligned} s_{\text{FM}}(t) &= A \cos(\omega_c t) \left[J_0(\beta_{\text{FM}}) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\beta_{\text{FM}}) \cos(2n\omega_m t) \right] - \\ &\quad A \sin(\omega_c t) \left[2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(\beta_{\text{FM}}) \sin((2n-1)\omega_m t) \right] \end{aligned} \quad (5-80)$$

利用三角公式和贝塞尔函数的性质, 可得 FM 信号级数展开式为

$$s_{\text{FM}}(t) = A \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta_{\text{FM}}) \cos((\omega_c + n\omega_m)t)$$

对上式进行傅里叶变换, 即得频谱表达式为

$$S_{\text{FM}}(\omega) = \pi A \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta_{\text{FM}}) [\delta(\omega - \omega_c - n\omega_m) + \delta(\omega + \omega_c + n\omega_m)] \quad (5-81)$$

综合上述情况, 频谱具有如下非线性的特点:

(1) 有载频, 有上下边频 $\omega_c \pm n\omega_m$, 边频幅度为 $AJ_n(\beta_{\text{FM}})$, n 为奇数时, 上下边频极性相反;

(2) 当 $\beta_{\text{FM}} \ll 1$ 时, 只有 $g(t) = \int f(t) dt$ 和 $J_1(\beta_{\text{FM}})$ 有值; 其他 n 值时 $J_n(\beta_{\text{FM}})$ 都接

近于零,此时的信号只有载频和上下边频,这就是 NBFM。

(3) 当 $\beta_{\text{FM}} > 1$ 时,对应 WBFM。

2. 调频指数

调频指数 β_{FM} 是最大频率偏移 Δf 与调制信号频率 f_m 之比,其表达式为

$$\beta_{\text{FM}} = \frac{K_{\text{FM}} A_m}{\omega_m} = \frac{\Delta\omega}{\omega_m} = \frac{\Delta f}{f_m} \quad (5-82)$$

3. 单频调制时的带宽宽度

FM 信号的频谱包含无穷多个频率分量,理论上,FM 信号的频带宽度为无限宽;但实际边频幅度 $J_n(\beta_{\text{FM}})$ 随着 n 的增大而逐渐减小,因此 FM 信号可近似认为是有限频带宽度。

常用卡森(Carson)公式来计算调制波的频带带宽

$$B_{\text{FM}} = 2(1 + \beta_{\text{FM}})f_m \quad (5-83)$$

调频指数与带宽的关系式为

$$B_{\text{FM}} = 2(1 + \beta_{\text{FM}})f_m = 2f_m + 2\Delta f_{\text{max}} \quad (5-84)$$

式中, $\beta_{\text{FM}} = \frac{\Delta f_{\text{max}}}{f_m}$ 。

当 $\beta_{\text{FM}} \ll 1$, 有 $B_{\text{FM}} \approx 2f_m$, 这就是 NBFM 的带宽。

当 $\beta_{\text{FM}} \gg 1$, 有 $B_{\text{FM}} = 2\Delta f_{\text{max}}$, 这就是 WBFM 的带宽。

4. 功率分配

FM 信号的平均功率表达式为

$$P_{\text{FM}} = \overline{s_{\text{FM}}^2(t)} \quad (5-85)$$

由帕塞瓦尔定理可知

$$P_{\text{FM}} = \overline{s_{\text{FM}}^2(t)} = \frac{A^2}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(\beta_{\text{FM}}) \quad (5-86)$$

利用贝塞尔函数的性质 $\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(\beta_{\text{FM}}) = 1$ 可得到下列关系式

$$P_{\text{FM}} = \frac{A^2}{2} = P_c \quad (5-87)$$

因此,对于 FM 信号,已调信号和未调载波的功率均为 $A^2/2$,与调制过程及调频指数无关。

FM 信号的平均功率等于未调载波的平均功率,即调制后总的功率不变,只是将原来载波功率中的一部分分配给每个边频分量。

功率分布与 β_{FM} 有关,而 β_{FM} 与调制信号的幅度和频率有关。

5.3.4 调频信号的产生

调频是用调制信号控制载波的频率变化,调频信号的产生方法通常有直接法和间接法两种。

1. 直接调频

直接调频是指用调制信号 $m(t)$ 控制压控振荡器(voltage controlled oscillator, VCO)的

频率,使其按照调制信号 $m(t)$ 的规律线性变化,调制模型如图 5-26 所示。



图 5-26 直接调频模型

VCO 的类型有 LC VCO、RC VCO 和晶体 VCO。晶体 VCO 的频率稳定度高,但调频范围窄; RC VCO 的频率稳定度低而调频范围宽; LC VCO 的特点居二者之间。

VCO 指输出频率与输入控制电压有对应关系的振荡电路,频率是输入信号电压的函数,振荡器的工作状态或振荡回路的元件参数受输入控制电压的控制。若被控制的振荡器是 LC VCO,只要控制振荡回路的某个电抗元件(L 或 C),就可使其参数随调制信号变化,目前广泛使用的电抗元件是变容二极管。

LC 振荡器如果采用变容二极管就可实现直接调频。通常把 VCO 称为调频器,用以产生调频信号。

每个 VCO 自身就是一个 FM 调制器,其振荡频率正比于输入控制电压,其表达式为

$$\omega_i(t) = \omega_o + K_{FM}m(t) \quad (5-88)$$

直接调频法的优点是可以获得较大的频偏,缺点是频率稳定度不高,因而需要采用稳频措施。

另外一种直接调频的方法是在 VCO 的基础上构成一个锁相环输出调频信号。

2. 倍频法

倍频法是先对调制信号积分后再对载波进行相位调制,产生一个 NBFM 信号,然后用 n 次倍频器和混频器将 NBFM 信号转换成 WBFM 信号,这种方法又称为阿姆斯特朗间接法。

1) NBFM 信号的产生

NBFM 信号由正交分量与同相分量合成,其表达式为

$$s_{NBFM}(t) \approx A \cos(\omega_c t) - \left[AK_{FM} \int m(t) dt \right] \sin(\omega_c t) \quad (5-89)$$

可采用图 5-27 所示的方框图来实现 NBFM。

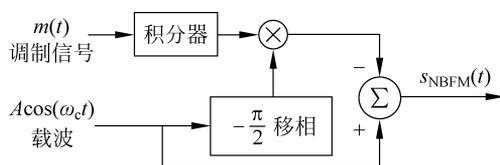


图 5-27 NBFM 信号的产生

从图 5-27 可知,调制信号 $m(t)$ 先经过积分器,再经过相应的电路形成调频信号。由 NBFM 向 WBFM 过渡的过程就是放大调频信号最大频偏的过程,通常利用倍频器实现频偏的放大。

2) 倍频法产生 WBFM 信号

NBFM 信号经 n 倍频得到 WBFM 信号,其原理框图如图 5-28 所示。倍频器的作用是提高调频指数,从而获得 WBFM 信号。

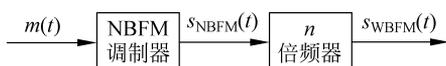


图 5-28 WBFM 信号的产生

倍频器可以用非线性器件实现,然后用带通滤波器滤去不需要的频率分量。以理想平方律器件为例,其输出与输入特性的关系式为

$$s_o(t) = k_d s_i^2(t) \quad (5-90)$$

式中, k_d 为倍频器的灵敏度。

当输入信号为 FM 信号时, 有 $s_i(t) = A_0 \cos[\omega_c t + \beta_{\text{FM}} \sin(\omega_m t)]$, 则输出信号表达式为

$$\begin{aligned} s_o(t) &= k_d s_i^2(t) = k_d A_0^2 \cos^2[\omega_c t + \beta_{\text{FM}} \sin(\omega_m t)] \\ &= \frac{k_d A_0^2}{2} + \frac{k_d A_0^2}{2} \cos[2\omega_c t + 2\beta_{\text{FM}} \sin(\omega_m t)] \end{aligned} \quad (5-91)$$

由式(5-91)可知, 滤除直流成分后可得到一个新的调频信号, 其载频和相位偏移均增为 2 倍, 由于相位偏移增为 2 倍, 因而调频指数也必然增为 2 倍。

同理, 经 n 次倍频后可以使调频信号的载频和调频指数增为 n 倍, 这可能使载波频率过高而不符合实际要求, 为了解决此问题, 需要在使用倍频的同时使用混频。

3) 阿姆斯特朗间接法

典型方案如图 5-29 所示, 是由阿姆斯特朗(Armstrong)于 1930 年提出的, 称为阿姆斯特朗间接法, 其中乘法器和带通滤波器组成了混频器。

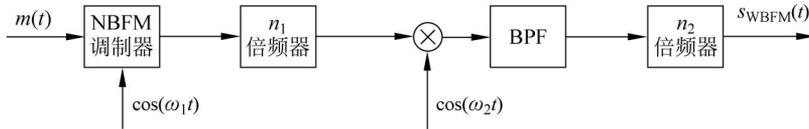


图 5-29 阿姆斯特朗间接法

阿姆斯特朗间接法的优点是频率稳定度好, 缺点是需要多次倍频和混频, 因此电路较复杂。

5.3.5 调频信号的解调

调频信号的解调可分为相干解调和非相干解调。

相干解调仅适用于 NBFM 信号, 而非相干解调对 NBFM 信号和 WBFM 信号均适用。

1. 非相干解调

调频信号的一般表达式为

$$s_{\text{FM}}(t) = A \cos \left[\omega_c t + K_{\text{FM}} \int m(t) dt \right] \quad (5-92)$$

则解调器的输出应为

$$s_o(t) \propto K_{\text{FM}} m(t) \quad (5-93)$$

由式(5-93)可知, 调频信号的解调是要产生一个与输入调频信号的频率呈线性关系的输出电压, 完成这种频率与电压转换关系的器件是频率检波器, 简称鉴频器。采用具有线性频率-电压转换特性的鉴频器, 可对调频信号进行直接解调。

图 5-30(a)和(b)分别给出了理想鉴频器特性和鉴频器组成的方框图, 理想鉴频器由微分器和包络检波器级联。

微分器的输出表达式为

$$s_d(t) = -A [\omega_c + K_{\text{FM}} m(t)] \sin \left[\omega_c t + K_{\text{FM}} \int m(t) dt \right] \quad (5-94)$$

式(5-94)为一个调制信号, 其幅度表达式为

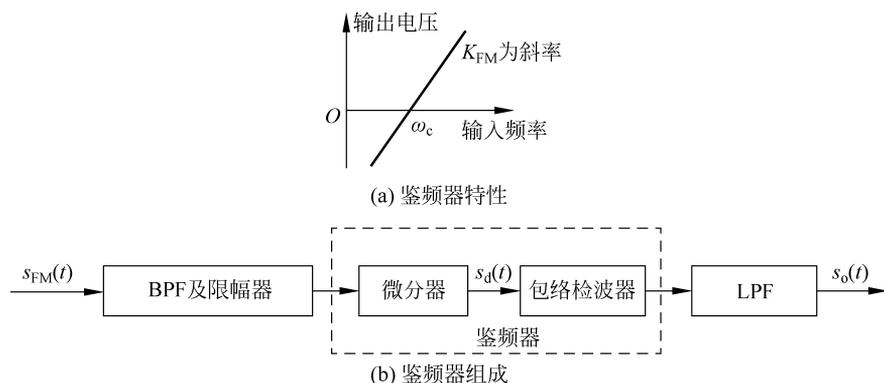


图 5-30 鉴频器特性及组成

$$y(t) = A[\omega_c + K_{FM}m(t)] \quad (5-95)$$

载波的频率为

$$\omega(t) = \omega_c t + K_{FM} \int m(t) dt \quad (5-96)$$

若 $K_{FM}(t) \ll \omega_c$, 则 $y(t) = A[\omega_c + K_{FM}m(t)]$ 可近似地看作包络为 $y(t)$ 的常规调制信号。用包络检波器检出包络, 并滤去直流, 再经低通滤波后即得解调输出的表达式为

$$s_o(t) = K_d K_{FM} m(t) \quad (5-97)$$

式中, K_d 为鉴频器灵敏度, 单位为 $V/(\text{rad/s})$ 。式(5-97)表明鉴频器完全可以恢复出所需要的消息信号 $m(t)$ 。

上述解调过程是先用微分器将幅度恒定的调频波变成调幅调频波, 再用包络检波器从幅度变化中检出调制信号, 此解调方法又称为包络检波。

包络检波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也有反应, 须在微分器前加一个限幅器和带通滤波器以便将调频波在传输过程中引起的幅度变化部分削去, 变成固定幅度的调频波, 带通滤波器让调频信号顺利通过, 而滤除带外噪声及高次谐波分量。

2. 相干解调

相干解调属于线性调制, 而 NBFM 信号可分解成同相分量与正交分量之和, 可以采用线性调制中的相干解调法来进行解调, 相干解调仅适用于 NBFM 信号, 如图 5-31 所示。

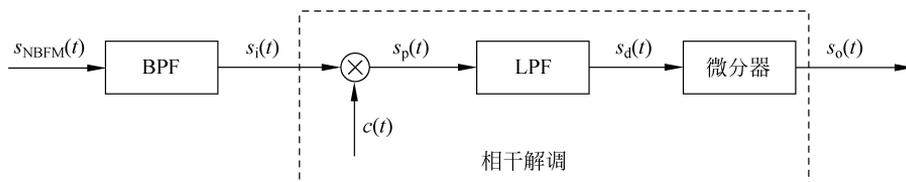


图 5-31 NBFM 信号的相干解调

设 NBFM 信号为

$$s_{\text{NBFM}}(t) = A \cos(\omega_c t) - A \left[K_{FM} \int m(t) dt \right] \sin(\omega_c t)$$

并设相干载波 $c(t) = -\sin(\omega_c t)$, 则乘法器输出的表达式为

$$\begin{aligned}
 s_p(t) &= - \left\{ A \cos(\omega_c t) - A \left[K_{\text{FM}} \int m(t) dt \right] \sin(\omega_c t) \right\} \sin(\omega_c t) \\
 &= - \frac{A}{2} \sin(2\omega_c t) + \left[\frac{AK_{\text{FM}}}{2} \int m(t) dt \right] (1 - \cos(2\omega_c t)) \quad (5-98)
 \end{aligned}$$

经低通滤波器取出的低频分量的表达式为

$$s_d(t) = \frac{AK_{\text{FM}}}{2} \int m(t) dt \quad (5-99)$$

再经微分器后即得解调输出的表达式为

$$s_o(t) = \frac{AK_{\text{FM}}}{2} m(t) \quad (5-100)$$

因此,相干解调可以恢复原调制信号。对于角度调制的相干解调,严格要求本地载波与调制载波同步,否则将使解调信号失真。

5.3.6 调频系统的抗噪声性能

FM 系统的主要解调方式是非相干解调,因为相干解调仅适用于 NBFM 信号,且需同步信号;而非相干解调适用于 NBFM 和 WBFM 信号,不需同步信号。

下面主要讨论 FM 非相干解调系统的抗噪声性能,其分析模型如图 5-32 所示。

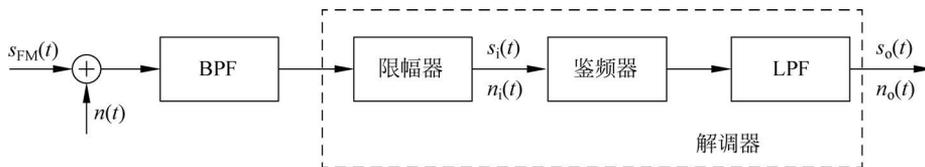


图 5-32 FM 系统抗噪声性能分析模型

分析模型中的限幅器用于消除接收信号在幅度上可能出现的畸变,带通滤波器的作用是抑制信号带宽以外的噪声, $n(t)$ 是均值为零、单边功率谱密度为 n_0 的高斯白噪声,经过带通滤波器变为窄带高斯噪声。调频系统抗噪声性能的分析模型与线性调制系统相似。

1. 解调器输入信噪比

设输入 FM 信号的表达式为

$$s_{\text{FM}}(t) = A \cos \left[\omega_c t + K_{\text{FM}} \int m(t) dt \right] \quad (5-101)$$

输入信号的平均功率表达式为

$$S_i = \frac{A^2}{2} \quad (5-102)$$

FM 信号与带通滤波器的带宽 B_{FM} 相同,鉴频器输入噪声平均功率表达式为

$$N_i = n_0 B_{\text{FM}} \quad (5-103)$$

输入信噪比表达式为

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{A^2}{2n_0 B_{\text{FM}}} \quad (5-104)$$

2. 解调器输出信噪比和信噪比增益

鉴频器的非线性作用使得无法分别分析信号与噪声输出。计算输出信噪比时,与 AM

包络检波一样,需要考虑大信噪比和小信噪比两种极端情况。

1) 大信噪比情况

当解调器输入信噪比足够大时,信号与噪声的相互作用可以忽略,可以把信号和噪声分开计算,经过分析,可得解调器的输出信噪比表达为

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{3A^2 K_f^2 \overline{m^2(t)}}{8\pi^2 n_0 f_m^2} K_f f_m \quad (5-105)$$

式中, A 为载波的幅度, K_f 为调频器灵敏度, f_m 为调制信号 $m(t)$ 最高频率, n_0 为噪声的单边功率谱密度。

假设调制信号(消息信号) $m(t)$ 为单频余弦波 $m(t) = \cos(\omega_m t)$, 则相应产生的 FM 信号表达式为

$$s_{\text{FM}}(t) = A \cos[\omega_c t + m_f \sin(\omega_m t)] \quad (5-106)$$

式中, 调频指数为

$$m_f = \frac{K_f}{\omega_m} = \frac{\Delta\omega}{\omega_m} = \frac{\Delta f}{f_m} \quad (5-107)$$

将这些关系式代入式(5-105)中, 可得

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{3}{2} m_f^2 \frac{A^2}{n_0 f_m} \quad (5-108)$$

因此, 可得解调器的信噪比增益表达式为

$$G_{\text{FM}} = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} = \frac{3}{2} m_f^2 \frac{B_{\text{FM}}}{f_m} \quad (5-109)$$

考虑在 WBFM 时, 信号带宽的表达式为

$$B_{\text{FM}} = 2(m_f + 1)f_m = 2(\Delta f + f_m) \quad (5-110)$$

因此, 式(5-109)还可以写成

$$G_{\text{FM}} = 3m_f^2(m_f + 1) \quad (5-111)$$

对于 WBFM, 即 $m_f \gg 1$ 时, 有近似式为

$$G_{\text{FM}} \approx 3m_f^3 \quad (5-112)$$

综上所述, 在大信噪比情况下, m_f 越大, G_{FM} 越大, B_{FM} 也越宽。FM 系统可以通过增加传输带宽来改善抗噪声性能。带宽与信噪比的互换特性是十分有益的。

但 FM 系统以带宽换取输出信噪比的改善并不是无止境的。带宽增加会使输入噪声功率增大, 输入信噪比下降, 从而出现门限效应, 解调器无法正常工作。

实际中, 常采用预加重和去加重措施来提高 FM 系统的输出信噪比。

2) 小信噪比情况

当输入信噪比 (S_i/N_i) 低于门限值时, 鉴频器也会出现门限效应。门限效应是所有非相干解调器都存在的一种特性。无论是 AM 的包络检波器, 还是 FM 的鉴频器都存在门限效应。

门限效应是指随输入信噪比降低, 输出信噪比急剧下降的一种效应。门限值是指出现门限效应时所对应的输入信噪比, 记为 $(S_i/N_i)_b$ 。

图 5-33 表示单频调制信号在调制指数 β_{FM} 分别为 20、10、7、4、3 和 2 时, 调频解调器的输出信噪比与输入信噪比的近似关系曲线。

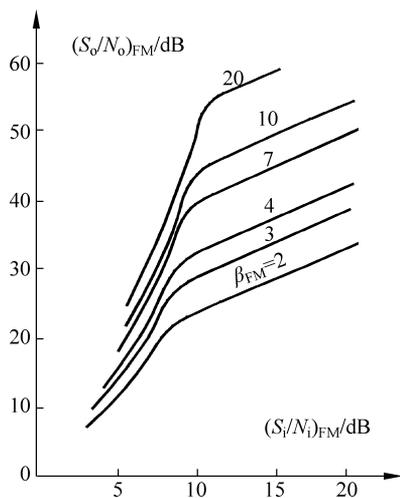


图 5-33 非相干解调门限效应

从图 5-33 可以看出,门限值与调制指数有关:

- (1) β_{FM} 越大,门限值越高;
- (2) 不同 β_{FM} 时,门限值的变化不大,在 8~11dB 内变化,一般认为门限值为 10dB 左右;
- (3) 在门限值以上时, $(S_o/N_o)_{FM}$ 与 $(S_i/N_i)_{FM}$ 呈线性关系,且 β_{FM} 越大,输出信噪比的改善越明显;
- (4) 门限值之下, β_{FM} 越大, $(S_o/N_o)_{FM}$ 下降越快。

门限效应是 FM 系统存在的一个实际问题,提高通信系统的有效措施之一就是降低门限值。

降低门限值(也称门限扩展)的方法有很多,可以采用锁相环解调器和负反馈解调器,还可以采用“预加重”和“去加重”技术来进一步改善调频解调器的输出信噪比,相当于改善了门限。

5.4 模拟调制系统的性能比较

1. 各种模拟调制方式

综合上述分析,各种模拟调制方式的性能和应用如表 5-1 所示。包括传输带宽 B 、调制信噪比增益 G 、输出信噪比 S_o/N_o 、设备复杂程度和主要应用。表中的 S_o/N_o 是在相同的解调器输入信号功率 S_i 、相同噪声功率谱密度 $n_0/2$ 、相同基带信号带宽 f_m 的条件下得出的,调制信号为单音正弦,AM 为 100% 调制。

表 5-1 各种模拟调制方式的性能和应用

调制方式	信号带宽 B	制度增益 G	S_o/N_o	设备复杂度	主要应用
DSB	$2f_m$	2	$\frac{S_i}{n_0 f_m}$	中等	点对点的专用通信,低带宽信号多路复用系统
SSB	f_m	1	$\frac{S_i}{n_0 f_m}$	较高	短波无线电通信,电话音频分多路通信
VSB	略大于 f_m	近似 SSB	近似 SSB	较高	数据传输;商用电视广播
AM	$2f_m$	$\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3} \frac{S_i}{n_0 f_m}$	最低	中短波无线电广播
FM	$2(m_f+1)f_m$	$3m_f^2(m_f+1)$	$\frac{3}{2} m_f^2 \frac{S_i}{n_0 f_m}$	中等	微波中继、超短波小功率电台(窄带);卫星通信、调频立体声广播(宽带)

2. 各种模拟调制方式的性能

1) 抗噪声性能

WBFM 抗噪声性能最好,DSB、SSB、VSB 调制的抗噪声性能次之,AM 抗噪声性能最差。

2) 频带利用率

SSB 调制占用的带宽最窄,其频带利用率最高;而 FM 占用的带宽随调频指数的增大而增大,其频带利用率最低。

3. 各种模拟调制方式的特点与应用

AM 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,主要用于中波和短波调幅广播。

DSB 调制的优点是功率利用率高,带宽与 AM 相同,设备较复杂,应用较少,一般用于点对点专用通信。

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,而带宽只有 AM 的一半。缺点是发送和接收设备都复杂。SSB 调制常用于频分多路复用系统中。

VSB 调制的抗噪声性能和频带利用率与 SSB 调制相当,在电视广播和数传等系统中广泛应用。

FM 的抗干扰能力强,广泛应用于长距离高质量的通信系统中。缺点是频带利用率低,存在门限效应。

5.5 频分复用

复用是指利用一条信道同时传输多路独立信号,多路独立信号互不干扰,提高信道的利用率。

按复用方式不同,分为频分复用(frequency division multiplexing, FDM)和时分复用(time division multiplexing, TDM)。

5.5.1 频分复用基本原理

FDM 是按频率区分各路信号的方式,将信道的带宽分成多个互不重叠的小频带(子通道),每路信号占据其中一个子通道,在接收端用滤波器将多路信号分开,分别进行解调和终端处理。

图 5-34 为 FDM 系统的原理框图。图中设有 n 路基带信号,为了限制已调信号的带宽,在发送端和接收端各自要完成相应的工作。

发送端(复接器中)完成 4 方面的工作:

- (1) 让各路消息信号通过低通滤波器,以限制其最高频率;
- (2) 将各路消息信号调制到不同频率的载波(副载波)上,实现频谱搬移;
- (3) 将带通滤波器的各路已调信号的频带限制在规定范围内(相应的子通道内);
- (4) 将各路已调信号相加成 FDM 信号后送入信道传输。

接收端(分路器中)完成 4 方面的工作:

- (1) 用中心频率不同的带通滤波器将各路已调信号分开;
- (2) 将各路信号由各自的解调器进行解调;
- (3) 通过低通滤波器滤波;

(4) 恢复出相应的消息信号。

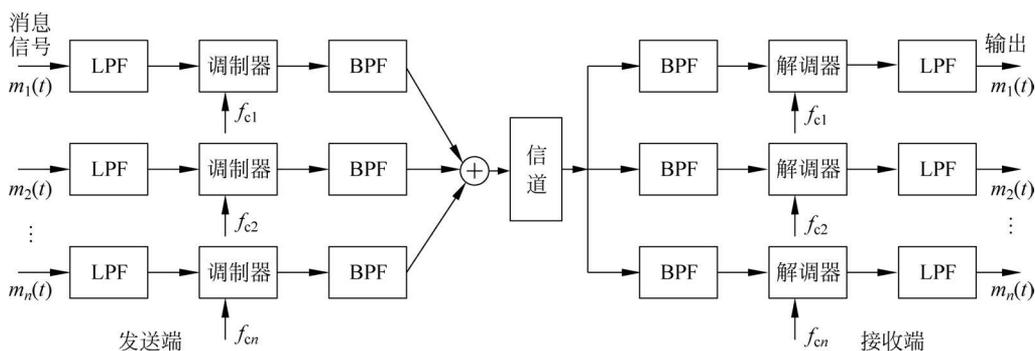


图 5-34 FDM 系统原理框图

图中载波频率 $f_{c1}, f_{c2}, \dots, f_{cn}$ 应该合理选择, 以使各路已调信号频谱之间留有一定的防护频带, 防止相邻信号之间产生干扰。

5.5.2 频分复用优缺点及应用

1. FDM 的优缺点

FDM 的优点是信道利用率高、复用的路数多、技术成熟。

FDM 的缺点是设备复杂, 在复用和传输, 调制和解调等过程中会不同程度地引入非线性失真, 从而产生各路信号互相干扰。

FDM 在模拟通信和数字通信中被广泛地应用。

2. FDM 的应用

FDM 最典型的应用就是传统的多路载波电话系统。

多路载波电话系统是指采用 FDM 在一对传输线上同时传输多路模拟电话的通信系统。

在载波电话系统中, 为了节省传输频带, 该系统采用 SSB 调制方式, 12 路电话复用成一个基本群信号, 称为基群; 5 个基群复用为一个超群, 共 60 路电话; 10 个超群复用为一个主群, 共 600 路电话; 在信道带宽允许的情况下还可将多个主群进行复用, 组成巨群等。

图 5-35 给出了基群的频谱结构示意图。该电话基群由 12 个下边带信号组成, 占用 60~108kHz 的频率范围, 其中每路取 4kHz 作为标准带宽。复用所有载波都由一个振荡器合成, 起始频率 64kHz, 载波之间的频率间隔为 4kHz, 各载波频率的计算表达式为

$$f_n = 64 + 4(12 - n) \text{ kHz} \quad (5-113)$$

式中, f_n 是第 n 路信号的载波频率, $n = 1 \sim 12$ 。

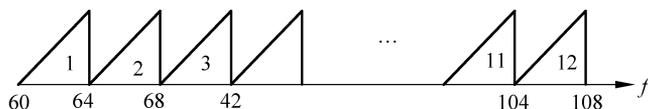


图 5-35 12 路电话基群的频谱结构示意图

FDM 除了应用于多路载波电话系统外, 还用于如立体声调频广播、电视广播系统和微波中继系统等, 应用广泛。

目前, 有线载波电话已基本被数字电话(采用 TDM 技术)取代。

思考与练习

5-1 调制就是把所要传输的信息搭载在载波上的过程,换言之,就是使载波的某个参数()、频率、()随着消息信号的规律而变化。

5-2 载波是一种高频周期信号,它本身不含任何有用信息。经过调制的载波称为(),它含有消息信号的全部特征。

5-3 在接收端,需要从已调信号中还原消息信号,这一过程称为()或(),它是调制的逆过程。

5-4 幅度调制过程中所涉及的 3 种信号为消息信号、载波和()。

5-5 比较 AM、DSB、SSB、FM 的有效性,从优到劣的顺序为()。

5-6 比较 AM、DSB、SSB、FM 的可靠性,从优到劣的顺序为()。

5-7 若用模拟消息信号分别控制载波的幅度、频率和相位,则相应产生模拟已调信号:如()、频率调制(FM)和相位调制(PM)。

5-8 若用数字消息信号分别控制载波的幅度、频率和相位,则相应产生数字已调信号:如幅移键控(ASK)、频移键控(FSK)和()。

5-9 AM 是()的简称。这种调制方式广泛应用于中波调幅广播。

5-10 解调(也称检波)是()的逆过程,其作用是从接收的已调信号 $S_m(t)$ 中恢复出基带信号 $m(t)$ 。

5-11 解调的方法可分为两类:相干解调和()。

5-12 相干解调也叫()。由乘法器和低通滤波器(LPF)组成,适用于 AM、DSB、SSB、()信号的解调。

5-13 包络检波器通常由()和低通滤波器组成。

5-14 若已调信号的频谱仅是基带信号频谱的简单搬移,即在调制过程中频谱结构没有发生变化,只是频谱位置平移了,则称为()。

5-15 信号的平均功率可由信号的()求出。

5-16 产生 SSB 信号的方法通常有()和相移法。

5-17 角度调制与线性调制不同,已调信号频谱不再是原调制信号频谱的线性搬移,而是频谱线性变换,会产生与频谱搬移不同的新的频率成分,故又称为()。

5-18 正弦载波有 3 个基本参量:幅度、频率和()。

5-19 消息信号不仅可以“放到”载波的幅度上,还可以“放到”载波的频率或相位上,分别称为频率调制(FM)和相位调制(PM),简称调频和调相,统称()。

5-20 PM 与 FM 之间存在内在联系,即微积分关系。若将消息信号 $m(t)$ 微分后,再对载波进行调频,则可得();若将消息信号 $m(t)$ 积分后,再对载波进行调相,则可得()。

5-21 FM 产生调频信号的方法通常有两种:直接法和()。

5-22 FDM 的优点是信道()、复用的路数多、技术成熟。

5-23 简述线性调制与非线性调制的异同。

5-24 画图说明频分复用的原理。

5-25 画图说明 AM 信号的产生。

5-26 画图说明 AM 信号的解调原理。