

3

模拟调制系统

3.1 引言

在通信系统中,信源输出的是由原始消息直接变换成的电信号,即消息信号。这种信号一般具有从零频开始的较宽的频谱,而且在频谱的低端分布较大的能量,所以称为基带信号,不宜直接在信道中传输。将消息信号对频率较高的载波进行调制,才能使信号的频谱搬移到适合信道的频率范围内进行传输。在通信系统的接收端对已调信号进行解调,恢复出原来的消息。

对不同的信道,考虑经济技术等因素,可以采用不同的调制方式。根据基带信号是模拟信号还是数字信号,相应的调制方式有模拟调制和数字调制。基带信号的作用是对载波进行调制,所以基带信号又称为调制信号,而已调信号则称为 $\times\times$ 调制信号, $\times\times$ 指的是调制方式。在模拟通信中通常称基带信号为调制信号,在数字通信中则分别称为数字基带信号和数字调制信号。由于模拟调制的理论和技术是数字调制的基础,而且相当数量的模拟通信设备还在使用当中,所以第3章首先讨论模拟调制的原理,第6章和第7章再讨论数字调制的原理。

以模拟信号为调制信号,对连续的正(余)弦载波进行调制,亦即载波的参数随着调制信号而变化,这种调制方式称为模拟调制。根据载波参数的不同,分为幅度调制和角度调制。设调制信号为 $f(t)$,载波信号为

$$c(t) = A \cos(\omega_c t + \theta_0)$$

式中, A 为载波的幅度; ω_c 为载波的角频率; θ_0 为载波的初相位。载波经模拟信号调制后的数学表示式为

$$s(t) = A(t) \cos[\omega_c t + \varphi(t) + \theta_0]$$

式中, $A(t)$ 为载波瞬时幅度; $\varphi(t)$ 为载波的相位偏移。如果 $\varphi(t)$ 为常数, $A(t)$ 随 $f(t)$ 成比例变化,则称为幅度调制,简称调幅。如果 $A(t)$ 为常数, $\varphi(t)$ 或 $\varphi(t)$ 的导数随 $f(t)$ 成比例变化,则称为角度调制,前者称为相位调制,后者称为频率调制。

本章讨论模拟调制中的线性调制系统和非线性调制系统。在线性调制中有常规调幅(AM)、双边带(DSB)调制、单边带(SSB)调制和残留边带(VSB)调制。在非线性调制中有调频(FM)和调相(PM)。讨论的主要内容包括:各种已调制信号的时域和频域表达式,调制和解调的原理及方法,系统的抗噪声性能,各种调制的性能比较。

3.2 模拟线性调制系统

3.2.1 常规调幅

1. 信号的表达和产生

设调制信号为 $f(t)$,其平均值 $\overline{f(t)} = 0$ 。 $f(t)$ 叠加直流 A_0 后对载波的幅度进行调

制,就形成了常规调幅信号,也称为标准调幅信号或完全调幅信号,其时间波形表达式为

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

式中, ω_c 为载波信号的角频率; θ_c 为载波信号的起始相位。由式(3-1)画出的时间波形如图 3-1 所示。

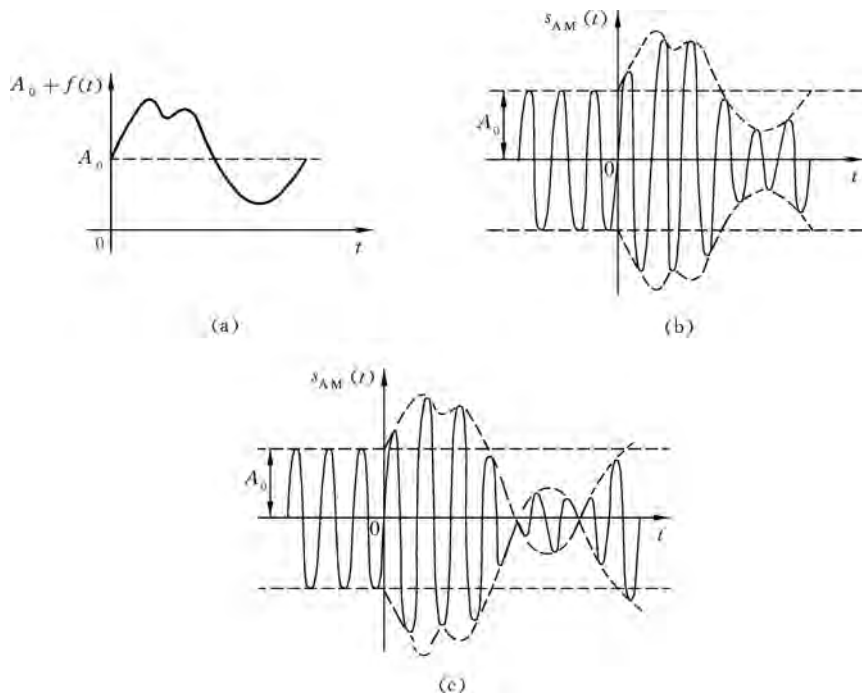


图 3-1 常规调幅波形

由时间波形可知,当满足条件 $A_0 \geq |f(t)|_{\max}$ 时,已调信号的包络与调制信号成正比,如图 3-1(b)所示,所以用包络检波的方法很容易恢复出原始的调制信号。如果以上条件得不到满足,就会出现过调幅现象,如图 3-1(c)所示。这时如果还用包络检波的方法进行解调,其结果就会失真。可见, A_0 与 $f(t)$ 之间的关系是常规调幅信号的重要特征。

设调制信号为单频余弦函数,即

$$f(t) = A_m \cos(\omega_m t + \theta_m) \quad (3-2)$$

则调幅信号为

$$\begin{aligned} s_{AM}(t) &= [A_0 + A_m \cos(\omega_m t + \theta_m)]\cos(\omega_c t + \theta_c) \\ &= A_0 [1 + \beta_{AM} \cos(\omega_m t + \theta_m)]\cos(\omega_c t + \theta_c) \end{aligned} \quad (3-3)$$

式中, $\beta_{AM} = A_m/A_0$,该比值称为调幅指数,用百分比表示时,称为调制度。 β_{AM} 取值共有小于 1、等于 1 和大于 1 三种可能,分别对应于正常调幅、满调幅和过调幅三种情况。在实际的系统中,通常取 β_{AM} 为 30%~60%,这是因为器件的线性范围有限。若 $f(t)$ 为一般信号,取调幅指数 $\beta_{AM} = |f(t)|_{\max}/A_0$ 。

由式(3-3)可进一步讨论常规调幅信号的频域特性。为简单起见,令载波的初相位

$\theta_c=0$, 则调幅信号的时域表达式为

$$\begin{aligned}s_{AM}(t) &= [A_0 + f(t)]\cos\omega_c t \\ &= A_0\cos\omega_c t + f(t)\cos\omega_c t\end{aligned}\quad (3-4)$$

已知 $f(t)$ 的频谱为 $F(\omega)$, 可写出以下傅里叶变换对:

$$\begin{aligned}f(t) &\leftrightarrow F(\omega) \\ A_0\cos\omega_c t &\leftrightarrow \pi A_0[\delta(\omega - \omega_c) + \delta(\omega + \omega_c)] \\ f(t)\cos\omega_c t &\leftrightarrow \frac{1}{2}[F(\omega - \omega_c) + F(\omega + \omega_c)]\end{aligned}$$

所以 $s_{AM}(t)$ 的频域表达式为

$$S_{AM}(\omega) = \pi A_0[\delta(\omega - \omega_c) + \delta(\omega + \omega_c)] + \frac{1}{2}[F(\omega - \omega_c) + F(\omega + \omega_c)] \quad (3-5)$$

调制前后的频谱如图 3-2 所示。由频谱图可知, 已调信号的频谱与基带信号的频谱在形状上是完全一样的, 只是位置进行了搬移。在载频 $\pm\omega_c$ 处有冲激函数, 说明频谱中有载波分量。在 $\pm\omega_c$ 两侧有两个边带, 在外侧的边带称为上边带, 在内侧的边带称为下边带。常规调幅信号是双边带的信号, 已调信号的带宽是基带信号最高频率 f_H 的 2 倍。通常将基带信号的带宽 W 取作 f_H , 这样常规调幅信号的带宽是基带信号带宽的 2 倍, 即 $B_{AM}=2W$ 。

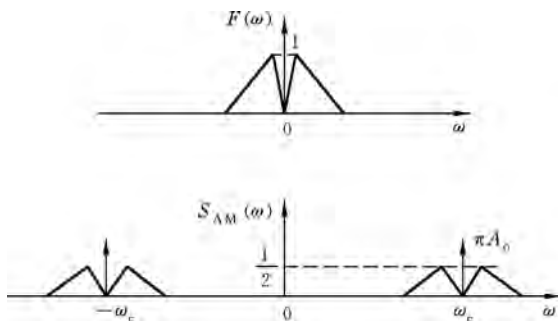


图 3-2 常规调幅信号的频谱

在式(3-1)中 A_0 称为直流分量, 在式(3-4)中 A_0 称为载波幅度, 前者强调的是调制信号的组成, 而后者强调的是已调信号的组成。

调幅信号的平均功率可由信号的均方值求出。将调幅信号的时间表达式平方后求均值, 便可求出信号在 1Ω 电阻上的平均功率 P_{AM} , 即

$$\begin{aligned}P_{AM} &= \overline{s_{AM}^2(t)} \\ &= \overline{[A_0 + f(t)]^2 \cos^2\omega_c t} \\ &= \overline{A_0^2 \cos^2\omega_c t + f^2(t) \cos^2\omega_c t + 2A_0 f(t) \cos^2\omega_c t}\end{aligned}$$

通常假设调制信号没有直流分量, 即 $\overline{f(t)}=0$, 再由

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

$$\overline{\cos 2\omega_c t} = 0$$

可得

$$P_{AM} = \frac{A_0^2}{2} + \frac{\overline{f^2(t)}}{2} = P_c + P_f \quad (3-6)$$

式中, $P_c = A_0^2/2$, 为载波功率; $P_f = \overline{f^2(t)}/2$, 为边带功率。

由式(3-6)可知, 常规调幅信号的功率由载波功率 P_c 和边带功率 P_f 两部分组成, 其中只有边带功率才与调制信号有关, 载波分量并不携带信息, 所以边带功率为有用功率。定义边带功率与总功率之比为调制效率 η_{AM} , 即

$$\begin{aligned} \eta_{AM} &= \frac{P_f}{P_{AM}} = \frac{P_f}{P_c + P_f} \\ &= \frac{\frac{1}{2}\overline{f^2(t)}}{\frac{1}{2}A_0^2 + \frac{1}{2}\overline{f^2(t)}} = \frac{\overline{f^2(t)}}{A_0^2 + \overline{f^2(t)}} \end{aligned} \quad (3-7)$$

为了计算 η_{AM} , 必须知道 $f(t)$ 的具体形式和 A_0 的数值。当 $f(t)$ 为式(3-2)所示的单频余弦时, $\overline{f^2(t)} = A_m^2/2$, 代入式(3-7), 得

$$\eta_{AM} = \frac{\frac{1}{2}A_m^2}{A_0^2 + \frac{1}{2}A_m^2} = \frac{A_m^2}{2A_0^2 + A_m^2} = \frac{\beta_{AM}^2}{2 + \beta_{AM}^2} \quad (3-8)$$

在满调幅的临界状态下, $\beta_{AM} = 1$, 这时调制效率 η_{AM} 的最大值为 $1/3$ 。由此可知, 常规调幅信号的调制效率很低, 这是因为载波分量不携带信息却占据了大部分功率。从传输信息的角度来说, 载波分量的功率是毫无意义的。

常规调幅的优点是接收机的结构简单, 价格便宜。在无线电广播中的中波和短波广播均使用这种制式。

例 3-1 已知一个 AM 广播电台输出功率是 50kW , 采用单频余弦信号进行调制, 调制指数为 0.707 。



(1) 试计算调制效率和载波功率;

(2) 如果天线用 50Ω 的电阻负载表示, 求载波信号的峰值幅度。

解 (1) 根据式(3-8)可得调制效率 η_{AM} 为

$$\eta_{AM} = \frac{\beta_{AM}^2}{2 + \beta_{AM}^2} = \frac{0.707^2}{2 + 0.707^2} = \frac{1}{5}$$

调制效率 η_{AM} 与载波功率 P_c 的关系为

$$\eta_{AM} = \frac{P_f}{P_c + P_f} = \frac{P_f}{P_{AM}}$$

载波功率为

$$P_c = P_{AM} - P_f = P_{AM}(1 - \eta_{AM}) = 50 \times \left(1 - \frac{1}{5}\right) = 40(\text{kW})$$

(2) 载波功率 P_c 与载波峰值 A 的关系为

$$P_c = \frac{A^2}{2R}$$

所以

$$A = \sqrt{2P_c R} = \sqrt{2 \times 40 \times 10^3 \times 50} = 2000(\text{V})$$

由时域表达式(3-4)可知,常规调幅是调制信号叠加直流分量后与载波相乘,数学模型如图 3-3 所示。

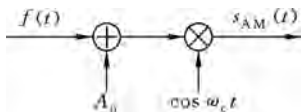


图 3-3 常规调幅调制模型

2. 解调

常规调幅信号一般采用非相干解调。解调器有包络检波器、平方律检波器等。最常见和最容易实现的非相干解调器是包络检波器,它广泛用于调幅广播的收音机中。包络检波器的原理图及其输入、输出的波形如图 3-4 所示。检波器由二极管、电阻和电容滤波器组成。为使包络检波器工作在最佳状态, RC 较好的取值范围是

$$f_m \ll \frac{1}{RC} \ll f_c \quad (3-9)$$

式中, f_m 是调制信号的最高频率; f_c 是载波的频率。在满足式(3-9)的条件下,检波器的输出近似为

$$s_d(t) \approx A_0 + f(t) \quad (3-10)$$

检波后的信号还要经过低通滤波器,滤除直流和其他高频分量,最终得到调制信号 $f(t)$ 。

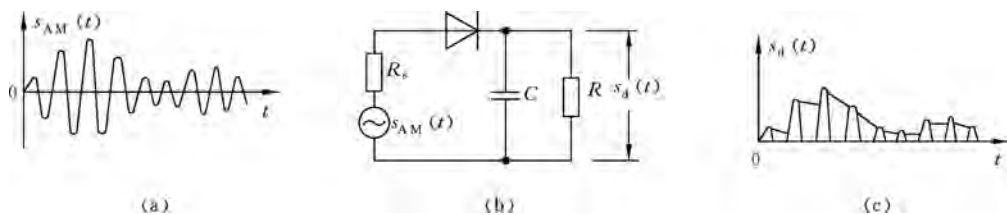


图 3-4 调幅信号的包络检波

包络检波器一般只适用含有载波分量的常规调幅信号。从恢复消息的角度来看,载波分量无关紧要。但正是因为有了载波分量,在解调时才可以采用包络检波,使解调电路很简单,而且解调后的信号幅度比相干解调的幅度大一倍。从这个意义上来说,常规调幅信号的包络检波也为其他幅度调制信号的非相干解调提供了依据,即借助于载波分量,任何的幅度调制信号都可以实现非相干解调。为了简化载波分量的获取,可以在发送端发送幅度调制信号的同时发送一个独立的载波信号,有时也称为导频信号。

3.2.2 抑制载波双边带调幅

1. 信号的表达和产生

在常规调幅信号中,信息完全由边带传送。在消息信号 $f(t)$ 上不附加直流分量 A_0 , 直接用 $f(t)$ 调制载波的幅度,便可得到抑制载波的双边带调幅信号,简称双边带信号。双边带信号的时间波形表达式为

$$s_{\text{DSB}}(t) = f(t)\cos\omega_c(t) \quad (3-11)$$

相应的已调信号的频谱表达式为

$$S_{\text{DSB}}(\omega) = \frac{1}{2}F(\omega - \omega_c) + \frac{1}{2}F(\omega + \omega_c) \quad (3-12)$$

双边带信号的时间波形及频谱如图 3-5 和图 3-6 所示。由时间波形可知,双边带信号在 $f(t)$ 改变符号时恰好 $c(t)$ 也改变符号,这时载波就出现了反相点。已调信号的幅度包络与 $f(t)$ 不完全相同,说明它的包络不完全载有 $f(t)$ 的信息,因而不能采用简单的包络检波来恢复调制信号。

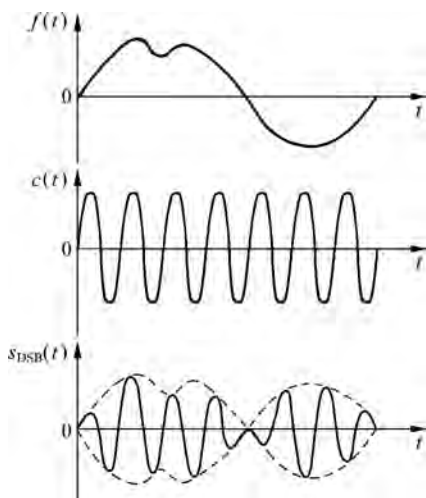


图 3-5 双边带信号的波形

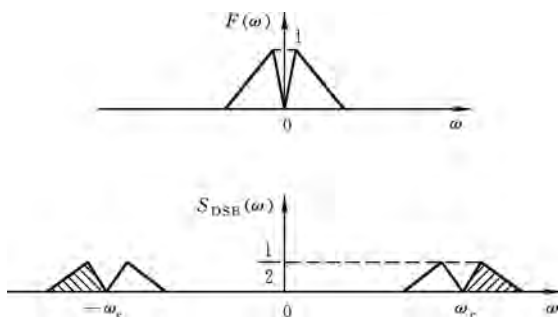


图 3-6 双边带信号的频谱

双边带信号的平均功率为已调信号的均方值,即

$$P_{\text{DSB}} = \overline{s_{\text{DSB}}^2(t)} = \overline{f^2(t)\cos^2\omega_c t} = \overline{f^2(t)}/2 \quad (3-13)$$

由于边带功率即是信号的全部功率,所以调制效率 $\eta_{\text{DSB}} = 1$ 。

抑制载波的双边带信号虽然节省了载波功率,但已调信号的频带宽度仍是调制信号带宽的 2 倍。由频谱图可知,双边带的上、下两个边带是完全对称的,它们都携带了调制信号的全部信息,所以完全可用一个边带来传输。这样,除了节省载波功率之外,还可节省一半传输频带,这就是单边带调制能解决的问题。

由时间波形表达式(3-11)可知,抑制载波双边带调幅的调制过程是调制信号与载波的相乘运算,数学模型如图 3-7 所示。

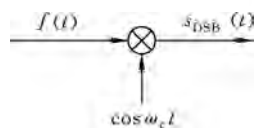


图 3-7 双边带调幅调制模型

产生双边带信号的过程,实际上是频率搬移的过程。用基波频率为 ω_c 的任何周期性信号 $c(t)$ 与调制信号 $f(t)$ 相乘,就可以产生双边带信号。

2. 解调

由双边带信号的频谱可知,如果将已调信号的频谱搬回到原点位置,就可得到原始的调制信号频谱,即恢复出原始信号。解调中的频谱搬移同样可用相乘运算来实现。已调信号乘上与调制载波完全相同的载波 $c_d(t)$,其表达式为

$$s_p(t) = s_{\text{DSB}}(t) \cdot \cos \omega_c t = f(t) \cdot \cos^2 \omega_c t = \frac{1}{2} f(t) + \frac{1}{2} f(t) \cos 2\omega_c t$$

经低通滤波器(LPF)滤除高频分量,得到

$$s_d(t) = \frac{1}{2} f(t) \quad (3-14)$$

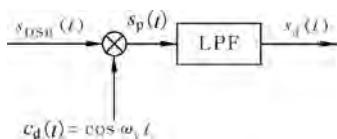


图 3-8 相干解调原理

解调时所使用的载波与调制载波同频同相,因此称为相干载波,相应的解调方式称为相干解调,原理框图如图 3-8 所示。

相干解调的关键是必须产生一个同频同相的载波,如果这个条件得不到保证,将会对原始信号的恢复产生

不利的影响。

解调与调制中的相乘运算完全相同,因而解调电路也可采用与调制电路一样的形式。

例 3-2 设本地载波信号与发送载波的频率误差和相位误差分别为 $\Delta\omega$ 和 $\Delta\theta$,试分析对解调结果的影响。

解 设本地载波信号为

$$c_1(t) = \cos(\omega_c t + \Delta\omega t + \Delta\theta)$$

与 DSB 信号相乘后为

$$\begin{aligned} s_{\text{DSB}}(t) \cdot c_1(t) &= f(t) \cos \omega_c t \cdot \cos(\omega_c t + \Delta\omega t + \Delta\theta) \\ &= \frac{1}{2} f(t) \cos(\Delta\omega t + \Delta\theta) + \frac{1}{2} f(t) \cos(2\omega_c t + \Delta\omega t + \Delta\theta) \end{aligned}$$

经 LPF 后得到

$$s_d(t) = \frac{1}{2} f(t) \cos(\Delta\omega t + \Delta\theta)$$

为讨论方便,分别设以下两种特殊情况。

(1) 设 $\Delta\omega = 0, \Delta\theta \neq 0$ 时,解调输出为

$$s_d(t) = \frac{1}{2} f(t) \cos(\Delta\theta)$$

(2) 设 $\Delta\omega \neq 0, \Delta\theta = 0$ 时, 解调输出为

$$s_d(t) = \frac{1}{2}f(t)\cos(\Delta\omega t)$$

上面的结果说明, 当两端的载波只有相位误差时, 由于 $\Delta\theta$ 是固定值, 解调后输出信号的幅度将受到衰减的影响, 但不会产生失真。衰减的程度取决于 $\Delta\theta$ 的大小。当 $\Delta\theta = \pm\pi/2$ 时, 输出信号为零。当 $\Delta\theta > \pi/2$ 时, 不仅输出信号的幅度受到衰减, 而且符号也要改变。不过对于模拟信号(例如话音和音乐等)来说, 符号的改变没有什么影响, 但是对于调制信号是数据信号的情况, 则要引起错误。

当两端的载波只有频率误差时, 解调输出仍为双边带调幅信号, 但该信号的载波角频率为 $\Delta\omega$, 因此输出信号明显产生失真。一般 $\Delta\omega$ 较小, 解调输出的信号受到时变的衰减。如果是话音信号, 解调输出听到的音量会有周期性变化的声音。通常 $\Delta\theta$ 和 $\Delta\omega$ 这两种误差都存在, 因此两种影响也都存在, 这样就在不同程度上影响了通信的质量。

3.2.3 单边带调制

由于双边带信号中的任一个边带都包含调制信号的全部信息, 因此就信息传输的目的而言, 只要传送其中的一个边带就足够了。这种只传送一个边带的通信方式称为单边带通信。相应地, 只产生一个边带的调制方式称为单边带调制。

1. 用滤波法形成单边带信号

产生单边带信号最直观的方法是让双边带信号通过一个单边带滤波器, 保留所需要的一个边带, 滤除不要的边带, 即可得到单边带信号。这种方法称为滤波法, 它是最简单的也是最常用的方法。

滤波法原理如图 3-9 所示, 图中 $H_{SSB}(\omega)$ 为单边带滤波器的传递函数。因为边带既可取上边带, 也可取下边带, 所以传递函数有两种形式。上边带滤波器和下边带滤波器的传递函数分别为

$$H_{SSB}(\omega) = H_{USB}(\omega) = \begin{cases} 1, & |\omega| > \omega_c \\ 0, & |\omega| \leq \omega_c \end{cases} \quad (3-15)$$

$$H_{SSB}(\omega) = H_{LSB}(\omega) = \begin{cases} 1, & |\omega| < \omega_c \\ 0, & |\omega| \geq \omega_c \end{cases} \quad (3-16)$$

式(3-15)所示的上边带滤波器的传递函数为理想高通滤波器的特性, 式(3-16)所示的下边带滤波器的传递函数为理想低通滤波器的特性。

由单边带信号的形成过程可写出单边带信号的频谱为

$$S_{SSB}(\omega) = S_{DSB}(\omega) \cdot H(\omega) \quad (3-17)$$

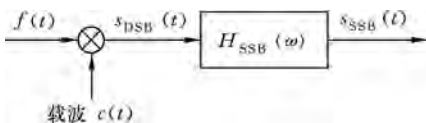


图 3-9 用滤波法形成单边带信号

此式仅表示出单边带信号和双边带信号之间的联系,并未反映出调制信号和已调信号之间的定量关系。滤波法的频谱变换关系如图 3-10 所示。

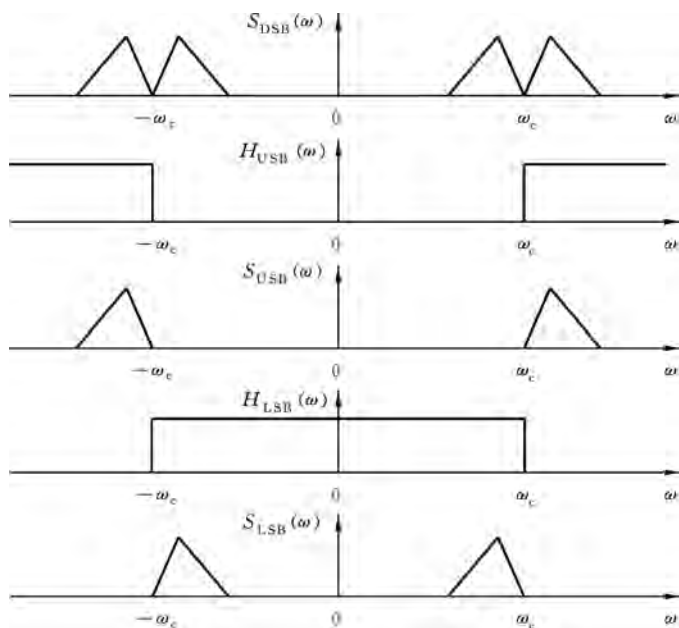


图 3-10 滤波法形成单边带信号的频谱变换

单边带滤波器从理论上来说应该有理想的低通或高通特性,但是理想的滤波特性是不可能实现的。实际的滤波器从通带到阻带总有一个过渡带 Δf ,这就要求双边带的上、下边带之间有一定的频率间隔 ΔB 。只有当 $\Delta f \leq \Delta B$ 时,滤波器方可实现。所以用滤波法产生单边带信号时,在上、下边带间隔 ΔB 已经确定的情况下,关键是滤波器能否实现。一般的调制信号都具有丰富的低频成分,经调制后得到的双边带信号的上、下边带之间的间隔很窄。例如,模拟电话信号的最低频率为 300Hz,经过双边带调制后,上、下边带之间的间隔仅有 600Hz,这个间隔应是单边带滤波器的过渡带。要求在这样窄的过渡带内阻带衰减上升到 40dB 以上,才能有效地抑制无用的一个边带。这就使滤波器的设计和制作很困难,有时甚至难以实现。

为此,在工程中往往采用多级频率搬移和多级滤波的方法,简称多级滤波法,其目的是人为扩大上下边带的间隔,达到扩大单边带滤波器过渡带的效果,使得滤波法得以工程实现。图 3-11(a)是一个二级滤波法的原理图, $f_{c2} > f_{c1}$ 。第一级单边带滤波器 $H_1(f)$ 滤出以 f_{c1} 为载频的上边带信号或下边带信号,以此单边带信号作为调制信号对频率为 f_{c2} 的载波进行双边带调制,再由第二级单边带滤波器 $H_2(f)$ 滤出以 f_{c2} 为载频的单边带信号。

设调制信号的最低频率为 f_L ,调制信号的频谱如图 3-11(b)所示,第一级和第二级滤波的频谱图如图 3-11(c)和(d)所示。由图可知,第一级调制后上、下边带的间隔 $\Delta B_1 = 2f_L$,第一级滤波后得到上边带信号。通常 $f_{c1} \gg f_L$,这样第二级调制后上、下边带

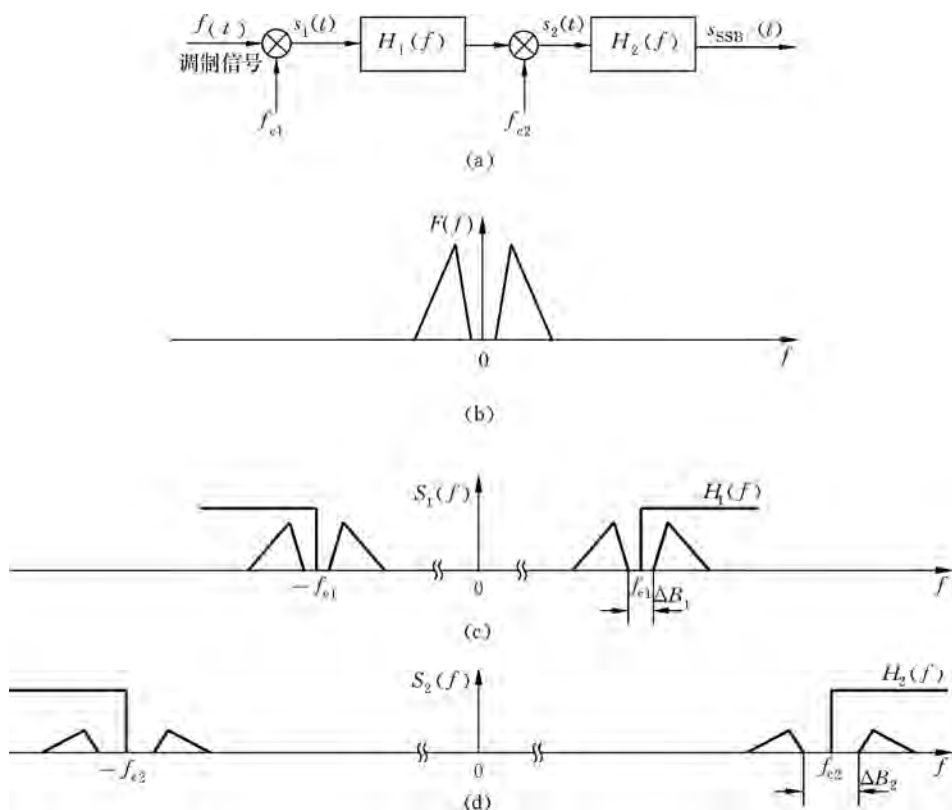


图 3-11 多级滤波法原理图及频谱图

的间隔为

$$\Delta B_2 = 2f_{c1} + 2f_L \approx 2f_{c1}$$

此时的频率间隔取决于载频 f_{c1} 。显然,与之前的 ΔB_1 相比, ΔB_2 得到了扩大,这可以降低滤波器的设计和制作难度,通常 f_{c2} 是指定的,合理地选择 f_{c1} 便可设计出合适的单边带信号调制器。

即使用多级滤波法加宽了边带间隔,也应要求调制信号的低频分量频率不能太低。如果调制信号的低频分量接近零频,则用滤波器来分割上、下边带极为困难。数据信号的低频分量极为丰富,如果仍采用滤波法进行调制,则必须先采用某种技术(如部分响应技术),在改变了信号的频谱结构后再进行调制。

2. 用相移法形成单边带信号

上面的滤波法是从频域的角度来考虑的,如果从时域的角度来分析呢?就是下面要讨论的相移法。相移法可以从单边带信号的时域表达式得到。为了分析方便,先以单频调制的情况为例,来了解相移法的原理。

1) 单频调制

设单频调制信号为



$$f(t) = A_m \cos \omega_m t$$

载波为

$$c(t) = \cos \omega_c t$$

双边带信号的时域表达式为

$$\begin{aligned} s_{\text{DSB}}(t) &= A_m \cos \omega_m t \cos \omega_c t \\ &= \frac{1}{2} A_m \cos(\omega_c + \omega_m)t + \frac{1}{2} A_m \cos(\omega_c - \omega_m)t \end{aligned}$$

保留上边带的单边带调制信号为

$$\begin{aligned} s_{\text{USB}}(t) &= \frac{1}{2} A_m \cos(\omega_c + \omega_m)t \\ &= \frac{A_m}{2} \cos \omega_m t \cos \omega_c t - \frac{A_m}{2} \sin \omega_m t \sin \omega_c t \end{aligned} \quad (3-18)$$

保留下边带的单边带调制信号为

$$s_{\text{LSB}}(t) = \frac{A_m}{2} \cos \omega_m t \cos \omega_c t + \frac{A_m}{2} \sin \omega_m t \sin \omega_c t \quad (3-19)$$

式(3-18)和式(3-19)中的第一项是调制信号与载波信号的乘积,称为同相分量;而第二项则是调制信号与载波信号分别相移 $-\pi/2$ 后的乘积,称为正交分量。由以上两个表达式可得到实现单边带调制的另一种方法,即相移法,如图3-12所示。上支路产生同相分量,下支路产生正交分量。两路信号相减时得到上边带信号,相加时则得到下边带信号。

由此不难理解,如果调制信号为确定的周期性信号,由于它可以分解成许多频率分量之和,因此只要求相移 I 是一个宽带相移网络,对每个频率分量都能相移 $-\pi/2$ 。这时,将输入调制信号由单频信号变为 $f(t)/2$,则图3-12所示的相移法同样适用。

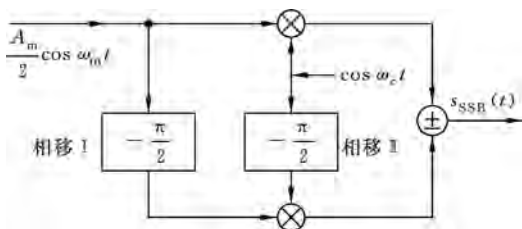


图 3-12 用相移法形成单边带信号

如果调制信号是一般的非周期性信号,是否可以用相移法形成单边带信号呢?同样,也要先求出一般情况下的单边带信号的时域表达式,这需要借助希尔伯特变换。为此首先简要介绍希尔伯特变换及其主要性质。

2) 希尔伯特变换

虽然实际信号都是时间的实函数即实信号,但在信号分析中,有时引入时间的复函数即复信号却会带来方便。在复信号中有一种信号为解析信号,解析信号在时域中的解析性与在频域中的因果性是等效的。由此可以证明,时域解析函数的实部与虚部之间存在着确定的关系。

设信号为 $f(t)$, 对应的解析信号为

$$z(t) = f(t) + j\hat{f}(t) \quad (3-20)$$

式中, $f(t)$ 为实部, $\hat{f}(t)$ 为虚部。 $z(t)$ 的傅里叶变换为

$$Z(\omega) = F(\omega) + j\hat{F}(\omega) \quad (3-21)$$

式中, $F(\omega)$ 和 $\hat{F}(\omega)$ 分别为 $f(t)$ 和 $\hat{f}(t)$ 的傅里叶变换。

为了满足频域的因果性, 应有

$$\hat{F}(\omega) = \begin{cases} -jF(\omega), & \omega > 0 \\ jF(\omega), & \omega < 0 \end{cases} \quad (3-22)$$

因此式(3-21)可记作

$$Z(\omega) = 2F(\omega)U(\omega) \quad (3-23)$$

由傅里叶变换理论可知, 频域相乘等效于时域卷积。单位阶跃函数 $U(\omega)$ 的傅里叶反变换为

$$\mathcal{F}^{-1}[U(\omega)] = \frac{1}{2}\delta(t) + \frac{j}{2\pi t}$$

式(3-23)的傅里叶反变换为

$$\begin{aligned} z(t) &= f(t) * \left[\delta(t) + \frac{j}{\pi t} \right] \\ &= f(t) + j \left[f(t) * \frac{1}{\pi t} \right] \\ &= f(t) + j \left[\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{f(\tau)}{t - \tau} d\tau \right] \end{aligned} \quad (3-24)$$

此式应与式(3-20)相对应, 即

$$\hat{f}(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{f(\tau)}{t - \tau} d\tau \quad (3-25)$$

同理可求得

$$f(t) = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\hat{f}(\tau)}{t - \tau} d\tau \quad (3-26)$$

由式(3-25)和式(3-26)可知, 时域解析函数的实部和虚部之间存在对应的确定关系。通常把这一对关系式称为希尔伯特变换对, 式(3-25)称为希尔伯特变换, 而式(3-26)称为希尔伯特反变换。

不难看出, 式(3-25)是时间域的卷积运算, 即

$$\hat{f}(t) = f(t) * \frac{1}{\pi t}$$

此式所表示的变换关系如图 3-13 所示, 图中 $f(t)$ 是激励函数, $1/\pi t$ 是网络的单位冲激响应, $\hat{f}(t)$ 是网络的输出响应。由于该网络能完成希尔伯特变换, 因此称为希尔伯特滤波器。

考虑到

$$\frac{1}{\pi t} \leftrightarrow -j \operatorname{sgn} \omega$$

因此希尔伯特滤波器的传递函数为

$$H_H(\omega) = -j \operatorname{sgn} \omega \quad (3-27)$$

其传递函数的模和相角特性分别示于图 3-14 中,说明希尔伯特滤波器是一个宽带移相全通网络,它能使每个正频率分量都相移 $-\pi/2$ 。

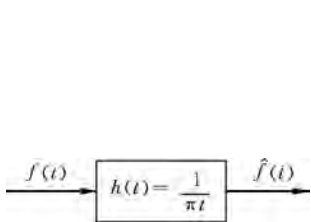


图 3-13 希尔伯特变换关系图

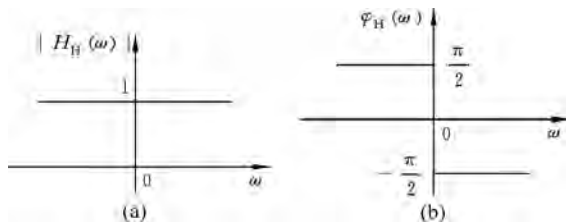


图 3-14 希尔伯特滤波器的传递函数

由以上分析可写出 $\hat{f}(t)$ 的频域表达式

$$\hat{F}(\omega) = F(\omega) H_H(\omega) = -j \operatorname{sgn} \omega F(\omega) \quad (3-28)$$

对于给定的信号,可求出相应的希尔伯特变换。在分析单边带信号时,表 3-1 列出的希尔伯特变换对是十分有用的。

表 3-1 希尔伯特变换对

序号	$m(t)$	$\hat{m}(t)$
1	$\cos \omega_c t$	$\sin \omega_c t$
2	$\sin \omega_c t$	$-\cos \omega_c t$
3	$f(t) \cos \omega_c t$	$f(t) \sin \omega_c t$
4	$f(t) \sin \omega_c t$	$-f(t) \cos \omega_c t$

3) 一般情况下的时域表达式

下面由滤波法得到的单边带信号的频域表达式,推导其时域表达式。

单边带信号的频域表达式为

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

频域相乘等效于时域卷积。若单边带滤波器的冲激响应为 $h_{\text{SSB}}(t)$,则单边带信号的时域表达式为

$$s_{\text{SSB}}(t) = s_{\text{DSB}}(t) * h_{\text{SSB}}(t) \quad (3-29)$$

上边带滤波器的传递函数 $H_{\text{USB}}(\omega)$ 和下边带滤波器的传递函数 $H_{\text{LSB}}(\omega)$ 分别如式(3-15)和式(3-16)所示,它们所对应的冲激响应分别为

$$h_{\text{USB}}(t) = \delta(t) - \frac{1}{\pi} \frac{\sin \omega_c t}{t} \quad (3-30)$$

$$h_{\text{LSB}}(t) = \frac{1}{\pi} \frac{\sin \omega_c t}{t} \quad (3-31)$$

以下边带调制为例,将式(3-31)代入式(3-29),得

$$\begin{aligned} s_{\text{LSB}}(t) &= s_{\text{DSB}}(t) * h_{\text{LSB}}(t) \\ &= [f(t) \cos \omega_c t] * \left[\frac{1}{\pi} \frac{\sin \omega_c t}{t} \right] \\ &= \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{f(\tau) \cos \omega_c \tau \sin(\omega_c t - \omega_c \tau)}{t - \tau} d\tau \\ &= \frac{1}{\pi} \sin \omega_c t \int_{-\infty}^{\infty} \frac{f(\tau) \cos \omega_c \tau \cos \omega_c \tau}{t - \tau} d\tau - \frac{1}{\pi} \cos \omega_c t \int_{-\infty}^{\infty} \frac{f(\tau) \cos \omega_c \tau \sin \omega_c \tau}{t - \tau} d\tau \\ &= \frac{1}{2} \sin \omega_c t \left[\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{f(\tau)}{t - \tau} d\tau \right] + \frac{1}{2} \sin \omega_c t \left[\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{f(\tau) \cos 2\omega_c \tau}{t - \tau} d\tau \right] - \\ &\quad \frac{1}{2} \cos \omega_c t \left[\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{f(\tau) \sin 2\omega_c \tau}{t - \tau} d\tau \right] \end{aligned}$$

由希尔伯特变换的定义及表 3-1,可将上式进一步简化为

$$\begin{aligned} s_{\text{LSB}}(t) &= \frac{1}{2} \hat{f}(t) \sin \omega_c t + \frac{1}{2} f(t) \sin 2\omega_c t \sin \omega_c t + \frac{1}{2} f(t) \cos 2\omega_c t \cos \omega_c t \\ &= \frac{1}{2} f(t) \cos \omega_c t + \frac{1}{2} \hat{f}(t) \sin \omega_c t \end{aligned} \quad (3-32)$$

同理可求出上边带信号的时间表达式为

$$s_{\text{USB}}(t) = \frac{1}{2} f(t) \cos \omega_c t - \frac{1}{2} \hat{f}(t) \sin \omega_c t \quad (3-33)$$

上边带信号和下边带信号之和为

$$s_{\text{DSB}}(t) = s_{\text{LSB}}(t) + s_{\text{USB}}(t) = f(t) \cos \omega_c t$$

由于希尔伯特滤波器是一宽带相移网络,因此根据式(3-32)和式(3-33)可得到单边带调制相移法的一般模型,如图 3-15 所示。图中 $H_H(\omega)$ 为希尔伯特滤波器。图中上支路乘法器的输出为同相分量,下支路乘法器的输出为正交分量。相移法中各点频谱变换关系如图 3-16 所示。为了在实轴上画出复频谱,图中第二个频谱的纵轴为 $\hat{F}(\omega)/j$ 。

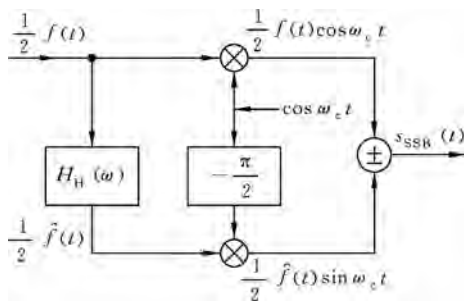


图 3-15 单边带调制的相移法方框图

从理论上讲,用相移法可以无失真地产生单边带信号,但是具体实现起来是十分困难的。一方面要求载波的 $-\pi/2$ 相移必须十分稳定和准确;另一方面要求对调制信号 $f(t)$ 的所有频率分量都必须相移 $-\pi/2$,即实现宽带相移网络,这一点即使近似达到也是很困难的,特别是对靠近零频附近的频率分量。

单边带信号的时域表达式表达了已调信号和调制信号之间的定量关系,在判断信号的类型以及对信号进行定量的分析计算时,都必须使用时域表达式。由于式(3-32)和

式(3-33)是由式(3-29)推导而来的,所以表达式中的系数为 $1/2$,但该系数并不影响信号的性质,在以后分析问题时可不计入。

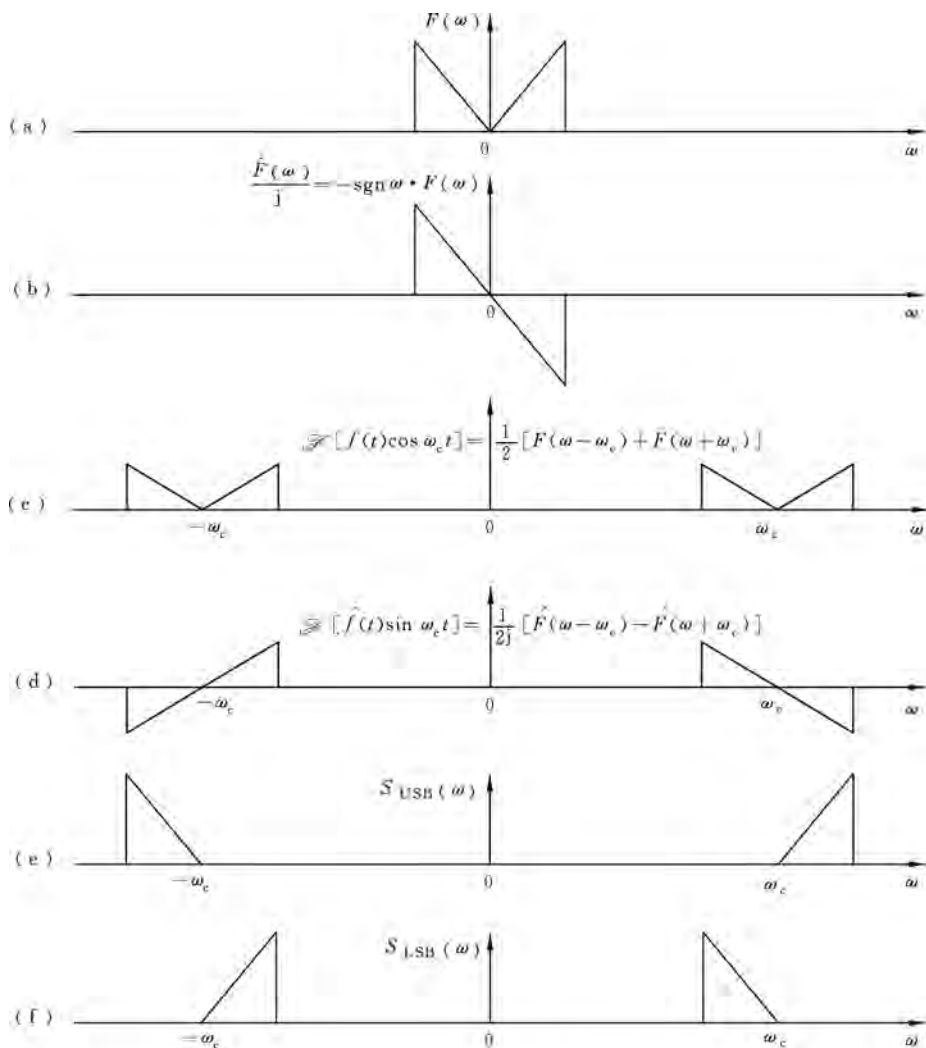


图 3-16 相移法中各点频谱变换关系

与常规调幅和双边带信号相比,单边带信号的实现方法更加复杂,但是单边带信号的带宽就是基带信号的带宽,在传输同样信息的情况下节省了一半的带宽,提高了通信的有效性。在短波通信中单边带调制是一种重要的调制方式。

4) 单边带信号的解调

单边带信号也是抑制载波的信号,和抑制载波的双边带信号相比,单边带信号的包络更不能反映调制信号的波形。一种典型的情况是,当调制信号是单频正弦信号时,相应的单边带信号也是单频正弦信号,只是频率发生了变化,从包络上完全看不出调制信号的迹象。因此,不能直接用包络检波法进行解调。

单边带信号相干解调的框图如图 3-17 所示,解调器由乘法器和低通滤波器组成。

单边带信号的时域表达式为

$$s_{\text{SSB}}(t) = f(t)\cos\omega_c t \mp \hat{f}(t)\sin\omega_c t$$

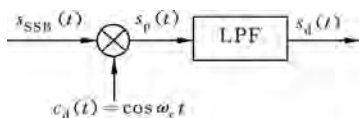
乘上相干载波后得

$$\begin{aligned} s_p(t) &= s_{\text{SSB}}(t)\cos\omega_c t \\ &= \frac{1}{2}f(t) + \frac{1}{2}f(t)\cos 2\omega_c t \mp \frac{1}{2}\hat{f}(t)\sin 2\omega_c t \end{aligned}$$

经低通滤波器后的解调输出为

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

这一过程与双边带信号的解调相似,同样要求接收端的本地载波与发送端的载波完全同步。



3.2.4 残留边带调制



单边带调制的优点是节省频带,但是单边带信号的产生在技术上存在一定的困难。采用滤波法时,需要制作截止特性比较陡峭的滤波器,而采用相移法时,宽带相移网络很难用硬件实现。对具有直流或极低频率分量的调制信号,实际上无法实现单边带调制。双边带调制容易实现,但传输带宽是单边带信号的两倍。在单边带调制和双边带调制之间有一种折中的调制方法,称为残留边带调制。残留边带除了保留一个边带的绝大部分以外还保留另一个边带的一小部分,即残留部分。这样,残留边带调制既避免了单边带实现上的困难,又克服了双边带占用频带宽的缺点,被广泛应用于广播电视中。

1. 残留边带信号的产生

残留边带信号通常用滤波法产生,原理框图如图 3-18 所示。图中 $H_{\text{VSB}}(\omega)$ 为残留边带滤波器的传递函数,残留部分下边带的传递函数如图 3-19 所示,残留部分上边带的传递函数如图 3-20 所示。

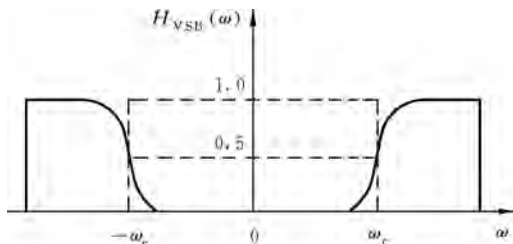
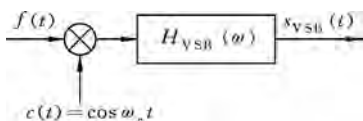


图 3-19 残留下边带的滤波器传递函数

显然,残留边带滤波器的传递函数是关键,如何确定?在解调中将证明,为了相干解调时无失真地得到调制信号,残留边带滤波器的传递函数在载频分割处必须具有互补对

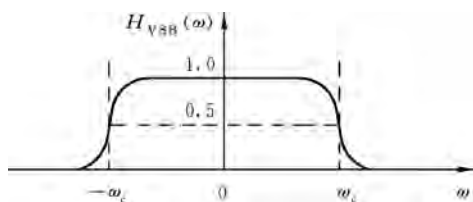


图 3-20 残留上边带的滤波器传递函数

称特性。

由滤波法产生残留边带信号的过程,可写出残留边带信号的频域表达式为

$$S_{\text{VSB}}(\omega) = \frac{1}{2} H_{\text{VSB}}(\omega) [F(\omega - \omega_c) + F(\omega + \omega_c)] \quad (3-34)$$

2. 残留边带信号的解调

1) 相干解调

残留边带信号也是抑制载波的已调信号,所以同样不能简单地采用包络检波方式,而需要采用如图 3-21 所示的相干解调。下面从解调入手,推导残留边带滤波器应满足的具体形式。

残留边带信号和相干载波相乘后的结果是 $s_p(t)$, 即

$$s_p(t) = s_{\text{VSB}}(t) \cdot c_d(t) = s_{\text{VSB}}(t) \cos \omega_c t$$

在时域里乘上余弦函数等效于在频域中频谱函数的频率搬移,所以 $s_p(t)$ 的频谱 $S_p(\omega)$ 为

$$S_p(\omega) = \frac{1}{2} [S_{\text{VSB}}(\omega - \omega_c) + S_{\text{VSB}}(\omega + \omega_c)] \quad (3-35)$$

对残留边带信号的频谱进行搬移,也就是对式(3-34)进行频率搬移,因此式(3-35)可写为

$$\begin{aligned} S_p(\omega) &= \frac{1}{4} H_{\text{VSB}}(\omega - \omega_c) [F(\omega - 2\omega_c) + F(\omega)] + \\ &\quad \frac{1}{4} H_{\text{VSB}}(\omega + \omega_c) [F(\omega) + F(\omega + 2\omega_c)] \\ &= \frac{1}{4} F(\omega) [H_{\text{VSB}}(\omega - \omega_c) + H_{\text{VSB}}(\omega + \omega_c)] + \\ &\quad \frac{1}{4} [H_{\text{VSB}}(\omega - \omega_c) F(\omega - 2\omega_c) + H_{\text{VSB}}(\omega + \omega_c) F(\omega + 2\omega_c)] \end{aligned} \quad (3-36)$$

选择合适的低通滤波器的截止频率,滤除式(3-36)中右侧的第 2 项,可得到

$$S_d(\omega) = \frac{1}{4} F(\omega) [H_{\text{VSB}}(\omega - \omega_c) + H_{\text{VSB}}(\omega + \omega_c)]$$

由上式可知,如果调制信号的最高频率为 ω_H ,为了保证相干解调的结果不失真,必须要求

$$H_{\text{VSB}}(\omega - \omega_c) + H_{\text{VSB}}(\omega + \omega_c) = \text{常数}, \quad |\omega| \leq \omega_H \quad (3-37)$$

以残留上边带的滤波器为例,将滤波器传递函数 $H_{\text{VSB}}(\omega)$ 进行 $\pm \omega_c$ 的频移,得到的

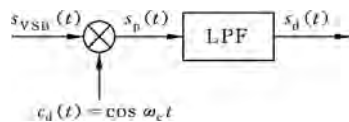


图 3-21 残留边带信号的相干解调

两个传递函数分别为 $H_{\text{VSB}}(\omega - \omega_c)$ 和 $H_{\text{VSB}}(\omega + \omega_c)$, 如图 3-22 所示。然后将两个传递函数相加, 其结果在 $|\omega| \leq \omega_H$ 范围应是常数。为了满足这一要求, 就必须使 $H_{\text{VSB}}(\omega - \omega_c)$ 和 $H_{\text{VSB}}(\omega + \omega_c)$ 在 $\omega = 0$ 处具有互补对称的特性。从几何意义上来说, $H_{\text{VSB}}(\omega - \omega_c)$ 的衰减特性曲线与纵轴围成的两小块阴影面积必须相等, $H_{\text{VSB}}(\omega + \omega_c)$ 的衰减特性曲线与纵轴围成的两小块空白面积必须相等, 这样就要求残留边带滤波器的衰减特性 $H_{\text{VSB}}(\omega)$ 在 $\pm \omega_c$ 处具有互补对称的特性。

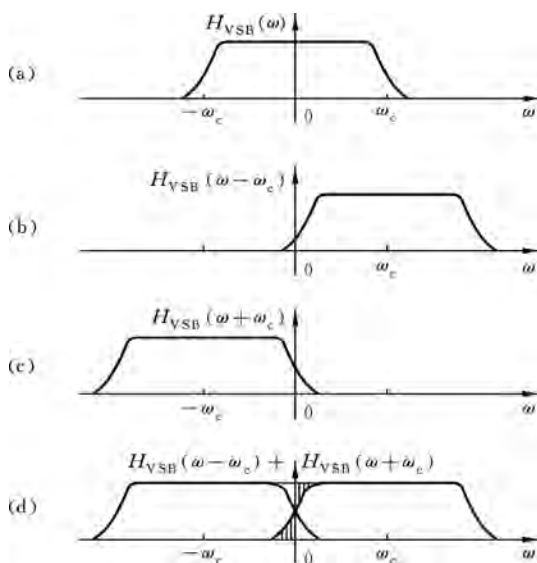


图 3-22 残留边带滤波器的衰减特性

上述概念表明, 残留边带滤波器的衰减特性有很大的选择自由度, 但这并不等于对滤波器的衰减特性没有制约。如果衰减特性比较陡峭, 已调信号就会接近单边带信号, 这时的滤波器就难以制作; 如果滤波器衰减特性比较平缓, 则会接近双边带信号。在残留边带信号的带宽和滤波器实现之间应有合适的选择。

滤波器衰减特性又称滚降特性, 衰减特性的曲线形状又称滚降形状。满足互补对称特性的滚降形状可以有无穷多种, 目前应用最多的是直线滚降和余弦滚降。例如在电视信号传输和数据信号传输中就分别使用了直线滚降和余弦滚降。

2) 插入大载波的包络检波

与双边带信号和单边带信号一样, 残留边带信号也不能直接采用包络检波的方法, 其原因是在这些已调信号中不含有载波分量, 已调信号的包络不完全载有调制信号的信息。但是, 如果在接收端再加入一个足够大的载波, 那么也可以用包络检波的方式进行解调, 近似地恢复调制信号。解调的方框图如图 3-23 所示。为了不失一般性, 输入已调信号 $s(t)$ 表示除常规调幅以外的各种线性调制信号。

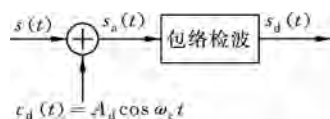


图 3-23 插入大载波的包络检波

从原则上来说, 载波可以在接收端插入, 也可以在发送端插入。在发射机只有一个

而接收机有多个的情况下,为了使接收设备简化,要采用在发送时插入载波的方法。例如,地面广播电视信号中的亮度信号采用残留边带调制,在发射时加入大载波,所以在电视接收机中对亮度信号可用包络检波的方式进行解调。

不论相干解调还是插入大载波解调,其共同条件是需要一个与调制载波相干的载波。如何产生相干载波是一个很重要的问题,产生的方法参阅第9章。

3.3 线性调制系统的抗噪声性能

3.3.1 通信系统抗噪声性能的分析模型

前面的分析都是在没有干扰的条件下进行的,实际在任何通信系统内,干扰都是不可避免的。由第2章有关信道与噪声的内容可知,通信系统将加性干扰中的起伏干扰作为研究的对象。

由于起伏干扰的物理特征,通常称为加性高斯白噪声。高斯噪声是指它的概率密度函数为高斯分布,白噪声是指它的功率谱密度为均匀分布。

由于噪声只对已调信号的接收产生影响,因而通信系统的抗噪声性能可以用解调器的抗噪声性能来衡量。分析解调器抗噪声性能的分析模型如图3-24所示。图中, $s(t)$ 为已调信号, $n(t)$ 为传输过程中叠加的加性高斯白噪声。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 $n_i(t)$ 。解调器输出的有用信号为 $s_o(t)$,噪声为 $n_o(t)$ 。

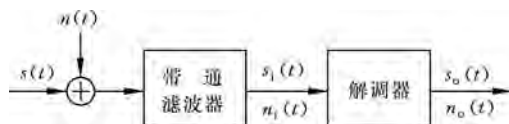


图 3-24 解调器抗噪声性能的分析模型

对图3-24进行分析可知,带通滤波器的作用一是选频,即把所需要的信号选出来;二是抑制带外噪声,即对信号带宽以外的噪声进行抑制。滤波器的输入是已调信号 $s(t)$ 和白噪声 $n(t)$ 的叠加。滤波器输出的信号 $s_i(t)$ 就是输入的信号 $s(t)$,而滤波器输出的噪声 $n_i(t)$ 却是与输入的噪声 $n(t)$ 不同。从噪声的概率分布来说,输入噪声和输出噪声都是高斯分布,但是它们的功率谱分布范围不同,输入噪声 $n(t)$ 是白噪声,输出噪声 $n_i(t)$ 是窄带噪声。这种噪声称为高斯窄带噪声。设带通滤波器的中心频率为 ω_0 ,则窄带高斯噪声的表达式为

$$n_i(t) = V(t) \cos[\omega_0 t + \theta(t)] \quad (3-38)$$

将式(3-38)展开,可得到窄带高斯噪声的另一种常用的表示形式为

$$\begin{aligned} n_i(t) &= V(t) \cos[\omega_0 t + \theta(t)] \\ &= V(t) \cos\theta(t) \cos\omega_0 t - V(t) \sin\theta(t) \sin\omega_0 t \\ &= n_I(t) \cos\omega_0 t - n_Q(t) \sin\omega_0 t \end{aligned} \quad (3-39)$$

式中

$$n_I(t) = V(t) \cos \theta(t) \quad (3-40)$$

$$n_Q(t) = V(t) \sin \theta(t) \quad (3-41)$$

通常把余弦项的振幅 $n_I(t)$ 称为同相分量, 正弦项的振幅 $n_Q(t)$ 称为正交分量。

由随机过程的知识可知, 窄带噪声 $n_i(t)$ 及其同相分量 $n_I(t)$, 正交分量 $n_Q(t)$ 都是均值为 0 的随机过程, 即

$$\overline{n_i(t)} = \overline{n_I(t)} = \overline{n_Q(t)} = 0 \quad (3-42)$$

并且, $n_i(t)$, $n_I(t)$ 与 $n_Q(t)$ 有相同的方差, 即平均功率相等, 有

$$E[n_i^2(t)] = E[n_I^2(t)] = E[n_Q^2(t)] = N_i \quad (3-43)$$

这里 N_i 为窄带噪声功率。若高斯白噪声的双边功率谱密度为 $n_0/2$, 带通滤波器传输特性为理想矩形函数, 单边带宽为 B , 如图 3-25 所示, 则带通滤波器输出的窄带噪声功率为

$$N_i = \frac{n_0}{2} \cdot 2B = n_0 B \quad (3-44)$$



图 3-25 带通滤波器的传递函数

当然, 也可以直接表示为单边功率谱密度 n_0 和单边带宽 B 的乘积, 即

$$N_i = n_0 B$$

为了使已调信号能无失真地进入解调器, 而同时又最大限度地抑制噪声, 带宽 B 应等于已调信号的频带宽度。

在模拟通信系统中常用解调器输出信噪比来衡量通信系统的质量, 输出信噪比定义为

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{\text{解调器输出有用信号的平均功率}}{\text{解调器输出噪声的平均功率}} \quad (3-45)$$

此式的定义很简单, 但所包含的意义非常重要。首先, 通信系统的质量最终要用解调器的输出信噪比来衡量, 而质量标准是根据人的感官生理特点而确定的。一般来说, 听觉对声音信号信噪比的要求 20~40dB, 视觉对图像信号信噪比的要求 40~60dB。其次, 输出信噪比确定的条件是解调后有用信号与噪声能分开, 否则无法分别计算它们的功率。最后, 对通信系统来说, 影响输出信噪比的因素是调制方式和解调方式。在调制信号带宽、已调信号功率和信道条件都相同的条件下, 输出信噪比反映了通信系统的抗噪声性能。

另外, 还用信噪比增益 G 作为不同调制方式解调器抗噪声性能的度量。信噪比增益定义为

$$G = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} \quad (3-46)$$

式中, S_i/N_i 为输入信噪比, 定义为

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{\text{解调器输入已调信号的平均功率}}{\text{解调器输入噪声的平均功率}} \quad (3-47)$$

显然, 信噪比增益愈高, 则解调器的抗噪声性能愈好。当然, 这种比较必须是有条件的。在相同的条件下, 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。

3.3.2 线性调制相干解调的抗噪声性能

线性调制相干解调的抗噪声性能分析模型如图 3-26 所示。当存在加性干扰时, 相干解调器的输入是已调信号和窄带噪声的叠加, 即

$$s_i(t) + n_i(t) = s(t) + n_i(t)$$

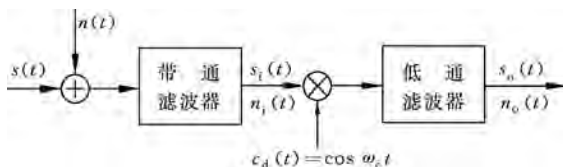


图 3-26 线性调制相干解调的抗噪声性能分析模型

下面分别讨论双边带调制和单边带调制的相干解调。

1. 双边带调制相干解调

在双边带信号的接收机中, 带通滤波器的中心频率 ω_0 与调制载波频率 ω_c 相同, 窄带噪声 $n_i(t)$ 的表达式为

$$n_i(t) = n_I(t) \cos \omega_c t - n_Q(t) \sin \omega_c t$$

解调器的输入乘上同频同相本地载波后, 得

$$\begin{aligned} & [s(t) + n_i(t)] \cos \omega_c t \\ &= [f(t) \cos \omega_c t + n_I(t) \cos \omega_c t - n_Q(t) \sin \omega_c t] \cos \omega_c t \\ &= f(t) \cos^2 \omega_c t + n_I(t) \cos^2 \omega_c t - n_Q(t) \sin \omega_c t \cos \omega_c t \\ &= \frac{1}{2} f(t) + \frac{1}{2} f(t) \cos 2\omega_c t + \frac{1}{2} n_I(t) + \frac{1}{2} n_I(t) \cos 2\omega_c t - \frac{1}{2} n_Q(t) \sin 2\omega_c t \end{aligned} \quad (3-48)$$

经低通滤波后得到解调输出为

$$s_o(t) + n_o(t) = \frac{1}{2} f(t) + \frac{1}{2} n_I(t) \quad (3-49)$$

若调制信号 $f(t)$ 是均值为 0 的信号, 其带宽为 W , 则输出有用信号的平均功率

$$S_o = \frac{1}{4} \overline{f^2(t)} = \frac{1}{4} E[f^2(t)] \quad (3-50)$$

输出噪声的平均功率

$$N_o = \overline{\frac{1}{4}n_i^2(t)} = \frac{1}{4}n_0 B_{\text{DSB}} = \frac{1}{2}n_0 W \quad (3-51)$$

输出信噪比

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{E[f^2(t)]}{2n_0 W} \quad (3-52)$$

输入已调信号的平均功率

$$S_i = \overline{f^2(t) \cos^2 \omega_c t} = \frac{1}{2} \overline{f^2(t)} = \frac{1}{2} E[f^2(t)] \quad (3-53)$$

输入噪声的平均功率

$$N_i = n_0 B_{\text{DSB}} = 2n_0 W \quad (3-54)$$

输入信噪比

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{E[f^2(t)]}{4n_0 W} \quad (3-55)$$

因而信噪比增益

$$G_{\text{DSB}} = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} = 2 \quad (3-56)$$

2. 单边带调制相干解调

对于上边带调制,带通滤波器中心频率 ω_0 、载波频率 ω_c 与带宽 W 之间的关系如图 3-27 所示,可表示为

$$\frac{1}{2\pi}(\omega_0 - \omega_c) = \frac{W}{2}$$

窄带噪声的表达式为

$$n_i(t) = n_I(t) \cos \omega_0 t - n_Q(t) \sin \omega_0 t$$

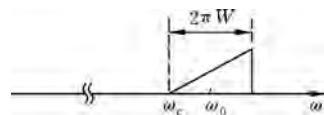


图 3-27 上边带信号频谱示意图

解调器的输入和相干载波相乘后,得

$$\begin{aligned} & [s(t) + n_i(t)] \cos \omega_c t \\ &= \left[\frac{1}{2} f(t) \cos \omega_c t - \frac{1}{2} \hat{f}(t) \sin \omega_c t + n_I(t) \cos \omega_0 t - n_Q(t) \sin \omega_0 t \right] \cos \omega_c t \\ &= \frac{1}{2} f(t) \cos^2 \omega_c t - \frac{1}{2} \hat{f}(t) \sin \omega_c t \cos \omega_c t + n_I(t) \cos \omega_0 t \cos \omega_c t - n_Q(t) \sin \omega_0 t \cos \omega_c t \\ &= \frac{1}{4} f(t) + \frac{1}{4} f(t) \cos 2\omega_c t - \frac{1}{4} \hat{f}(t) \sin 2\omega_c t + \frac{1}{2} n_I(t) \cos(\omega_0 - \omega_c)t + \\ & \quad \frac{1}{2} n_I(t) \cos(\omega_0 + \omega_c)t - \frac{1}{2} n_Q(t) \sin(\omega_0 - \omega_c)t - \frac{1}{2} n_Q(t) \sin(\omega_0 + \omega_c)t \end{aligned} \quad (3-57)$$

低通滤波器的输出为

$$s_o(t) + n_o(t) = \frac{1}{4} f(t) + \frac{1}{2} n_I(t) \cos(\pi W t) - \frac{1}{2} n_Q(t) \sin(\pi W t) \quad (3-58)$$

输出有用信号的平均功率

$$S_o = \frac{1}{16} E[f^2(t)] \quad (3-59)$$

输出噪声的平均功率

$$\begin{aligned} N_o &= \frac{1}{4} \overline{[n_I(t) \cos(\pi W t) - n_Q(t) \sin(\pi W t)]^2} \\ &= \frac{1}{4} \overline{[n_I^2(t) \cos^2(\pi W t) + n_Q^2(t) \sin^2(\pi W t) - n_I(t) n_Q(t) \sin 2(\pi W t)]} \\ &= \frac{1}{4} E \left[\frac{1}{2} n_I^2(t) + \frac{1}{2} n_Q^2(t) \right] = \frac{1}{4} E[n_I^2(t)] = \frac{1}{4} n_0 B_{SSB} \\ &= \frac{1}{4} n_0 W \end{aligned} \quad (3-60)$$

所以输出信噪比

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{E[f^2(t)]}{4 n_0 W} \quad (3-61)$$

解调器输入的上边带信号的平均功率为

$$\begin{aligned} S_i &= \overline{\left[\frac{1}{2} f(t) \cos \omega_c t - \frac{1}{2} \hat{f}(t) \sin \omega_c t \right]^2} \\ &= \frac{1}{4} \overline{\left[\frac{1}{2} f^2(t) + \frac{1}{2} f^2(t) \cos 2\omega_c t + \frac{1}{2} \hat{f}^2(t) - \frac{1}{2} \hat{f}^2(t) \cos 2\omega_c t - f(t) \hat{f}(t) \sin 2\omega_c t \right]} \\ &= \frac{1}{8} E[f^2(t)] + \frac{1}{8} E[\hat{f}^2(t)] \end{aligned} \quad (3-62)$$

式中, $\hat{f}(t)$ 为 $f(t)$ 的希尔伯特变换。由式(3-28)可知, $f(t)$ 与 $\hat{f}(t)$ 的幅度谱是相同的, 只是相位谱不同, 因而 $\hat{f}(t)$ 与 $f(t)$ 的平均功率相等。这样, 式(3-62)可写为

$$S_i = \frac{1}{4} E[f^2(t)] \quad (3-63)$$

输入噪声的平均功率

$$N_i = n_0 B_{SSB} = n_0 W \quad (3-64)$$

可得信噪比增益

$$G_{SSB} = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} = 1 \quad (3-65)$$

式(3-65)指出单边带调制相干解调的信噪比增益为 1, 而双边带时却为 2, 但是这并不能说明双边带调制的抗噪声性能优于单边带调制。对比式(3-53)和式(3-63)可知, 在上述讨论中, 双边带已调信号的平均功率是单边带信号的 2 倍。所以式(3-52)和式(3-61)所表示的输出信噪比是在不同的输入信号功率情况下得到的。如果在相同的输入信号功率 S_i 、噪声功率谱密度 n_0 和调制信号带宽 W 情况下, 对这两种调制方法进行比较, 就可以推导出它们的输出信噪比是相等的。也就是说, 这两种调制的抗噪声性能是相同的, 但双边带信号的传输带宽是单边带的 2 倍。

至于残留边带调制相干解调的抗噪声性能, 其分析方法与单边带调制大体上是相似

的。由于残留边带信号的带宽在取值范围内有不同的情况,所以抗噪声性能的计算比较复杂。如果残留的边带不是太宽,可以近似认为其抗噪声性能与单边带调制相同。

3.3.3 常规调幅包络检波的抗噪声性能

常规调幅包络检波的一般模型如图 3-28 所示,这里的解调器是包络检波器。

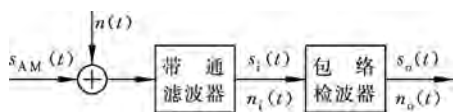


图 3-28 常规调幅包络检波的一般模型

解调器的输入为常规调幅信号,即

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

式中, $f(t)$ 为调制信号; A_0 为载波幅度。这里仍假设 $f(t)$ 是均值为 0 的信号。输入已调信号的平均功率

$$\begin{aligned} S_i &= \overline{s_i^2(t)} \\ &= \overline{[A_0 + f(t)]^2 \cos^2 \omega_c t} = \frac{1}{2} A_0^2 + \frac{1}{2} \overline{f^2(t)} \\ &= \frac{1}{2} A_0^2 + \frac{1}{2} E[f^2(t)] \end{aligned} \quad (3-66)$$

在图 3-28 中,带通滤波器的中心频率与常规调幅信号的载波频率相同,输入噪声为

$$n_i(t) = n_I(t)\cos\omega_c t - n_Q(t)\sin\omega_c t$$

常规调幅信号的带宽为 B_{AM} , 调制信号带宽为 W , 因此有 $B_{AM} = 2W$, 这样输入噪声的平均功率

$$N_i = n_0 B_{AM} = 2n_0 W \quad (3-67)$$

解调器输入信噪比

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{A_0^2 + E[f^2(t)]}{4n_0 W} \quad (3-68)$$

解调器输入是信号与噪声叠加后的混合波形,于是有

$$\begin{aligned} s_i(t) + n_i(t) &= [A_0 + f(t)]\cos\omega_c t + n_I(t)\cos\omega_c t - n_Q(t)\sin\omega_c t \\ &= [A_0 + f(t) + n_I(t)]\cos\omega_c t - n_Q(t)\sin\omega_c t \end{aligned} \quad (3-69)$$

同频率的正余弦波可写成一合成矢量,即有

$$s_i(t) + n_i(t) = A(t)\cos[\omega_c t + \varphi(t)] \quad (3-70)$$

式中, $A(t)$ 为瞬时幅度,

$$A(t) = \sqrt{[A_0 + f(t) + n_I(t)]^2 + n_Q^2(t)} \quad (3-71)$$

$\varphi(t)$ 为相位,

$$\varphi(t) = \arctan \left[\frac{n_Q(t)}{A_0 + f(t) + n_I(t)} \right] \quad (3-72)$$

理想包络检波器的输出即为 $A(t)$ 。由式(3-71)可知,包络 $A(t)$ 与信号和噪声之间存在非线性关系,信号和噪声无法完全分开,因此计算信噪比存在一定的困难。为使讨论简单,下面讨论两种特殊的输入情况。

1) 大信噪比情况

所谓大信噪比是指输入信号幅度远大于噪声幅度,即

$$[A_0 + f(t)] \gg \sqrt{n_I^2(t) + n_Q^2(t)} \quad (3-73)$$

因此式(3-71)可简化为

$$\begin{aligned} A(t) &= \sqrt{[A_0 + f(t)]^2 + 2n_I(t)[A_0 + f(t)] + n_I^2(t) + n_Q^2(t)} \\ &= [A_0 + f(t)] \sqrt{1 + \frac{2n_I(t)}{A_0 + f(t)} + \frac{n_I^2(t) + n_Q^2(t)}{[A_0 + f(t)]^2}} \\ &\approx [A_0 + f(t)] \sqrt{1 + \frac{2n_I(t)}{A_0 + f(t)}} \end{aligned}$$

使用幂级数展开式可将上式写为

$$\begin{aligned} A(t) &\approx [A_0 + f(t)] \left[1 + \frac{n_I(t)}{A_0 + f(t)} \right] \\ &= A_0 + f(t) + n_I(t) \end{aligned} \quad (3-74)$$

式(3-74)中有用信号与噪声独立地分成两项,可分别计算它们的功率。输出有用信号的平均功率

$$S_o = \overline{f^2(t)} = E[f^2(t)] \quad (3-75)$$

输出噪声的平均功率

$$N_o = \overline{n_I^2(t)} = E[n_I^2(t)] = n_0 B_{AM} = 2n_0 W \quad (3-76)$$

输出信噪比

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{E[f^2(t)]}{2n_0 W} \quad (3-77)$$

由式(3-68)和式(3-77)可得信噪比增益

$$G_{AM} = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} = \frac{2E[f^2(t)]}{A_0^2 + E[f^2(t)]} \quad (3-78)$$

上式说明,常规调幅信号的信噪比增益与信号中的直流分量有关。对于正常的调幅信号,应有 $A_0 \geq |f(t)|_{\max}$, 所以 G_{AM} 总是小于 1。这说明解调对输入信噪比没有改善,而是恶化了。可以证明,相干解调时常规调幅的信噪比增益与式(3-78)相同。

当调制信号为单频正弦信号时, $f(t) = A_m \cos \omega_m t$, $\overline{f^2(t)} = A_m^2/2$, 代入式(3-78), 得

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

将 $\beta_{AM} = A_m/A_0$ 代入上式, 得

$$G_{AM} = \frac{2\beta_{AM}^2}{2 + \beta_{AM}^2} \quad (3-79)$$

因为 $\beta_{AM} \leq 1$, 所以 $G_{AM} \leq 2/3$ 。比较式(3-79)和式(3-8)可知, 信噪比增益 G_{AM} 恰好是调制效率 η_{AM} 的 2 倍。

2) 小信噪比情况

小信噪比指的是噪声幅度远大于信号幅度, 即

$$A_0 + f(t) \ll \sqrt{n_I^2(t) + n_Q^2(t)}$$

经过计算可知, 包络检波器的输出不存在单独的调制信号 $f(t)$, 即信号与噪声无法分开。在这种情况下, 无法通过包络检波器恢复出原来的调制信号, 因为调制信号已被噪声所扰乱。

在输入为小信噪比时, 计算包络检波器输出信噪比很困难, 一般用近似公式

$$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{AM} \approx \left(\frac{S_i}{N_i}\right)_{AM}^2 \quad (3-80)$$

如果在式(3-78)中, 为计算简单, 设 $A_0^2 = \overline{f^2(t)}$, 并将此式与式(3-80)合并, 可得

$$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{AM} \approx \begin{cases} \left(\frac{S_i}{N_i}\right), & \frac{S_i}{N_i} \gg 1 \\ \left(\frac{S_i}{N_i}\right)^2, & \frac{S_i}{N_i} \ll 1 \end{cases} \quad (3-81)$$

由式(3-81)可知, 大信噪比时, 随着输入信噪比的下降, 输出信噪比线性下降。当输入信噪比下降到某一值时, 如果输入信噪比继续下降, 输出信噪比将以较快的速度下降, 这种现象称为解调器的门限效应, 开始出现门限效应时的输入信噪比值称为门限值。也就是说, 当输入信噪比在门限值以下时, 输出信噪比将急剧恶化。这种门限效应是由包络检波器的非线性解调作用引起的。

常规调幅信号也可采用相干解调, 所得结果与式(3-78)相同, 而且不存在包络检波时的门限效应。由于大多数情况下输入信噪比较高, 特别是在无线电广播中为了保证收听质量, 发射功率都很大, 包络检波电路实现起来非常容易, 因而该解调方式获得了广泛应用。

例 3-3 对单频调制的常规调幅信号进行包络检波。设每个边带的功率为 10mW, 载波功率为 100mW, 接收机带通滤波器的带宽为 10kHz, 信道噪声单边功率谱密度为



$5 \times 10^{-9} \text{ W/Hz}$ 。

(1) 求解调输出信噪比。

(2) 如果改为抑制载波双边带信号, 其性能优于常规调幅多少分贝?

解题思路:

(1) 根据题目条件, 是对单频调制的常规调幅信号进行包络检波, 又已知边带功率和载波功率, 可求出调制效率, 进一步求出信噪比增益, 再利用比值求输出信噪比。

(2) 改为 DSB 之后, 分析信号与噪声的变化, 利用信噪比增益求解输出信噪比, 再进行比较。

解 (1) 由本例条件可知常规调幅信号的带宽 $B_{AM} = 10\text{kHz}$, 其调制效率和解调信噪比增益分别为

$$\eta_{\text{AM}} = \frac{P_f}{P_f + P_c} = \frac{10 \times 2}{10 \times 2 + 100} = \frac{1}{6}$$

$$G_{\text{AM}} = 2\eta_{\text{AM}} = \frac{1}{3}$$

输入信噪比为

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{120 \times 10^{-3}}{5 \times 10^{-9} \times 10 \times 10^3} = 2400$$

输出信噪比为

$$\frac{S_o}{N_o} = G_{\text{AM}} \frac{S_i}{N_i} = \frac{1}{3} \times 2400 = 800$$

(2) 如果改为抑制载波双边带信号,其功率应与常规调幅信号功率相同,即

$$S_i = 120(\text{mW})$$

因两种信号的带宽相同,所以输入噪声功率也相同。双边带信号的输入信噪比同样为

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{120 \times 10^{-3}}{5 \times 10^{-9} \times 10 \times 10^3} = 2400$$

输出信噪比为

$$\frac{S_o}{N_o} = G_{\text{DSB}} \frac{S_i}{N_i} = 2 \times 2400 = 4800$$

设 DSB 信号的性能优于 AM 信号的分贝数为 Γ ,可计算出

$$\Gamma = 10 \lg \frac{(S_o/N_o)_{\text{DSB}}}{(S_o/N_o)_{\text{AM}}} = 10 \lg \frac{4800}{800} = 10 \lg 6 = 7.78(\text{dB})$$

例 3-4 对双边带信号和单边带进行相干解调,接收信号功率为 2mW ,噪声双边功率谱密度为 $2 \times 10^{-3} \mu\text{W}/\text{Hz}$,调制信号是最高频率为 4kHz 的低通信号。

(1) 比较解调器输入信噪比;

(2) 比较解调器输出信噪比。

解题思路:

(1) 根据信噪比的基本定义来求解输入信噪比。

(2) 根据单边带和双边带相干解调的信噪比增益求解输出信噪比。

解 单边带信号的输入信噪比和输出信噪比分别为

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{S_i}{n_0 B_{\text{SSB}}} = \frac{2 \times 10^{-3}}{2 \times 2 \times 10^{-3} \times 10^{-6} \times 4 \times 10^3} = \frac{1000}{8} = 125$$

$$\frac{S_o}{N_o} = G_{\text{SSB}} \frac{S_i}{N_i} = \frac{S_i}{N_i} = 125$$

双边带信号的输入信噪比和输出信噪比分别为

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{S_i}{n_0 B_{\text{DSB}}} = \frac{2 \times 10^{-3}}{2 \times 2 \times 10^{-3} \times 10^{-6} \times 2 \times 4 \times 10^3} = \frac{1000}{16} = 62.5$$

$$\frac{S_o}{N_o} = G_{\text{DSB}} \frac{S_i}{N_i} = 2 \times 62.5 = 125$$

输入信噪比的比较为

$$\left(\frac{S_i}{N_i}\right)_{\text{SSB}} : \left(\frac{S_i}{N_i}\right)_{\text{DSB}} = 2 : 1$$

输出信噪比的比较为

$$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{\text{SSB}} : \left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{\text{DSB}} = 1 : 1$$

本题是在相同的输入信号功率、相同的输入噪声功率谱密度、相同的基带信号带宽这三个前提条件下进行的比较,计算结果说明两种信号的抗噪声性能相同。

3.4 模拟非线性调制系统

幅度调制属于线性调制,其调制方法是用调制信号改变载波的幅度,以实现调制信号频谱的线性搬移。要完成频率的搬移,还可以采用另外一种调制方式,即用调制信号改变载波的频率或相位。但这种调制与线性调制不同,已调信号的频谱不再是原调制信号频谱的线性搬移,而是一种非线性变换,因而称为非线性调制。非线性调制分为频率调制(FM)和相位调制(PM),分别简称为调频和调相,两者又统称为角调制。调频和调相之间有着密切的内在联系,鉴于调频已得到广泛的应用,本节主要讨论频率调制。

3.4.1 角调制的基本概念

任何一个正弦型信号,如果幅度不变而角度可变,则称为角度调制信号,可表示为

$$c(t) = A \cos [\theta(t)] \quad (3-82)$$

式中, $\theta(t)$ 为正弦波的瞬时相角,又称瞬时相位。将 $\theta(t)$ 对时间 t 求导可得瞬时频率

$$\omega(t) = \frac{d\theta(t)}{dt} \quad (3-83)$$

瞬时相位和瞬时频率又可表示为以下的积分关系:

$$\theta(t) = \int \omega(t) dt \quad (3-84)$$

角度调制信号的一般表示式为

$$s(t) = A \cos[\omega_c t + \varphi(t) + \theta_0] \quad (3-85)$$

式中, A 、 ω_c 和 θ_0 均为常数,它们分别是载波的幅度、角频率和初始相位。 $\varphi(t)$ 为相对于载波相位 $\omega_c t$ 的瞬时相位偏移,其导数 $d\varphi(t)/dt$ 为瞬时频率偏移。

当幅度 A 和角频率 ω_c 保持不变,而瞬时相位偏移是调制信号 $f(t)$ 的线性函数时,这种调制方式称为相位调制。此时瞬时相位偏移可表达为

$$\varphi(t) = K_{\text{PM}} f(t) \quad (3-86)$$

式中, K_{PM} 称为相移常数,这是取决于具体电路的一个常数,代表调相器的灵敏度,单位为 rad/V ,其含义是调制信号单位幅度引起调相信号的相位偏移量。相应的已调信号称为调相信号。

当初始相位为 0 时,调相信号的时域表达式为

$$s_{\text{PM}}(t) = A \cos[\omega_c t + K_{\text{PM}} f(t)] \quad (3-87)$$

其瞬时相位为

$$\theta(t) = \omega_c t + K_{\text{PM}} f(t) \quad (3-88)$$

对式(3-88)求导,可得瞬时频率为

$$\omega(t) = \frac{d\theta(t)}{dt} = \omega_c + K_{\text{PM}} \frac{df(t)}{dt} \quad (3-89)$$

如果载波的瞬时角频率偏移 $\Delta\omega(t)$ 是调制信号的线性函数,则这种调制方式称为频率调制。此时瞬时的角频率偏移为

$$\Delta\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} = K_{\text{FM}} f(t) \quad (3-90)$$

式中, K_{FM} 为频偏常数,代表调频器的灵敏度,单位为 $\text{rad}/(\text{V} \cdot \text{s})$,其含义是调制信号单位幅度引起调频信号的角频率偏移量。此时瞬时角频率为

$$\omega(t) = \omega_c + K_{\text{FM}} f(t) \quad (3-91)$$

瞬时相位为

$$\theta(t) = \int \omega(t) dt = \omega_c t + K_{\text{FM}} \int f(t) dt \quad (3-92)$$

所以调频信号的时域表达式为

$$s_{\text{FM}}(t) = A \cos \left[\omega_c t + K_{\text{FM}} \int f(t) dt \right] \quad (3-93)$$

比较式(3-88)和式(3-92)可知,相位的变化和频率的变化均引起角度的变化,所以相位调制和频率调制统称为角调制。由式(3-87)和式(3-93)可以看出,调相信号与调频信号的区别仅仅在于前者的相位偏移是随调制信号 $f(t)$ 线性变化,而后的相位偏移是随 $f(t)$ 的积分呈线性变化。如果预先不知道调制信号 $f(t)$ 的具体形式,则很难判断已调信号是调相信号还是调频信号。下面以单频调制为例加以说明。

设调制信号为单频余弦波,即

$$f(t) = A_m \cos \omega_m t$$

当它对载波进行相位调制时,由式(3-87)可得调相信号

$$\begin{aligned} s_{\text{PM}}(t) &= A \cos [\omega_c t + K_{\text{PM}} A_m \cos \omega_m t] \\ &= A \cos [\omega_c t + \beta_{\text{PM}} \cos \omega_m t] \end{aligned} \quad (3-94)$$

式中, β_{PM} 称为调相指数,关系式为

$$\beta_{\text{PM}} = K_{\text{PM}} A_m \quad (3-95)$$

其数值为调相信号最大的相位偏移。

如果调制信号对载波进行频率调制,则由式(3-93)可得调频信号表达式为

$$\begin{aligned} s_{\text{FM}}(t) &= A \cos \left[\omega_c t + K_{\text{FM}} A_m \int \cos \omega_m t dt \right] \\ &= A \cos [\omega_c t + \beta_{\text{FM}} \sin \omega_m t] \end{aligned} \quad (3-96)$$

式中, β_{FM} 称为调频指数,可表示为

$$\beta_{\text{FM}} = \frac{K_{\text{FM}} A_m}{\omega_m} = \frac{\Delta\omega_{\text{max}}}{\omega_m} = \frac{\Delta f_{\text{max}}}{f_m} \quad (3-97)$$

其数值为调频信号最大的相位偏移。由于 $K_{\text{FM}} A_m$ 为最大角频率偏移, 即 $\Delta\omega_{\text{max}} = K_{\text{FM}} A_m$, 则 Δf_{max} 为最大的频率偏移。由式(3-94)和式(3-96)画得的调相信号和调频信号分别如图 3-29(a)、(b)所示。

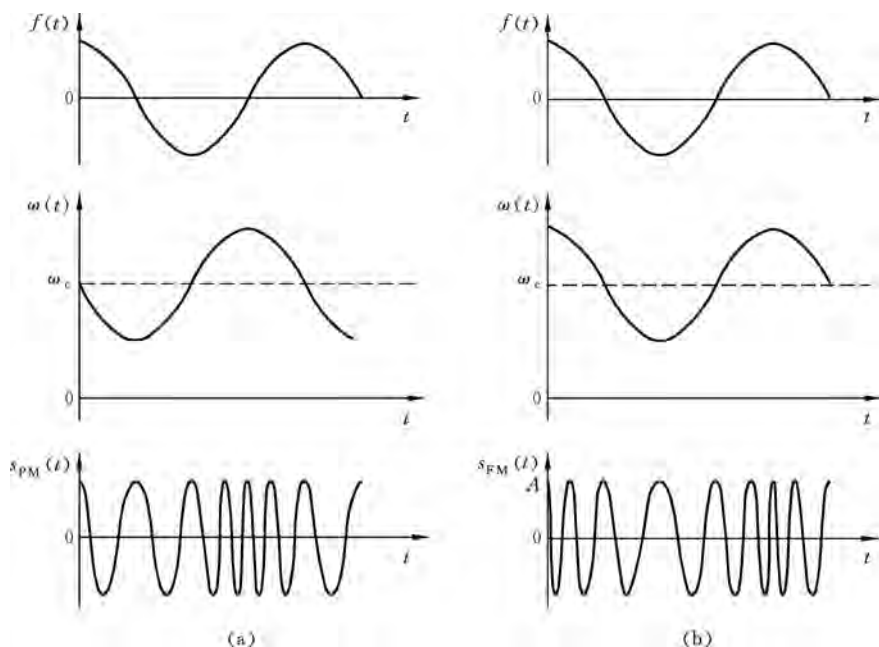


图 3-29 单频调制时的调相信号和调频信号

由于瞬时角频率与瞬时相角之间存在着确定的关系, 所以调相信号和调频信号可以互相转换。对调制信号先进行微分, 然后用微分信号对载波进行调频, 调频输出信号等效于调相信号, 这种调相方式称为间接调相。同样, 对调制信号先进行积分, 然后用积分信号对载波进行调相, 则调相输出信号等效于调频信号, 这种调频方式称为间接调频。直接调相和间接调相如图 3-30 所示。直接调频和间接调频如图 3-31 所示。由于实际相位调制器的调节范围不可能超出 $(-\pi, \pi)$, 因而直接调相和间接调频仅适用于相位偏移和频率偏移不大的窄带调制情况, 而直接调频和间接调相常用于宽带调制情况。

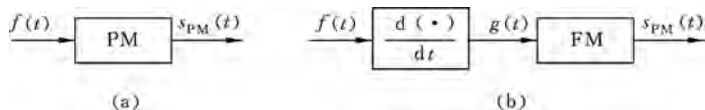


图 3-30 直接调相和间接调相

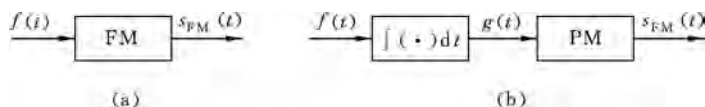


图 3-31 直接调频和间接调频

3.4.2 调频信号

根据调制前后信号带宽的相对变化,可将角调制分为宽带和窄带两种。角调制信号的带宽取决于相位偏移的大小,一般认为确定窄带角调制的条件为

$$\left. \begin{aligned} \left| K_{\text{FM}} \int f(t) dt \right|_{\text{max}} &\ll \frac{\pi}{6} \quad (\text{或 } 0.5) \\ |K_{\text{PM}} f(t)|_{\text{max}} &\ll \frac{\pi}{6} \quad (\text{或 } 0.5) \end{aligned} \right\} \quad (3-98)$$

即由调频或调相所引起的最大瞬时相位偏移远小于 30° 时,就称为窄带调频(NBFM)或窄带调相(NBPM)。当式(3-98)条件得不到满足时,则称为宽带调频(WBFM)或宽带调相(WBPM)。以下将集中讨论调频信号。

1. 窄带调频

调频信号的时域表达式为

$$\begin{aligned} s_{\text{FM}}(t) &= A \cos \left[\omega_c t + K_{\text{FM}} \int f(t) dt \right] \\ &= A \cos \omega_c t \cos \left[K_{\text{FM}} \int f(t) dt \right] - A \sin \omega_c t \sin \left[K_{\text{FM}} \int f(t) dt \right] \end{aligned} \quad (3-99)$$

当满足式(3-98)的条件时,可得近似式

$$\begin{aligned} \sin \left[K_{\text{FM}} \int f(t) dt \right] &\approx K_{\text{FM}} \int f(t) dt \\ \cos \left[K_{\text{FM}} \int f(t) dt \right] &\approx 1 \end{aligned}$$

式(3-99)可简化为

$$s_{\text{NBFM}}(t) \approx A \cos \omega_c t - \left[A K_{\text{FM}} \int f(t) dt \right] \sin \omega_c t \quad (3-100)$$

调制信号 $f(t)$ 的频谱为 $F(\omega)$, 设 $f(t)$ 的均值为 0, 即 $F(0)=0$ 。为求出窄带调频信号的频谱, 先列出以下傅里叶变换对:

$$\begin{aligned} f(t) &\leftrightarrow F(\omega) \\ \cos \omega_c t &\leftrightarrow \pi [\delta(\omega - \omega_c) + \delta(\omega + \omega_c)] \\ \sin \omega_c t &\leftrightarrow \frac{\pi}{j} [\delta(\omega - \omega_c) - \delta(\omega + \omega_c)] \\ \int f(t) dt &\leftrightarrow \frac{F(\omega)}{j\omega} + \pi F(0) \delta(\omega) = \frac{F(\omega)}{j\omega} \\ \left[\int f(t) dt \right] \sin \omega_c t &\leftrightarrow \frac{1}{2j} \left[\frac{F(\omega - \omega_c)}{j(\omega - \omega_c)} - \frac{F(\omega + \omega_c)}{j(\omega + \omega_c)} \right] \end{aligned}$$

将以上的傅里叶变换代入式(3-100), 可得窄带调频信号的频域表达式

$$S_{\text{NBFM}}(\omega) = \pi A [\delta(\omega - \omega_c) + \delta(\omega + \omega_c)] +$$

$$\frac{AK_{\text{FM}}}{2} \left[\frac{F(\omega - \omega_c)}{\omega - \omega_c} - \frac{F(\omega + \omega_c)}{\omega + \omega_c} \right] \quad (3-101)$$

式(3-100)和式(3-101)是窄带调频信号的时域和频域的一般表达式。将它们与式(3-4)和式(3-5)相比较,可看出窄带调频信号与常规调幅信号既有相似之处,又有重要区别。相似之处在于,它们在 $\pm\omega_c$ 处有载波分量,在 $\pm\omega_c$ 两侧有围绕着载频的两个边带。由于都有两个边带,所以它们的带宽相同,都是调制信号最高频率的两倍。而两种信号的区别也是明显的。首先,窄带调频时的正、负频率分量分别乘了因式 $1/(\omega - \omega_c)$ 和 $1/(\omega + \omega_c)$, 由于因式是频率的函数,所以这种加权是频率加权,加权的结果引起调制信号频谱的失真。另外,正、负频率分量的符号相反,说明它们在相位上相差 180° 。

下面仍以单频调制的情况为例。设调制信号

$$f(t) = A_m \cos \omega_m t$$

窄带调频信号为

$$\begin{aligned} s_{\text{NBFM}}(t) &\approx A \cos \omega_c t - A \left[K_{\text{FM}} \int f(t) dt \right] \sin \omega_c t \\ &= A \cos \omega_c t - AA_m K_{\text{FM}} \frac{1}{\omega_m} \sin \omega_m t \sin \omega_c t \\ &= A \cos \omega_c t + \frac{AA_m K_{\text{FM}}}{2\omega_m} [\cos(\omega_c + \omega_m)t - \cos(\omega_c - \omega_m)t] \end{aligned} \quad (3-102)$$

常规调幅信号为

$$\begin{aligned} s_{\text{AM}}(t) &= (A + A_m \cos \omega_m t) \cos \omega_c t \\ &= A \cos \omega_c t + A_m \cos \omega_m t \cos \omega_c t \\ &= A \cos \omega_c t + \frac{A_m}{2} [\cos(\omega_c + \omega_m)t + \cos(\omega_c - \omega_m)t] \end{aligned} \quad (3-103)$$

为了对两种调制进行比较,可分别画出它们的频谱图。图 3-32(a)为单频调制信号的频谱,图 3-32(b)和图 3-32(c)分别为常规调幅和窄带调频的频谱。还需要指出的是,实际上在常规调幅中,边带的幅度不得超过载波的一半,否则将出现过调。类似地,对于实际的窄带调频则要求边带的幅度远小于载波的幅度,否则不满足窄带的条件。

2. 宽带调频

当不满足式(3-98)的条件时,调频信号就不能简化为式(3-100)。由于调制信号对载波进行频率调制将产生较大的频偏,所以已调信号在传输时要占用较宽的频带,这就形成了宽带调频信号。

由于分析一般的调频信号比较困难,因此先来讨论调制信号是单频信号时的简单情况,然后再推广到一般情况。

1) 调频信号的表达

设调制信号为单频信号 $f(t)$, 即

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

由式(3-96)可知,调频信号的时域表达式为

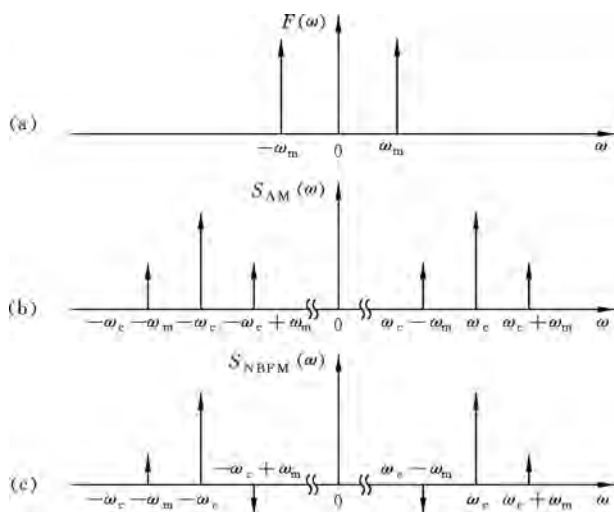


图 3-32 常规调幅和窄带调频的频谱

$$s_{\text{FM}}(t) = A \cos(\omega_c t + \beta_{\text{FM}} \sin \omega_m t) \quad (3-104)$$

对式(3-104)利用三角公式展开,有

$$s_{\text{FM}}(t) = A \cos \omega_c t \cos(\beta_{\text{FM}} \sin \omega_m t) - A \sin \omega_c t \sin(\beta_{\text{FM}} \sin \omega_m t) \quad (3-105)$$

将式(3-105)中的两个因子进一步展成傅里叶级数,其中偶函数因子

$$\cos(\beta_{\text{FM}} \sin \omega_m t) = J_0(\beta_{\text{FM}}) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\beta_{\text{FM}}) \cos(2n \omega_m t) \quad (3-106)$$

奇函数因子

$$\sin(\beta_{\text{FM}} \sin \omega_m t) = 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(\beta_{\text{FM}}) \sin(2n-1) \omega_m t \quad (3-107)$$

以式(3-106)和式(3-107)中的 $J_n(\beta_{\text{FM}})$ 称为第一类 n 阶贝塞尔函数,它是 n 和 β_{FM} 的函数,其值可用无穷级数表示如下:

$$J_n(\beta_{\text{FM}}) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-1)^m \left(\frac{1}{2} \beta_{\text{FM}}\right)^{n+2m}}{m! (n+m)!} \quad (3-108)$$

表 C-1 中列出贝塞尔函数值,给出了阶数 n 和 β_{FM} 为不同值时的 $J_n(\beta_{\text{FM}})$ 值。前 8 阶贝塞尔函数曲线如图 3-33 和图 3-34 所示。函数表给出了精确的计算值,但 β_{FM} 的取值不连续,有 0.2 的步长。曲线描绘了函数值随 β_{FM} 值的连续变化,但读数的精度有限。为了求出合适的 $J_n(\beta_{\text{FM}})$ 值,应将函数表和曲线结合起来使用。为简便起见,函数表和曲线中的 β_{FM} 均用 β 表示。

贝塞尔函数的主要性质如下:

$$\begin{aligned} (1) \quad & J_{-n}(\beta_{\text{FM}}) = (-1)^n J_n(\beta_{\text{FM}}) \\ & n \text{ 为奇数时, } J_{-n}(\beta_{\text{FM}}) = -J_n(\beta_{\text{FM}}) \\ & n \text{ 为偶数时, } J_{-n}(\beta_{\text{FM}}) = J_n(\beta_{\text{FM}}) \end{aligned} \quad (3-109)$$

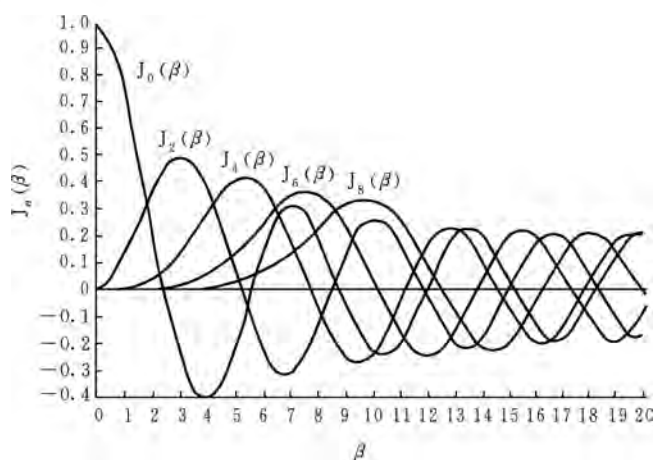


图 3-33 偶数阶贝塞尔函数

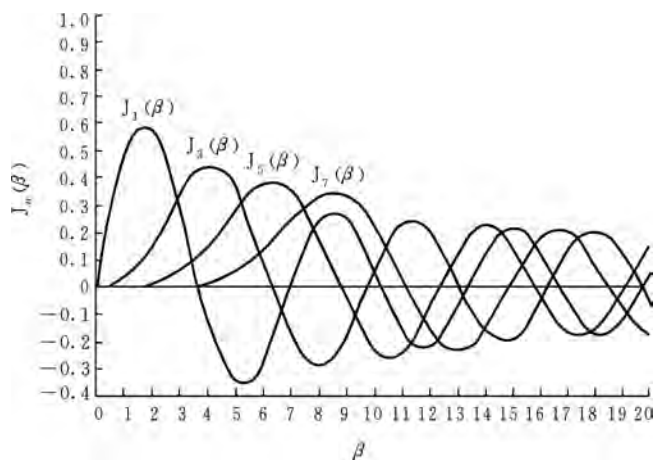


图 3-34 奇数阶贝塞尔函数

(2) 对于任意 β_{FM} 值,各阶贝塞尔函数的平方和恒等于 1,即

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(\beta_{\text{FM}}) = 1 \quad (3-110)$$

(3) 当调频指数 β_{FM} 很小,理论上满足 $\beta_{\text{FM}} \ll 1$ 时,有

$$\begin{aligned} J_0(\beta_{\text{FM}}) &\approx 1 \\ J_1(\beta_{\text{FM}}) &\approx \frac{1}{2}\beta_{\text{FM}} \\ J_n(\beta_{\text{FM}}) &\approx 0, \quad n > 1 \end{aligned} \quad (3-111)$$

将式(3-106)和式(3-107)代入式(3-105),得

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

利用三角公式

$$\cos x \cos y = \frac{1}{2} \cos(x - y) + \frac{1}{2} \cos(x + y)$$

$$\sin x \sin y = \frac{1}{2} \cos(x - y) - \frac{1}{2} \cos(x + y)$$

再利用式(3-109),可得到调频信号的级数展开式

$$s_{\text{FM}}(t) = A \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta_{\text{FM}}) \cos(\omega_c + n\omega_m)t \quad (3-112)$$

对式(3-112)进行傅里叶变换,即得到调频信号的频域表达式

$$S_{\text{FM}}(\omega) = \pi A \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta_{\text{FM}}) [\delta(\omega - \omega_c - n\omega_m) + \delta(\omega + \omega_c + n\omega_m)] \quad (3-113)$$

由式(3-112)和式(3-113)可知,调制信号虽是单频的,但已调信号的频谱中含有无穷多个频率分量。当 $n=0$ 时就是载波分量 ω_c ,其幅度为 $AJ_0(\beta_{\text{FM}})$ 。当 $n \neq 0$ 时在载频 ω_c 两侧分布着 n 次上下边频 $\omega_c \pm n\omega_m$,相邻边频之间的间隔为 ω_m ,边频的幅度为 $AJ_n(\beta_{\text{FM}})$ 。当 n 为奇数时,上下边频的极性相反;当 n 为偶数时,极性相同。由此可见,调频信号的频谱不再是调制信号频谱的线性搬移,这就说明了频率调制的非线性性质。

由图 3-33、图 3-34 及式(3-111)还可以看出,当 $\beta_{\text{FM}} \ll 1$ 时,只有 $J_0(\beta_{\text{FM}})$ 和 $J_1(\beta_{\text{FM}})$ 有值, n 为其他值时, $J_n(\beta_{\text{FM}})$ 都近似为 0,这说明已调信号只有载频 ω_c 和上下边频 $\omega_c \pm \omega_m$,这种情况就是窄带调频。当 β_{FM} 逐渐增大时,边频分量逐渐增多。当 $\beta_{\text{FM}} > 1$ 时便成了宽带调频。此外, $J_0(\beta_{\text{FM}})$ 是随 β_{FM} 值呈衰减波动的。对应于 $J_0(\beta_{\text{FM}})$ 的过零点,说明 β_{FM} 取这些值时,已调信号中没有载波分量,已调信号的全部功率分配到了各次边频上。

2) 调频信号的带宽

调频信号的频谱中包含有无穷多个分量,因此理论上调频信号的频带宽度为无限宽。但是实际上频谱的分布仍是相对集中的。由贝塞尔函数图可以看到,随着 n 的增大, $J_n(\beta_{\text{FM}})$ 的最大值逐渐下降。因此,只要适当地选择 n 值,当边频分量小到一定程度时便可以忽略不计,这样就可使已调信号的频谱限制在有限的频带内。这时调频信号的近似带宽为

$$B_{\text{FM}} \approx 2n_{\text{max}}f_m \quad (3-114)$$

式中, n_{max} 为最高边频次数,它取决于实际应用中对信号失真的要求。一个常用的原则是将最大边频数取到 $(1+\beta_{\text{FM}})$ 次。计算结果表明,大于 $(2+\beta_{\text{FM}})$ 次的边频分量其幅度小于未调载波幅度的 10%,将最大边频数取到 $(1+\beta_{\text{FM}})$ 次,意味着大于未调载波幅度 10% 的边频分量均被保留。根据这个原则,调频信号的带宽表示为

$$B_{\text{FM}} = 2(1 + \beta_{\text{FM}})f_m = 2f_m + 2\Delta f_{\text{max}} \quad (3-115)$$

式(3-115)说明调频信号的带宽取决于最大频偏和调制信号的频率,该式称为卡森公式。

在 $\beta_{\text{FM}} \ll 1$ 的情况下,式(3-115)可以简化为

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

这是窄带调频的情况,与前面的分析是一致的。这时的带宽由第 1 对边频决定,带宽只随调制信号的频率 f_m 变化。

在 $\beta_{\text{FM}} \gg 1$ 的情况下,式(3-115)可以简化为

$$B_{\text{FM}} \approx 2\Delta f_{\text{max}}$$

这是大指数宽带调频情况,说明带宽由最大频偏决定。

以上讨论的是单频调制的宽带调频信号。由于调频是一种非线性过程,如果调制信号不是单一频率,则其宽带调频信号的频谱分析将更加复杂。根据分析和经验,当调制信号为任意限带信号时,所得到的调频信号的近似带宽仍然可用卡森公式来估算。

对于调制信号是任意的限带信号,可以定义一频偏比 D_{FM} ,即有

$$D_{\text{FM}} = \frac{\text{峰值(角) 频率偏移}}{\text{调制信号的最高(角) 频率}} = \frac{\Delta\omega_{\text{max}}}{\omega_{\text{max}}} = \frac{\Delta f_{\text{max}}}{f_{\text{max}}} \quad (3-116)$$

式中, $\Delta\omega_{\text{max}}$ 为最大角频率偏移,参照式(3-90),有

$$\Delta\omega_{\text{max}} = K_{\text{FM}} |f(t)|_{\text{max}}$$

然后用 D_{FM} 代替卡森公式中的 β_{FM} ,用 f_{max} 代替 f_{m} ,可得到任意限带信号调制时的频带宽度估算公式

$$B_{\text{FM}} = 2(D_{\text{FM}} + 1)f_{\text{max}} \quad (3-117)$$

3) 调频信号的功率分配

对于调频信号来说,已调信号和未调制载波的幅度是相同的,所以已调信号的总功率等于未调制载波的功率,其总功率与调制过程及调频指数无关。当 $\beta_{\text{FM}} = 0$,即不调制时, $J_0(0) = 1$,此时载波功率为 $A^2/2$ 。当 $\beta_{\text{FM}} \neq 0$ 时, $J_0(\beta_{\text{FM}}) < 1$,载波功率下降,下降的部分转变为各边频功率,而总功率保持不变,始终为 $A^2/2$ 。当 β_{FM} 改变时,载波功率与各边频功率的分配关系也发生变化。设 P_{c} 、 P_{f} 和 P_{FM} 分别代表载波功率、各次边频功率总和及调频信号总功率,可写出以下表达式:

$$P_{\text{c}} = \frac{A^2}{2} J_0^2(\beta_{\text{FM}}) \quad (3-118)$$

$$P_{\text{f}} = 2 \times \frac{A^2}{2} \sum_{n=1}^{\infty} J_n^2(\beta_{\text{FM}}) \quad (3-119)$$

$$P_{\text{FM}} = P_{\text{c}} + P_{\text{f}} \quad (3-120)$$

当改变 β_{FM} 值时, $J_0(\beta_{\text{FM}})$ 和 $J_n(\beta_{\text{FM}})$ 将随之改变,这就会引起 P_{c} 和 P_{f} 的变化,所以调频信号的功率分布与 β_{FM} 有关。而 β_{FM} 的大小与调制信号的幅度及频率有关,这说明调制信号不提供功率,但它可以控制功率的分布。

例 3-5 当调频指数 $\beta_{\text{FM}} = 3$ 时,求各次边频的幅度,并画出频谱图,求出载波分量功率和边频分量功率。设未调载波幅度为 A 。

解 由卡森公式可知,取到 4 次边频即可。查贝塞尔函数表可得

$$\begin{aligned} J_0(3) &= -0.26 & J_1(3) &= 0.34 \\ J_2(3) &= 0.49 & J_3(3) &= 0.31 \\ J_4(3) &= 0.13 & J_5(3) &= 0.04 \end{aligned}$$

画出的频谱图如图 3-35 所示。

载波分量功率为

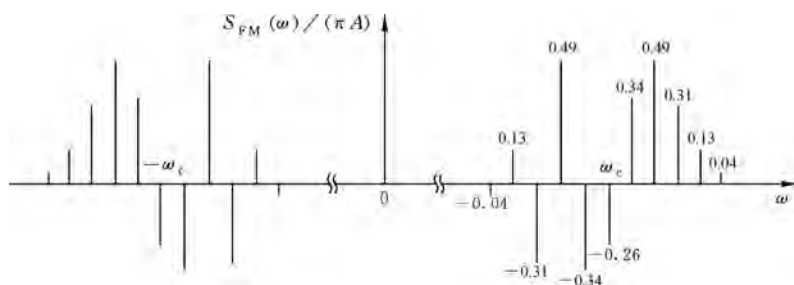


图 3-35 例 3-5 中调频信号频谱图

$$P_c = \frac{A^2}{2} J_0^2(3) = \frac{A^2}{2} \times 0.26^2 = \frac{A^2}{2} \times 0.06$$

4 次边频分量的功率和为

$$P_f = 2 \times \frac{A^2}{2} [0.34^2 + 0.49^2 + 0.31^2 + 0.13^2] = \frac{A^2}{2} \times 0.90$$

由以上计算可得该调频信号的总功率为

$$P_{FM} = \frac{A^2}{2} \times 0.96$$

说明它已达到未调载波功率的 96%，被忽略的高次边频分量的功率仅占总功率的 4%。

3.4.3 调频信号的产生与解调

1. 调频信号的产生

产生调频信号通常有两种方法,一种为直接调频法,又称参数变值法;另一种为倍频法。

1) 直接调频法

由电路的知识可知,振荡器的频率由电抗元件的参数决定。如果用调制信号直接改变电抗元件的参数,可以使输出信号的瞬时频率随调制信号呈线性变化。这种产生调频信号的方法为直接调频法,原理图如图 3-36 所示。



图 3-36 直接调频法原理图

在实际应用中,常采用压控振荡器(VCO)作为产生调频信号的调制器,压控振荡器的输出频率在一定范围内正比于所加的控制电压。根据载波频率不同,压控振荡器使用的电抗元件不同。较低频率时可以采用变容二极管、电抗管或集成电路作压控振荡器。在微波频段可采用反射式速调管作压控振荡器。

直接调频法的优点是容易实现,且可以得到很大的频偏。但这种方法产生的载频会发生漂移,因此还需要附加稳频电路。



2) 倍频法

倍频法指的是先产生窄带调频信号,然后用倍频和混频的方法变换为宽带调频信号。

由于产生窄带调频信号比较容易,所以它经常用于间接产生宽带调频信号。窄带调频信号可看成是正交分量与同相分量的合成,即

$$s_{\text{NBFM}}(t) \approx A \cos \omega_c t - \left[AK_{\text{FM}} \int f(t) dt \right] \sin \omega_c t \quad (3-121)$$

由式(3-121)可知,采用图 3-37 所示的方框图可实现窄带调频。

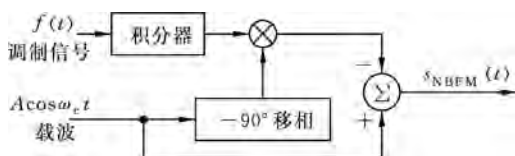


图 3-37 窄带调频调制原理图

窄带调频信号的调频指数一般都很小,为了实现宽带调频,要采用倍频法提高调频指数,如图 3-38 所示。倍频器的作用是使输出信号的频率为输入信号频率的某一给定倍数。倍频器可以用非线性器件实现,然后用带通滤波器滤除不需要的频率分量。以理想平方律器件为例,其输出-输入特性为

$$s_o(t) = a s_i^2(t) \quad (3-122)$$



图 3-38 倍频法原理图

当输入信号 $s_i(t)$ 为调频信号时,有

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

平方律器件输出为

$$\begin{aligned} s_o(t) &= a s_i^2(t) = a A^2 \cos^2[\omega_c t + \varphi(t)] \\ &= \frac{1}{2} a A^2 + \frac{1}{2} a A^2 \cos[2\omega_c t + 2\varphi(t)] \end{aligned} \quad (3-123)$$

由式(3-123)可知,滤除直流分量后即可得一个新的调频信号,但此时载频和相位偏移均增为 2 倍。以单频调制为例,相位偏移可表示为

$$\varphi(t) = \beta_{\text{FM}} \sin \omega_m t$$

相位偏移增为 2 倍后,有

$$2\varphi(t) = 2\beta_{\text{FM}} \sin \omega_m t \quad (3-124)$$

对同一调制信号 $A_m \cos \omega_m t$ 而言,由于相位偏移增为 2 倍,所以新调频波的调频指数也必然增为 2 倍,这就意味着频偏也增为 2 倍。同理,用一个 n 次律器件可以使调频信号的载频和调频指数也增为 n 倍。

这时就出现了一个矛盾,即使用倍频法提高了调频指数,但也提高了载波频率,这有可能使载频过高而不符合要求(工程上,载频的使用必须遵守国家或地区相关部门的规定),且频率过高也给电路技术提出了较高要求。为了解决这个矛盾,往往在使用倍频器的同时使用混频器,用以控制载波的频率。混频器的作用与幅度调制器的作用相同,它将输入信号的频谱移动到给定的频率位置上,但不改变其频谱结构。如图 3-39 所示,混频器由相乘器和带通滤波器组成。中心频率为 f_c 的输入信号和频率为 f_r 的参考信号相乘,相乘的结果使输入信号的频谱搬移到中心频率为 $f_c \pm f_r$ 的位置上, $f_c + f_r$ 称为和频, $f_c - f_r$ 称为差频,用带通滤波器可滤出和频信号或差频信号。产生和频信号的混频过程称为上变频,产生差频信号的混频过程称为下变频。显然,通过下变频得到的差频信号,其频率被人为降低了,这是解决倍频法提高载波频率这一问题的有效途径。

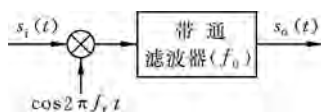


图 3-39 混频器原理图

在工程上产生宽带调频信号的办法是将倍频器和混频器适当配合使用,如图 3-40 所示。该图所对应的宽带调频信号产生方法称为阿姆斯特朗(Armstrong)法。设窄带调频器产生的窄带调频信号的载频为 f_1 ,最大频偏为 Δf_1 ,调频指数为 β_1 ,若要求宽带调频信号的载频为 f_c ,最大频偏为 Δf_{FM} ,调频指数为 β_{FM} 。信号经过第一级倍频器之后进入混频器,混频器输出差频信号,之后再进行第二级倍频,由图 3-40 可以列出它们的关系如下:

$$\left. \begin{aligned} f_c &= n_2(n_1 f_1 - f_r) \\ \Delta f_{FM} &= n_1 n_2 \Delta f_1 \\ \beta_{FM} &= n_1 n_2 \beta_1 \end{aligned} \right\} \quad (3-125)$$

由公式(3-125)可求出所需参数 n_1, n_2 及 f_r 。在工程上,当载频 f_c 是某规定的频率值时,通过选择合适的参考信号频率值 f_r ,并合理设计倍频次数,就可以达到实际应用的要求。

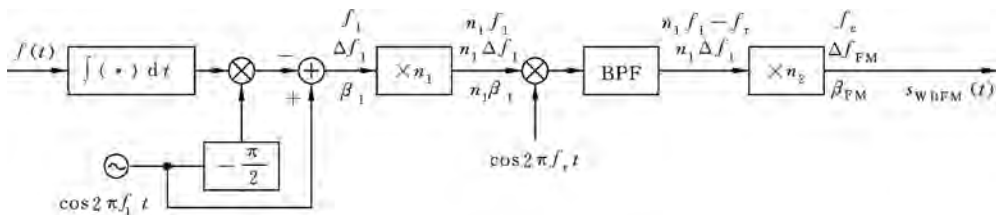


图 3-40 倍频法

例 3-6 用图 3-40 所示框图构成调频发射机。设调制信号是 $f_m = 15\text{kHz}$ 的单频余弦信号,窄带调频信号的载频 $f_1 = 200\text{kHz}$,最大频偏 $\Delta f_1 = 25\text{Hz}$,混频器参考信号频率 $f_r = 10.9\text{MHz}$,倍频次数 $n_1 = 64, n_2 = 48$ 。

- ① 求窄带调频信号的调频指数;
- ② 求调频发射信号的载频、最大频偏、调频指数。

解 ① 由窄带调频信号的最大频偏 Δf_1 和调制信号频率 f_m 可求出调频指数

$$\beta_1 = \frac{\Delta f_1}{f_m} = \frac{25}{15 \times 10^3} = 1.67 \times 10^{-3}$$

② 调频发射信号的载频可由 f_1, f_r, n_1, n_2 求出, 即

$$f_c = n_2(n_1 f_1 - f_r) = 48 \times (64 \times 200 \times 10^3 - 10.9 \times 10^6) = 91.2(\text{MHz})$$

调频信号的最大频偏

$$\Delta f_{\text{FM}} = \Delta f_1 \cdot n_1 n_2 = 25 \times 64 \times 48 = 76.8(\text{kHz})$$

调频指数

$$\beta_{\text{FM}} = \frac{\Delta f_{\text{FM}}}{f_m} = \frac{76.8 \times 10^3}{15 \times 10^3} = 5.12$$

2. 调频信号的解调

与幅度调制一样, 调频信号也有相干解调和非相干解调两种解调方式。相干解调仅适用于窄带调频信号, 而非相干解调适用于窄带和宽带调频信号。解调的方法不同, 其目的都是要得到一个幅度随输入信号频率成比例变化的输出信号。

1) 非相干解调

调频信号的一般表达式为

$$s_{\text{FM}}(t) = A \cos \left[\omega_c t + K_{\text{FM}} \int f(t) dt \right] \quad (3-126)$$

解调器的输出应为

$$s_o(t) \propto K_{\text{FM}} f(t) \quad (3-127)$$

采用具有线性的频率-电压转换特性的鉴频器, 可对调频信号进行直接解调。图 3-41(a)、(b) 分别给出理想鉴频器特性和鉴频器的组成框图。理想鉴频器可看成是微分器与包络检波器的级联。微分器的输出

$$s_d(t) = -A [\omega_c + K_{\text{FM}} f(t)] \sin \left[\omega_c t + K_{\text{FM}} \int f(t) dt \right] \quad (3-128)$$

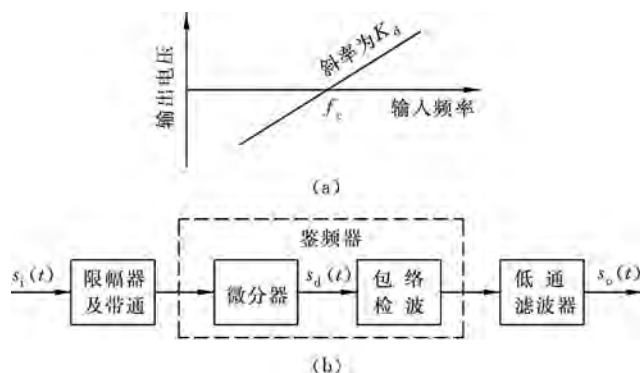


图 3-41 鉴频器特性及组成

式(3-128)表示的是一个调幅调频信号, 其幅度为

$$\rho(t) = A [\omega_c + K_{\text{FM}} f(t)] \quad (3-129)$$

载波频率为

$$\omega(t) = \omega_c + K_{\text{FM}} f(t) \quad (3-130)$$

如果 $K_{\text{FM}} f(t) \ll \omega_c$, 则式(3-128)可近似地看作是包络为 $\rho(t)$ 的常规调幅信号, 稍有不同的是载波频率有微小的变化。用包络检波器检出其包络, 再滤去直流后, 得到的输出为

$$s_o(t) = K_d K_{\text{FM}} f(t) \quad (3-131)$$

这里 K_d 称为鉴频器灵敏度。

以上解调过程是先由微分器将调频信号转换为调幅调频信号, 再由包络检波器提取其包络, 所以上述解调方法又称为包络检测。包络检测的缺点是对调频波的寄生调幅也有反应。理想的调频波是等幅波, 但信道中的噪声和其他原因会引起调频波的幅度起伏, 这种幅度起伏被称为寄生调幅。为此, 在微分器之前加一个限幅器和带通滤波器。

2) 相干解调

相干解调适用于线性调制, 因此对调频信号仅限于窄带调频的情况。解调器的框图如图 3-42 所示。带通滤波器用来限制信道所引入的噪声, 但能使调频信号顺利通过。

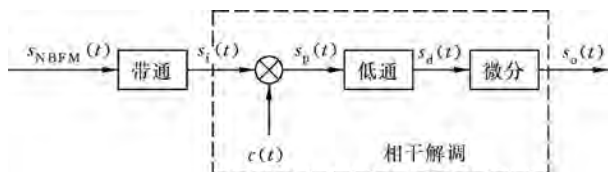


图 3-42 窄带调频信号的相干解调

窄带调频信号可分解成同相分量和正交分量之和, 设其表达式为

$$s_{\text{NBFM}}(t) = A \cos \omega_c t - A \left[K_{\text{FM}} \int f(t) dt \right] \sin \omega_c t \quad (3-132)$$

相乘器的相干载波

$$c(t) = -\sin \omega_c t \quad (3-133)$$

相乘器的输出为

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

由低通滤波器取出其低频分量

$$s_d(t) = \frac{AK_{\text{FM}}}{2} \int f(t) dt$$

再经微分器, 得输出信号为

$$s_o(t) = \frac{AK_{\text{FM}}}{2} f(t) \quad (3-134)$$

由此可见, 相干解调可以恢复原调制信号。这种方法与幅度调制的相干解调一样, 需要本地载波与发送载波完全同步, 否则将使解调信号失真。

3.5 调频系统的抗噪声性能

调频信号有非相干解调和相干解调两种解调方式,以下分别讨论它们的抗噪声性能。与线性调制系统的分析过程类似,先由解调方法建立分析模型,然后分别计算解调前的输入信噪比和解调后的输出信噪比,最终通过信噪比增益反映系统的抗噪声性能。

3.5.1 非相干解调的抗噪声性能

宽带调制信号采用非相干解调方式,抗噪声性能的分析模型如图 3-43 所示。带通滤波器的作用是抑制信号带宽之外的噪声,信道引入的加性噪声为高斯白噪声,其单边功率谱密度为 n_0 。

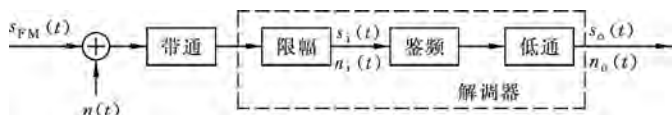


图 3-43 宽带调频系统抗噪声性能分析模型

解调器输入的调频信号为

$$s_{\text{FM}}(t) = A \cos \left[\omega_c t + K_{\text{FM}} \int f(t) dt \right]$$

输入信号的平均功率

$$S_i = \frac{A^2}{2} \quad (3-135)$$

带通滤波器的带宽与调频信号的带宽 B_{FM} 相同,所以鉴频器输入噪声的平均功率

$$N_i = n_0 B_{\text{FM}} \quad (3-136)$$

因此输入信噪比

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{A^2}{2n_0 B_{\text{FM}}} \quad (3-137)$$

鉴频器输入端加入的是调频信号与窄带高斯噪声的叠加,即

$$\begin{aligned} s_i(t) + n_i(t) &= s_{\text{FM}}(t) + n_i(t) \\ &= A \cos[\omega_c t + \varphi(t)] + V(t) \cos[\omega_c t + \theta(t)] \end{aligned} \quad (3-138)$$

式中, $\varphi(t)$ 为调频信号的瞬时相位偏移; $V(t)$ 为窄带高斯噪声的瞬时幅度; $\theta(t)$ 为窄带高斯噪声的瞬时相位偏移。式(3-138)中两个同频余弦波可以合成为一个余弦波,即

$$s_i(t) + n_i(t) = B(t) \cos[\omega_c t + \psi(t)] \quad (3-139)$$

这里的 $B(t)$ 对解调器输出无影响,鉴频器只对瞬时频率的变化有反应,因此分析的对象只是合成波瞬时相位偏移 $\psi(t)$ 。

为了表达简单,将调频信号、窄带噪声和合成波表示为

$$\left. \begin{aligned} A \cos [\omega_c t + \varphi(t)] &= a_1 \cos \varphi_1 \\ V(t) \cos [\omega_c t + \theta(t)] &= a_2 \cos \varphi_2 \\ B(t) \cos [\omega_c t + \psi(t)] &= a \cos \varphi \end{aligned} \right\} \quad (3-140)$$

并分别将其称为信号矢量、噪声矢量和合成矢量。利用三角函数的矢量表示法,通过求合成矢量可以确定 $\psi(t)$ 的大小。

如图 3-44 所示,设坐标平面以速度 ω_c 旋转,各矢量将变为 φ_1 、 φ_2 和 φ 的相对关系。在一个较大的信号矢量上叠加一个较小的噪声矢量,如图 3-44(a)所示;在一个较大的噪声矢量上叠加一个较小的信号矢量,如图 3-44(b)所示。由图 3-44(a)可见,为了求 $\psi(t)$ 可先求 $\varphi - \varphi_1$,利用 $\triangle OAB$ 可得

$$\tan(\varphi - \varphi_1) = \frac{AB}{OB} = \frac{a_2 \sin(\varphi_2 - \varphi_1)}{a_1 + a_2 \cos(\varphi_2 - \varphi_1)} \quad (3-141)$$

由此求得

$$\varphi = \varphi_1 + \arctan \frac{a_2 \sin(\varphi_2 - \varphi_1)}{a_1 + a_2 \cos(\varphi_2 - \varphi_1)} \quad (3-142)$$

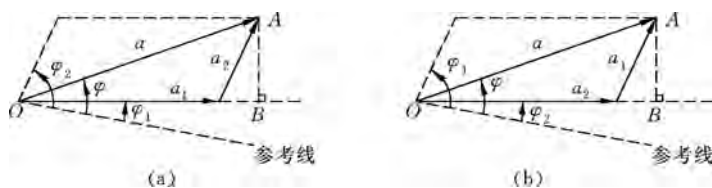


图 3-44 矢量合成图

将原表达式(3-140)代入上式,得

$$\psi(t) = \varphi(t) + \arctan \frac{V(t) \sin [\theta(t) - \varphi(t)]}{A + V(t) \cos [\theta(t) - \varphi(t)]} \quad (3-143)$$

当输入信噪比很高,即 $A \gg V(t)$ 时,可得 $\psi(t)$ 的近似式

$$\psi(t) \approx \varphi(t) + \frac{V(t)}{A} \sin [\theta(t) - \varphi(t)] \quad (3-144)$$

理想鉴频器的输出应与输入信号的瞬时频偏成正比,设比例常数为 1,鉴频器对式(3-144)进行微分,可得到输出为

$$v_o(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\psi(t)}{dt} = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt} + \frac{dn_d(t)}{dt} \frac{1}{2\pi A} \quad (3-145)$$

这里

$$n_d(t) = V(t) \sin [\theta(t) - \varphi(t)] \quad (3-146)$$

式(3-145)中的第一项即为有用信号项,第二项为噪声项。按式(3-93)对调频波的定义,相位偏移 $\varphi(t)$ 与调制信号 $f(t)$ 的关系为 $\varphi(t) = K_{FM} \int f(t) dt$, 所以解调器的输出信号为

$$s_o(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt} = \frac{1}{2\pi} K_{FM} f(t) \quad (3-147)$$

输出信号的平均功率为

$$S_o = \frac{K_{\text{FM}}^2}{4\pi^2} \overline{f^2(t)} = \frac{K_{\text{FM}}^2}{4\pi^2} E[f^2(t)] \quad (3-148)$$

解调器的输出噪声与 $n_d(t)$ 有关。经分析可知, $n_d(t)$ 是双边带宽为 B_{FM} 、双边功率谱密度 $P_d(f) = n_0$ 的低通型噪声。 $n_d(t)$ 进入鉴频器后, 鉴频器的输出噪声与 $n_d(t)$ 的微分成正比。微分网络的功率传递函数为

$$|H(\omega)|^2 = |j\omega|^2 = (2\pi f)^2 \quad (3-149)$$

因此解调器输出噪声的功率谱密度在解调信号带宽内应为

$$P_o(f) = |H(\omega)|^2 \frac{n_0}{(2\pi A)^2} = \frac{n_0 f^2}{A^2}, \quad |f| \leq \frac{B_{\text{FM}}}{2} \quad (3-150)$$

式(3-150)说明, 与鉴频器输入噪声功率谱密度 $P_d(f)$ 的均匀分布不同, 鉴频器输出噪声功率谱密度 $P_o(f)$ 为抛物线分布, 与输出频率的平方成正比。调频信号解调过程中的噪声功率谱变化如图 3-45 所示。

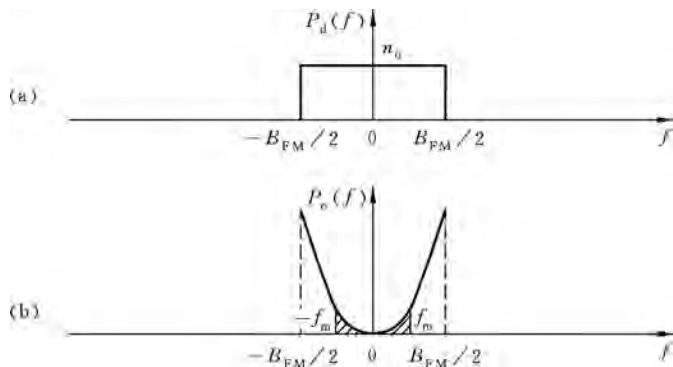


图 3-45 解调过程中噪声功率谱的变化

鉴频器的输出经低通滤波器滤除调制信号频带以外的频率分量。滤波器的截止频率即为调频信号的最高频率 f_m , 因此输出噪声功率应为图 3-45(b) 中斜线部分所包含的面积, 即

$$N_o = \int_{-f_m}^{f_m} \frac{n_0 f^2}{A^2} df = \frac{2n_0 f_m^3}{3A^2} \quad (3-151)$$

由式(3-148)和式(3-151)可得调频信号鉴频器解调的输出信噪比

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{3A^2 K_{\text{FM}}^2 E[f^2(t)]}{8\pi^2 n_0 f_m^3} \quad (3-152)$$

为了理解上式的物理意义, 可对式中的 K_{FM} 进行代换。由于最大频偏 Δf_{max} 可写为

$$\Delta f_{\text{max}} = \frac{1}{2\pi} K_{\text{FM}} |f(t)|_{\text{max}}$$

所以有

$$K_{\text{FM}} = \frac{2\pi \Delta f_{\text{max}}}{|f(t)|_{\text{max}}}$$

代入式(3-152)后,有

$$\frac{S_o}{N_o} = 3 \left(\frac{\Delta f_{\max}}{f_m} \right)^2 \frac{E[f^2(t)]}{|f(t)|_{\max}^2} \frac{A^2/2}{n_0 f_m} \quad (3-153)$$

由式(3-137)和式(3-153)可求得信噪比增益为

$$G_{\text{FM}} = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} = 3 \left(\frac{\Delta f_{\max}}{f_m} \right)^2 \frac{E[f^2(t)]}{|f(t)|_{\max}^2} \left(\frac{B_{\text{FM}}}{f_m} \right) \quad (3-154)$$

当 $\Delta f_{\max} \gg f_m$ 时, $B_{\text{FM}} \approx 2\Delta f_{\max}$, 上式可写为

$$G_{\text{FM}} \approx 6 \left(\frac{\Delta f_{\max}}{f_m} \right)^3 \frac{E[f^2(t)]}{|f(t)|_{\max}^2} = 6D_{\text{FM}}^3 \frac{E[f^2(t)]}{|f(t)|_{\max}^2} \quad (3-155)$$

这里的 D_{FM} 即为 3.4.2 小节定义的频偏比。

在单频调制情况下,频偏比为调频指数,即 $D_{\text{FM}} = \beta_{\text{FM}}$, 并且有以下结论:

$$\frac{E[f^2(t)]}{|f(t)|_{\max}^2} = \frac{1}{2}$$

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

因此式(3-154)可写为

$$G_{\text{FM}} = 3\beta_{\text{FM}}^2(1 + \beta_{\text{FM}}) \quad (3-156)$$

当 $\beta_{\text{FM}} \gg 1$ 时有近似式

$$G_{\text{FM}} \approx 3\beta_{\text{FM}}^3 \quad (3-157)$$

由式(3-155)和式(3-156)可知,在大信噪比时宽带调频的信噪比增益是很高的,它与频偏比(或调频指数)的立方成正比。例如调频广播中取 $\beta_{\text{FM}} = 5$, 此时信噪比增益

$$G_{\text{FM}} = 3 \times 5^2 \times (1 + 5) = 450$$

例 3-7 设调频与常规调幅信号均为单频调制,调频指数为 β_{FM} , 调幅指数 $\beta_{\text{AM}} = 1$, 调制信号频率为 f_m 。当信道条件相同、接收信号功率相同时比较它们的抗噪声性能。

解 调频波的输出信噪比

$$\frac{S_{\text{oFM}}}{N_{\text{oFM}}} = G_{\text{FM}} \frac{S_{\text{iFM}}}{N_{\text{iFM}}}$$

常规调幅波的输出信噪比

$$\frac{S_{\text{oAM}}}{N_{\text{oAM}}} = G_{\text{AM}} \frac{S_{\text{iAM}}}{N_{\text{iAM}}}$$

设两种信号输出信噪比之比为 Γ , 即有

$$\Gamma = \frac{\frac{S_{\text{oFM}}}{N_{\text{oFM}}}}{\frac{S_{\text{oAM}}}{N_{\text{oAM}}}} = \frac{G_{\text{FM}} S_{\text{iFM}} N_{\text{iAM}}}{G_{\text{AM}} S_{\text{iAM}} N_{\text{iFM}}}$$

根据题目条件可知:

$$S_{\text{iFM}} = S_{\text{iAM}}$$

$$N_{\text{iAM}} = n_0 B_{\text{AM}} = 2n_0 f_m$$

$$N_{\text{iFM}} = n_0 B_{\text{FM}} = 2n_0 (1 + \beta_{\text{FM}}) f_m$$



$$G_{AM} = \frac{2\beta_{AM}^2}{2 + \beta_{AM}^2} = \frac{2}{3}$$

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

将以上结果代入 Γ 的表达式,得

$$\Gamma = \frac{3\beta_{FM}^2(1 + \beta_{FM}) \times 2n_0 f_m}{\frac{2}{3} \times 2n_0(1 + \beta_{FM}) f_m} = \frac{9}{2}\beta_{FM}^2$$

由此例可知,在信道条件相同、接收信号功率相同的条件下,两种信号输出信噪比的比值与 β_{FM}^2 成正比。例如, $\beta_{FM}=5$ 时,调频输出信噪比是 $\beta_{AM}=1$ 的常规调幅的 112.5 倍。这也可以理解成当两者输出信噪比相等时,调频信号的发射功率可减小到调幅信号的 1/112.5。

对于 $\beta_{FM} \gg 1$ 的宽带调频信号,还可进一步将带宽 B_{FM} 表示为

$$B_{FM} \approx 2\Delta f_{\max} = 2f_m\beta_{FM} = B_{AM}\beta_{FM}$$

代入例 3-7 中 Γ 的表达式,得

$$\Gamma = \frac{9}{2}\beta_{FM}^2 \approx \frac{9}{2}\left(\frac{B_{FM}}{B_{AM}}\right)^2$$

这说明宽带调频信号的抗噪声性能明显优于常规调幅信号,这是以增加传输带宽为代价换来的。对于调频系统,增加带宽可以改善输出信噪比,也就是改善抗噪声性能,即以带宽换取信噪比。而线性调制系统由于带宽固定,无法进行带宽与信噪比的互换。这也正是在抗噪声性能方面调频系统优于线性调制系统的重要原因。

但是,在调频系统中以带宽换取抗噪声性能改善并不是无止境的。随着带宽的增加,输入噪声功率增大,在输入信号功率不变的条件下,输入信噪比会降低,当输入信噪比降到一定程度时会出现门限效应,输出信噪比将急剧恶化。

例 3-8 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,试比较调制效率为 1/3 的常规调幅系统和调频指数为 5 的调频系统的带宽和发射功率。设信道噪声的单边功率谱密度为 $n_0=5 \times 10^{-15} \text{ W/Hz}$,信道损耗 α 为 60dB。

解 调频系统的带宽和信噪比增益分别为

$$B_{FM} = 2(1 + \beta_{FM})f_m = 2 \times (1 + 5) \times 8 \times 10^6 = 96(\text{MHz})$$

$$G_{FM} = 3\beta_{FM}^2(1 + \beta_{FM}) = 3 \times 5^2 \times 6 = 450$$

常规调幅系统的带宽和信噪比增益分别为

$$B_{AM} = 2f_m = 2 \times 8 \times 10^6 = 16(\text{MHz})$$

$$G_{AM} = 2\eta_{AM} = 2 \times \frac{1}{3} = \frac{2}{3}$$

系统传输模型如图 3-46 所示。发送信号 S_T 经过信道传输,衰减 α 后作为接收机解调器的输入 S_i ,解调器的输出为 S_o 。

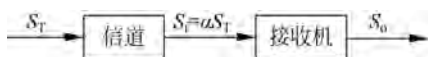


图 3-46 系统传输模型

调频系统的发射功率为

$$\begin{aligned}
 S_{\text{FM}} &= \frac{S_o}{N_o} \frac{1}{G_{\text{FM}}} \frac{1}{\alpha} N_i \\
 &= \frac{S_o}{N_o} \frac{1}{G_{\text{FM}}} \frac{1}{\alpha} n_o B_{\text{FM}} \\
 &= 10^4 \times \frac{1}{450} \times 10^6 \times 5 \times 10^{-15} \times 96 \times 10^6 = 10.67(\text{W})
 \end{aligned}$$

常规调幅系统的发射功率为

$$\begin{aligned}
 S_{\text{AM}} &= \frac{S_o}{N_o} \frac{1}{G_{\text{AM}}} \frac{1}{\alpha} N_i \\
 &= \frac{S_o}{N_o} \frac{1}{G_{\text{AM}}} \frac{1}{\alpha} n_o B_{\text{AM}} \\
 &= 10^4 \times \frac{3}{2} \times 10^6 \times 5 \times 10^{-15} \times 16 \times 10^6 = 1200(\text{W})
 \end{aligned}$$

3.5.2 调频系统中的门限效应

3.5.1 小节讨论的是宽带调频信号在大信噪比时的抗噪声性能。对于小信噪比的情况,可以用图 3-44(b)表示。用同样的方法可求出

$$\varphi = \varphi_2 + \arctan \frac{a_1 \sin(\varphi_1 - \varphi_2)}{a_2 + a_1 \cos(\varphi_1 - \varphi_2)} \quad (3-158)$$

当输入信噪比很低时, $V(t) \gg A$, 上式可近似为

$$\phi(t) \approx \theta(t) + \frac{A}{V(t)} \sin[\varphi(t) - \theta(t)] \quad (3-159)$$

式(3-159)说明在解调器的输出中不存在单独的有用信号项,信号被噪声扰乱,因而输出信噪比急剧恶化。这种情况与常规调幅包络检波时相似,也称为门限效应。

出现门限效应时,输出信噪比的计算比较复杂。理论分析和实验验证指出,门限效应的转折点与调频指数有关。图 3-47 表示单频调制时输出和输入信噪比的近似关系。图中各曲线的转折点为门限值。在门限值以上输出信噪比与输入信噪比保持线性关系。在门限值附近曲线弯曲,到门限值以下时输出信噪比急剧下降,说明噪声逐渐成为决定性因素。图中曲线表明, β_{FM} 愈高发生门限效应的转折点也愈高,即在输入信噪比较大时就产生门限效应,但在转折点以上输出信噪比的改善愈明显。对于不同的 β_{FM} , 门限值在 8~11dB 的范围

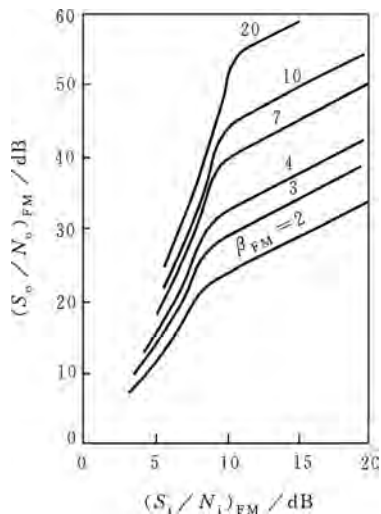


图 3-47 非相干解调的门限效应

内变化,一般认为门限值约为 10dB。

采用比鉴频器更复杂的一些解调方法可以改善门限效应,缓和这一矛盾。例如采用环路法解调,即采用锁相环解调器或频率反馈解调器,当调频指数从 2 变化到 10 时,能使门限值下降 6~10dB,相当于接收机的输入信噪比在接近 0dB 时仍能正常工作。这种改善称为门限的扩展。在某些背景噪声比较大,或者发射功率受约束的条件下,例如卫星通信或散射通信系统,这种门限值的改善是极为必要的。当然,获得门限扩展的效果是以增加设备的复杂性作为代价的。

3.5.3 相干解调的抗噪声性能

窄带调频信号采用相干解调,抗噪声性能的分析模型如图 3-48 所示。经推导可得到信噪比增益为

$$G_{\text{NBFM}} = 6 \left(\frac{\Delta f_{\text{max}}}{f_m} \right)^2 \frac{E[f^2(t)]}{|f(t)|_{\text{max}}^2} \quad (3-160)$$

单频调制时有

$$\frac{E[f^2(t)]}{|f(t)|_{\text{max}}^2} = \frac{1}{2}$$

窄带调频的调频指数 $\beta_{\text{FM}} = \Delta f_{\text{max}}/f_m$, 典型值通常取 $\beta_{\text{FM}} = 1/\sqrt{10}$, 这样, 由式 (3-160) 可得

$$G_{\text{NBFM}} \leq 0.3 \quad (3-161)$$

窄带调频相干解调与宽带调频非相干解调相比, 其信噪比增益很低, 但采用相干解调时不存在门限效应。

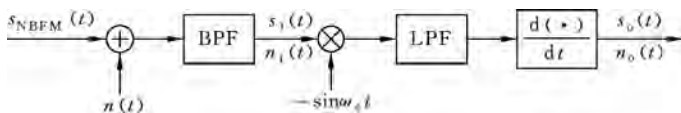


图 3-48 窄带调频系统抗噪声性能分析模型



3.5.4 调频系统中的加重技术

在调频信号的抗噪声性能分析中已经指出, 鉴频器输出噪声功率谱密度为抛物线分布、与输出频率的平方成正比, 因此输出噪声中的高频分量功率增大, 但是输出信号的功率只和调制信号本身的特性有关。对调频广播中所传送的语音和音乐信号来说, 其大部分功率集中在低频端, 这样在信号功率谱密度最小的高频端噪声的功率谱却是最大, 这对于解调输出信噪比显然是不利的。

如果在接收端解调之后采用一个具有滚降特性的去加重网络, 就可以减小输出噪声的功率。考虑到去加重网络也会引起传输信号的频率失真, 作为补偿, 在发送端调制之前加一个预加重网络来抵消去加重网络所带来的失真。预加重网络的传递函数 $H_p(f)$

必须是去加重网络传递函数 $H_d(f)$ 的倒数,即

$$H_p(f) = \frac{1}{H_d(f)} \quad (3-162)$$

图 3-49 表示预加重和去加重网络在系统中的位置。设 Γ 为没有去加重网络和有去加重时噪声功率之比, Γ 的表达式为

$$\Gamma = \frac{\int_{-f_m}^{f_m} P_o(f) df}{\int_{-f_m}^{f_m} P_o(f) |H_d(f)|^2 df} \quad (3-163)$$

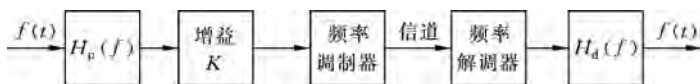


图 3-49 具有预加重和去加重网络的系统

式中, $P_o(f)$ 为解调器输出噪声功率谱密度, 由式 (3-150) 可知, $P_o(f) = n_0 f^2 / A^2$, 于是式 (3-163) 又可写为

$$\Gamma = \frac{2f_m^3}{3 \int_{-f_m}^{f_m} f^2 |H_d(f)|^2 df} \quad (3-164)$$

式 (3-164) 也表明信噪比改善的程度, 它取决于去加重网络的传递函数 $H_d(f)$ 。去加重网络最简单的情况是图 3-50(a) 所示的 RC 滤波器, 设滤波器 3dB 带宽为 $f_1 = 1/RC$, 其传递函数和模值平方分别为

$$H_d(f) = \frac{1}{1 + j\left(\frac{f}{f_1}\right)} \quad (3-165)$$

$$|H_d(f)|^2 = \frac{1}{1 + \left(\frac{f}{f_1}\right)^2} \quad (3-166)$$

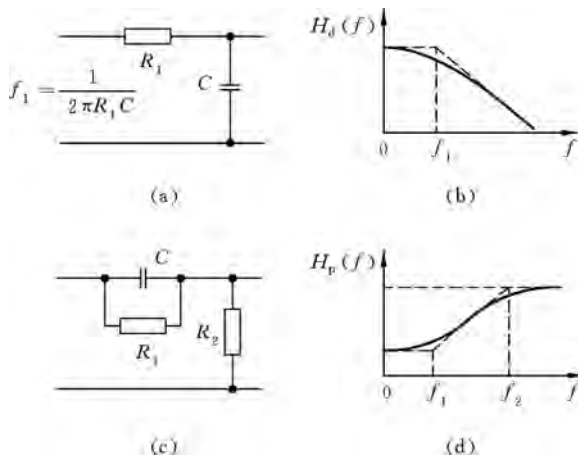


图 3-50 去加重和预加重网络

其幅频特性如图 3-50(b)所示。相应的预加重网络及幅频特性如图 3-50(c),(d)所示。将式(3-166)代入式(3-164)可得

$$\Gamma = \frac{f_m^3}{3 \int_0^{f_m} \frac{f^2}{1+(f/f_1)^2} df} = \frac{(f_m/f_1)^3}{3 [(f_m/f_1) - \arctan(f_m/f_1)]} \quad (3-167)$$

Γ 与 (f_m/f_1) 的关系示于图 3-51, 如曲线 A 所示。当 $f_m = 15\text{kHz}$, $f_1 = 2.1\text{kHz}$ 时, $f_m/f_1 = 7.14$, 由式(3-167)求得 $\Gamma = 21.3$, 即 13.3dB。

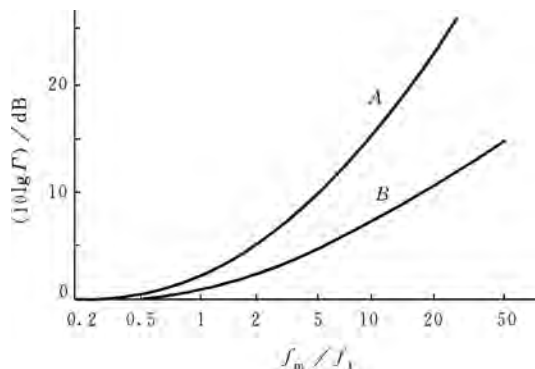


图 3-51 采用预加重和去加重技术对信噪比的改善

由于调频信号的频偏与调制信号成正比, 而预加重网络的作用是提升高频分量, 因此调频后最大频偏就要增加, 可能超出原有信道所容许的频带宽度。为了保持频偏不变, 需要在预加重后将信号适当衰减一些, 然后再去调制, 因此实际的改善效果比图 3-50 中曲线 A 的值要差。在带宽受限的情况下信噪比的改善如曲线 B 所示。例如, 在上组数据中信噪比的改善值不是 13dB, 而是 6dB。

预加重和去加重技术不但在调频系统中得到了实际应用, 而且也应用在其他音频传输系统中, 例如在录音和放音设备中广泛应用的杜比(Dolby)降噪声系统就是一个例子。

3.6 各种模拟调制系统的比较

本节将对各种模拟调制系统进行总结和比较, 以期对模拟调制系统有一个全面的理解。

1. 各种模拟调制方式总结

设调制信号 $f(t)$ 是频率为 f_m 的正弦信号, 接收信号平均功率相等, 信道噪声功率谱密度相同。在输入信噪比高于门限的前提下, 各种模拟调制方式的已调信号的带宽、信噪比增益、设备复杂程度及主要应用等如表 3-2 所示, 其中常规调幅(AM)的调制度设为 100%。

表 3-2 各种模拟调制方式总结

调制方式	带 宽	信噪比增益	设备复杂程度	主 要 应 用
AM	$2f_m$	$2/3$	最简单	中短波无线电广播
DSB	$2f_m$	2	中等	专用通信, 频分多路通信
SSB	f_m	1	最复杂	短波无线电广播, 频分多路通信
VSB	略大于 f_m	近似 SSB	中等	商用广播电视
FM	$2(1+\beta_{FM})f_m$	$3\beta_{FM}^2(1+\beta_{FM})$	简单	无线电广播, 微波中继

2. 各种模拟调制方式性能比较

从抗噪声性能来说, WBFM 最好, DSB、SSB 和 VSB 次之, AM 最差。图 3-52 画出各种模拟调制系统的性能曲线, 图中的圆点表示门限值。门限值以下曲线迅速下降。

从频带利用率来说, SSB 最好, VSB 与 SSB 接近, DSB 和 AM 次之, WBFM 最差。

从表 3-2 还可以看出, WBFM 的调频指数越大, 抗噪声性能越好, 但占据带宽越宽, 频带利用率越低。

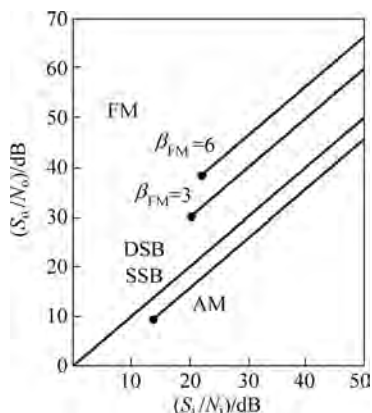


图 3-52 各种模拟调制系统的性能曲线

3.7 频分复用

若干路独立的信号在同一信道中传送称为复用。由于在一个信道传输多路信号而互不干扰, 因此可以提高信道的利用率。按复用方式的不同复用可分为频分复用(FDM)和时分复用(TDM)两类。

频分复用是按频率分割多路信号的方法, 即将信道的可用频带分成若干互不交叠的频段, 每路信号占据其中的一个频段。在接收端用适当的滤波器将多路信号分开, 分别进行解调和终端处理。时分复用是按时间分割多路信号的分法, 即将信道的可用时间分成若干顺序排列的时隙, 每路信号占据其中的一个时隙。在接收端用时序电路将多路信号分开, 分别进行解调和终端处理。

3.7.1 频分复用原理

频分复用系统的原理方框图如图 3-53 所示。图中设有 n 路基带信号,为了限制已调信号的带宽,各路信号首先由低通滤波器进行限带,限带后的信号分别对不同频率的载波进行线性调制,形成频率不同的已调信号。为了避免已调信号的频谱交叠,各路已调信号由带通滤波器进行限带,相加形成频分复用信号后送往信道传输。在接收端首先用带通滤波器将多路信号分开,各路信号由各自的解调器进行解调,再经低通滤波器滤波,恢复为原调制信号。

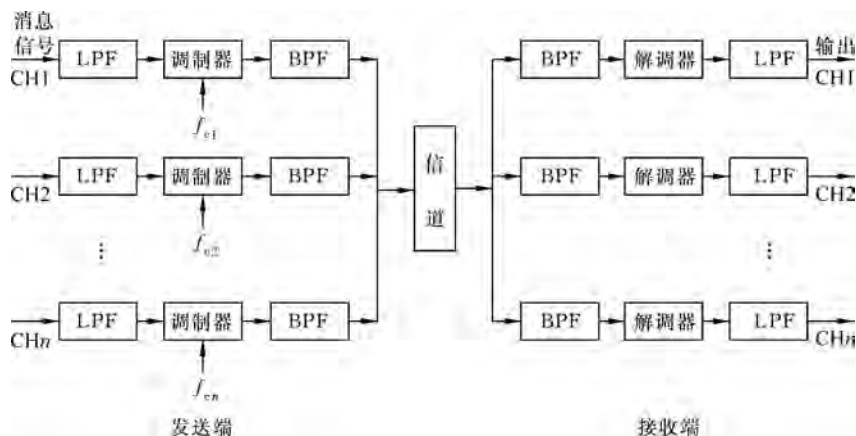


图 3-53 频分多路复用系统

各路载频的间隔除了考虑信号频谱不重叠外,还应考虑到传输过程中邻路信号的相互干扰以及带通滤波器制作的困难程度。因此在选择各路载波信号的频率时,在保证各路信号的带宽以外,还应留有一定的防卫间隔,一般要求相邻载波之间的间隔为

$$\Delta B = B_s + B_g \quad (3-168)$$

式中, B_s 为已调信号带宽; B_g 为防卫间隔。

频分复用的优点是信道的利用率高,允许复用的路数多,分路也很方便。缺点是设备复杂,不仅需要大量的调制器、解调器和带通滤波器,而且还要求接收端提供相干载波。此外,由于在传输过程中的非线性失真,在频分复用中不可避免地会产生路际干扰。若传输的是话音信号,则称这种干扰为串音。这说明频分复用信号的抗干扰性能较差。

为了减少载频的数量和各种部件的类型,并使滤波器的制作比较容易,一般都采用多级调制的方法。随着路数的增加,多级调制的优越性更加明显。在模拟载波通信中一般都采用四级调制,调制方式多为单边带。在不同的通信系统中,多级调制也可以采用频率调制方式。

3.7.2 复合调制

采用两种或两种以上调制方式形成的复用系统称为复合调制系统。在模拟调制中,通常先形成频分复用信号,然后再进行第二种调制。在数字调制中,通常先形成时分复用信号,然后再进行第二种调制。

图 3-54 表示 SSB/FM 复合调制系统。第一级采用频分复用的 SSB 调制,设每路调制信号带宽为 W ,则 n 路频分复用信号的带宽为 nW 。第二级调制采用调频,其载频为 ω_F 。调频信号带宽取决于调频指数。

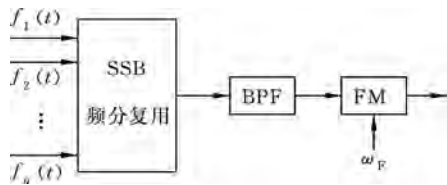


图 3-54 SSB/FM 复合调制系统

3.8 模拟通信系统的应用举例

3.8.1 调幅广播

调幅广播采用的是常规调幅方式,使用的波段分为中波和短波两种。

中波调幅广播的载频为 $535\text{kHz} \sim 1605\text{kHz}$ 。由于中波在自由空间中的传播特点,一般用于地区性广播。短波调幅广播的载频为 $3.9\text{MHz} \sim 18\text{MHz}$ 。短波传播是靠电离层反射而实现的,所以传播距离可达数千公里。在调幅广播中,调制信号的最高频率取到 4.5kHz ,电台之间的间隔 $\Delta B \geq 9\text{kHz}$ 。

3.8.2 调频广播

调频广播的质量明显优于调幅广播。在普通单声道的调频广播中,取调制信号的最高频率 f_H 为 15kHz ,最大频偏 $\Delta f_{\max}$ 为 75kHz ,由卡森公式可算出调频信号的带宽为

$$B = 2(f_H + \Delta f_{\max}) = 2 \times (15 + 75) = 180(\text{kHz})$$

规定各电台之间的频道间隔为 200kHz 。

双声道立体声调频广播与单声道调频广播是兼容的,左声道信号 L 和右声道信号 R 的最高频率也为 15kHz 。左声道和右声道相加形成和信号 $(L+R)$,相减形成差信号 $(L-R)$ 。差信号 $(L-R)$ 对 38kHz 的副载波进行双边带调制,连同和信号 $(L+R)$ 形成一个频分复用信号,作为调频立体声广播的调制信号,其形成过程如图 3-55 所示,频谱如图 3-56 所示。 $0 \sim 15\text{kHz}$ 用于传送 $(L+R)$ 信号, $23\text{kHz} \sim 53\text{kHz}$ 用于传送 $(L-R)$ 信号, $59\text{kHz} \sim 75\text{kHz}$ 则用于辅助信道。 $(L-R)$ 信号的载波频率为 38kHz 。发送端在 19kHz 处发送一个单频信号用作立体声指示,并作为接收端提取同频同相相干载波使用,该信号称为导频信号。在普通调频广播中只发送 $0 \sim 15\text{kHz}$ 的 $(L+R)$ 信号。

接收立体声广播后先进行鉴频,得到频分复用信号。对频分复用信号进行相应的分离,以恢复出左声道信号 L 和右声道信号 R ,其原理如图 3-57 所示。

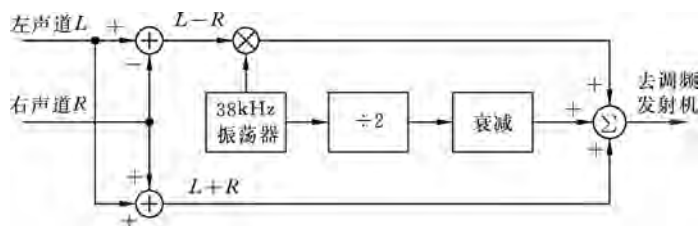


图 3-55 立体声广播信号的形成



图 3-56 立体声广播信号的频谱

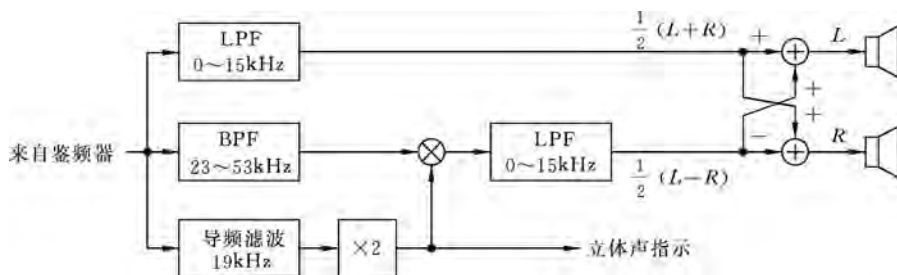


图 3-57 立体声广播信号的解调

调频广播使用的载频为 $87\text{MHz}\sim 108\text{MHz}$ ，与地面电视的载频同处于甚高频(VHF)频段。在我国电视频道中第 5 频道和第 6 频道之间留有较宽的频率间隔，以供调频广播使用。

3.8.3 地面广播电视

由电视塔发射的电视节目称地面广播电视。电视信号是由不同种类的信号组合而成的，这些信号的特点不同，所以采用了不同的调制方式。图像信号是 $0\sim 6\text{MHz}$ 宽带视频信号，为了节省已调信号的带宽，又因难以采用单边带调制，所以采用残留边带调制，并插入很强的载波。接收端可用包络检波的方法恢复图像信号，因而使接收机得到简化。伴音信号则采用宽带调频方式，不仅保证了伴音信号的音质，而且对图像信号的干扰也很小。伴音信号的最高频率 $f_H=15\text{kHz}$ ，最大频偏 $\Delta f_{\max}=50\text{kHz}$ ，用卡森公式可计算出伴音调频信号的频带宽度为

$$B = 2(f_H + \Delta f_{\max}) = 2 \times (15 + 50) = 130(\text{kHz})$$

又考虑到图像信号和伴音信号必须用同一副天线接收,因此图像载频和伴音载频不得相隔太远。

我国黑白电视的频谱如图 3-58(a)所示,残留边带的图像信号和调频的伴音信号形成一个频分复用信号。图像信号主边带标称带宽为 6MHz,残留边带标称带宽为 0.75MHz,为使滤波器制作容易,底宽定为 1.25MHz。图像载频与伴音载频相距 6.5MHz,伴音载频与邻近频道的间隔为 0.25MHz,电视信号总频宽为 8MHz。残留边带信号在载频处的互补特性是在接收端形成的,电视接收机中放的理想频率响应为一斜切特性,如图 3-58(b)所示。

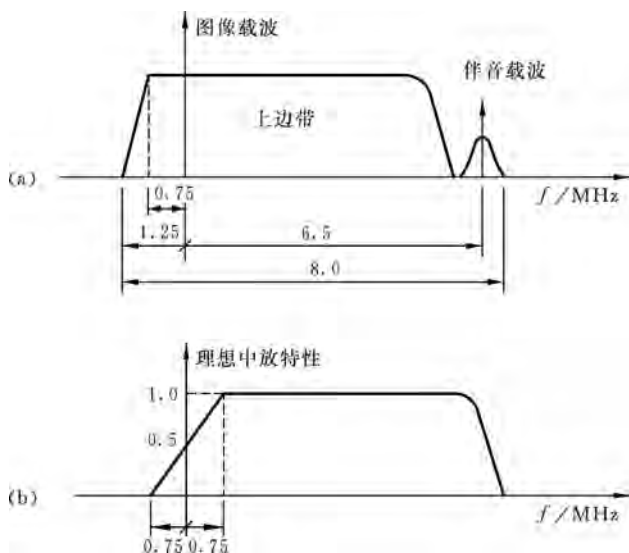


图 3-58 黑白电视信号的频谱

彩色电视和黑白电视是兼容的。在彩色电视信号中,除了亮度信号即黑白电视信号以外,还有两路色差信号 $R-Y$ (红色与亮度之差) 和 $B-Y$ (蓝色与亮度之差)。我国彩色电视使用 PAL 制,这两路色差信号对 4.43MHz 彩色副载波进行正交的抑制载波双边带调制,即两路信号对相同频率而相位差 90° 的两个载波分别进行抑制载波双边带调制。彩色电视信号的频谱如图 3-59 所示。

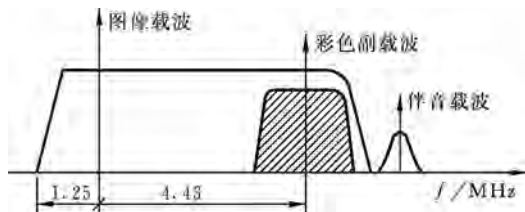


图 3-59 彩色电视信号的频谱

3.8.4 卫星直播电视

与地面广播电视不同,卫星直播电视是由卫星发送或转发电视信号,一般用户利用天线可以直接收看的电视广播技术。卫星直播电视系统示意图如图 3-60 所示。地面发射站以定向微波波束将电视节目信号经上行线路发往卫星,卫星上的星载转发器接收信号后,经变频和放大处理再以定向微波波束经下行线路向预定的地区发射。地面接收站收转或用简单的接收设备就可以收看发射站播放的电视节目。地面接收站有专业的和简易的,前者供转播使用,后者供个人或集体收看使用。

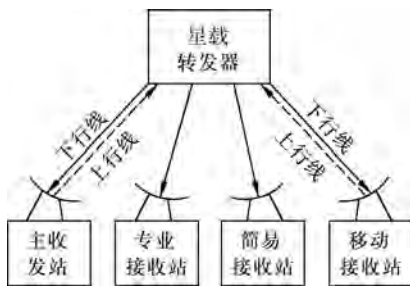


图 3-60 卫星直播电视系统示意图

利用置于室外直径小于 1m 的抛物面天线及廉价的卫星电视接收机,就能达到满意的接收效果,是卫星直播电视的最终目标。为达到这样的目的,星载转发器的功率应有上千瓦或更大。但目前星载转发器的功率只有约 100W,而且普通家用电视机不能直接接收卫星电视,因此目前多数采用集体接收的方式,即用大天线接收卫星信号,经放大和转换,再经电缆电视提供给用户。

与地面广播电视相比,卫星直播电视的优点是十分明显的。它以较小的功率服务于广大地区。若要覆盖一个地域辽阔的国家,发射功率只需 1kW 以上,而且接收质量较高。但地面广播电视的发射功率一般在 10kW 以上,服务半径在 100km 之内。

在卫星直播电视中,图像传输采用调频方式,伴音信号的传输可以是单路伴音,也可以是多路伴音,而且调制方式不同。取图像信号的最高频率 f_H 为 6MHz,最大频偏 $\Delta f_{\max}$ 为 7MHz,再留有 1MHz 的保护间隔,图像信号的总带宽为 27MHz。

伴音信号分为单路伴音和多路伴音两种,多路伴音用以同时传送多种语言。在和图像基带信号合成之前伴音信号首先要进行一次调制。单路伴音采用 FM 方式,信号的抗干扰能力强,但占用了较宽的频带。多路伴音采用数字化传输。多路伴音信号先形成时分复用的 PCM 信号,然后对副载波进行四相差分相移键控(4DPSK)的数字调制。经过一次调制后的伴音信号与图像信号相加成为频分复用的电视基带信号,送至调制器对 70MHz 的中频载波进行调频,然后送至发射机,经变频、放大后形成发射信号。

卫星直播电视使用的频段均有相应规定。

习题

3.1 幅度为 A_0 的载波受到幅度为 A_m 的单频余弦波调制产生调幅波。

- (1) 试画出其时间波形;
- (2) 试画出其频谱组成;

(3) 指出什么时候开始过调幅。

3.2 使用题 3.1 的 AM 波。

(1) 试求在 $A_m = \frac{1}{4}A_0, \frac{1}{2}A_0, \frac{3}{4}A_0$ 和 A_0 时的总边带功率；

(2) 画出调制效率与调幅指数 A_m/A_0 的依赖关系。

3.3 如果调制信号改为峰-峰值为 $2A_m$ 的方波,重复题 3.2 的内容,并进行比较。

3.4 如果原来是 100% 的单音调幅波通过滤波器后使其上边带幅度降低一半,试求其输出波形的时间表示式。

3.5 已知一个 AM 发射机的负载为 50Ω 电阻,未调制时负载上的平均功率为 100W,当调幅器输入端所加单频正弦测试信号的峰值幅度是 5V 时,在负载上的平均功率增高 50%。试求:

(1) 每个边带的平均输出功率;

(2) 负载上的调幅指数;

(3) 负载上的调幅波形的峰值幅度;

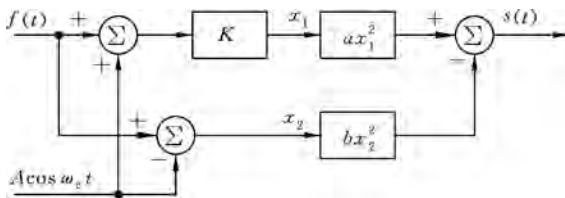
(4) 当调制正弦波的幅度减小到 2V 时,求负载上的平均功率。

3.6 把载波 $A_0 \cos \omega_c t$ 和信号 $f(t)$ 之和 $x(t)$ 加到一个平方律器件上,其输出为 $y(t) = kx^2(t)$, k 为常数。

(1) 求输出信号,在输出端出现什么类型信号?

(2) 为了得到不失真的调幅信号, ω_c 与信号带宽的关系应如何?

3.7 证明只要适当选择图题 3-7 中的放大器增益 K ,不用滤波器即可实现抑制载波双边带调制。



图题 3-7

3.8 当调制信号为双频信号时,画出双边带信号的频谱组成。其中, $f_1(t) = A \cos \omega_m t$, $f_2(t) = A \cos 2\omega_m t$, 并且载频 $\omega_c = 5\omega_m$ 。

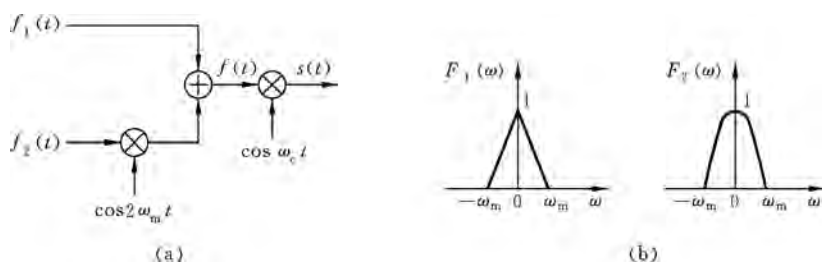
3.9 某通信系统发送部分如图题 3-9(a)所示,其中 $f_1(t)$ 及 $f_2(t)$ 是要传送的两个基带调制信号,它们的频谱如图题 3-9(b)所示。

(1) 写出合成信号 $f(t)$ 的频谱表达式,并画出其频谱图;

(2) 写出已调波 $s(t)$ 的频域表达式,并画出其频谱图。

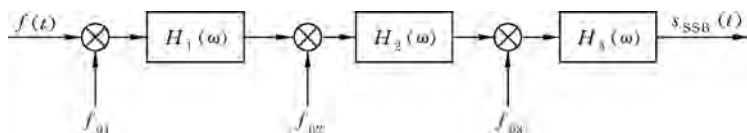
3.10 设已调波为 $s_{DSB}(t) = f(t) \cos \omega_0 t$,通过理想传输后,若接收端相干载波相位误差为 $\Delta\theta$,试问若使解调信号是最大值的 90%,允许的 $\Delta\theta$ 是多少?

3.11 若环行调制器中载波是方波,频率为 f_c ,当调制信号是频率为 f_m 的单频余弦信号时,求已调信号的频谱。



图题 3-9

3.12 试画出三级滤波法产生上边带信号的频谱搬移过程,调制系统如图题 3-12 所示。其中, $f_{01}=50\text{kHz}$, $f_{02}=5\text{MHz}$, $f_{03}=100\text{MHz}$, 调制信号为 $300\sim 3400\text{Hz}$ 的话音信号。

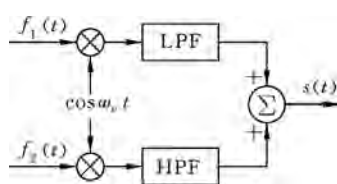


图题 3-12

3.13 图题 3-13 的系统是以同一个载波被 2 个消息信号进行 SSB 调幅的一种方式, LPF、HPF 分别为低、高通滤波器, 截止频率均为 ω_c 。

(1) 当 $f_1(t) = \cos\omega_1 t$, $f_2(t) = \cos\omega_2 t$ 时, 试推导 $s(t)$ 的表示式;

(2) 画出适应 $s(t)$ 解调的方框图。



图题 3-13

3.14 模拟保密通信中采用的一种倒频器由第一级乘法器、高通滤波器、第二级乘法器与低通滤波器级联而成。第一级与第二级乘法器所使用载波的频率分别为 f_c 与 $f_b + f_c$, 且 $f_c > f_b$ 。话音信号的频率范围为 (f_a, f_b) , 高通与低通滤波器的截止频率都等于 f_c 。

(1) 画出倒频器方框图;

(2) 写出倒频器输出信号表达式, 并画出各级的频谱;

(3) 设计一个接收系统, 以恢复原始话音信号。

3.15 设下边带调制信号为 $s_{\text{SSB}}(t)$, 它的希尔伯特变换为 $\hat{s}_{\text{SSB}}(t)$ 。又设消息信号为 $f(t)$, 其希尔伯特变换为 $\hat{f}(t)$, 载波幅度为 A_c , 频率为 f_c 。

(1) 证明:

$$f(t) = \frac{2}{A_c} [s_{\text{SSB}}(t) \cos(2\pi f_c t) + \hat{s}_{\text{SSB}}(t) \sin(2\pi f_c t)]$$

及

$$\hat{f}(t) = -\frac{2}{A_c} [\hat{s}_{\text{SSB}}(t) \cos(2\pi f_c t) - s_{\text{SSB}}(t) \sin(2\pi f_c t)]$$

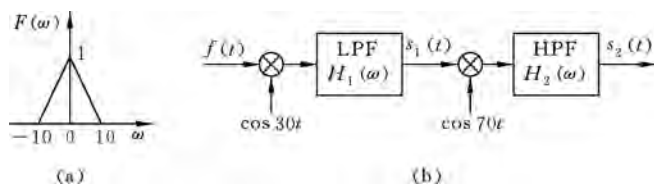
(2) 画出由上式原理构成的单边带接收机方框图。

3.16 调制信号频谱如图题 3-16(a)所示,用图题 3-16(b)所示的两次滤波法实现单边带调幅,若第一次取下边带则第二次取上边带。

(1) 画出已调波频谱;

(2) 若 $H_1(\omega)$ 及 $H_2(\omega)$ 均为理想滤波器,画出它们的幅频特性;

(3) 画出由接收已调信号恢复原信号 $f(t)$ 的方框图。



图题 3-16

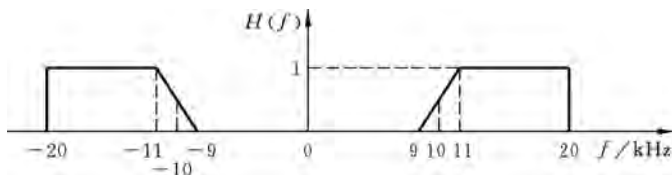
3.17 将双边带信号通过残留边带滤波器,产生残留边带信号。若此滤波器的传递函数 $H(f)$ 如图题 3-17 所示。若调制信号 $f(t)$ 为下列三种情况:

(1) $A \cos(1000\pi t)$;

(2) $A [\cos(1000\pi t) + \cos(6000\pi t)]$;

(3) $A \cos(1000\pi t) \cdot \cos(2000\pi t)$ 。

载频为 10kHz。画出每一情况下所得残留边带信号的频谱,试确定所得 VSB 信号的时域表达式。



图题 3-17

3.18 证明常规调幅采用相干解调时信噪比增益与式(3-78)相同。

3.19 在双边带抑制载波调制和单边带调制中,消息信号均为 3kHz 限带低频信号,载频为 1MHz,接收信号功率为 1mW,信道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。

3.20 采用包络检波的常规调幅系统中,若噪声单边功率谱密度为 $5 \times 10^{-8} \text{W}/\text{Hz}$,单频正弦波调制时载波功率为 100mW,边带功率为每边带 10mW,接收机带通滤波器带宽为 8kHz。

(1) 求解调输出信噪比;

(2) 若采用抑制载波双边带系统,其性能优于常规调幅多少分贝?

3.21 当某接收机的输出噪声功率是 10^{-9}W 时,该机的输出信噪比为 20dB。从发

射机到接收机所经路径的总损耗是 100dB。试求:

- (1) 双边带发射机的输出功率;
- (2) 单边带发射机的输出功率。

3.22 一个 100% 单频调制的标准调幅信号和一个单边带信号分别用包络检波器和相干解调器来接收。假定单边带信号的输入功率为 1mW, 那么在保证获得同样输出信号功率的条件下, 标准调幅信号的输入功率应为多大?

3.23 已知角调制信号为 $s(t) = \cos[\omega_c t + 100\cos\omega_m t]$ 。

- (1) 如果它是调相信号, 并且 $K_{PM} = 2$, 试求调制信号 $f(t)$;
- (2) 如果它是调频信号, 并且 $K_{FM} = 2$, 试求调制信号 $f(t)$;
- (3) 求以上两种已调信号的最大频偏。

3.24 已知调频信号

$$s_{FM}(t) = 10\cos[10^6\pi t + 8\cos(10^3\pi t)]$$

调制器的频偏常数 $K_{FM} = 200\text{Hz/V}$, 试求:

- (1) 载频 f_c ;
- (2) 调频指数;
- (3) 最大频偏;
- (4) 调制信号 $f(t)$ 。

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

3.26 设有 1GHz 的载波, 受 10kHz 正弦信号调频, 最大频偏 10kHz, 试求:

- (1) FM 信号的近似带宽;
- (2) 调制信号幅度加倍时的带宽;
- (3) 调制信号频率加倍时的带宽;
- (4) 调制信号的幅度和频率都加倍时的带宽;
- (5) 若最大频偏减为 1kHz, 重复(1)、(2)、(3)、(4)。

3.27 设调制信号 $f(t) = \cos 4000\pi t$, 对载波 $c(t) = 2\cos(2 \times 10^6\pi t)$ 分别进行常规调幅和窄带调频, 频偏常数 $K_{FM} = 300\text{Hz/V}$ 。

- (1) 写出已调信号的时域和频域表示式;
- (2) 画出频谱图;
- (3) 讨论两种调制方式的主要异同点。

3.28 频率为 f_m 的正弦波同时作常规调幅和频率调制, 设未调载波功率相等, 调频波的频偏为调幅波带宽的 4 倍, 且距载频 $\pm f_m$ 的边频分量在两种调制中有相等的幅度。试求:

- (1) 调频波的调频指数;
- (2) 常规调幅信号的调幅指数。

3.29 用正弦信号 $f(t) = 10\cos(500\pi t)\text{V}$ 进行调频, 调频指数为 5, 在 50Ω 上未调

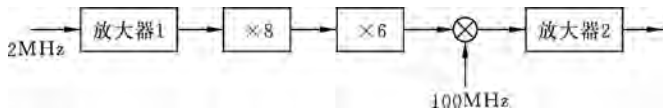
载波功率为 10W,求:

- (1) 频偏常数;
- (2) 已调信号的载波功率;
- (3) 一次与二次边频分量所占总功率的百分比;
- (4) 如输入正弦信号幅度降为 5V,带宽有何变化?

3.30 某 FM 发射机用正弦信号调制,未调制时,在 50Ω 的电阻性负载上输出功率为 100W。发射机的峰值频偏由零起逐渐增加,直到输出的第一个边频的幅度为零。试求:

- (1) 载波的平均功率;
- (2) 全部剩余边频的平均功率;
- (3) 调频波的幅度。

3.31 某发射机由放大器、倍频器和混频器组成,如图题 3-31 所示。已知输入的调频信号其载波频率为 2MHz,调制信号频率为 10kHz,最大频偏为 300kHz,试求两个放大器的中心频率和要求的通带宽度各为多少(混频后取和频)?



图题 3-31

3.32 用 1kHz 正弦信号对 200kHz 载波进行调频,峰值频偏为 150Hz,求:

- (1) 调频波带宽;
- (2) 上述调频信号经 16 倍频后的带宽;
- (3) 再经过 16 倍频后,调频信号中的最高边频数。

3.33 用鉴频器来接收调频信号,调制信号频率为 15kHz,幅度为 1V,最大频偏为 75kHz,信道噪声单边功率谱密度 $n_0 = 10^{-10} \text{ W/Hz}$,希望得到 40dB 输出信噪比,试求调频信号的幅度。

3.34 假定解调器输入端的信号功率比发送端的功率低 100dB,信道噪声单边功率谱密度 $n_0 = 10^{-10} \text{ W/Hz}$,调制频率为 10kHz,输出信噪比要求 26dB,试求在下列不同情况下的发送功率:

- (1) 10% 和 100% 的标准调幅;
- (2) 单边带调幅;
- (3) 最大频偏为 25kHz 的调频。

3.35 给定接收机的输出信噪比为 50dB,信道中 $n_0 = 10^{-10} \text{ W/Hz}$,单频调制信号频率为 10kHz,试求:

- (1) 在 90% 调幅时,需要调幅波的输入信噪比和载波幅度。
- (2) 在最大频偏为 75kHz 时,需要调频波的输入信噪比和幅度。

3.36 已知某单频调制的调频波的调频指数为 10,输出信噪比为 50dB,信道噪声双边功率谱密度为 $n_0/2 = 10^{-12} \text{ W/Hz}$,如果发送端平均发射功率为 10W,当达到输出信噪比要求时所允许的信道衰减为多少 dB? 设调制信号频率 $f_m = 2\text{kHz}$ 。

3.37 设信道引入的加性白噪声双边功率谱密度为 $n_0/2=0.25\times 10^{-14}\text{W/Hz}$, 路径损耗为 100dB, 调制信号为 10kHz 单频正弦。若要求解调输出信噪比为 40dB, 求下列情况发送端最小功率:

- (1) 常规调幅, 包络检波, $\beta_{\text{AM}}=0.707$;
- (2) 调频, 鉴频器解调, 最大频偏 $\Delta f=10\text{kHz}$;
- (3) 单边带调幅, 相干解调。

3.38 某通信信道分配 100kHz~150kHz 的频率范围用于传输调频波, 已知调制信号 $f(t)=A_m\cos(10^4\pi t)$, 信道衰减为 60dB, 信道噪声功率谱密度为 $n_0=10^{-10}\text{W/Hz}$ 。

- (1) 调频波有效带宽为多少? 载频应是多少?
- (2) 求出适当的调频指数 β_{FM} 和最大频偏;
- (3) 设接收机门限信噪比为 10dB, 如果要求接收机正常解调(输入信噪比应大于门限信噪比), 试计算发送端的载波幅度;
- (4) 写出发送端已调波表达式。

3.39 发射端已调波为 $s_{\text{FM}}(t)=10\cos[10^7\pi t+4\cos(2\pi\times 10^3t)]$, 信道噪声功率谱密度为 $n_0=5\times 10^{-10}\text{W/Hz}$, 试求每公里信道衰减量为多大时, 接收机在正常工作时最大传输距离是 150km。设接收机门限信噪比为 10dB。

3.40 有 10 路具有 3kHz 最高频率的信号进行多路复用, 采用 SSB/FM 复合调制, 假定不考虑邻路防护频带, 调频指数采用 5, 试求第二次调制前后的信号频带宽度各为多少?

3.41 设有一个 13kHz 正弦信号, 要在加性白噪声情况下用 FM 传输, 假定要求在解调器输出端有 20.33dB(108 倍)的信噪比改善。

- (1) 求不采用加重技术时所要求的最大频偏;
- (2) 采用加重技术时所要求的最大频偏是增大还是减小?

3.42 设有一个 60 路模拟话音信号的频分复用系统, 每路话音信号的频率范围为 0~4kHz。副载波调制用 SSB, 主载波调制用 FM。

- (1) 求副载波调制后的信号带宽;
- (2) 如果最大频偏为 800kHz, 试求信道传输带宽。

3.43 根据 FM 信号和 PM 信号的一般表达式, 完成题表 3-43。

题表 3-43

	FM	PM
表达式		
瞬时相位		
瞬时相位偏移		
最大相偏		
瞬时频率		
瞬时频率偏移		
最大频偏		