



信源产生的原始电信号,例如拾音器输出的话音信号等,大多属于低通信号,需要转换成适合信道传输的信号,这一转换称为调制。这样看来,所谓调制,就是按原始电信号的变化规律去改变载波某些参量的过程,载波起着运载原始电信号的作用,通常可以选择正弦信号或者脉冲串信号。这里的原始电信号常称为调制信号或基带信号,调制后所得到的信号称为已调信号或频带信号。

调制的方式很多,根据调制信号的形式不同,调制可分为模拟调制和数字调制。根据载波的形式不同,调制可以分为以正弦信号作为载波的连续波调制和以脉冲串作为载波的脉冲调制。根据调制信号控制载波的参数不同,调制可以分为幅度调制、频率调制和相位调制,或者幅度调制和角度调制。根据已调信号与调制信号频谱之间的关系,调制可以分为线性调制和非线性调制。除此之外,调制还有多种分类方式,这里不再一一赘述。

本章将讨论调制信号为模拟信号,载波为正弦信号的连续波调制,也就是模拟调制系统。并根据调制信号与已调制信号频谱之间的关系,重点介绍各种线性调制(AM、DSB、SSB、VSB)与非线性调制(FM、PM)信号的产生(调制)与接收(解调),分析它们的基本原理、方法和技术,研究不同调制系统的性能指标。

3.1 线性调制原理

如果输出已调信号的频谱和输入调制信号的频谱之间满足线性搬移关系,则称为线性调制,通常也称为幅度调制。线性调制的主要特征是调制前、后的信号频谱在形状上没有发生根本变化,仅仅是频谱的幅度和位置发生了变化,即把基带信号的频谱线性搬移到与信道相应的某个频带上。通常线性调制具体包括常规双边带调幅(AM)、抑制载波双边带调幅(DSB)、单边带调制(SSB)和残留边带调制(VSB)等。

3.1.1 常规双边带调幅

1. 信号描述

如果已调信号的包络与输入的调制信号呈线性对应关系,则称这种调制为常规双边带调幅(AM),其数学表达式可以写为

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

式中, A_0 为外加的直流分量; $m(t)$ 是调制信号,通常认为其平均值为0,即 $\overline{m(t)}=0$ 。



式(3-1)为 AM 信号的时域表达式,对应的频域描述为

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

AM 信号的典型波形和频谱示意图如图 3-1 所示。由图 3-1(a)可见,AM 信号波形的包络与调制信号 $m(t)$ 成正比。而从图 3-1(b)所示的频域描述可以看到:调制前后信号频谱形状没有变化,仅仅是信号频谱的位置和幅度的大小出现了变化;信号频谱由位于 $\pm f_c$ 处的冲激函数以及分布在 $\pm f_c$ 处两边的边带频谱组成;调制前调制信号的频带宽度为 f_H ,调制后 AM 信号的频带宽度变为

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

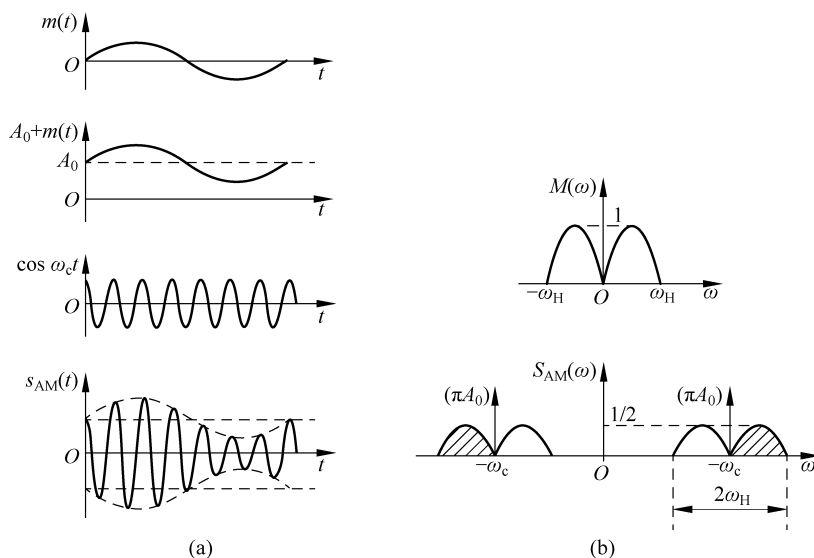


图 3-1 AM 信号的典型波形和频谱示意图

2. 调幅指数

观察图 3-1(a)可以看出,为了载波包络能够准确反映调制信号,则要求

$$A_0 + m(t) \geq 0 \quad \text{或} \quad A_0 \geq |m(t)|_{\max} \quad (3-4)$$

通常也可以用调幅指数定量描述 A_0 与 $|m(t)|_{\max}$ 的关系。如果调制信号为单频信号,设调制信号为

$$m(t) = A_m \cos \omega_m t \quad (3-5)$$

则

$$\begin{aligned} s_{AM}(t) &= [A_0 + A_m \cos \omega_m t] \cos \omega_c t \\ &= A_0 [1 + \beta \cos \omega_m t] \cos \omega_c t \end{aligned} \quad (3-6)$$

式中, $\beta = \frac{A_m}{A_0} \leq 1$ 称为**调幅指数**,也叫做**调幅度**。调幅指数的数值介于 0 和 1 之间,因此,正常情况下 $\beta < 1$,当 $\beta > 1$ 时称为过调幅,当 $\beta = 1$ 时称为满调幅(临界调幅)。

3. 功率分配及调制效率

AM 信号在 1Ω 电阻上的平均功率应等于 $s_{AM}(t)$ 的均方值,当 $m(t)$ 为确知信号时, $s_{AM}(t)$ 的均方值即为其平方的时间平均,即

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

因为调制信号不含直流分量,即 $\overline{m(t)}=0$,所以

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

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

由此可见,AM 信号的平均功率包括载波功率和边带功率两部分,而且只有边带功率分量才与调制信号有关,载波功率分量不携带信息。因此,有用信号功率占总功率的比例可以写为

$$\eta_{\text{AM}} = \frac{P_s}{P_{\text{AM}}} = \frac{\overline{m^2(t)}}{A_0^2 + \overline{m^2(t)}} \quad (3-8)$$

式中, η_{AM} 为调制效率,显然,AM 信号的调制效率总是小于 1。

例 3.1 设 $m(t)$ 为正弦信号,进行 100% 的常规双边带调幅,求此时的调制效率。

解: 依题意不妨设 $m(t) = A_1 \cos \omega_1 t$,而 100% 调制就是 $A_0 = |m(t)|_{\max}$ 的调制,即 $A_0 = A_1$ 。因此

$$\begin{aligned}
 \overline{m^2(t)} &= \frac{A_1^2}{2} = \frac{A_0^2}{2} \\
 \eta_{\text{AM}} &= \frac{\overline{m^2(t)}}{A_0^2 + \overline{m^2(t)}} = \frac{A_0^2/2}{A_0^2 + A_0^2/2} = \frac{1}{3} = 33.3\%
 \end{aligned}$$

由此可见,正弦波做 100% 调制时,调制效率也仅为 33.3%。

4. 调制与解调

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

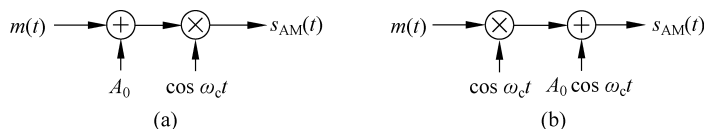


图 3-2 AM 信号产生原理

调制过程的逆过程叫做解调,AM 信号的解调是把接收到的已调信号 $s_{\text{AM}}(t)$ 还原为调制信号 $m(t)$ 。AM 信号的解调方法有相干解调和包络检波解调两种。

1) 相干解调

解调与调制的实质一样,均是频谱搬移,由图 3-1(b)所示 AM 信号的频谱可知,如果将已调信号的频谱搬回原点位置,即可得到原始的调制信号频谱,从而恢复出原始信号。解调中的频谱搬移同样可用调制时的相乘运算来实现,如图 3-3 所示,这种解调方法称为同步解调或相干解调,也叫同步检波。

从图 3-3 可以看出,将已调信号乘上一个与调制器同频同相的载波,得

$$\begin{aligned}
 z(t) &= s_{\text{AM}}(t) \cos \omega_c t \\
 &= [A_0 + m(t)] \cos^2 \omega_c t
 \end{aligned}$$

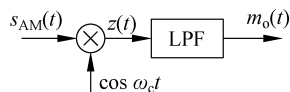


图 3-3 相干解调原理框图

$$= \frac{1}{2}[A_0 + m(t)] + \frac{1}{2}[A_0 + m(t)]\cos 2\omega_c t$$

可知,只要用一个低通滤波器(LPF),就可以将第1项与第2项分离,从而无失真地恢复出原始的调制信号

$$m_o(t) = \frac{1}{2}[A_0 + m(t)] \quad (3-9)$$

在式(3-9)中, $A_0/2$ 为直流成分,可以用一个隔直流电容来去除,从而得到调制信号 $m(t)$ 。

从上述实现过程可以看到,相干解调的关键是必须产生一个与调制器同频同相的载波,如果同频同相的条件得不到满足,则会影响原始信号的恢复。

2) 包络检波解调

由图3-1(a)所示 $s_{AM}(t)$ 的波形可见,AM信号波形的包络与输入基带信号 $m(t)$ 成正比,故可以用包络检波的方法恢复原始调制信号。包络检波器一般由半波或全波整流器和低通滤波器组成,如图3-4所示。

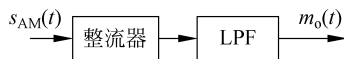


图3-5所示为串联型包络检波器的具体电路及其输出波形,电路由二极管D、电阻R和电容C组成。当RC值选择得当时,包络检波器的输出与输入信号的包络会十分相近。包络检波器输出的信号中通常含有频率为 ω_c 的波纹,可由低通滤波器滤除。

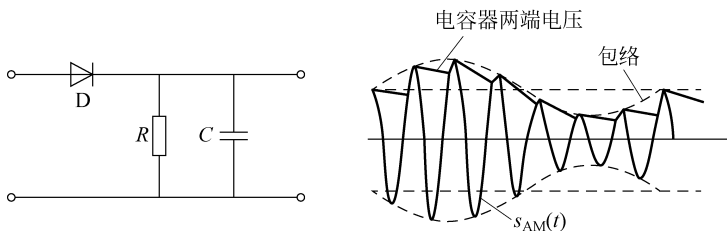


图 3-5 串联型包络检波器电路及其输出波形

包络检波法属于非相干解调法,其特点是解调电路简单,特别是接收端不需要与发送端同频同相的载波,大大降低了实现难度和成本。因此,几乎所有调幅(AM)式接收机都采用这种电路。

综上所述,采用AM调制传输信息的好处在于解调电路简单,可采用包络检波法;缺点是调制效率低,载波分量不携带信息但却占据了大部分功率。如果抑制载波分量的传送,则可演变出另一种调制方式,即抑制载波的双边带调幅(DSB)。

3.1.2 抑制载波的双边带调幅

1. 信号描述

由于调制信号 $m(t)$ 中无直流分量,将式(3-1)中的载波抑制掉,则输出的已调信号就是无载波分量的双边带调制信号,或称抑制载波双边带(DSB)调制信号,DSB信号的时域和频域描述分别为

$$s_{DSB}(t) = m(t)\cos\omega_c t \quad (3-10)$$



$$S_{\text{DSB}}(\omega) = \frac{1}{2} [M(\omega + \omega_c) + M(\omega - \omega_c)] \quad (3-11)$$

对应的波形和频谱示意图如图 3-6 所示。

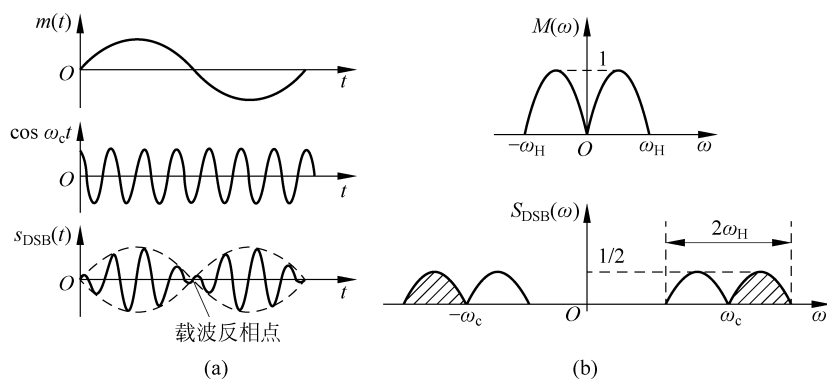


图 3-6 DSB 信号的波形和频谱示意图

由图 3-6 可见,DSB 信号的包络不再与 $m(t)$ 成正比,故不能进行包络检波,需采用相干解调。除了不再含有载频分量的离散谱外,DSB 信号的频谱与 AM 信号的完全相同,仍由上下对称的两个边带组成,故 DSB 信号是不带载波的双边带信号,因此,它的带宽与 AM 信号相同,也为基带信号带宽的 2 倍,即

$$B_{\text{DSB}} = B_{\text{AM}} = 2B_m = 2f_H \quad (3-12)$$

式中, $B_m = f_H$ 为调制信号带宽, f_H 为调制信号的最高频率。

2. 功率分配及调制效率

由于不再包含载波成分,因此,DSB 信号的功率就等于边带功率,即

$$P_{\text{DSB}} = P_s = \frac{1}{2} \overline{m^2(t)} \quad (3-13)$$

式中, P_s 为边带功率,显然,DSB 信号的调制效率为 100%。

3. 调制与解调

DSB 调制器模型可以由式(3-10)直接得到,具体结构如图 3-7 所示。可见,DSB 信号实质上就是基带信号与载波相乘得到的。

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

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

经低通滤波器,得

$$m_o(t) = \frac{1}{2} m(t) \quad (3-14)$$

DSB 的好处是节省了载波发射功率,调制效率高,调制电路简单,仅用一个乘法器就可实现;缺点是占用频带宽度比较宽,为基带信号的 2 倍,解调必须采用相干解调方式。

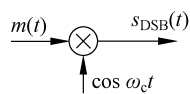


图 3-7 DSB 调制器模型



3.1.3 单边带调制

由于 DSB 信号的上、下两个边带是完全对称的,皆携带了调制信号的全部信息,因此,从信息传输的角度来考虑,仅传输其中一个边带就够了。这就演变出另一种新的调制方式,也就是单边带调制(SSB)。

1. 信号带宽和功率

从图 3-6 可以清楚地看出,SSB 信号的频谱是 DSB 信号频谱的一个边带,其带宽为 DSB 信号的一半,与基带信号带宽相同,即

$$B_{\text{SSB}} = \frac{1}{2}B_{\text{DSB}} = B_m = f_H \quad (3-15)$$

式中, $B_m = f_H$ 为调制信号带宽, f_H 为调制信号的最高频率。

由于仅包含一个边带,因此 SSB 信号的功率为 DSB 信号的一半,即

$$P_{\text{SSB}} = \frac{1}{2}P_{\text{DSB}} = \frac{1}{4}\overline{m^2(t)} \quad (3-16)$$

显然,因 SSB 信号不含有载波成分,单边带幅度调制效率为 100%。

2. SSB 信号的产生

产生 SSB 信号的方法很多,其中最基本的方法为滤波法和相移法。

(1) 滤波法

用滤波法实现单边带调制的原理如图 3-8 所示,图中的 $H_{\text{SSB}}(\omega)$ 为单边带滤波器。

产生 SSB 信号最直观的方法是将 $H_{\text{SSB}}(\omega)$ 设计成图 3-9 所示的具有理想高通特性 $H_H(\omega)$ 或理想低通特性 $H_L(\omega)$ 的单边带滤波器,从而只让所需的一个边带通过,滤除另一个边带,其传递函数可以表示为

$$H_{\text{SSB}}(\omega) = H_H(\omega) = \begin{cases} 1, & |\omega| > \omega_c \\ 0, & |\omega| \leq \omega_c \end{cases} \quad (3-17a)$$

$$H_{\text{SSB}}(\omega) = H_L(\omega) = \begin{cases} 1, & |\omega| < \omega_c \\ 0, & |\omega| \geq \omega_c \end{cases} \quad (3-17b)$$

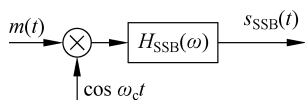


图 3-8 SSB 信号的滤波法产生

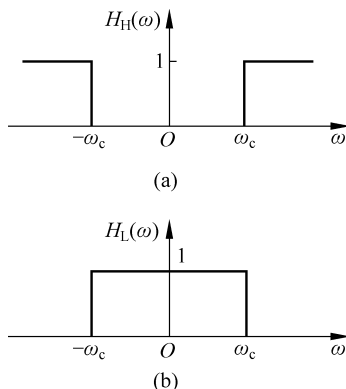


图 3-9 SSB 信号的滤波器

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

$$S_{\text{SSB}}(\omega) = S_{\text{SSB}}(\omega) H_{\text{SSB}}(\omega) \quad (3-18)$$

对应式(3-18), 上、下边带信号的频谱 $S_{\text{USB}}(\omega)$ 和 $S_{\text{LSB}}(\omega)$ 分别如图 3-10 所示。

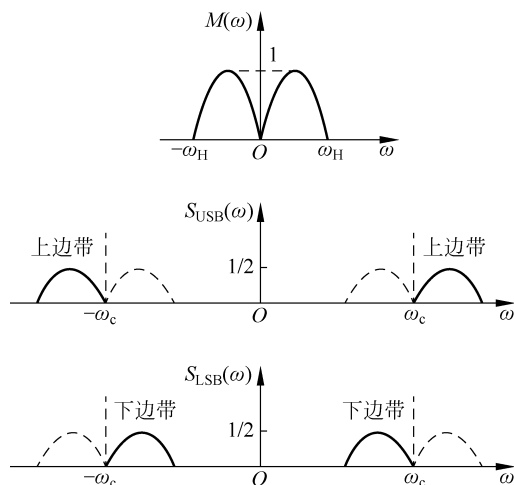


图 3-10 SSB 信号的频谱

用滤波法产生 SSB 信号的原理框图简洁、直观, 但存在的一个重要问题是单边带滤波器不易实现。这是因为理想特性的滤波器是不可能做到的, 实际滤波器从通带到阻带总有一个过渡带。滤波器的实现难度与过渡带相对于载频的归一化值有关, 过渡带的归一化值愈小, 分割上、下边带就愈难实现。通常从工程上讲, 需要过渡带 α 与载频 f_c 满足关系

$$f_c \leq \frac{2\alpha}{0.01} \quad (3-19)$$

例 3.2 对于 300~3400Hz 的话音信号, 如何使用滤波法实现单边带短波通信。

解: 已知短波通信工作频率为 3~30MHz 范围, 把 300~3400Hz 的话音信号直接用单边带调制方法调制到这样高的工作频率上显然是不行的, 因为它满足不了式(3-19)的约束, 因此, 必须经过多级单边带频谱搬移。

根据式(3-19)计算可以得到, 直接单边带频谱搬移的最大频率为

$$f_{c1} \leq \frac{2\alpha}{0.01} = \frac{2 \times 300}{0.01} = 60\text{kHz}$$

说明滤波器的中心工作频率不应超过 60kHz, 显然不能满足短波通信频段的要求。为此, 需要进行再次频谱搬移, 此时, 过渡带 $\alpha = 60.3\text{kHz}$, 利用式(3-19)可以得到

$$f_{c2} \leq \frac{2\alpha}{0.01} = \frac{2 \times 60.3}{0.01} \approx 12\text{MHz}$$

此时 12MHz 载波满足了短波通信工作频率要求。

上述两次频谱搬移的工作原理框图如图 3-11 所示。

当然, 如果工作频率超过 12MHz, 则需要采用 3 次或者更多次频谱搬移才能满足要求。这种多级频谱搬移的方法在单边带电台中已被广泛应用。

(2) 相移法

SSB 信号的频域表示直观且简明, 但其时域表达式的推导比较困难, 当调制信号是单音

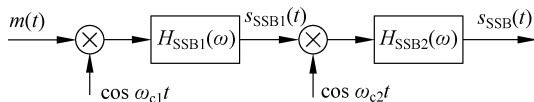


图 3-11 二次频谱搬移的框图

信号时,能够比较方便地推导出单音调制的单边带信号时域表达式。

设单音信号 $m(t) = A \cos \omega_m t$, 经图 3-8 所示的乘法器之后成为双边带信号, 可以表示为

$$\begin{aligned} s_{\text{DSB}}(t) &= m(t) \cos \omega_c t = A \cos \omega_m t \cos \omega_c t \\ &= \frac{A}{2} [\cos(\omega_c + \omega_m)t + \cos(\omega_c - \omega_m)t] \end{aligned} \quad (3-20)$$

如果通过上边带滤波器 $H_{\text{H}}(\omega)$, 则得到 USB 信号为

$$s_{\text{USB}}(t) = \frac{A}{2} \cos(\omega_c + \omega_m)t = \frac{A}{2} \cos \omega_m t \cos \omega_c t - \frac{A}{2} \sin \omega_m t \sin \omega_c t$$

如果通过下边带滤波器 $H_{\text{L}}(\omega)$, 则得到 LSB 信号为

$$s_{\text{LSB}}(t) = \frac{A}{2} \cos(\omega_c - \omega_m)t = \frac{A}{2} \cos \omega_m t \cos \omega_c t + \frac{A}{2} \sin \omega_m t \sin \omega_c t$$

把上、下两个边带合并起来, 可以写成

$$s_{\text{SSB}}(t) = \frac{A}{2} \cos \omega_m t \cos \omega_c t \mp \frac{A}{2} \sin \omega_m t \sin \omega_c t \quad (3-21)$$

式中, “-”对应上边带信号, “+”对应下边带信号。虽然, 式(3-21)是在单音调制下得到的, 但是它不失一般性, 可以证明对于任意调制信号, 其单边带调制的时域表达式为

$$s_{\text{SSB}}(t) = \frac{A}{2} m(t) \cos \omega_c t \mp \frac{A}{2} \hat{m}(t) \sin \omega_c t \quad (3-22)$$

同样, “-”对应上边带信号, “+”对应下边带信号; $\hat{m}(t)$ 表示把 $m(t)$ 的所有频率成分均相移 $\pi/2$, 称为 $m(t)$ 的希尔伯特变换。

根据式(3-22)可得到用相移法形成 SSB 信号的一般模型如图 3-12 所示, 图中 $H_{\text{h}}(\omega)$ 为希尔伯特滤波器, 它实质上是一个宽带相移网络, 使 $m(t)$ 中的任意频率分量均相移 $\pi/2$ 。

相移法形成 SSB 信号的困难在于宽带相移网络的制作, 该网络要对调制信号的所有频率分量严格相移 $\pi/2$, 这一点即使近似达到也是很困难的。为了解决这个难题, 可以采用混合法, 限于篇幅, 本书不做介绍。

3. SSB 信号的解调

由式(3-22)不难看出, SSB 信号的包络不再与调制信号 $m(t)$ 成正比, 因此 SSB 信号的解调也不能采用简单的包络检波, 需采用相干解调, 如图 3-13 所示。

从图 3-13 可以看到, 乘法器输出为

$$\begin{aligned} s_{\text{p}}(t) &= s_{\text{SSB}}(t) \cos \omega_c t = \frac{1}{2} [m(t) \cos \omega_c t \mp \hat{m}(t) \sin \omega_c t] \cos \omega_c t \\ &= \frac{1}{2} m(t) \cos^2 \omega_c t \mp \frac{1}{2} \hat{m}(t) \cos \omega_c t \sin \omega_c t \\ &= \frac{1}{4} m(t) + \frac{1}{4} m(t) \cos 2\omega_c t \mp \frac{1}{4} \hat{m}(t) \sin 2\omega_c t \end{aligned}$$

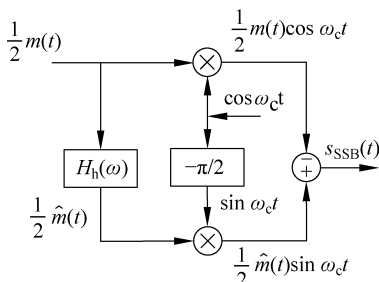


图 3-12 相移法产生 SSB 信号的模型

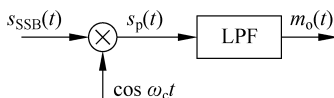


图 3-13 SSB 信号的相干解调

经低通滤波后解调输出为

$$m_o(t) = \frac{1}{4} m(t) \quad (3-23)$$

综上所述,单边带幅度调制的好处是节省了载波发射功率,调制效率高,频带宽度只有双边带的一半,频带利用率提高了一倍;缺点是单边带滤波器实现难度大。



3.1.4 残留边带调制

残留边带调制(VSB)是介于 SSB 与 DSB 之间的一种调制方式,它既克服了 DSB 信号占用频带宽的问题,又解决了单边带滤波器因过于陡峭而不易实现的难题。

1. 调制原理

为避免 SSB 系统中单边带滤波器过度陡峭的问题,在 VSB 中除了传送一个边带外,还保留了另外一个边带的一部分,使得物理实现变得方便可行。对应 DSB、SSB 和 VSB 的边带滤波器特性示意如图 3-14 所示。

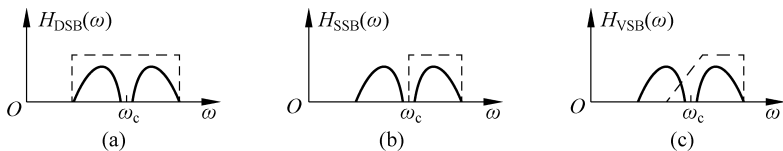


图 3-14 边带滤波器特性示意图

从图 3-14(c)可以看出,残留边带滤波器的特性是让一个边带绝大部分顺利通过,仅衰减 f_c 附近一小部分信号的频谱分量;让另一个边带绝大部分被抑制,只保留 f_c 附近的一小部分。利用图 3-14(c)所示特性对应的残留边带滤波器 $H_{VSB}(\omega)$,可以基于滤波法实现残留边带调制,如图 3-15 所示。

对应图 3-15,VSB 信号的频域表达式为

$$\begin{aligned} S_{VSB}(\omega) &= S_{DSB}(\omega) H_{VSB}(\omega) \\ &= \frac{1}{2} [M(\omega - \omega_c) + M(\omega + \omega_c)] H_{VSB}(\omega) \end{aligned} \quad (3-24)$$

式中, $S_{VSB}(\omega)$ 、 $S_{DSB}(\omega)$ 和 $M(\omega)$ 分别是 $s_{VSB}(t)$ 、 $s_{DSB}(t)$ 和 $m(t)$ 的傅里叶变换。

2. 解调原理

VSB 信号显然也不能采用包络检波,而必须采用图 3-16 所示的相干解调。

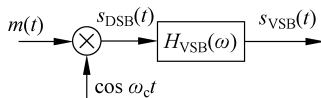


图 3-15 VSB 信号的滤波法产生

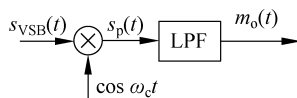


图 3-16 VSB 信号的相干解调

由图 3-16 可得乘法器输出为

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

相应的频域表达式为

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

将式(3-24)代入,得

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

经过 LPF 滤除高频分量,可以得到解调器的输出为

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

显然,为了保证相干解调的输出无失真地重现调制信号 $m(t)$,只需要在 $M(\omega)$ 的频谱范围内存在

$$H_{\text{VSB}}(\omega + \omega_c) + H_{\text{VSB}}(\omega - \omega_c) = k(\text{常数}), \quad |\omega| \leq \omega_H \quad (3-25)$$

此时,低通滤波器的输出为

$$M_o(\omega) = \frac{k}{4} M(\omega)$$

相应的时域表达式为 $m_o(t) = \frac{k}{4} m(t)$,解调器恢复出了调制信号。

3. 残留边带滤波器

式(3-25)给出了残留边带滤波器的约束条件,其几何意义就是所谓的互补对称特性。图 3-17 给出的是满足该特性的典型实例,残留下边带滤波器的传递函数如图 3-17(a)所示,残留上边带滤波器的传递函数如图 3-17(b)所示。

图 3-17 所示的滤波器,可以看作是对截止频率为 ω_c 的理想滤波器进行“平滑”的结果,习惯上称这种“平滑”为“滚降”。显然,由于“滚降”,滤波器截止频率的“陡度”变缓,实现难度降低,但滤波器的带宽变宽。

满足互补对称特性的滚降形状可以有无穷多种,目前用得最多的是直线滚降和余弦滚降,图 3-17 示出的残留边带滤波器即是按余弦进行滚降的。当然,通过分析不难发现,图 3-9 所示的 SSB 信号的滤波器其实是式(3-25)给出的残留边带滤波器的一个特例。

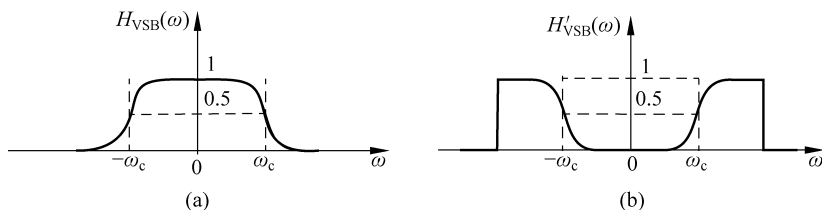


图 3-17 残留边带滤波器特性

4. 信号带宽和功率

VSB 信号的频带宽度介于单边带和双边带之间, 可以表示为

$$B_{SSB} \leq B_{VSB} \leq B_{DSB} \quad (3-26)$$

当然其功率也满足

$$P_{SSB} \leq P_{VSB} \leq P_{DSB} \quad (3-27)$$

由于 VSB 基本性能接近于 SSB, VSB 调制中的边带滤波器比 SSB 中的边带滤波器容易实现, 所以 VSB 调制在广播电视、通信等系统中得到了广泛应用。

3.2 线性调制系统的抗噪声性能

通信系统都会受到噪声的影响, 抗噪声性能分析实际上就是对模拟通信系统的可靠性进行分析, 由于各种信道中的加性高斯白噪声是普遍存在的一种噪声, 本节将要在信道加性高斯白噪声的背景下, 介绍各种线性调制系统的抗噪声性能。



3.2.1 性能分析模型

DSB、AM、SSB 和 VSB 等线性调制信号通过信道传输到接收端, 由于信道特性的不理想和信道中存在的各种噪声, 信号不可避免地要受到信道噪声的影响, 因此, 为了简化问题, 在分析系统性能时, 可以认为信道中的噪声是加性噪声, 即到达接收机输入端的波形是信道所传信号与信道噪声相加的形式, 为此, 可以得到如图 3-18 所示解调器抗噪声性能的分析模型。

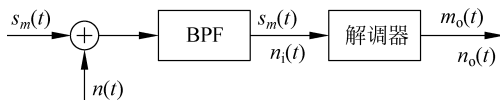


图 3-18 抗噪声性能的分析模型

图 3-18 中, $s_m(t)$ 为已调信号; $n(t)$ 为传输过程中叠加的高斯白噪声。中心频率为 f_c 的带通滤波器(Bandpass Filter, BPF)的作用是滤除已调信号频带以外的噪声。因此, 经过带通滤波器后, 到达解调器输入端的信号仍为 $s_m(t)$, 而噪声变为窄带高斯噪声 $n_i(t)$ 。当然, 解调器可以是相干解调器或包络检波器, 其输出的有用信号为 $m_o(t)$, 噪声为 $n_o(t)$ 。图 3-18 中的窄带高斯噪声 $n_i(t)$ 可表示为

$$n_i(t) = n_c(t) \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t \quad (3-28)$$

或者

$$n_i(t) = V(t) \cos[\omega_0 t + \theta(t)] \quad (3-29)$$

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

$$\overline{n_c(t)} = \overline{n_s(t)} = \overline{n_i(t)} = 0 \quad (3-30)$$

$$\overline{n_c^2(t)} = \overline{n_s^2(t)} = \overline{n_i^2(t)} = N_i \quad (3-31)$$

从 2.5 节的分析中可知,窄带高斯噪声 $n_i(t)$ 的包络 $V(t)$ 服从瑞利分布,相位 $\theta(t)$ 服从均匀分布。式(3-31)中的 N_i 为解调器的输入噪声功率。

若高斯白噪声的双边功率谱密度为 $n_0/2$,带通滤波器的传输特性是幅度为 1、带宽为 B 的理想矩形函数,如图 3-19 所示,则

$$N_i = n_0 B \quad (3-32)$$

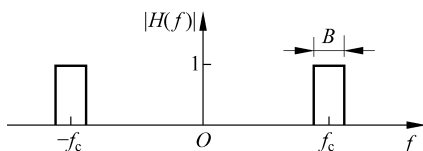


图 3-19 带通滤波器传输特性

为了使已调信号无失真地进入解调器,同时又最大限度地抑制噪声,带通滤波器的带宽 B 通常选择为已调信号的带宽,中心频率为 f_c 的矩形函数。

在模拟通信系统中,常用解调器输出信噪比来衡量通信质量的好坏。输出信噪比定义为

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{\text{解调器输出有用信号的平均功率}}{\text{解调器输出噪声的平均功率}} = \frac{\overline{m_o^2(t)}}{\overline{n_o^2(t)}} \quad (3-33)$$

输出信噪比与调制方式有关,也与解调方式有关。因此,在已调信号平均功率相同,而且信道噪声功率谱密度也相同的条件下,输出信噪比反映了系统的抗噪声性能。由于输出信噪比与输入信噪比紧密相关,为了比较不同调制方式下解调器的抗噪性能,人们通常用信噪比增益 G 来度量系统性能,其定义为

$$G = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} \quad (3-34)$$

信噪比增益也称为调制制度增益。其中, S_i/N_i 为输入信噪比,定义为

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{\text{解调器输入已调信号的平均功率}}{\text{解调器输入噪声的平均功率}} = \frac{\overline{s_m^2(t)}}{\overline{n_i^2(t)}} \quad (3-35)$$

显然,调制制度增益越高,解调器的抗噪声性能越好。下面在给定 $s_m(t)$ 及 n_0 的情况下,推导 DSB、AM、SSB、VSB 解调器的输入和输出信噪比,并在此基础上对各种调制系统的抗噪声性能做出评价。

3.2.2 相干解调性能分析

线性调制相干解调接收系统的一般模型如图 3-20 所示。此时,图 3-18



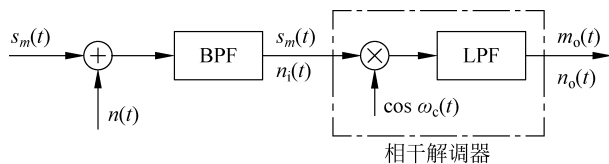


图 3-20 线性调制系统相干解调的抗噪性能分析模型

中的解调器为相干解调器,它由乘法器和 LPF 构成,同时假设本地载波与发射端载波同频同相。由于是线性系统,所以可以分别计算解调器输出的信号功率和噪声功率。

1. DSB 系统的性能

(1) 输入信噪比

对于 DSB 系统,解调器输入信号为

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

解调器输入信号平均功率为

$$S_i = \overline{s_m^2(t)} = \overline{[m(t) \cos \omega_c t]^2} = \frac{1}{2} \overline{m^2(t)} \quad (3-36)$$

由式(3-36)及式(3-32)可得解调器的输入信噪比为

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{\frac{1}{2} \overline{m^2(t)}}{n_0 B} \quad (3-37)$$

(2) 输出信噪比

如前所述,由于解调系统是线性系统,可以分别计算解调器输出的信号功率和噪声功率。对于 DSB 系统,解调器输入信号与接收端本地载波 $\cos \omega_c t$ 相乘后,得

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

经低通滤波器后,输出信号为

$$m_o(t) = \frac{1}{2} m(t) \quad (3-38)$$

解调器输出端的有用信号功率 S_o 为

$$S_o = \overline{m_o^2(t)} = \frac{1}{4} \overline{m^2(t)} \quad (3-39)$$

当然,系统在解调 DSB 信号的同时,窄带高斯噪声 $n_i(t)$ 也被解调,结合式(3-28),它与本地载波 $\cos \omega_c t$ 相乘,得

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

经低通滤波器后,解调器最终的输出噪声为

$$n_o(t) = \frac{1}{2} n_c(t) \quad (3-40)$$

故输出噪声功率为

$$N_o = \overline{n_o^2(t)} = \frac{1}{4} \overline{n_c^2(t)} \quad (3-41)$$

根据式(3-31)和式(3-32),则有

$$N_o = \frac{1}{4} \overline{n_i^2(t)} = \frac{1}{4} N_i = \frac{1}{4} n_o B \quad (3-42)$$

这里, $B=2f_H$ 为 DSB 信号带宽。

根据式(3-39)及式(3-42),可得解调器的输出信噪比为

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{\frac{1}{4} \overline{m^2(t)}}{\frac{1}{4} N_i} = \frac{\overline{m^2(t)}}{n_o B} \quad (3-43)$$

根据式(3-37)及式(3-43),可得调制制度增益为

$$G_{\text{DSB}} = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} = 2 \quad (3-44)$$

由此可见,DSB 调制系统的调制制度增益为 2。这说明,DSB 信号的解调器使信噪比提高了一倍。这是因为采用同步解调把噪声中的正交分量 $n_s(t)$ 抑制掉了,因此使噪声功率减半。

2. AM 系统的性能

(1) 输入信噪比

对于 AM 系统,解调器输入信号为

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

解调器输入信号平均功率为

$$\begin{aligned} S_i &= \overline{s_m^2(t)} = \overline{[A_0 + m(t)]^2 \cos^2 \omega_c t} \\ &= \frac{1}{2} \overline{[A_0^2 + m^2(t) + 2A_0 m(t)]} = \frac{1}{2} A_0^2 + \frac{1}{2} \overline{m^2(t)} \end{aligned} \quad (3-45)$$

由式(3-45)及式(3-32),可得解调器的输入信噪比为

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{\frac{1}{2} A_0^2 + \frac{1}{2} \overline{m^2(t)}}{n_o B} = \frac{A_0^2 + \overline{m^2(t)}}{2n_o B} \quad (3-46)$$

(2) 输出信噪比

类似 DSB 系统的求解方法,解调器输入信号与接收端本地载波 $\cos \omega_c t$ 相乘,得

$$s_m(t) \cos \omega_c t = [A_0 + m(t)] \cos^2 \omega_c t = \frac{1}{2} [A_0 + m(t)] + \frac{1}{2} [A_0 + m(t)] \cos 2\omega_c t$$

经低通滤波器后,输出信号为如式(3-9)。经过一个隔直流电容去除直流 $A_0/2$,得到解调器输出端的有用信号 $m(t)/2$,其功率 S_o 为

$$S_o = \overline{m_o^2(t)} = \frac{1}{4} \overline{m^2(t)} \quad (3-47)$$

当然,系统在解调 AM 信号的同时,窄带高斯噪声 $n_i(t)$ 也被解调,类似于 DSB 系统解调过程,经低通滤波器后,解调器最终的输出噪声功率为

$$N_o = \frac{1}{4} \overline{n_i^2(t)} = \frac{1}{4} N_i = \frac{1}{4} n_o B \quad (3-48)$$

这里, $B=2f_H$ 为 AM 信号带宽。

根据式(3-47)及式(3-48),可得解调器的输出信噪比为

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{\frac{1}{4} \overline{m^2(t)}}{\frac{1}{4} N_i} = \frac{\overline{m^2(t)}}{n_0 B} \quad (3-49)$$

根据式(3-46)及式(3-49),可得调制制度增益为

$$G_{AM} = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} = \frac{\overline{2m^2(t)}}{A_0^2 + \overline{m^2(t)}} \quad (3-50)$$

可以看出,由于载波幅度 A_0 比调制信号幅度大,所以,AM 信号的调制制度增益通常小于 1。对于单音调制信号,即 $m(t) = A \cos \omega_m t$,则

$$\overline{m^2(t)} = \frac{A^2}{2}$$

如果采用 100% 调制,即 $A = A_0$,则调制制度增益取最大值,为

$$G_{AM} = \frac{\overline{2m^2(t)}}{A_0^2 + \overline{m^2(t)}} = \frac{2 \cdot \frac{A_0^2}{2}}{A_0^2 + \frac{A_0^2}{2}} = \frac{2}{3} \quad (3-51)$$

式(3-51)表示 AM 系统的调制制度增益在单音调制时最多为 2/3。因此,AM 系统的抗噪声性能没有 DSB 系统的抗噪声性能好。

3. SSB 系统的性能

(1) 输入信噪比

对于 SSB 系统,解调器输入信号

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

解调器输入信号平均功率为

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

因为 $\hat{m}(t)$ 与 $m(t)$ 的所有频率分量仅相位不同,幅度相同,所以两者具有相同的平均功率。由此,上式变成

$$S_i = \frac{1}{4} \overline{m^2(t)} \quad (3-52)$$

由式(3-52)及式(3-32),可得解调器的输入信噪比为

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{\frac{1}{4} \overline{m^2(t)}}{n_0 B} = \frac{\overline{m^2(t)}}{4n_0 B} \quad (3-53)$$

(2) 输出信噪比

对于 SSB 系统,解调器输入信号与相干载波 $\cos \omega_c t$ 相乘,并经低通滤波器滤除高频成分后,得解调器输出信号为

$$m_o(t) = \frac{1}{4} m(t) \quad (3-54)$$

因此,解调器输出信号功率为

$$s_o = \overline{m_o^2(t)} = \frac{1}{16} \overline{m^2(t)} \quad (3-55)$$

类似于 DSB 系统的输出噪声功率计算,可以得到

$$N_o = \frac{1}{4} \overline{n_i^2(t)} = \frac{1}{4} N_i = \frac{1}{4} n_0 B \quad (3-56)$$

需要注意,这里 $B=f_H$,为 SSB 信号带宽。

由式(3-55)及式(3-56),可得解调器的输出信噪比为

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{\frac{1}{16} \overline{m^2(t)}}{\frac{1}{4} n_0 B} = \frac{\overline{m^2(t)}}{4 n_0 B} \quad (3-57)$$

结合式(3-53)和式(3-57)的计算结果,SSB 相干解调系统调制制度增益为

$$G_{SSB} = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} = 1 \quad (3-58)$$

由此可见,SSB 系统的调制制度增益为 1。这说明,SSB 信号的解调器对信噪比没有改善。这是因为在 SSB 系统中,信号和噪声具有相同的表示形式,所以相干解调过程中,信号和噪声的正交分量均被抑制掉,故信噪比不会得到改善。

比较式(3-44)和式(3-58)可见,DSB 系统解调器的调制制度增益是 SSB 系统的 2 倍。但不能因此就说双边带系统的抗噪性能优于单边带系统。因为 DSB 信号所需带宽为 SSB 的 2 倍,因而在输入噪声功率谱密度相同的情况下,DSB 解调器的输入噪声功率将是 SSB 的 2 倍。不难看出,如果解调器的输入噪声功率谱密度 n_0 相同,输入信号的功率 S_i 也相等,则有

$$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{DSB} = G_{DSB} \left(\frac{S_i}{N_i}\right)_{DSB} = 2 \cdot \frac{S_i}{N_{iDSB}} = 2 \cdot \frac{S_i}{n_0 B_{DSB}} = \frac{S_i}{n_0 f_H} \quad (3-59a)$$

$$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{SSB} = G_{SSB} \left(\frac{S_i}{N_i}\right)_{SSB} = 1 \cdot \frac{S_i}{N_{iSSB}} = \frac{S_i}{n_0 B_{SSB}} = \frac{S_i}{n_0 f_H} \quad (3-59b)$$

式(3-59)说明,在相同的噪声背景和相同的输入信号功率条件下,DSB 系统和 SSB 系统解调器输出信噪比是相等的。因此,从抗噪声的观点说,DSB 系统的抗噪性能与 SSB 系统是相同的,但 SSB 信号所占用的频带仅为 DSB 的一半。

4. VSB 系统的性能

VSB 系统抗噪性能的分析方法与 SSB 类似。但是,由于所采用的残留边带滤波器的频率特性形状可能不同,所以难以确定抗噪性能的一般计算公式。不过,在残留边带滤波器滚降范围不大的情况下,可将 VSB 信号近似看成 SSB 信号,即

$$s_{VSB}(t) \approx s_{SSB}(t)$$

在这种情况下,VSB 系统的抗噪性能与 SSB 系统基本相同。

3.2.3 非相干解调性能分析

线性调制系统(DSB、AM、SSB 和 VSB)当中,只有 AM 系统既可以采用相干解调也可以采用非相干解调(包络检波),图 3-21 给出了 AM 包络检波的接收系统模型。



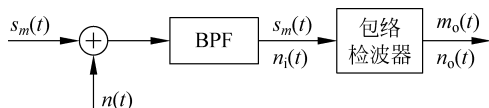


图 3-21 AM 包络检波的抗噪性能分析模型

从图 3-21 可以看出,解调器输入是信号加噪声的合成波形,即

$$\begin{aligned} s_m(t) + n_i(t) &= [A_0 + m(t) + n_c(t)] \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t \\ &= A(t) \cos[\omega_c t + \psi(t)] \end{aligned}$$

其中, $A(t)$ 为合成包络,且

$$A(t) = \sqrt{[A_0 + m(t) + n_c(t)]^2 + n_s^2(t)} \quad (3-60)$$

理想包络检波器的输出就是 $A(t)$ 。由式(3-60)可知,检波器输出中的有用信号与噪声无法完全分开,因此,计算输出信噪比是件困难的事。为简化计算,这里考虑两种特殊情况。

1. 大信噪比情况

此时输入信号功率远大于噪声功率,即

$$[A_0 + m(t) + n_c(t)]^2 \gg n_s^2(t)$$

因此可以忽略 $n_s^2(t)$ 项,则式(3-60)可简化为

$$\begin{aligned} A(t) &= \sqrt{[A_0 + m(t) + n_c(t)]^2 + n_s^2(t)} \approx \sqrt{[A_0 + m(t) + n_c(t)]^2} \\ &= A_0 + m(t) + n_c(t) \end{aligned} \quad (3-61)$$

经隔直流处理,输出的信号为

$$E(t) = m(t) + n_c(t) \quad (3-62)$$

从式(3-62)中可以看到,有用信号与噪声清晰地分成两项,因而可分别计算输出信号功率及噪声功率,可得

$$S_o = \overline{m^2(t)} \quad (3-63)$$

$$N_o = \overline{n_c^2(t)} = \overline{n_i^2(t)} = n_0 B \quad (3-64)$$

则输出信噪比为

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{\overline{m^2(t)}}{n_0 B} \quad (3-65)$$

由于解调器输入端的信号与噪声特性与 AM 相干解调系统相同,可借用式(3-46)的计算结果,再结合式(3-65)可得调制制度增益为

$$G_{AM} = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} = \frac{\overline{2m^2(t)}}{A_0^2 + \overline{m^2(t)}} \quad (3-66)$$

比较式(3-50)所示的 AM 相干解调调制制度增益,可以发现它与式(3-66)完全相同,这说明,对于 AM 系统,在大信噪比时,采用包络检波与采用相干解调的性能几乎完全一样。由于非相关解调方法简单,因此被广泛应用。

2. 小信噪比情况

此时噪声功率远大于输入信号功率,即

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

这时,式(3-61)可简化为

$$A(t) = \sqrt{[A_0 + m(t) + n_c(t)]^2 + n_s^2(t)} \approx \sqrt{n_c^2(t) + n_s^2(t)} \quad (3-67)$$

式(3-67)表明包络解调失败,无法得到调制信号 $m(t)$ 。在这种情况下,输出信噪比不是按比例地随着输入信噪比下降,而是急剧恶化。通常把这种现象称为门限效应,开始出现门限效应时的输入信噪比被称为门限值。有必要指出,用同步检测的方法解调各种线性调制信号时,由于解调过程可视为信号与噪声分别解调,故解调器输出端总是单独存在有用信号。因而,同步解调器不存在门限效应。

由以上分析可得出结论:在大信噪比情况下,AM 信号包络检波器的性能几乎与同步检测器相同;但随着信噪比的减小,包络检波器将在一个特定输入信噪比值上出现门限效应。一旦出现门限效应,解调器的输出信噪比将急剧变坏,系统无法正常工作。

3.3 非线性调制原理

非线性调制与线性调制不同,其已调信号频谱不再是原调制信号频谱的线性搬移,而是频谱的非线性变换,在这个变换过程中会产生新的频率成分,故又称为非线性调制。角度调制是典型的非线性调制,主要包括频率调制(FM)和相位调制(PM),也就是说这类已调信号的载波幅度保持不变,而载波的频率或相位将随调制信号发生变化。

3.3.1 角度调制的基本概念



1. 一般表达式

角度调制信号的一般表达式为

$$s_m(t) = A \cos[\omega_c t + \varphi(t)] \quad (3-68)$$

式中, A 为载波振幅; $[\omega_c t + \varphi(t)]$ 为信号的瞬时相位, $\varphi(t)$ 为瞬时相位偏移; $d[\omega_c t + \varphi(t)]/dt$ 为信号的瞬时频率; $d\varphi(t)/dt$ 为信号相对于载频 ω_c 的瞬时频偏。

2. 相位调制(PM)

相位调制是指瞬时相位偏移 $\varphi(t)$ 随基带信号 $m(t)$ 线性变化的调制方式,即

$$\varphi(t) = K_p m(t) \quad (3-69)$$

式中, K_p 为比例常数,于是调相信号可表示为

$$s_{PM}(t) = A \cos[\omega_c t + K_p m(t)] \quad (3-70)$$

式中, A 为已调信号的振幅,保持恒定不变; $[\omega_c t + K_p m(t)]$ 为 PM 信号的瞬时相位, $K_p m(t)$ 为瞬时相位偏移; $[\omega_c + K_p \frac{dm(t)}{dt}]$ 为瞬时频率; $K_p \frac{dm(t)}{dt}$ 为瞬时频率偏移。

3. 频率调制(FM)

频率调制是指瞬时频率偏移 $d\varphi(t)/dt$ 随基带信号 $m(t)$ 线性变化的调制方式,即

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = K_f m(t) \quad (3-71)$$

式中, K_f 为比例常数,对式(3-71)进行变上限积分,就可以得到瞬时相位偏移,即

$$\varphi(t) = K_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \quad (3-72)$$

将式(3-72)代入式(3-68),则可得调频信号为

$$s_{\text{FM}}(t) = A \cos \left[\omega_c t + K_F \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \right] \quad (3-73)$$

式中, $K_F \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau$ 是瞬时相位偏移; $K_F m(t)$ 为瞬时频率偏移。

4. 单音的 FM 和 PM

设调制信号为单一频率的正弦信号, 即

$$m(t) = A_m \cos \omega_m t = A_m \cos 2\pi f_m t \quad (3-74)$$

当 $m(t)$ 对载波进行相位调制时, 由式(3-70)可得 PM 信号为

$$s_p(t) = A \cos [\omega_c t + K_P A_m \cos \omega_m t] = A \cos [\omega_c t + m_p \cos \omega_m t] \quad (3-75)$$

式中, $m_p = K_P A_m$ 为调相指数, 表示最大的相位偏移。

当 $m(t)$ 对载波进行频率调制时, 由式(3-73)可得 FM 信号为

$$s_F(t) = A \cos \left[\omega_c t + K_F A_m \int_{-\infty}^t \cos \omega_m \tau d\tau \right] = A \cos [\omega_c t + m_f \sin \omega_m t] \quad (3-76)$$

式中, m_f 为调频指数, 表示最大的相位偏移。

$$m_f = \frac{K_F A_m}{\omega_m} = \frac{\Delta \omega}{\omega_m} = \frac{\Delta f}{f_m} \quad (3-77)$$

式中, Δf 为最大频率偏移。

由式(3-70)和式(3-73)可以看出 FM 和 PM 的波形非常相似, 如果预先不知道调制信号的具体形式, 则无法判断已调信号到底是调频信号还是调相信号, 图 3-22 所示为单一频率的正弦波所对应的瞬时频率 $\omega(t)$ 、PM 信号和 FM 信号波形, 读者可以自行进行分析。

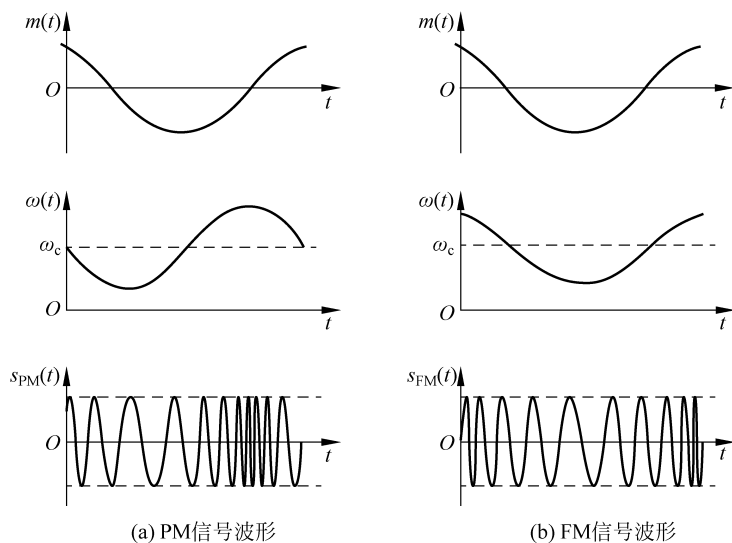


图 3-22 单音 PM 信号和 FM 信号波形

5. FM 与 PM 之间的关系

由于频率和相位之间存在微分与积分的关系, 所以 FM 信号与 PM 信号之间是可以相互转换的。比较式(3-70)和式(3-73)还可看出, 如果将调制信号先微分, 而后进行调频, 则得到的是调相信号, 如图 3-23(b)所示; 同样, 如果将调制信号先积分, 而后进行调相, 则得到的是调频信号, 如图 3-24(b)所示。

图 3-23(b)所示的产生调相信号的方法称为**间接调相法**,图 3-24(b)所示的产生调频信号的方法称为**间接调频法**。相对而言,图 3-23(a)所示的产生调相信号的方法称为**直接调相法**,图 3-24(a)所示的产生调频信号的方法称为**直接调频法**。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的方法仅适于相位偏移和频率偏移不大的窄带调制情形,而直接调频和间接调相则适于宽带调制情形。

从以上分析可见,调频与调相并无本质区别,两者之间可以互换。鉴于实际应用中多采用 FM 信号,这里重点讨论频率调制。

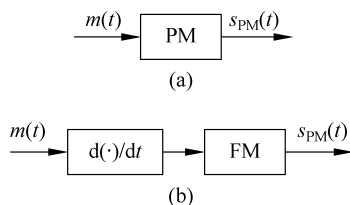


图 3-23 直接调相和间接调相

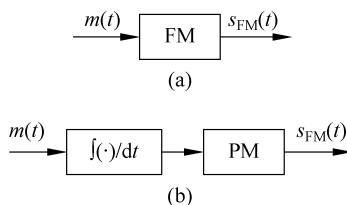


图 3-24 直接调频和间接调频

3.3.2 窄带角度调制

在角度调制表达式(3-68)中,如果最大相位偏移满足式(3-78)所示的条件,则属于窄带角度调制。



$$|\varphi(t)| \ll \frac{\pi}{6} \text{ (或 } 0.5) \quad (3-78)$$

窄带角度调制可分为窄带调相(NBPM)和窄带调频(NBFM)。

1. 窄带调相

依据式(3-68),如果调相信号的最大相位偏移满足式(3-79)所示的条件,则称其成为窄带调相。

$$|\varphi(t)|_{\max} = |K_p m(t)|_{\max} \ll \frac{\pi}{6} \text{ (或 } 0.5) \quad (3-79)$$

这时,调相信号的频谱宽度比较窄。如果最大相位偏移不满足式(3-79),调相信号的频谱比较宽,则属于宽带调相。在式(3-79)约束情况下,利用式(3-70)(忽略幅度 A),可以写出窄带调相信号的表达式为

$$s_{\text{NBPM}}(t) = \cos[\omega_c t + K_p m(t)] = \cos\omega_c t \cos[K_p m(t)] - \sin\omega_c t \sin[K_p m(t)]$$

在式(3-79)假设条件下, $\cos[K_p m(t)] \approx 1$, $\sin[K_p m(t)] \approx K_p m(t)$,则上式可近似写为

$$s_{\text{NBPM}}(t) = \cos[\omega_c t + K_p m(t)] \approx \cos\omega_c t - K_p m(t) \sin\omega_c t \quad (3-80)$$

2. 窄带调频(NBFM)

同样,依据式(3-68),如果调频信号的最大相位偏移满足式(3-81)所示的条件,则属于窄带调频。

$$|\varphi(t)|_{\max} = \left| K_F \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \right|_{\max} \ll \frac{\pi}{6} \text{ (或 } 0.5) \quad (3-81)$$

这时,调频信号的频谱宽度比较窄。如果最大相位偏移不满足式(3-81),调频信号的频谱比较宽,则属于宽带调频。在式(3-81)约束情况下,利用式(3-73)(忽略幅度 A),可以写

出窄带调频信号的表达式为

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

在式(3-81)假设条件下, $\cos\left[K_F \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau\right] \approx 1$, $\sin\left[K_F \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau\right] \approx K_F \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau$, 则上式可近似写为

$$s_{\text{NBFM}}(t) \approx \cos\omega_c t - \left[K_F \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau\right] \sin\omega_c t \quad (3-82)$$

3. 频谱和带宽

比较式(3-80)和式(3-82)可以发现, 化简后它们具有类似的表达形式, 即载波加上已调信号。这里仅对式(3-82)进行进一步分析处理, 式(3-80)分析处理情况类似。根据傅里叶变换及其性质, 对式(3-82)各时域表达式进行傅里叶变换, 可得

$$\begin{aligned}m(t) &\Leftrightarrow M(\omega) \\ \cos\omega_c t &\Leftrightarrow \pi[\delta(\omega + \omega_c) + \delta(\omega - \omega_c)] \\ \sin\omega_c t &\Leftrightarrow j\pi[\delta(\omega + \omega_c) - \delta(\omega - \omega_c)] \\ \int m(t) dt &\Leftrightarrow \frac{M(\omega)}{j\omega} \quad (\text{设 } m(t) \text{ 的均值为 } 0) \\ \left[\int m(t) dt\right] \sin\omega_c t &\Leftrightarrow \frac{1}{2} \left[\frac{M(\omega + \omega_c)}{\omega + \omega_c} - \frac{M(\omega - \omega_c)}{\omega - \omega_c} \right]\end{aligned}$$

则处理式(3-82)可得 NBFM 信号的频域表达式为

$$s_{\text{NBFM}}(\omega) = \pi[\delta(\omega + \omega_c) + \delta(\omega - \omega_c)] - \frac{K_F}{2} \left[\frac{M(\omega + \omega_c)}{\omega + \omega_c} - \frac{M(\omega - \omega_c)}{\omega - \omega_c} \right] \quad (3-83)$$

AM 信号的频谱为

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

与式(3-83)进行比较, 可以清楚地看出两种调制频域成分比较类似, 也就是它们都含有一个载波以及位于 $\pm\omega_c$ 处的 2 个边带, 所以它们的带宽相同, 即

$$B_{\text{NBFM}} = B_{\text{AM}} = 2B_m = 2f_H \quad (3-84)$$

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。不同的是, NBFM 信号的正、负频率分量分别乘了因式 $1/(\omega + \omega_c)$ 和 $1/(\omega - \omega_c)$, 且负频率分量与正频率分量反相。

4. 单频调制的频谱和带宽

设调制信号为

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

则 NBFM 信号为

$$\begin{aligned}s_{\text{NBFM}}(t) &\approx \cos\omega_c t - \left[K_F \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau\right] \sin\omega_c t \\ &= \cos\omega_c t - A_m K_F \frac{1}{\omega_m} \sin\omega_m t \sin\omega_c t\end{aligned}$$

$$= \cos \omega_c t + \frac{A_m K_F}{2\omega_m} [\cos(\omega_c + \omega_m)t - \cos(\omega_c - \omega_m)t]$$

AM 信号为

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

它们的频谱如图 3-25 所示, 矢量图如图 3-26 所示。

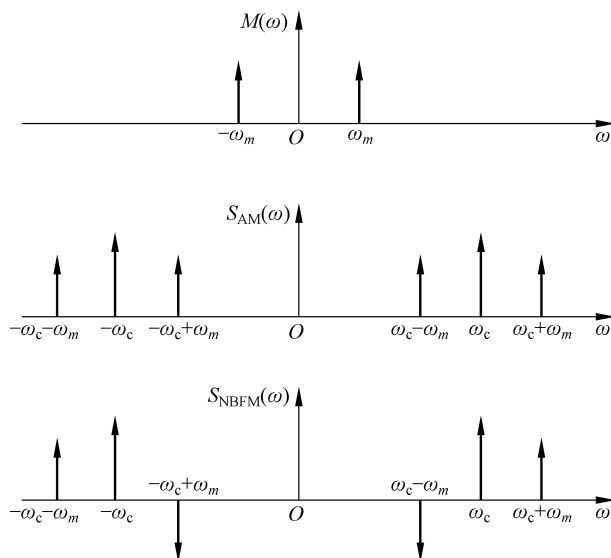


图 3-25 单音调制的 AM 信号与 NBFM 信号频谱

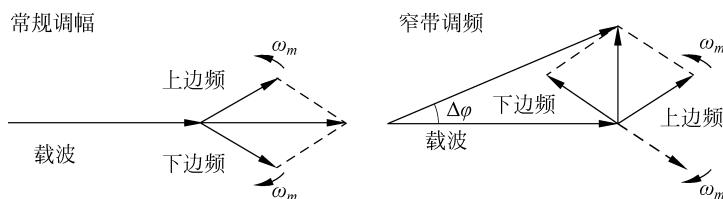


图 3-26 AM 与 NBFM 信号频谱的矢量图

在 AM 中, 载波与上、下边频的合成矢量与载波同相, 只发生幅度变化; 而在 NBFM 中, 由于下边频为负, 因而合成矢量不与载波同相, 而是存在相位偏移, 当最大相位偏移满足式(3-81)时, 合成矢量的幅度基本不变, 这样就形成了 FM 信号。

由于 NBFM 信号最大频率偏移较小, 占据的带宽较窄, 但是其抗干扰性能比 AM 系统要好得多, 因此得到了较广泛的应用。但是, 对于高质量通信(调频立体声广播、电视伴音等)需要采用宽带调频(WBFM)。

3.3.3 宽带调频

当式(3-81)不满足时, 调频信号为宽带调频, 此时不能采用式(3-82)



所示的近似式,因而使得宽带调频的分析变得很困难。为使问题简化,这里先研究单音调制的情况,然后把分析结果推广到多音情况。

1. 信号描述

设单频调制信号为

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

代入式(3-73),可得单音调频信号的时域表达式为

$$\begin{aligned} s_{\text{FM}}(t) &= A \cos \left[\omega_c t + K_F \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \right] \\ &= A \cos \left[\omega_c t + K_F \int_{-\infty}^t A_m \cos \omega_m \tau d\tau \right] \\ &= A \cos \left[\omega_c t + \frac{K_F A_m}{\omega_m} \sin \omega_m t \right] \\ &= A \cos [\omega_c t + m_f \sin \omega_m t] \end{aligned} \quad (3-85)$$

式(3-85)较为复杂,经推导可展开成级数形式

$$s_{\text{FM}}(t) = A \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_f) \cos(\omega_c + n\omega_m)t \quad (3-86)$$

式中, $J_n(m_f)$ 为第一类 n 阶贝塞尔函数,是调频指数 m_f 的函数。图 3-27 所示为 $J_n(m_f)$ 随 m_f 变化的曲线,详细数据可参见贝塞尔函数的相关文献。

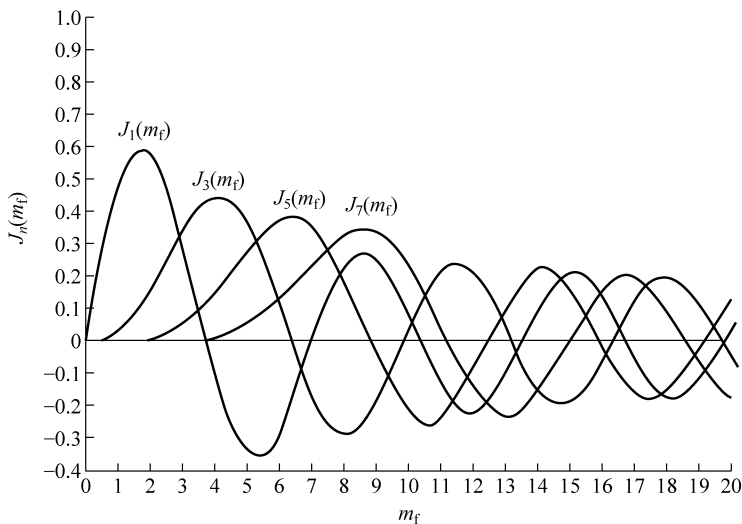


图 3-27 $J_n(m_f) \sim m_f$ 曲线

式(3-86)描述的信号的傅里叶变换(即频谱)为

$$S_{\text{FM}}(\omega) = \pi A \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_f) [\delta(\omega - \omega_c - n\omega_m) + \delta(\omega + \omega_c + n\omega_m)] \quad (3-87)$$

由式(3-86)和(3-87)可知,宽带调频信号的频谱中含有无穷多个频率分量,其载波分量幅度正比于 $J_0(m_f)$,而围绕着 ω_c 的各次边频分量 $\omega_c \pm n\omega_m$ 的幅度则正比于 $J_n(m_f)$ 。

2. 频带宽度分析

由于调频信号的频谱包含无穷多个频率分量,理论上调频信号的带宽为无限宽,然而实

实际上各次边频幅度(正比于 $J_n(m_f)$)随着 n 的增大而减小,因此,只要取适当的 n 值,使边频分量小到可以忽略的程度,调频信号就可以近似认为具有有限频谱。经研究发现, $n > m_f + 1$ 时归一化边频幅度 $J_n(m_f)$ 均小于 0.1,如果信号带宽定义为包括幅度大于未调载波 10% 以上边频分量的频率成分,则调频波频带宽度的计算公式为

$$B_{\text{FM}} = 2(m_f + 1)f_m = 2(\Delta f + f_m) \quad (3-88)$$

式中, Δf 为最大频率偏移。式(3-88)通常称为卡森(Carson)公式。

分析卡森公式可以发现:当 $m_f \ll 1$ 时,式(3-88)可近似为

$$B_{\text{FM}} \approx 2f_m (\text{NBFM}) \quad (3-89a)$$

当 $m_f \gg 1$ 时,式(3-88)可近似为

$$B_{\text{FM}} \approx 2\Delta f (\text{WBFM}) \quad (3-89b)$$

3. 功率分配分析

根据式(3-86)可知,单音调频信号可以分解为无穷多对边频分量之和,由帕斯瓦尔定理可知,调频信号的平均功率等于它所包含的各分量的平均功率之和,即

$$P_{\text{FM}} = \overline{s_{\text{FM}}^2(t)} = \frac{A^2}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(m_f) \quad (3-90)$$

根据贝塞尔函数的性质,有

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

所以

$$P_{\text{FM}} = \frac{A^2}{2} \quad (3-91)$$

这说明,调频信号的平均功率等于未调载波的平均功率。这是因为调频信号虽然频率不停变化,但振幅始终保持不变,而功率仅由幅度决定,与频率无关,故它的功率即为式(3-91),这与调频信号为等幅波的物理含义相一致。

由式(3-90)可以看出,调频信号的功率由载波平均功率 $\frac{1}{2}A^2 J_0^2(m_f)$ 及各次边频平均功率 $\frac{1}{2}A^2 J_n^2(m_f)$ 之和所构成,因此可以说调频信号的功率是按 $J_n^2(m_f)$ 的大小分配在载波及各边频上的,当 m_f 改变时,调频信号功率的分配也将发生变化。

4. 任意限带信号情况

上述讨论是单音调频情况,对于多音或其他任意信号调制的调频波的频谱分析非常复杂,这里不做详细介绍了。经验表明,对卡森公式做适当修改,即可得到任意限带信号调制时调频信号带宽的估算公式,即

$$B_{\text{FM}} = 2(D + 1)f_m \quad (3-92)$$

式中, f_m 是调制信号 $m(t)$ 的最高频率; $D = \Delta f / f_m$ 为频偏比; $\Delta f = K_F |m(t)|_{\max}$ 是最大频率偏移。例如,调频广播中规定的最大频偏 Δf 为 75kHz,最高调制频率 f_m 为 15kHz,故频偏比为 5,由式(3-92)可计算出此 FM 信号的频带宽度为 180kHz。

3.3.4 调制与解调

1. 调频信号的产生

产生调频信号的方法通常有直接法和间接法两种。



(1) 直接法

直接法就是利用调制信号直接控制振荡器的频率,使其按调制信号的规律线性变化。

振荡频率由外部电压控制的振荡器叫作压控振荡器(VCO),它的输出频率正比于所加的控制电压,即

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

式中, ω_c 是外加控制电压为 0 时压控振荡器的自由振荡频率,也就是压控振荡器的中心频率。用调制信号控制电压,产生的就是 FM 波。

控制 VCO 振荡频率的常用方法是改变振荡器谐振回路的电抗元件 L 或 C 。 L 或 C 可控的元件有电抗管、变容管。变容管电路简单,性能良好,目前在调频器中广泛使用。直接法的主要优点是在实现线性调频的要求下,可以获得较大的频偏,缺点是频率稳定性不高,往往需要附加稳频电路来稳定中心频率。

(2) 间接法

如前所述,间接法是先对调制信号积分,再对载波进行相位调制,从而产生调频信号。但这样只能获得窄带调频信号,为了获得宽带调频信号,可利用倍频器再把 NBFM 信号变换成 WBFM 信号。其原理框图如图 3-28 示。

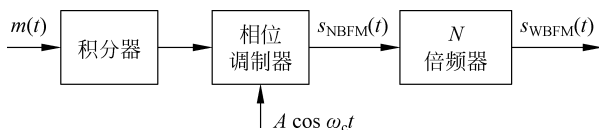


图 3-28 间接调频框图

图 3-28 中的 NBFM 信号可利用式(3-82)描述,按照图 3-29 所示的框图来实现。

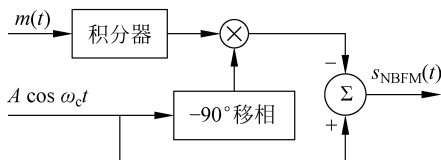


图 3-29 窄带调频信号产生

图 3-28 中倍频器的作用是提高调频指数 m_f ,从而获得宽带调频。倍频器可以用非线性器件实现,然后用带通滤波器滤除不必要的分量。以理想平方律器件为例,其输入输出特性为

$$s_o(t) = k s_i^2(t)$$

当输入信号 $s_i(t)$ 为调频信号时,有

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

$$s_o(t) = \frac{1}{2} k A^2 \{1 + \cos[2\omega_c t + 2\varphi(t)]\}$$

由上式可知,滤除直流成分后可得到新的调频信号,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制指数增为 N 倍。对于因此而导致的中心频率(载频)过高的问题,可以采用

线性调制把频谱从很高的频率搬移到所要求的载波频率上来解决。倍频法在带宽要求较宽的调频系统中常常使用。

2. 调频信号的解调

调频信号的解调是要产生一个与输入调频波的频率成线性关系的输出电压,进而恢复出原来的调制信号。完成这个频率/电压变换关系的器件就是频率检波器,简称鉴频器。鉴频器的种类很多,这里简要介绍它们的基本工作原理。

(1) 非相干解调

由于调频信号的瞬时频率正比于调制信号的幅度,因而调频信号的解调必须能产生正比于输入频率的输出电压。设输入调频信号为

$$s_{\text{FM}}(t) = A \cos \left[\omega_c t + K_F \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \right] \quad (3-93)$$

则解调器的输出应当为

$$m_o(t) \propto K_F m(t) \quad (3-94)$$

最简单的解调器是具有频率/电压转换作用的鉴频器,图 3-30 所示为理想鉴频特性和鉴频器的框图。

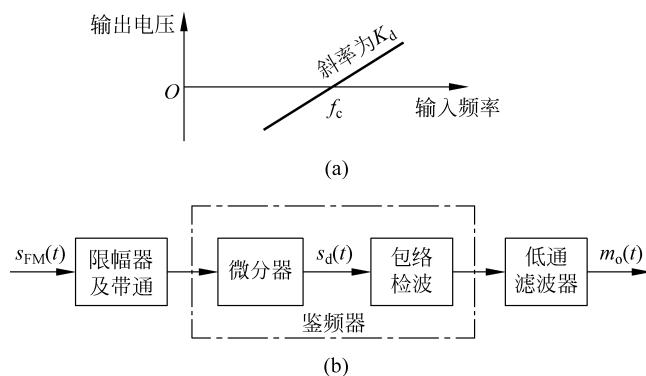


图 3-30 理想鉴频特性及调频信号的非相干解调

从图 3-30 可以看到,理想鉴频器可看成是微分器与包络检波器的级联。微分器输出为

$$s_d(t) = -A [\omega_c + K_F m(t)] \sin \left[\omega_c t + K_F \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \right] \quad (3-95)$$

式(3-95)描述了一个典型的调幅调频(AM-FM)信号,其幅度和频率皆包含调制信息。用包络检波器取出其包络,并滤去直流后输出为

$$m_o(t) = K_d K_F m(t) \quad (3-96)$$

即恢复出了原始调制信号。这里, K_d 称为鉴频器灵敏度。

上述解调方法称为包络检测,又称为非相干解调,这种方法的缺点是包络检波器对于由信道噪声和其他原因引起的幅度起伏有反应,因而使用中常在微分器之前加一个限幅器和带通滤波器。

(2) 相干解调

由于窄带调频信号可分解成正交分量与同相分量之和,因而可以采用相干解调法来进行解调。其原理框图如图 3-31 所示,带通滤波器用来限制信道所引入的噪声,但调频信号应能正常通过。

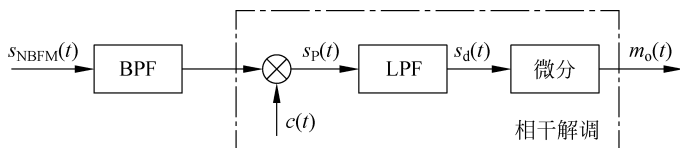


图 3-31 窄带调频信号的相干解调

设窄带调频信号为

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

相干载波为

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

则乘法器输出为

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

经低通滤波器后滤除高频分量,得

$$s_d(t) = \frac{A}{2} K_F \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \quad (3-97)$$

再经微分,得输出信号为

$$m_o(t) = \frac{A}{2} K_F m(t) \quad (3-98)$$

可见,相干解调可以恢复原调制信号,这种解调方法与线性调制中的相干解调一样,要求本地载波与调制载波同步,否则会使解调信号失真。

3.4 调频系统的抗噪声性能

调频系统的抗噪性能分析方法与线性调制系统相似,仍可用图 3-18 所示的模型,但此时其中的解调器应是调频解调器,带通滤波器的带宽应大于或等于 FM 信号带宽。

3.4.1 性能分析模型

从前面的讨论可知,调频信号的解调有相干解调与非相干解调两种。相干解调仅适用于窄带调频信号,且需要同步信号;而非相干解调对于多数调频信号都适用,且不需要同步信号,因而是 FM 系统的主要解调方式。为此这里仅讨论调频信号非相干解调系统的抗噪性能,其基本组成包括限幅器、鉴频器(微分器加包络检波器)和低通滤波器,如图 3-32 所示。

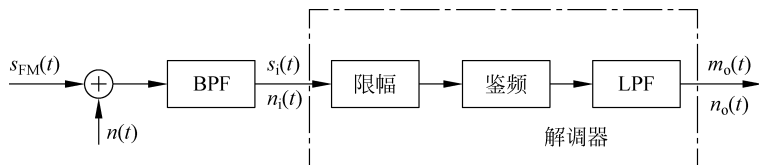


图 3-32 调频系统抗噪性能分析模型



加法器和 BPF 组成信道的模型, BPF 应让 FM 信号顺利通过, 同时抑制带外噪声, BPF 的中心频率就是 FM 信号的载波频率, 频带宽度为 FM 信号的宽度, 对于 NBFM 信号, 带宽为 $B = 2f_m$; 对于宽带调频信号, 带宽为 $B = 2(m_f + 1)f_m$ 。这里假设 $n(t)$ 是均值为 0、双边功率谱密度为 $n_0/2$ 的高斯白噪声, 经过带通滤波器后变为窄带高斯噪声 $n_i(t)$, 由式(3-28)或式(3-29)确定。

FM 信号经过信道(加法器和 BPF)后自然会受到噪声的影响, 使得限幅器输入端的波形出现随机变化, 为此可以通过限幅器消除噪声对信号振幅的影响, 形成恒包络波形。鉴频器中的微分器把调频信号变成调幅调频(AM-FM)波, 后面的包络检波器用来检出 AM-FM 信号的包络, 最后通过 LPF 取出调制信号。LPF 的作用是抑制调制信号最高频率 f_m 以外的噪声, 实际上 LPF 在这里仅仅起到平滑的作用。

FM 非相干解调系统的抗噪声性能分析也和线性调制的一样, 主要讨论计算解调器输入端的输入信噪比、输出端的输出信噪比以及调制制度增益等。由于噪声对相位有影响且很复杂, 同时又因鉴频器的非线性作用使得计算输出信号和噪声非常繁琐, 因此这里借鉴 AM 信号的非相干解调分析方法考虑两种极端情况, 即大信噪比和小信噪比时的情况, 以简化系统性能分析。

3.4.2 系统性能参数计算

1. 输入信噪比

设输入调频信号为

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

因而输入信号功率为

$$S_i = \frac{A^2}{2} \quad (3-99)$$

BPF 的带宽与调频信号带宽 B_{FM} 相同, 所以输入噪声功率为

$$N_i = \frac{n_0}{2} \cdot 2B_{\text{FM}} = n_0 B_{\text{FM}} \quad (3-100)$$

对于宽带调频, 有

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

因此, 输入信噪比为

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{A^2}{2n_0 B_{\text{FM}}} \quad (3-101)$$

2. 输出信噪比

由于调频信号的解调过程是一个非线性过程, 严格地讲不能用线性系统的分析方法。因此, 在计算输出信号功率和输出噪声功率时, 要考虑非线性的作用, 即计算输出信号时要考虑噪声对它的影响; 计算输出噪声时也要考虑信号对它的影响, 这样会使计算过程复杂化。但是, 在大输入信噪比情况下, 已经证明信号和噪声间的相互影响可以忽略不计, 即计算输出信号时可以假设噪声为 0, 而计算输出噪声时可以假设调制信号 $m(t)$ 为 0。

首先计算输出信号功率, 假设输入噪声为 0, 由式(3-96)可以得到解调器输出信号为

$$m_o(t) = K_d K_F m(t)$$

故输出信号平均功率为

$$S_o = \overline{m_o^2(t)} = (K_d K_F)^2 \overline{m^2(t)} \quad (3-102)$$

现在计算解调器输出端噪声的平均功率,假设调制信号 $m(t)=0$,此时加到解调器输入端的是未调载波与窄带高斯噪声之和,即

$$\begin{aligned} A \cos \omega_c t + n_i(t) &= [A + n_c(t)] \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t \\ &= A(t) \cos[\omega_c t + \phi(t)] \end{aligned} \quad (3-103)$$

式中,包络和相位分别为

$$\begin{aligned} A(t) &= \sqrt{[A + n_c(t)]^2 + n_s^2(t)} \\ \phi(t) &= \arctan \frac{n_s(t)}{A + n_c(t)} \end{aligned}$$

图 3-32 中的限幅器不影响信号的相位信息,因此,在大信噪比时, $A \gg n_c(t)$, $A \gg n_s(t)$, 式(3-103)中的相位偏移可近似为

$$\phi(t) = \arctan \frac{n_s(t)}{A + n_c(t)} \approx \arctan \frac{n_s(t)}{A} \approx \frac{n_s(t)}{A} \quad (3-104)$$

由于鉴频器的输出与输入调频信号的频偏成比例,故鉴频器的输出噪声可以表示为

$$n_d(t) = K_d \frac{d\phi(t)}{dt} = \frac{K_d}{A} \frac{dn_s(t)}{dt} \quad (3-105)$$

式中, $n_s(t)$ 为窄带高斯噪声 $n_i(t)$ 的正交分量,由第 2 章的分析可知, $n_s(t)$ 的平均功率在数值上与 $n_i(t)$ 的相同,但应注意 $n_i(t)$ 是带通型噪声,而 $n_s(t)$ 是解调后的低通型噪声,其双边功率谱密度在 $|f| \leq B_{FM}/2$ 范围内为 n_0 ,如图 3-33(a)所示。

由于 $\frac{dn_s(t)}{dt}$ 实际上就是 $n_s(t)$ 通过理想微分电路的输出,故它的功率谱密度应等于 $n_s(t)$ 的功率谱密度乘以理想微分电路传输函数模的平方。

已知 $n_s(t)$ 的功率谱密度为 $P_i(f) = n_0$,理想微分电路的传输函数为

$$H(f) = j2\pi f \quad (3-106)$$

由式(3-105)和式(3-106),可以得到输出噪声 $n_d(t)$ 的功率谱密度为

$$P_d(f) = \left(\frac{K_d}{A}\right)^2 |H(f)|^2 P_i(f) = \left(\frac{2\pi K_d}{A}\right)^2 n_0 f^2, \quad |f| \leq \frac{B_{FM}}{2} \quad (3-107)$$

鉴频器前、后的噪声功率谱密度如图 3-33 所示。

由图 3-33(b)可见,鉴频器输出噪声 $n_d(t)$ 的功率谱密度已不再是常数,而是与 f^2 成正比。该噪声再经过低通滤波器滤除调制信号带宽 f_m ($f_m \leq \frac{B_{FM}}{2}$) 以外的频率分量,故最终

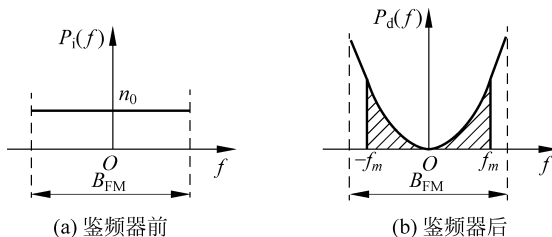


图 3-33 鉴频器前、后的噪声功率谱密度

解调器输出(LPF 输出)的噪声功率为图中阴影部分。利用式(3-107)可以计算得到

$$N_o = \int_{-f_m}^{f_m} P_d(f) df = \int_{-f_m}^{f_m} \frac{4\pi^2 K_d^2 n_0}{A^2} f^2 df = \frac{8\pi^2 K_d^2 n_0 f_m^3}{3A^2} \quad (3-108)$$

式(3-102)结合式(3-108),可得解调器的输出信噪比为

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{3A^2 K_F^2 \overline{m^2(t)}}{8\pi^2 n_0 f_m^3} \quad (3-109)$$

式中, f_m 为低通滤波器截止频率(亦即调制信号最高频率)。

3. 调制制度增益

式(3-101)结合式(3-109)可得大信噪比时调频系统调制制度增益为

$$G_{FM} = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} = \frac{3K_F^2 B_{FM} \overline{m^2(t)}}{4\pi^2 f_m^3} \quad (3-110)$$

为获得简明的结果,这里考虑单频调制时的情况,设调制信号为

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

则

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

这时的调频信号为

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

式中

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

将这些关系式分别代入式(3-109),得解调器输出信噪比为

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{3}{2} m_f^2 \frac{A^2/2}{n_0 f_m^3} \quad (3-111)$$

代入式(3-110)可得解调器制度增益为

$$G_{FM} = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} = \frac{3}{2} m_f^2 \frac{B_{FM}}{f_m} \quad (3-112)$$

宽带调频时,信号带宽为

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

所以,式(3-112)还可以写成

$$G_{FM} = 3m_f^2(m_f + 1) \approx 3m_f^2 \quad (3-113)$$

式(3-113)表明,在大信噪比的情况下,调频解调器的调制制度增益是很高的,与调制指数的三次方成正比。例如,调频广播中常取 $m_f = 5$,则调制制度增益 $G_{FM} = 450$ 。可见,加大调制指数 m_f ,可使系统抗噪性能大大改善。

例 3.3 以单音调制为例,试比较调频系统与常规调幅系统的抗噪性能。假设两者接收信号功率 S_i 相等,信道双边噪声功率谱密度均为 $n_0/2$ 。调制信号频率为 f_m ,AM 信号为 100% 调制。

解: 由 AM 系统和 FM 系统性能分析可知

$$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{AM} = G_{AM} \left(\frac{S_i}{N_i}\right)_{AM} = G_{AM} \frac{S_i}{n_0 B_{AM}}$$

$$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{\text{FM}} = G_{\text{FM}} \left(\frac{S_i}{N_i}\right)_{\text{FM}} = G_{\text{FM}} \frac{S_i}{n_0 B_{\text{FM}}}$$

两者输出信噪比的比值为

$$\frac{(S_o/N_o)_{\text{FM}}}{(S_o/N_o)_{\text{AM}}} = \frac{G_{\text{FM}}}{G_{\text{AM}}} \frac{B_{\text{AM}}}{B_{\text{FM}}}$$

根据本题假设条件,有

$$G_{\text{AM}} = \frac{2}{3}, \quad G_{\text{FM}} = 3m_f^2(m_f + 1)$$

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

将这些关系代入上式,得

$$\frac{(S_o/N_o)_{\text{FM}}}{(S_o/N_o)_{\text{AM}}} = 4.5m_f^2 \quad (3-114)$$

由此可见,FM 系统的调制指数 m_f 较大时,FM 系统的输出信噪比远大于 AM 信号。例如, $m_f=5$ 时,FM 系统的输出信噪比是 AM 系统的 112.5 倍。这也可以理解成当两者输出信噪比相等时,FM 信号的发射功率可减小至 AM 信号的 1/112.5。

应当指出,调频系统的这一优越性是以增加传输带宽来换取的,因为

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

当 $m_f \gg 1$ 时,有

$$B_{\text{FM}} \approx m_f B_{\text{AM}}$$

代入式(3-109),有

$$\frac{(S_o/N_o)_{\text{FM}}}{(S_o/N_o)_{\text{AM}}} = 4.5 \left(\frac{B_{\text{FM}}}{B_{\text{AM}}}\right)^2 \quad (3-115)$$

这说明**宽带 FM 输出信噪比相对于 AM 的改善,与它们传输带宽比的平方成正比**。这就意味着,对于 FM 系统来说,增加传输带宽就可以改善抗噪性能。调频方式的这种以带宽换取更优信噪比的特性是十分有益的。而 AM 系统中,由于信号带宽是固定的,因而不能实现带宽与信噪比的互换,这也正是在抗噪性能方面调频系统优于调幅系统的重要原因。

3.4.3 小信噪比情况与门限效应

当处于小信噪比情况时,这里假设信号未被调制,也就是信噪比为 0 的这种极限情况,此时 $\psi(t)=0$,调制信号为

$$s_{\text{FM}}(t) = A \cos[\omega_c t + \psi(t)] = A \cos \omega_c t \quad (3-116)$$

窄带高斯噪声可以写成

$$n_i(t) = n_c(t) \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t = V_n(t) \cos[\omega_c t + \varphi_n(t)] \quad (3-117)$$

调制信号加噪声可以写成

$$\begin{aligned} s_{\text{FM}}(t) + n_i(t) &= A \cos \omega_c t + n_i(t) = [A + n_c(t)] \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t \\ &= A(t) \cos[\omega_c t + \varphi(t)] \end{aligned} \quad (3-118)$$

与标量不同,矢量是指既有大小又有方向的量,因此可以借助矢量的概念描述上述几个表达式。其中,式(3-116)的大小为 A ,方向为 0;式(3-117)的大小为 $V_n(t)$,方向为 $\varphi_n(t)$;式(3-118)的大小为 $A(t)$,方向为 $\varphi(t)$;因此,式(3-118)可以理解为两个矢量相加的结果,



具体描述如图 3-34 所示。

大输入信噪比时,如图 3-34(a)所示, $V_n(t)$ 在大多数时间里远小于 A ,噪声随机相位 $\varphi_n(t)$ 即使在 $0 \sim 2\pi$ 内随机变化,合成矢量 $A(t)$ 的矢量端点轨迹如图 3-34(a)中虚线所示,信号和噪声的合成矢量的相位 $\varphi(t)$ 变化范围不大,故输出信噪比是足够高的,调制制度增益可以由式(3-110)描述。

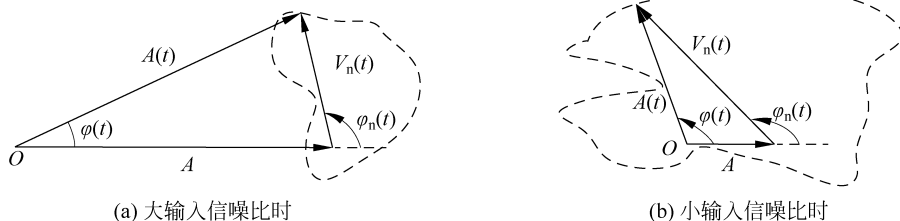


图 3-34 FM 信号加噪声的矢量图

小输入信噪比时,大多数时间里 $V_n(t)$ 大于载波幅度 A ,因此,当噪声的随机相位在 $0 \sim 2\pi$ 范围内随机变化时,信号与噪声的合成矢量 $A(t)$ 的矢量端点轨迹如图 3-34(b)所示,合成矢量的相位 $\varphi(t)$ 围绕原点在 $0 \sim 2\pi$ 范围内变化,解调器的输出几乎完全由噪声决定,因而输出信噪比急剧下降。这种情况与常规调幅包络检波时相似,称为门限效应,出现门限效应时所对应的输入信噪比的值称为门限值。

图 3-35 所示为调频解调器输入输出信噪比性能曲线,可以看出,输入信噪比在门限值以上时,输出信噪比和输入信噪比呈线性关系,即输出信噪比随着输入信噪比的大小做线性变化;在门限值以下时,输出信噪比急剧下降。不同的调频指数有着不同门限值, m_f 大的门限值相对高, m_f 小的门限值相对低,但是门限值的变化范围不大。

理论计算和实践均表明,应用普通鉴频器解调 FM 信号时,其门限效应与输入信噪比有关,一般发生在输入信噪比为 10dB 左右时。在空间通信等领域中,对调频接收机的门限效应十分关注,希望在接收到最小信号功率时仍能满意地工作,这就要求门限值向低输入信噪比方向扩展。改善门限效应有许多种方法,目前应用较多的是锁相环路鉴频法以及“预加重”“去加重”技术等。

如同包络检测器一样,FM 解调器的门限效应也是由它的非线性的解调作用所引起的。由于在门限值以上时 FM 解调器具有良好的性能,故在实际中除设法改善门限效应外,一般都使系统工作在门限值以上。

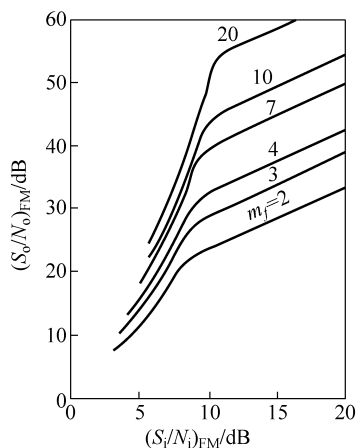


图 3-35 解调器性能曲线示意图

* 3.4.4 加重技术

从图 3-33 所示的鉴频器输出噪声功率谱密度可以看到,它随频率 f 呈抛物线形状增大。进而造成高频端的输出信噪比明显下降,这对解调信号质量会带来很大的影响,甚至会出现门限效应。为了改善调频解调器的输出信噪比,针对鉴频器输出噪声谱呈抛物线形状

这个特点,可以在调频系统中采用加重技术,包括“预加重”和“去加重”措施。其设计思想是在保持输出信号不变的前提下有效降低输出噪声,以达到提高输出信噪比的目的。

所谓“去加重”,就是在解调器输出端接一个传输特性随频率增加而滚降的线性网络 $H_d(f)$,其目的是使调制频率高频端的噪声衰减,减小总的噪声功率。但是,由于去加重网络的加入,在有效地减弱输出噪声的同时,必将使传输信号产生频率失真,因此,必须在调制器前加入一个预加重网络 $H_p(f)$ 人为地提升调制信号的高频分量,以抵消去加重网络 $H_d(f)$ 的影响。显然,为了使传输信号不失真,应该有

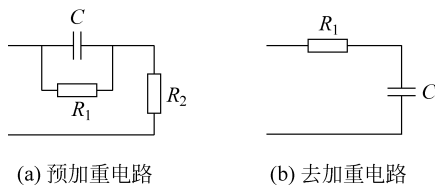
$$H_p(f) \cdot H_d(f) = 1 \quad (3-119)$$

这是保证输出信号不变的必要条件。图 3-36 所示为预加重和去加重网络在调频系统中的具体位置。可见,预加重网络是在信道噪声介入之前加入的,它对噪声没有影响,因此,并未提升噪声功率;输出端的去加重网络可将输出噪声功率降低,因此,有效地提高了调制信号高频端的输出信噪比,进一步改善了调频系统的抗噪声性能。



图 3-36 有加重技术的 FM 系统

图 3-37 所示为一种实际中常采用的预加重和去加重电路,在保持信号传输带宽不变的条件下合理配置电容和电阻参数,可使输出信噪比提高 6dB 左右。



(a) 预加重电路

(b) 去加重电路

图 3-37 预加重和去加重电路

加重技术不但在调频系统中得到了实际应用,同时也在音频传输和录音系统的录音、放音设备中得以应用。例如,录音和放音设备中广泛应用的杜比(Dolby)降噪声系统就采用了加重技术。

3.5 各种模拟调制系统的比较



假定所有调制系统在接收机输入端具有相等的信号功率,加性噪声都是均值为 0、双边功率谱密度为 $n_0/2$ 的高斯白噪声,基带信号 $m(t)$ 带宽为 f_m ,且所有调制系统信号都满足

$$\begin{cases} \overline{m(t)} = 0 \\ \overline{m^2(t)} = \frac{1}{2} \\ |m(t)|_{\max} = 1 \end{cases} \quad (3-120)$$

例如, $m(t)$ 为正弦信号,综合前文分析,可总结各种模拟调制方式的信号带宽、制度增益、输出信噪比、设备(调制与解调)复杂程度、主要应用等要素,如表 3-1 所示。表中还进一步假设了 AM 为 100% 调制。

表 3-1 各种模拟调制方式总结

调制方式	信号带宽	制度增益	S_o/N_o	设备复杂程度	主要应用
DSB	$2f_m$	2	$\frac{S_i}{n_0 f_m}$	中等	应用较少, 原理分析的基础
SSB	f_m	1	$\frac{S_i}{n_0 f_m}$	复杂	短波无线电广播、话音频分多路复用
VSB	略大于 f_m	近似 SSB	近似 SSB	复杂	数据传输、电视广播
AM	$2f_m$	$\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3} \cdot \frac{S_i}{n_0 f_m}$	简单	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	超短波小功率电台(窄带)、卫星通信、调频立体声广播(宽带)

1. 频带利用率比较

就频带利用率而言,SSB 最好,VSB 与 SSB 接近,DSB、AM、NBFM 次之,WBFM 最差。由表 3-1 还可看出,FM 的调频指数越大,抗噪性能越好,但占据带宽越宽,频带利用率越低。

2. 抗噪性能比较

就抗噪性能而言,WBFM 最好,DSB、SSB、VSB 次之,AM 最差。图 3-38 所示为各种模拟调制系统的性能曲线,圆点表示门限点。门限点以下,曲线迅速下跌;门限点以上,DSB、SSB 的信噪比比 AM 高 4.7dB 以上,而 FM($m_f = 6$)的信噪比比 AM 高 22dB。

3. 特点与应用

AM 调制的优点是接收设备简单;缺点是功率利用率低,抗干扰能力差。AM 制式主要用在中波和短波的调幅广播中。

DSB 调制的优点是功率利用率高,且带宽与 AM 相同,但接收要求同步解调,设备较复杂。DSB 应用较少,一般只用于点对点的专用通信。

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抗衰落能力均优于 AM,而带宽只有 AM 的一半;缺点是发送和接收设备都复杂。鉴于这些特点,SSB 常用于频分多路复用系统中。

VSB 的抗噪声性能和频带利用率与 SSB 相当。VSB 的诀窍在于部分抑制了发送边带,同时又利用平缓滚降滤波器补偿了被抑制部分,这对包含低频和直流分量的基带信号特别适用,因此,VSB 在电视广播等系统中得到了广泛应用。

FM 波的幅度恒定不变,这使它对非线性器件不甚敏感,给 FM 带来了抗快衰落能力。利用自动增益控制和带通限幅技术,还可以消除快衰落造成的幅度变化效应。宽带 FM 的抗干扰能力强,可以实现带宽与信噪比的互换,不仅应用于调频立体声广播,而且还广泛应用于长距离的高质量通信系统中,如卫星通信、超短波对空通信等。宽带 FM 的缺点是频带

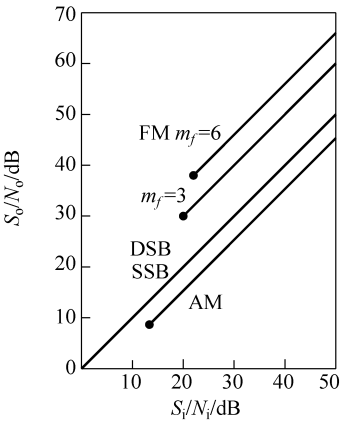


图 3-38 各种模拟调制系统的性能曲线

利用率低,存在门限效应,因此在接收信号弱、干扰大的情况下宜采用窄带 FM,这也是小型通信机常采用窄带调频的原因。

3.6 频分复用



为了提高通信系统的信道利用率,语音信号的传输往往采用多路复用的方式。所谓多路复用,通常是指在一个信道上同时传输多个语音信号的技术,有时也将这种技术简称为复用技术。复用技术有多种工作方式,例如频分复用(FDM)、时分复用(TDM)以及码分复用(CDM)等。

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

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

码分复用是一种以扩频技术为基础的复用技术。

本节重点讨论频分复用。通常在通信系统中,信道所能提供的带宽往往要比传送一路信号所需的带宽宽许多。因此,一个信道只传输一路信号是非常浪费的。为了充分利用信道的带宽,提出了信道的频分复用。图 3-39 所示为一个频分复用电话系统的组成框图。

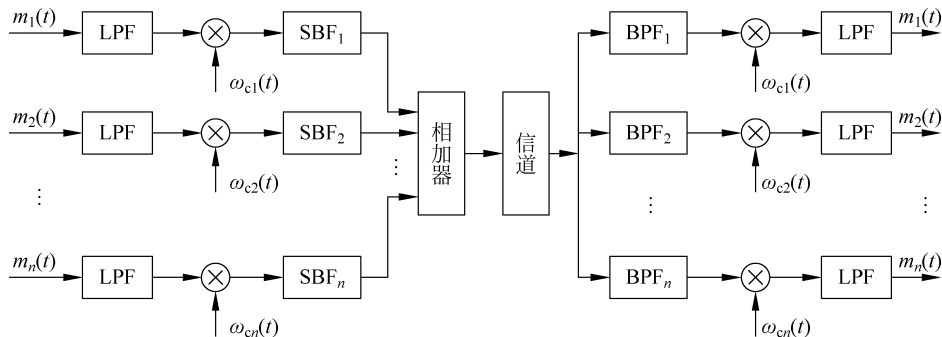


图 3-39 频分复用系统组成框图

图 3-39 所示系统中复用的信号共有 n 路,每路信号首先通过低通滤波器(LPF)限制各路信号的最高频率 f_m 。简单起见,不妨假设各路的 f_m 都相等。例如,若各路都是语音信号,则每路信号的最高频率皆为 3400Hz。

然后,各路信号通过各自的调制器进行频谱搬移。调制器的电路一般是相同的,但所用的载波频率不同。调制的方式原则上可任意选择,但最常用的是 SSB,因为它最节省频带。因此,图示系统中的调制器由相乘器和边带滤波器(SBF)构成。在选择载频时,既应考虑到边带频谱的宽度,还应留有一定的防护频带 f_g ,以防止邻路信号间相互干扰,即

$$f_{c(i+1)} = f_{ci} + (f_m + f_g), \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (3-121)$$

式中, f_{ci} 和 $f_{c(i+1)}$ 分别为第 i 路和第 $(i+1)$ 路的载波频率。显然,邻路间隔防护频带越大,对边带滤波器的技术要求越低,但这时占用的总频带要加宽,这对提高信道复用率不利。因

此,实际中应尽量提高边带滤波技术,以使 f_g 尽量缩小。目前,按 ITU-T 标准,防护频带间隔应为 900Hz。

经过调制的各路信号在频率位置上被分开了,因此,可以通过相加器将它们合并成适合信道内传输的复用信号,其频谱结构示意图如图 3-40 所示。

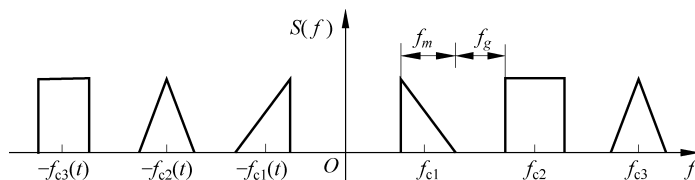


图 3-40 频分复用信号的频谱结构示意图

图 3-40 所示频谱结构中,各路信号具有相同的 f_m ,但它们的频谱结构可能不同。 n 路单边带信号的总频带宽度为

$$B_n = nf_m + (n-1)f_g = (n-1)(f_m + f_g) + f_m = (n-1)B_1 + f_m \quad (3-122)$$

式中, $B_1 = f_m + f_g$ 为一路信号占用的带宽。

合并后的复用信号原则上可以在信道中传输,但有时为了更好地利用信道的传输特性,还可以再进行一次调制。

在接收端,可利用相应的带通滤波器(BPF_i)来区分各路信号的频谱。然后,再通过各自的相干解调器便可恢复各路调制信号。

频分复用系统的最大优点是信道复用率高,容许复用的路数多,分路也很方便。因此,它目前已成为模拟通信系统中采用的最主要的一种复用方式,特别是在有线和微波通信系统中应用十分广泛。频分复用系统的主要缺点是设备比较复杂,如果滤波器件特性不够理想,或信道内存在非线性,就会产生路间干扰。

本章小结

调制就是用调制信号的变化规律去改变载波某些参量的过程,调制后所得到的信号称为已调信号或频带信号。本章讨论了模拟通信系统中的线性调制和非线性调制,介绍了信号产生(调制)与接收(解调)的基本原理、方法和技术,并对调制系统的性能进行了分析。

通常线性调制主要包括常规双边带调幅(AM)、抑制载波双边带调幅(DSB)、单边带调制(SSB)和残留边带调制(VSB)信号等。线性调制的主要特征是调制前和调制后的信号频谱在形状上没有发生根本变化,仅仅是频谱的幅度和位置发生了变化,即把基带信号的频谱线性搬移到与信道相应的某个频带上。由于 AM 和 DSB 信号的上、下两个边带是完全对称的,皆携带了调制信号的全部信息,因此,从信息传输的角度来考虑,仅传输其中一个边带就够了,由此演变出 SSB。为了解决了单边带滤波器因过于陡峭而不易实现的难题又演变出 VSB。

DSB、AM、SSB 和 VSB 等线性调制信号通过信道传输到接收端,由于信道特性的不理想和信道中存在的各种噪声,信号不可避免地受到信道噪声的影响,为此,通常使用信噪比增益(也称为调制制度增益)对其进行评估,包括针对 DSB、AM、SSB 和 VSB 的相干解调性

能分析,以及针对 AM 的非相干解调性能分析。大信噪比情况下,AM 的相干或者非相干解调性能接近,但在小信噪比情况下解调会出现门限效应。

角度调制是典型的非线性调制,主要包括频率调制(FM)和相位调制(PM)。非线性调制与线性调制不同,其已调信号频谱不再是原调制信号频谱的线性搬移,而是频谱的非线性变换,这个变换会产生新的频率成分。由于都是角度调制,FM 与 PM 之间是可以相互转换的。如果将调制信号先微分,而后进行调频,则得到的是调相信号;如果将调制信号先积分,而后进行调相,则得到的是调频信号。本章重点研究 FM 系统,根据非线性调制最大相位偏移量大小不同可将其划分为窄带调频和宽带调频;根据调频信号的解调方式不同,可将其划分为相干或者非相干解调。

对于 FM 系统来说,增加传输带宽就可以改善抗噪性能。调频方式的这种以带宽换取更优信噪比的特性是十分有益的。当然,在非相干解调情况下,也存在门限效应,其应对策略主要是采用锁相环路鉴频法以及“预加重”“去加重”技术等。多路复用方式主要有频分复用(FDM)、时分复用(TDM)与码分复用(CDM),按频率进行复用的方法叫频分复用,按时间进行复用的方法叫时分复用,按扩频码进行复用的方式称为码分复用。

思考题

1. 调制如何进行分类?
2. 什么是线性调制? 常见的线性调制方式有哪些?
3. 什么是调幅指数(调幅度)? 说明其物理含义。
4. SSB 信号的产生方法有哪些?
5. VSB 滤波器的传输特性应满足什么条件?
6. 请说明,从滤波法实现角度来看,SSB 可以当作 VSB 的一个特例。
7. 如果在发射单边带信号的同时加上一个大载波,是否可以用包络检波法接收?
8. 残留边带滤波器的传输特性应如何? 为什么?
9. 什么叫调制制度增益? 其物理意义是什么?
10. DSB 调制系统和 SSB 调制系统的抗噪性能是否相同? 为什么?
11. 什么是门限效应? 会出现在什么样的系统当中?
12. AM 信号采用包络检波法解调时为什么会产生门限效应?
13. 什么是频率调制? 什么是相位调制? 两者关系如何?
14. 分析图 3-22 所示的单音 PM 信号和 FM 信号波形。
15. 什么是窄带角度调制? 说明其优缺点。
16. 什么是宽带调频? 如何实现?
17. 简述调频信号的解调方式。
18. FM 系统产生门限效应的主要原因是什么?
19. 简述加重技术。
20. FM 系统调制制度增益和信号带宽的关系如何? 这一关系说明什么?
21. 什么是频分复用? 频分复用的目的是什么?

习题

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

(1) 试画出 AM 信号的波形图。

(2) 试画出 DSB 信号的波形图。

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

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

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

5. 已知线性调制信号表示式为

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

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

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

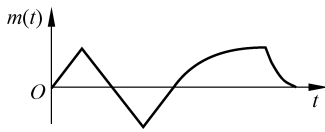


图 P3-1

6. 根据图 P3-1 所示的调制信号波形, 试画出 DSB 及 AM 信号的波形图, 并比较它们分别通过包络检波器后的波形差别。

7. 已知某调幅波的展开式为

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

(1) 试确定载波信号的表达式。

(2) 试确定调制信号的表达式。

(3) 试绘制其时域和频域波形。

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

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

(1) 试求 DSB 系统的发射机输出功率。

(2) 试求 SSB 系统的发射机输出功率。

(3) 试求 AM 系统(100%调幅)的发射机输出功率。

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

(1) 试问该理想带通滤波器应具有怎样的传输特性 $H(\omega)$ 。

(2) 求解调器输入端的信噪比。

(3) 求解调器输出端的信噪比。

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

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

- (1) 试求接收机的输入信号功率。
- (2) 试求接收机的输出信号功率。
- (3) 若叠加于 DSB 信号的白噪声具有双边功率谱密度为 $n_0/2$, 则输出信噪比是多少?
12. 抑制载波双边带调制和单边带调制中, 若基带信号均为 3kHz 限带低频信号, 载频为 1MHz, 接收信号功率为 1mW, 加性高斯白噪声双边功率谱密度为 $10^{-3} \mu\text{W}/\text{Hz}$ 。接收信号经带通滤波器后, 进行相干解调。

- (1) 比较解调器输入信噪比。
- (2) 比较解调器输出信噪比。
13. 已知某调频波的振幅是 10V, 瞬时频率为
- $$f(t) = 10^6 + 10^4 \cos 2000\pi t \text{ Hz}$$
- (1) 试确定此调频波的表达式。
- (2) 试确定此调频波的最大频偏、调频指数和频带宽度。
- (3) 若调制信号频率提高到 $2 \times 10^3 \text{ Hz}$, 则调频波的最大频偏、调频指数和频带宽度如何变化?

14. 设 FM 信号的表达式为 $s_{\text{FM}}(t) = A \cos [\omega_c t + K_F \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau]$, PM 信号的表达式为 $s_{\text{PM}}(t) = A \cos [\omega_c t + K_P m(t)]$, 完成题表。

	FM	PM
瞬时相位		
瞬时相位偏移		
最大相位偏移		
瞬时频率		
瞬时频率偏移		
最大频率偏移		

15. 在 50Ω 的负载电阻上有一角度调制信号, 其表达式为
- $$s(t) = 10 \cos [10^8 \pi t + 3 \sin 2\pi 10^3 t] \text{ V}$$
- (1) 试计算角度调制信号的平均功率。
- (2) 试计算角度调制信号的最大频偏。
- (3) 试计算信号的频带宽度。
- (4) 试计算信号的最大相位偏移。
- (5) 此角度调制信号是调频波还是调相波? 为什么?
16. 2MHz 载波受 10kHz 单频正弦信号调频, 峰值频偏为 100kHz。
- (1) 求调频信号的带宽。
- (2) 调频信号幅度加倍时, 求调频信号的带宽。
- (3) 调制信号频率加倍时, 求调频信号的带宽。
- (4) 若峰值频偏减为 1kHz, 重复计算(1)、(2)、(3)。

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

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

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

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

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

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

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

(1) 画出鉴频器输出端的噪声功率谱密度分布图。

(2) 各话路输出端的信噪比是否相同? 为什么?

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