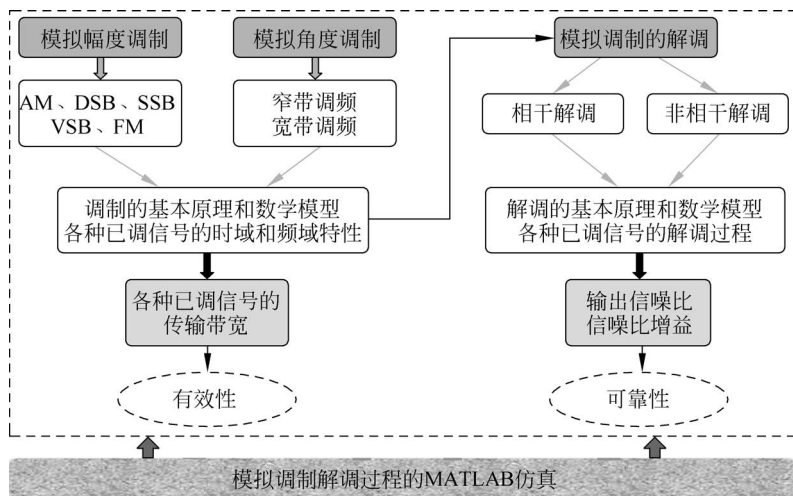


第3章

CHAPTER 3

模拟调制传输



思维导图

在模拟通信系统采用的各种模拟调制中,基带信号是幅度连续取值的模拟信号,已调信号是幅度、频率或相位随基带信号幅度变化的高频正弦载波信号。本章主要介绍模拟通信系统中几种基本的调制解调方法,并对各种模拟调制传输系统的性能进行分析比较。

3.1 模拟幅度调制

模拟幅度调制广泛应用于早期的无线电广播系统中,工作于长波、中波和短波波段,频率范围为 $150\text{kHz}\sim 30\text{MHz}$ 。接收机采用超外差体制,结构简单,价格低廉,适合于固定和便携式接收。

3.1.1 模拟幅度调制的基本原理

所谓幅度调制(简称调幅),就是用模拟基带信号去控制高频载波的幅度,使其幅度随基带信号而变化。

1. 模拟幅度调制的基本原理

模拟幅度调制只需一个模拟乘法器即可实现,其基本原理如图 3-1 所示。 $m(t)$ 为待调制的基带信号, $c(t)$ 为高频正弦或余弦载波,模拟乘法器的输出即为调幅信号。

为了分析方便,一般载波取为余弦信号,其时间表达式为



第13集
微课视频

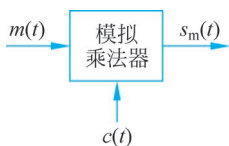


图 3-1 模拟调幅的基本原理

其中, A 为载波幅度; ω_c 为载波角频率; $f_c = \omega_c / (2\pi)$ 为载波频率, 简称为载频。

用模拟乘法器将高频载波 $c(t)$ 与基带信号相乘后, 得到的输出信号为

$$s_m(t) = m(t)c(t) = Am(t)\cos\omega_c t \quad (3-2)$$

一般基带信号的频率远低于载频, 也就是说, $m(t)$ 变化的速率远低于载波频率。因此, 输出已调信号 $s_m(t)$ 可以认为是一个频率等于载波频率的余弦信号, 但是其幅度变为 $Am(t)$, 与基带信号 $m(t)$ 成正比关系。调制器中各点信号 $s_m(t)$ 的波形如图 3-2 所示。

由图 3-2 可知, 已调信号 $s_m(t)$ 的幅度变化规律与基带信号 $m(t)$ 的波形完全一样。低频基带信号与高频载波相乘, 带来的效果是使载波的幅度随着基带信号的幅度而变化, 也就是用基带信号对载波的幅度进行控制, 所以将这一相乘的过程称为幅度调制, 而将输出已调信号简称为调幅信号。

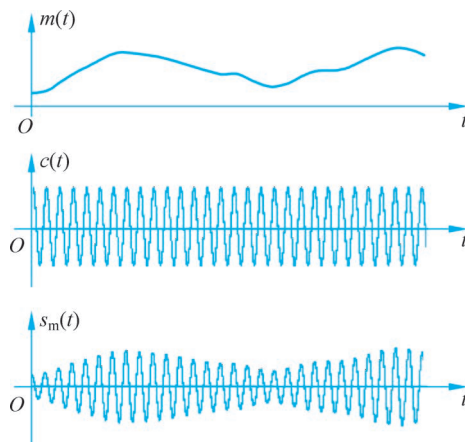


图 3-2 调幅信号的时间波形

2. 调幅过程的频谱分析

下面继续对上述各信号进行频谱分析, 进一步分析调幅信号的特性。假设基带信号的频谱为 $M(j\omega)$, 载波的幅度 $A = 1$ 。根据傅里叶变换的频移性质可以求得已调信号 $s_m(t)$ 的频谱为

$$S_m(j\omega) = \frac{1}{2}[M(j(\omega - \omega_c)) + M(j(\omega + \omega_c))] \quad (3-3)$$

由此可见, 调制的实质就是信号频谱的搬移。假设基带信号的频谱如图 3-3(a) 所示, 则对应的调幅信号 $s_m(t)$ 的频谱如图 3-3(b) 所示。 ω_m 为基带信号的最高角频率, $f_m = \omega_m / (2\pi)$ 也就是基带信号的带宽。对于已调信号, 由图 3-3(b) 可知, 其带宽变为

$$B_w = \frac{(\omega_c + \omega_m) - (\omega_c - \omega_m)}{2\pi} = \frac{2\omega_m}{2\pi} = 2f_m \quad (3-4)$$

式(3-4)说明调幅信号的带宽等于基带信号带宽的 2 倍。

在实际系统中, 基带信号都为实信号, 其频谱一定关于纵轴左右对称。通过调制将其频谱搬移到载频附近后, 已调信号的频谱将在载频两侧呈对称分布。其中, 频率高于载频的分量称为上边带, 而频率低于载频的分量称为下边带。

显然, 上下边带频谱的具体形状取决于基带信号的频谱形状。也就是说, 两个边带都携带了基带信号的全部信息, 边带中的各分量在基带信号的频谱中都有相应的分量与之相对应。在频谱搬移的过程中, 没有新的频率分量产生。因此, 上述幅度调制属于线性调制。在接收机中, 只需要根据上边带或下边带, 即可恢复或提取出原来的基带信号。

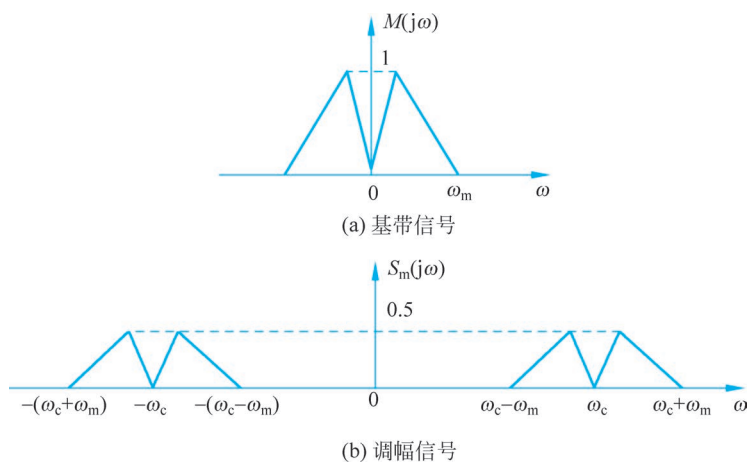


图 3-3 调幅信号的频谱

例 3-1 已知基带信号为

$$m(t) = 8\cos 200\pi t + 4\cos 1000\pi t$$

对其采用调幅传输,假设载波为余弦信号,频率为 6kHz,幅度为 1,初始相位为 0。

- (1) 求调幅信号的时间表达式 $s_m(t)$ 。
- (2) 分别画出基带信号和调幅信号的频谱图。

解 (1) 载波信号的时间表达式为

$$c(t) = \cos(2\pi \times 6 \times 10^3 t) = \cos(1.2\pi \times 10^4 t)$$

将其与基带信号相乘,得到调幅信号的时间表达式为

$$s_m(t) = m(t)c(t) = (8\cos 200\pi t + 4\cos 1000\pi t)\cos(1.2 \times 10^4 \pi t)$$

(2) 基带信号由两个分量构成,经过调幅将其频谱搬移到载频附近,得到调幅信号,两个信号的频谱如图 3-4 所示。

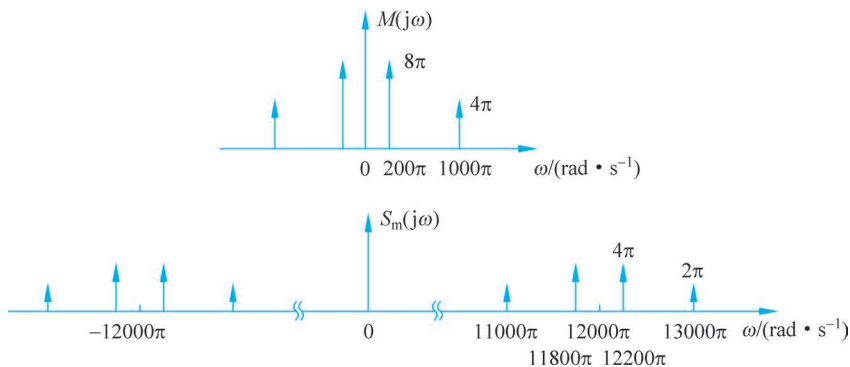


图 3-4 例 3-1 频谱图

3.1.2 DSB-SC 调制和 AM 调制

前面介绍了幅度调制的基本原理。实际通信系统中,模拟幅度调制又分为抑制载波的双边带(Double Side Band-Suppressed Carrier, DSB-SC)调制、常规调幅(Amplitude Modulation, AM)、单边带(Single Side Band, SSB)调制和残留边带(Vestigial Side Band, VSB)调制等方

式。这些调幅方式分别具有不同的时域和频域特性,而应用于各种模拟通信系统中。

1. DSB-SC 调制

实际上 3.1.1 节介绍的幅度调制即为 DSB-SC 调制,其基本方法是将基带信号直接与高频载波相乘,输出即为 DSB-SC 信号,也可以简称为 DSB 信号。

实际系统中传输的基带信号都是双极性的,可以认为其中不含有直流分量,其频谱如图 3-3(a)所示,在 $\omega=0$ 处幅度谱为 0。这样的基带信号与载波相乘实现频谱的搬移后,已调信号的频谱在 $\omega=\omega_c$ 处等于 0,也就是已调信号中没有角频率等于载波角频率 ω_c 的分量,如图 3-3(b)所示。

在已调信号中,频率等于载波频率的分量称为载波分量。因此,按照前述方法得到的已调信号中没有载波分量,而是在载频两侧分别存在上边带和下边带分量。所以,将这种幅度调制称为抑制载波的双边带调制,简称为 DSB-SC 或 DSB 调制。

DSB 信号的幅度包络也随基带信号而变化。但是,如果基带信号是双极性的,则在基带信号的时间波形上,当基带信号的极性发生改变时,载波的相位也要随之反相,从而使已调信号的幅度包络并不能完全反映基带信号的幅度变化,如图 3-5 所示。

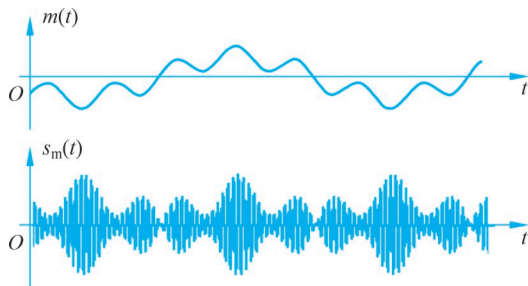


图 3-5 DSB-SC 信号的时间波形

2. AM 的基本原理

最早的广播通信中采用常规调幅(AM)进行语音和音乐信号的传输。相对于 DSB 调制,AM 可以采用简单的包络检波实现非相干解调,从而简化接收机。

图 3-6 所示为常规调幅(AM)的原理。与 DSB-SC 调制不同的是,先将基带信号 $m(t)$ 叠加上一个幅度为 A_0 的直流信号,再与高频载波相乘,输出信号可以表示为

$$s_m(t) = f(t)c(t) = [m(t) + A_0]\cos\omega_c t \quad (3-5)$$

图 3-7 给出了基带信号 $m(t)$ 以及对应的 AM 信号 $s_m(t)$ 的时间波形。可见,在 AM 信号中,载波的幅度包络与加法器输出信号 $A(t)$ 的波形完全相同,只是在幅度上有平移,平移的幅度取决于调制时叠加直流信号的幅度大小 A_0 。

假设基带信号的频谱为 $M(j\omega)$,根据傅里叶变换的频移性质,对式(3-5)做傅里叶变换,得到 AM 信号的频谱为

$$S_m(j\omega) = \frac{1}{2}[M(j(\omega - \omega_c)) + M(j(\omega + \omega_c))] + \pi A_0[\delta(\omega - \omega_c) + \delta(\omega + \omega_c)] \quad (3-6)$$

式(3-6)中等号右边第 1 项取决于基带信号的频谱;第 2 项为冲激函数,冲激的强度取决于叠加的直流信号的幅度。假设基带信号的频谱如图 3-8(a)所示,则对应 AM 信号的频谱如图 3-8(b)所示。

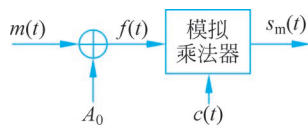


图 3-6 AM 的基本原理

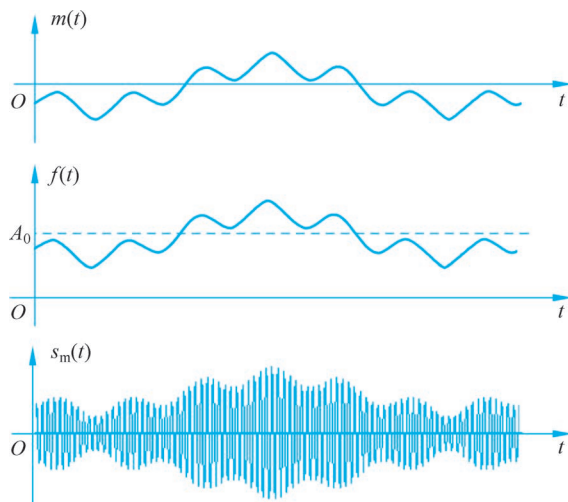


图 3-7 AM 信号的时间波形

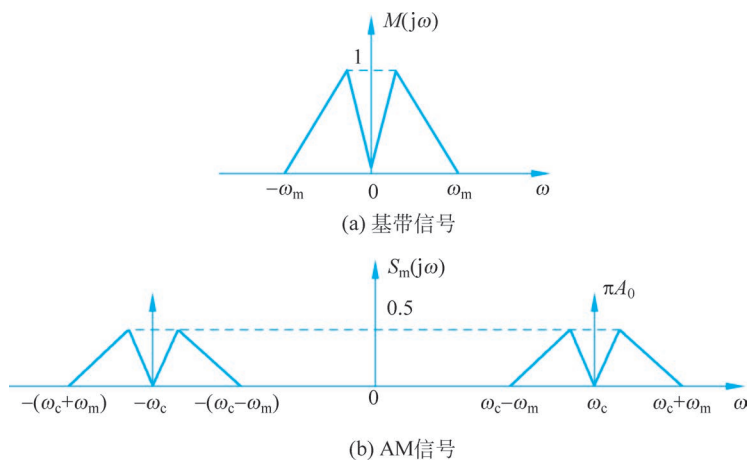


图 3-8 AM 信号的频谱

由此可以得到以下结论。

- (1) AM 信号的频谱中也含有上下两个边带,各边带分量与基带信号中的各分量相对应,只是高度缩小一半。
- (2) AM 信号的带宽也为基带信号带宽的 2 倍。
- (3) AM 信号中的频谱中,频率等于载频的位置存在冲激,表明 AM 信号中含有载波分量。

3. AM 信号的调幅指数

这里考虑单频调制的情况。所谓单频调制,是指基带信号中只有一个频率分量,其时间表达式可以表示为

$$m(t) = A_m \cos \omega_m t \quad (3-7)$$

其中, A_m 为基带信号的幅度; ω_m 为基带信号的角频率。

根据上述 AM 的原理,可以得到对应 AM 信号的时间表达式为

$$\begin{aligned} s_m(t) &= [m(t) + A_0] \cos \omega_c t = (A_m \cos \omega_m t + A_0) \cos \omega_c t \\ &= A_0 (1 + \beta_{AM} \cos \omega_m t) \cos \omega_c t \end{aligned} \quad (3-8)$$



第 14 集
微课视频

其中, $\beta_{AM} = A_m/A_0$ 称为 AM 的调幅指数。

调幅指数 β_{AM} 的物理含义是基带信号的幅度对载波幅度的控制程度, 其取值可能小于 1、等于 1 或大于 1, 相应的 AM 信号时间波形如图 3-9 所示。

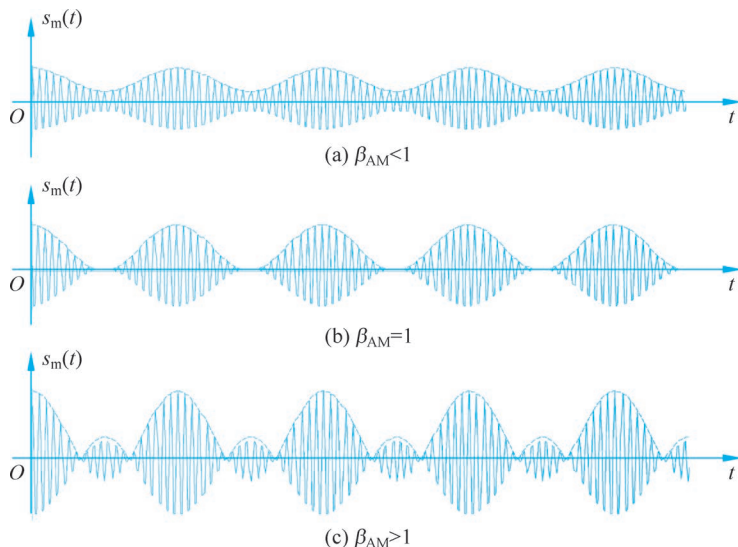


图 3-9 调幅指数对 AM 信号波形的影响

由图 3-9 可知, 只有当 $\beta_{AM} \leq 1$ 时, 已调信号的幅度包络(如图中虚线所示)才能反映基带信号的幅度变化规律, 如图 3-9(a) 和图 3-9(b) 所示; 当 $\beta_{AM} > 1$ 时, 已调信号的幅度包络不能反映基带信号的幅度变化规律, 如图 3-9(c) 所示。一般将 $\beta_{AM} < 1$ 、 $\beta_{AM} = 1$ 和 $\beta_{AM} > 1$ 的 3 种情况分别称为欠调幅、满调幅和过调幅。实际系统中为了对 AM 信号实现包络检波解调, 要求必须工作在欠调幅或满调幅状态。

例 3-2 已知单频调制 AM 信号的时间表达式为

$$s_m(t) = (2\cos 200\pi t + 4)\cos 1000\pi t$$

- (1) 求调幅指数 β_{AM} 。
- (2) 分别画出基带信号和 AM 信号的频谱图。

解 (1) 由 AM 信号的时间表达式得到 $A_m = 2, A_0 = 4$, 则调幅指数为

$$\beta_{AM} = A_m/A_0 = 0.5$$

(2) 基带信号 $m(t) = 2\cos 200\pi t$ 是单频正弦信号, 其频谱如图 3-10(a) 所示。 $m(t)$ 叠加上直流信号 A_0 后得到

$$f(t) = A_0 + m(t) = 4 + 2\cos 200\pi t$$

其频谱如图 3-10(b) 所示, 将其搬到载频位置得到 AM 信号, 其频谱如图 3-10(c) 所示。

以上介绍的是单频调制的情况。如果基带信号是由很多分量合成的复杂波形, 调幅指数的定义可以修改为

$$\beta = \frac{|f(t)|_{\max} - |f(t)|_{\min}}{|f(t)|_{\max} + |f(t)|_{\min}} \quad (3-9)$$

其中, $f(t) = m(t) + A_0$; $|f(t)|_{\max}$ 和 $|f(t)|_{\min}$ 分别为信号 $f(t)$ 幅度的最大值和最小值, 或者已调信号中载波幅度的最大值和最小值。

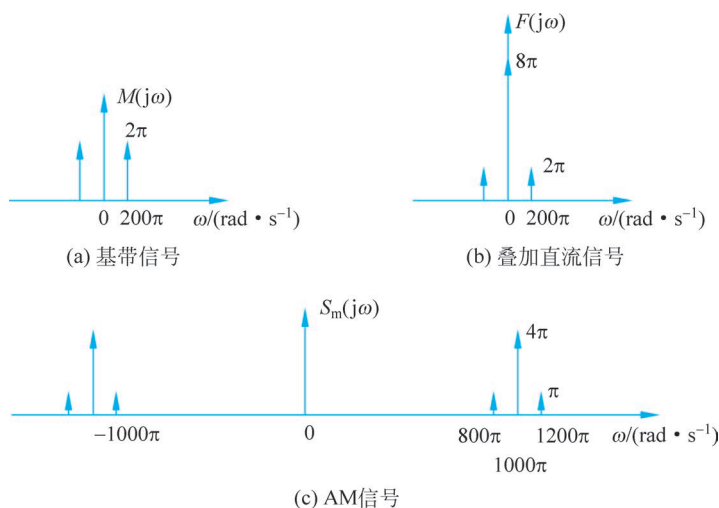


图 3-10 例 3-2 频谱图

4. AM 信号的功率和调制效率

在 AM 信号中,上下边带取决于基带信号,是真正需要传递给用户的有用分量。此外,还有不含有基带信息的载波分量。因此,在已调信号发射的总功率中,希望边带分量的功率越大越好,而载波分量的功率越小越好。因此,需要进一步分析在发送的 AM 总功率中各分量所占的功率比重,称为调制效率。

调制效率的具体定义为

$$\eta = \frac{P_f}{P_0} = \frac{P_f}{P_c + P_f} \quad (3-10)$$

其中, P_0 为调幅信号的总功率; P_f 为调幅信号的边带功率; P_c 为调幅信号中载波分量的功率。

显然,由于 DSB-SC 信号中不含有载波分量,全部是上下边带分量,则 $P_0 = P_f$, 所以其调制效率为 100%, 这意味着发射的总功率全部用于传输边带分量和有用的基带信号。下面分析 AM 信号的调制效率。

以单频调制为例, AM 信号的时间表达式为

$$s_m(t) = (A_0 + A_m \cos \omega_m t) \cos \omega_c t$$

仿照例 3-2, 可以得到其频谱如图 3-11(a) 所示, 其功率谱如图 3-11(b) 所示。

由功率谱求得 AM 信号的总功率为

$$P_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P(\omega) d\omega = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{\pi A_0^2}{2} \times 2 + \frac{\pi A_m^2}{8} \times 4 \right) = \frac{A_0^2}{2} + \frac{A_m^2}{4} \quad (3-11)$$

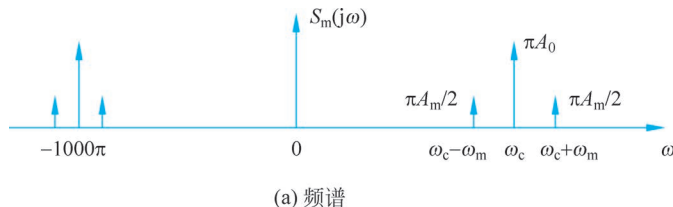
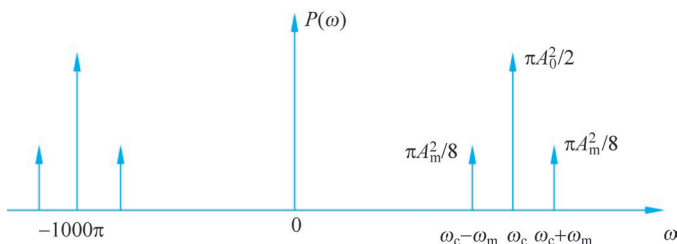


图 3-11 单频调制 AM 信号的频谱和功率谱



(b) 功率谱

图 3-11 (续)

其中,右边两项分别与载波分量和基带信号有关,分别为载波功率和边带功率,即

$$P_c = \frac{A_0^2}{2}, \quad P_f = \frac{A_m^2}{4} \quad (3-12)$$

再将 P_0 和 P_f 代入式(3-10)得到 AM 的调制效率为

$$\eta = \frac{A_m^2/4}{A_0^2/2 + A_m^2/4} = \frac{A_m^2}{2A_0^2 + A_m^2} = \frac{\beta_{AM}^2}{2 + \beta_{AM}^2} \quad (3-13)$$

由此可见,AM 调制的调制效率随调幅指数的增大而单调增大。但是,实际系统为了能采用包络检波解调出基带信号,要求都不能工作到过调幅状态。也就是说,调幅指数的最大值为 1,此时对应的最高调制效率近似为 33.3%。这说明在调幅信号的总功率中,只有 33.3% 的功率用于传送有用的边带功率,而 66.7% 的功率用于传送载波。

前面是根据信号的功率谱计算和分析各信号的平均功率和 AM 信号的调制效率,称为频域分析方法。此外,也可以根据信号的时间表达式,在时域进行计算。

例 3-3 已知基带信号为

$$m(t) = 8\cos 200\pi t$$

对其采用 AM 传输,假设 $A_0 = 10\text{V}$,载波角频率为 ω_c 。

- (1) 求调幅信号的时间表达式 $s_m(t)$ 。
- (2) 求调幅指数 β_{AM} 。
- (3) 求调幅信号中的载波功率、边带功率和 AM 信号的总功率。
- (4) 求调制效率 η 。

解 (1) 调幅信号的时间表达式为

$$s_m(t) = [A_0 + m(t)]c(t) = (10 + 8\cos 200\pi t)\cos \omega_c t$$

(2) $A_m = 8, A_0 = 10$, 则调幅指数为

$$\beta_{AM} = \frac{A_m}{A_0} = \frac{8}{10} = 0.8 = 80\%$$

(3) 画出 AM 信号的频谱和功率谱,如图 3-12 所示。其中,位于 ω_c 处的冲激代表载波分量,其余冲激代表边带分量。则载波功率和边带功率分别为

$$P_c = \frac{1}{2\pi} \times 50\pi \times 2 = 50\text{W}$$

$$P_f = \frac{1}{2\pi} \times 8\pi \times 4 = 16\text{W}$$

AM 信号的总功率为

$$P_0 = P_c + P_f = 50 + 16 = 66 \text{ W}$$

(4) 调制效率为

$$\eta = \frac{P_f}{P_0} = \frac{16}{66} \approx 24.2\%$$

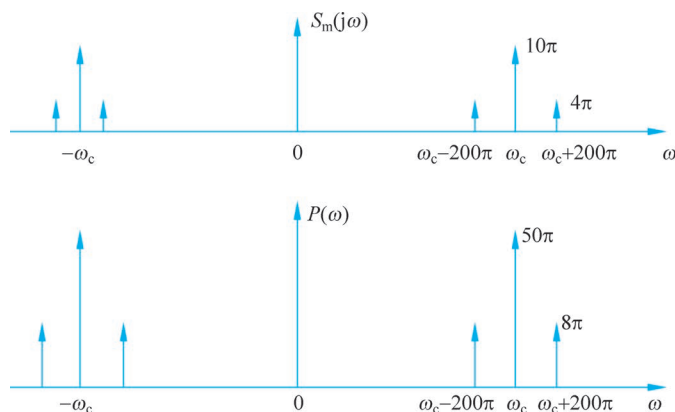


图 3-12 例 3-3 AM 信号频谱和功率谱

3.1.3 SSB 调制和 VSB 调制

单边带(SSB)调制技术于 1915 年提出,并在 1933 年以后为大多数远洋通信所采用。从 1954 年起,单边带电台在军用无线电通信系统中迅速发展,逐步取代了普通的调幅电台。在现代通信系统中,单边带调制广泛用于短波波带,也适用于中波、长波和超短波波带。在载波电话通信系统中,采用单边带调制实现多路语音信号的频分复用。

与 AM 调制和 DSB-SC 调制相比,SSB 调制传输具有节省频谱、节约功率、便于多路复用等优点。

1. SSB 调制的基本原理

在 DSB-SC 和 AM 信号中,都含有上下两个边带,这两个边带分别是由基带信号中的正负频率部分搬移到载频位置而得到的。对实际系统中的基带信号,其频谱中的正负频率部分完全对称。因此,在调制传输时,可以只传输其中的一个边带。这就是单边带调制。

利用滤波器将 DSB-SC 信号中的一个边带滤除,而保留另一个边带,即可得到单边带信号。由此得到 SSB 调制的基本原理,如图 3-13 所示。

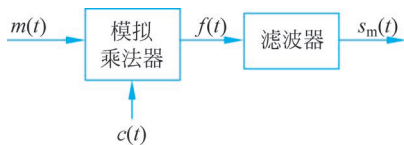


图 3-13 SSB 调制的基本原理

首先用模拟乘法器将基带信号 $m(t)$ 与高频载波 $c(t)$ 相乘,得到抑制载波的双边带信号 $f(t)$,其中含有上边带和下边带。上边带分量的频率都高于载频,而下边带分量的频率都低于载频。

图 3-13 中的滤波器可以为低通滤波器或高通滤波器。如果采用低通滤波器,并且其截止频率等于载频,则将乘法器输出 DSB-SC 信号中的上边带滤除,而保留下边带。此时得到的 SSB 信号中只含有下边带,称为下边带(Lower Side Band, LSB)调制。如果采用高通滤波器,并且其截止频率等于载频,则将乘法器输出 DSB-SC 信号中的下边带滤除,而保留上边带,此时称为上边带(Upper Side Band, USB)调制。

图 3-14 给出了 LSB 信号及其对应的基带信号、DSB-SC 信号的频谱图,其中的虚线为



第 15 集
微课视频

低通滤波器的幅频特性。由频谱图可见,单边带信号的带宽等于基带信号的带宽。在基带信号带宽相同时,SSB 信号的带宽是 DSB-SC 和 AM 信号带宽的一半。因此,采用 SSB 调制传输可以节省一半的信道带宽,传输的有效性最好。

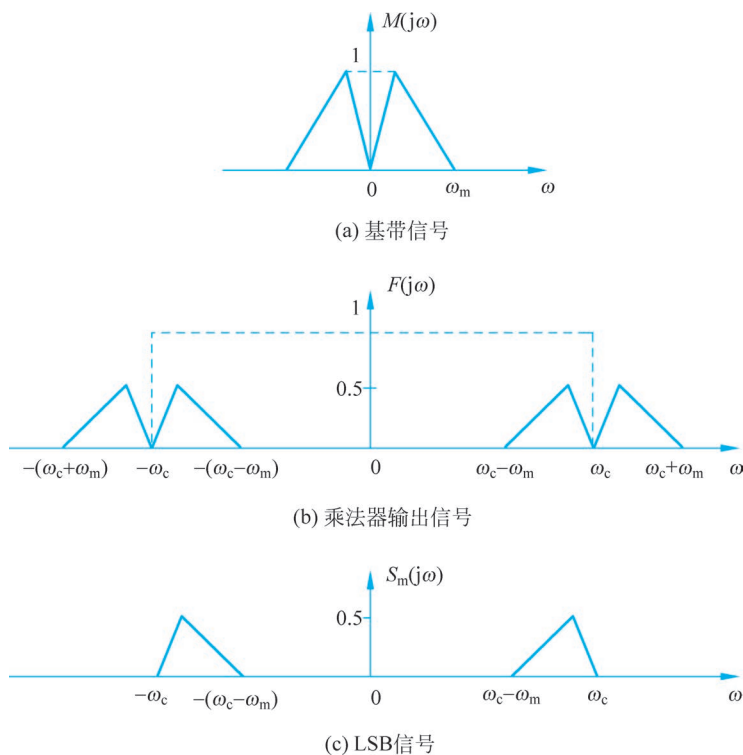


图 3-14 LSB 信号的频谱

2. 相移法调制

除了上述滤波法以外,借助希尔伯特变换,还可以用相移法实现单边带调制。仍然假设基带信号为 $m(t)$,则根据希尔伯特变换的概念,单边带信号可以表示为

$$s(t) = m(t) \cos \omega_c t \pm \hat{m}(t) \sin \omega_c t \quad (3-14)$$

其中, $\hat{m}(t)$ 为基带信号的希尔伯特变换; ω_c 为载波频率。当右边取“+”时, $s(t)$ 为下边带信号;取“-”时, $s(t)$ 为上边带信号。

根据式(3-14)得到相移法实现单边带调制的模型,如图 3-15 所示。其中, $H_H(j\omega)$ 代表希尔伯特滤波器。

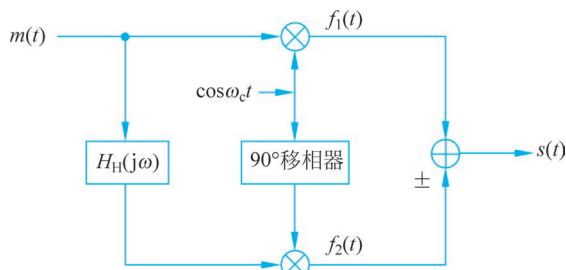


图 3-15 相移法实现单边带调制的模型

例 3-4 已知基带信号为 $m(t) = 8\cos 200\pi t$, 载波角频率 $\omega_c = 2000\pi \text{ rad/s}$ 。

(1) 分别写出对应的 DSB-SC、LSB、USB 信号的时间表达式。

(2) 画出上述各已调信号的频谱。

解 (1) 将基带信号和载波信号相乘, 即得到 DSB-SC 信号, 因此有

$$\begin{aligned}s_{\text{DSB}}(t) &= m(t)c(t) = 8\cos 200\pi t \cos 2000\pi t \\ &= 4\cos 2200\pi t + 4\cos 1800\pi t\end{aligned}$$

基带信号 $m(t)$ 的希尔伯特变换为

$$\hat{m}(t) = 8\sin 200\pi t$$

则对应的下边带信号为

$$\begin{aligned}s_{\text{LSB}}(t) &= m(t)\cos\omega_c t + \hat{m}(t)\sin\omega_c t \\ &= 8\cos 200\pi t \cos 2000\pi t + 8\sin 200\pi t \sin 2000\pi t \\ &= 8\cos 1800\pi t\end{aligned}$$

上边带信号为

$$\begin{aligned}s_{\text{USB}}(t) &= m(t)\cos\omega_c t - \hat{m}(t)\sin\omega_c t \\ &= 8\cos 200\pi t \cos 2000\pi t - 8\sin 200\pi t \sin 2000\pi t \\ &= 8\cos 2200\pi t\end{aligned}$$

(2) 根据以上各式可直接画出各已调信号的频谱, 如图 3-16 所示。

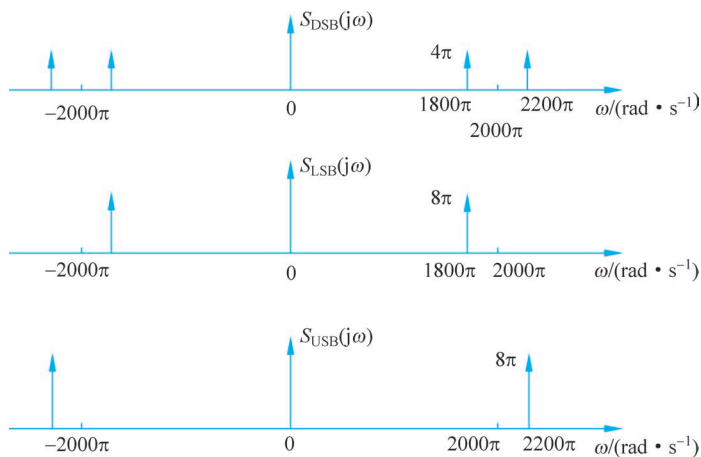


图 3-16 例 3-4 各已调信号的频谱

注意到在滤波法中, 将 DSB-SC 信号中的上边带滤除, 即得到下边带信号。对于本例, 将上边带滤除后得到下边带信号, 其频谱中冲激的强度应为 4π 。而上述解答中的上下边带是根据相移法得到的, 频谱中冲激的强度差一半, 对应 LSB 和 USB 信号的时间表达式上也在系数上有差异。但这并不影响信号的性质, 在分析中往往忽略不计。

3. 多级滤波法实现 SSB 调制

在滤波法实现单边带调制的过程中, 如果基带信号中存在着大量的低频分量甚至直流分量, 将使得在 DSB-SC 信号中, 上下边带在频率轴方向靠得很近, 从而无法用实际的滤波器将其分开。

例如, 模拟语音电话的频率范围为 $300 \sim 3400 \text{ Hz}$, 最低频率为 300 Hz 。通过乘法器将其频谱搬移到载频位置后, 上下边带之间的频率间隔只有 600 Hz 。另外, 实际的滤波器都存在

着过渡带,要在比较高的载频附近将滤波器的过渡带做到不超过 600Hz,从而将上下边带完全分开以得到 SSB 信号,这是很难实现的。

考虑到上述问题,在实际系统中,为了得到比较理想的单边带信号,一般采用多级滤波调制。每次调制实现频谱搬移,同时加大调制后各边带之间的距离,从而便于利用实际的滤波器进行滤波。

图 3-17 所示为一个二级滤波调制原理图。基带信号 $m(t)$ 先通过模拟乘法器实现第 1 级 DSB-SC 调制,经 $H_1(j\omega)$ 滤波后得到第 1 级单边带信号 $s_1(t)$ 。 $s_1(t)$ 再经随后的模拟乘法器和滤波器 $H_2(j\omega)$ 实现第 2 级调制和滤波,输出单边带信号 $s_2(t)$ 。

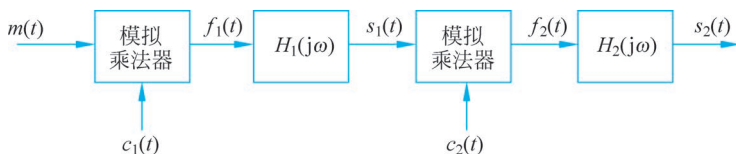


图 3-17 二级滤波调制原理图

在二级调制中,载波的角频率分别为 ω_{c1} 和 ω_{c2} ,则两级滤波器的截止频率应分别等于 ω_{c1} 和 ω_{c2} ,并且各级载波频率依次提高,即 $\omega_{c1} < \omega_{c2}$ 。

设基带信号的频谱如图 3-18(a) 所示,其最低和最高频率分别为 ω_l 和 ω_u 。第 1 级 DSB-SC 调制后得到 $f_1(t)$,其上下边带之间的频率间隔为 $W_1 = 2\omega_l$ 。假设 $H_1(j\omega)$ 为低通滤波器,则滤除 $f_1(t)$ 中的上边带后,得到 LSB 信号 $s_1(t)$,其频谱如图 3-18(b) 所示。

将 $s_1(t)$ 再经第 2 级 DSB-SC 调制后得到 $f_2(t)$,其上下边带之间的频率间隔增大为 $W_2 = 2(\omega_{c1} - \omega_u)$,并且频率间隔可以通过调节第 1 级载波频率 ω_{c1} 而进行调节。 $f_2(t)$ 再通过第 2 级低通滤波器后得到 $s_2(t)$,其频谱如图 3-18(c) 所示。

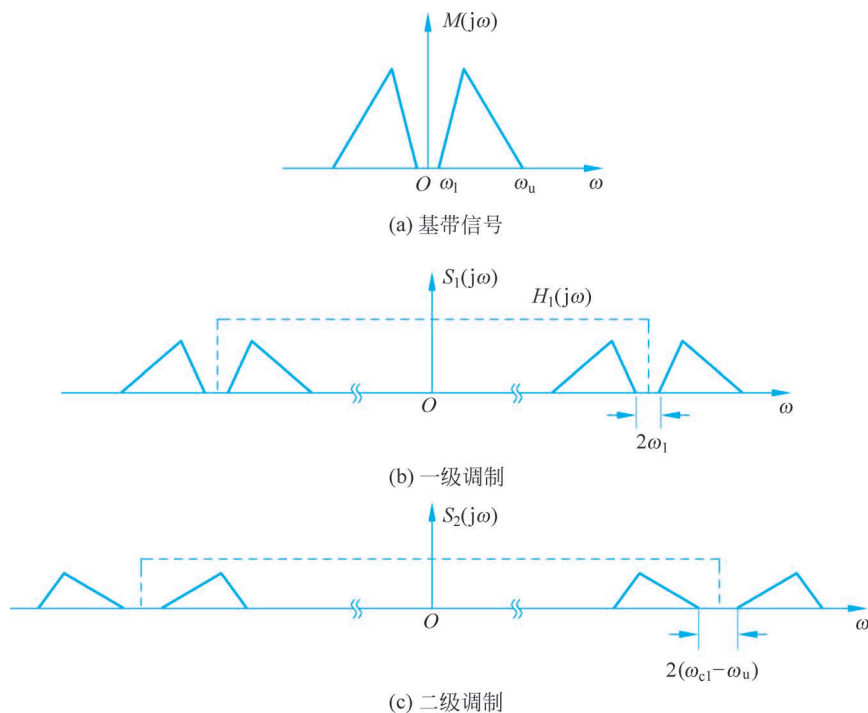


图 3-18 二级滤波法调制信号的频谱

假设对上述模拟语音信号采用多级滤波法调制传输,则 $\omega_1 = 2\pi \times 300 = 600\pi \text{ rad/s}$ 。两级载波频率分别取为 10kHz 和 100kHz。则两级调制后,上下边带之间的频率间隔分别为

$$B_{w1} = 2\omega_1 = 2 \times 600\pi = 1200\pi \text{ rad/s}$$

$$B_{w2} = 2(\omega_{c1} - \omega_u) = 2 \times (2\pi \times 10 \times 10^3 - 2\pi \times 3400) = 26\,400\pi \text{ rad/s}$$

两级滤波器的过渡带只要分别不超过 $1200\pi \text{ rad/s}$ 和 $26\,400\pi \text{ rad/s}$,即可将上下边带完全分开。

4. VSB 调制

VSB 调制又称为残留边带调制,是为了克服单边带调制中滤波器实现困难,同时又能节约频带宽度的矛盾而提出来的,是一种介于 DSB-SC 和 SSB 调制之间的一种调制方式。

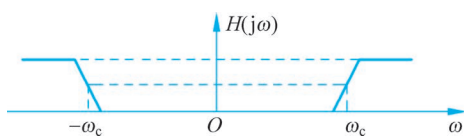


图 3-19 残留下边带时滤波器的频率特性

VSB 调制的模型与图 3-13 完全相同,只是其中滤波器不是理想的高通或低通特性,而是有意识地在截止频率附近引入一定的过渡带,从而使另外一个边带的一部分也能通过滤波器。残留下边带时滤波器的频率特性如图 3-19 所示。

3.2 模拟角度调制



第 16 集
微课视频

模拟角度调制分为频率调制和相位调制两种。与幅度调制相比,频率调制抗干扰能力强,可以实现高保真度广播,可播出多套节目,天线尺寸小。此外,调频波段较宽,容易实现多路频分复用和立体声广播。

3.2.1 角度调制的基本概念

与幅度调制一样,这里也假设载波为高频余弦信号,其时间表达式为

$$s(t) = A \cos[\theta(t)] = A \cos[\omega_c t + \varphi(t)] \quad (3-15)$$

其中, A 为载波的幅度; ω_c 为未调载波角频率; $\varphi(t)$ 为载波的初始相角,又称为相位偏移,简称相偏,是载波总相位中相对于相位 $\omega_c t$ 的偏移。

角度调制就是用基带信号 $m(t)$ 控制载波的相位偏移 $\varphi(t)$,使其随基带信号的幅度而线性变化,而调制过程中载波的幅度保持不变。

正弦波的相位与频率之间互为微积分关系,将相偏求导可以得到 $\omega(t) = d\varphi(t)/dt$,称为角频率偏移,简称角频偏。 $f(t) = \omega(t)/(2\pi)$ 称为频偏。显然,在基带信号的控制作用下,载波的相位偏移发生变化,其相对于未调载波角频率 ω_c 的角频偏或相对于未调载波频率 $f_c = \omega_c/(2\pi)$ 的频偏也将随之变化。

1. 相位调制和频率调制

相位调制简称调相(PM),是用基带信号 $m(t)$ 直接控制载波的相偏 $\varphi(t)$,使其随基带信号的幅度而线性变化。因此,对于 PM 信号,有

$$\varphi(t) = K_p m(t) \quad (3-16)$$

其中, K_p 为相移常数,代表基带信号 $m(t)$ 的幅度对载波相位的调制深度,单位为 rad/V 。

频率调制简称调频(FM),是用基带信号 $m(t)$ 控制载波的角频偏 $\omega(t)$ 或频偏 $f(t)$,使

其随基带信号的幅度而线性变化。因此,对于 FM 信号,有

$$\omega(t) = K_F m(t) \quad (3-17)$$

或

$$f(t) = K_F m(t) \quad (3-18)$$

其中, K_F 为频偏常数, 又称为调频灵敏度, 代表基带信号 $m(t)$ 的幅度对载波频率的调制深度。显然, 式(3-17)和式(3-18)中 K_F 的单位不同, 分别为 $\text{rad}/(\text{s} \cdot \text{V})$ 和 Hz/V , 数值上是 2π 倍的关系。

根据上述概念, 将式(3-16)和式(3-17)分别代入式(3-15), 可以得到 PM 信号和 FM 信号的时间表达式分别为

$$s_{\text{PM}}(t) = A \cos[\omega_c t + K_P m(t)] \quad (3-19)$$

$$s_{\text{FM}}(t) = A \cos[\omega_c t + K_F \int m(\tau) d\tau] \quad (3-20)$$

当基带信号为单频余弦信号时, 图 3-20 给出了对应的 PM 信号和 FM 信号的时间波形。由此可知, 对于单频调制 PM 和 FM 信号, 除了有一个时间上的偏差外, 两个信号的波形完全一样, 调制结果都是使载波的频率随基带信号的幅度而变化, 而载波的幅度始终保持恒定。这说明 PM 调制和 FM 调制没有本质的区别, 两者可以相互转换。由于在模拟通信系统中大多采用调频传输, 因此这里着重介绍频率调制。

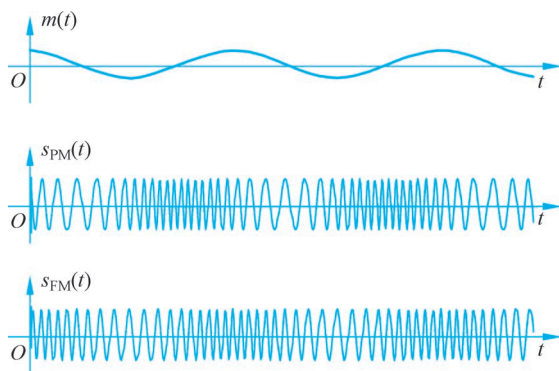


图 3-20 单频调制基带信号及 PM 信号和 FM 信号的时间波形

2. 调频指数和最大频偏

假设基带信号为单频余弦信号, 即

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

将其代入式(3-20)得到对应的 FM 信号为

$$s_{\text{FM}}(t) = A \cos\left(\omega_c t + K_F \frac{A_m}{\omega_m} \sin \omega_m t\right) = A \cos(\omega_c t + \beta_{\text{FM}} \sin \omega_m t) \quad (3-21)$$

其中, β_{FM} 称为调频指数, 表示的是调频信号相对于未调载波相位 $\omega_c t$ 的最大相偏。

$$\beta_{\text{FM}} = \frac{K_F A_m}{\omega_m} = \frac{\Delta \omega_{\text{max}}}{\omega_m} \quad (3-22)$$

其中, $\Delta \omega_{\text{max}}$ 称为 FM 信号的最大角频偏, 单位为 rad/s 。

$$\Delta \omega_{\text{max}} = K_F A_m \quad (3-23)$$

如果调频灵敏度 K_F 的单位为 Hz/V , 则 $K_F A_m$ 的单位为 Hz , 用 Δf_{max} 表示, 表示 FM

信号的最大频偏。相应地,调频指数应修改为

$$\beta_{\text{FM}} = \frac{K_{\text{F}} A_{\text{m}}}{f_{\text{m}}} = \frac{\Delta f_{\text{max}}}{f_{\text{m}}} \quad (3-24)$$

其中, $f_{\text{m}} = \omega_{\text{m}} / (2\pi)$ 为基带信号的频率。

以上考虑的主要是单频调制的情况。对任意的基带信号 $m(t)$, 其调频指数和最大频偏可以分别表示为

$$\beta_{\text{FM}} = K_{\text{F}} \left| \int m(\tau) d\tau \right|_{\text{max}} \quad (3-25)$$

$$\Delta\omega_{\text{max}} = K_{\text{F}} |m(t)|_{\text{max}} \quad (3-26)$$

例 3-5 已知基带信号为 $m(t) = 8\cos 100\pi t$ V, 对其进行频率调制, 载波幅度为 5V, 载波频率为 1000π rad/s, 频偏常数 $K_{\text{F}} = 50\text{Hz/V}$ 。

(1) 求最大频偏 Δf_{max} 和调频指数 β_{FM} 。

(2) 写出 FM 信号的时间表达式。

解 (1) 由已知的基带信号表达式求得 $A_{\text{m}} = 8\text{V}$, $\omega_{\text{m}} = 100\pi$ rad/s, 则

$$\Delta f_{\text{max}} = K_{\text{F}} A_{\text{m}} = 50 \times 8 = 400\text{Hz}$$

$$\beta_{\text{FM}} = \frac{\Delta f_{\text{max}}}{f_{\text{m}}} = \frac{400}{100\pi / (2\pi)} = 8$$

(2) 由式(3-21)得到

$$s_{\text{FM}}(t) = 5\cos(1000\pi t + 8\sin 100\pi t)$$

例 3-6 已知某单频调制调频波为

$$s_{\text{FM}}(t) = 5\cos(2 \times 10^8 \pi t + 4\sin 10^6 \pi t)$$

(1) 求角频偏 $\omega(t)$ 和频偏 $f(t)$ 。

(2) 求调频指数 β_{FM} 、最大角频偏 $\Delta\omega_{\text{max}}$ 和最大频偏 Δf_{max} 。

(3) 若频偏常数 $K_{\text{F}} = 10^7 \pi$ rad/(s · V), 求基带信号的幅度 A_{m} 。

解 (1) 由已知的调频波表达式可知调频波的相偏为

$$\varphi(t) = 4\sin 10^6 \pi t \text{ rad}$$

则角频偏和频偏分别为

$$\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} = 4 \times 10^6 \pi \cos 10^6 \pi t \text{ rad}$$

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \omega(t) = 2 \times 10^6 \cos 10^6 \pi t \text{ Hz}$$

(2) $\beta_{\text{FM}} = 4$, $\Delta\omega_{\text{max}} = 4 \times 10^6 \pi$ rad/s, $\Delta f_{\text{max}} = \Delta\omega_{\text{max}} / (2\pi) = 2\text{MHz}$ 。

(3) 基带信号的幅度为

$$A_{\text{m}} = \frac{\Delta\omega_{\text{max}}}{K_{\text{F}}} = \frac{4 \times 10^6 \pi}{10^7 \pi} = 0.4\text{V}$$

3.2.2 窄带调频和宽带调频

实际系统中, 根据调频指数和调频信号的带宽, 可以将调频分为宽带调频和窄带调频。当调频指数 $\beta_{\text{FM}} \ll 1$, 频率调制所引起的最大相偏远小于 $\pi/6$ rad 或近似为 0.5rad 时, 这样



第 17 集
微课视频

的频率调制称为窄带调频(Narrow Band Frequency Modulation, NBFM)。否则,当调频指数 $\beta_{\text{FM}} \gg 1$, 频率调制所引起的最大相偏远大于 $\pi/6$ rad 或 0.5 rad 时, 这样的频率调制称为宽带调频(Wide Band Frequency Modulation, WBFM)。

对于窄带调频, 有

$$\left| K_F \int m(\tau) d\tau \right|_{\max} \ll \frac{\pi}{6}$$

则

$$\begin{aligned} \cos \left[K_F \int m(\tau) d\tau \right] &\approx 1 \\ \sin \left[K_F \int m(\tau) d\tau \right] &\approx K_F \int m(\tau) d\tau \end{aligned}$$

因此, 利用三角公式将式(3-20)所示的 FM 信号展开, 并做上述近似后, 得到 NBFM 信号的时间表达式为

$$s_{\text{FM}}(t) \approx A \cos \omega_c t - A K_F \int m(\tau) d\tau \cdot \sin \omega_c t \quad (3-27)$$

对于宽带调频, 调频指数 $\beta_{\text{FM}} \gg 1$, 频率调制所引起的最大相移远大于 $\pi/6$ rad 或 0.5 rad, 因此不能采用上述方法进行近似分析。

以最简单的单频调制为例, 经数学分析可知, 对应的 WBFM 信号可以表示为

$$s_{\text{FM}}(t) = A \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta_{\text{FM}}) \cos(\omega_c + n\omega_m)t \quad (3-28)$$

其中, A 为未调载波幅度; ω_c 为载波角频率; ω_m 为基带信号的角频率; $J_n(\beta_{\text{FM}})$ 为第 1 类 n 阶贝塞尔函数。

式(3-28)表明, 宽带调频信号可以分解为无穷多个余弦信号的叠加, 其中第 n 个余弦信号的角频率为 $\omega_c + n\omega_m$, 幅度为 $A J_n(\beta_{\text{FM}})$ 。 $J_n(\beta_{\text{FM}})$ 有两个自变量: n 和 β_{FM} , 函数值一般可以通过查表方法获得, 附录 D 列出了部分第 1 类 n 阶贝塞尔函数。

1. 调频信号的频谱

根据式(3-28), 不难得到 WBFM 信号的频谱为

$$S_{\text{FM}}(jf) = \frac{A}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta_{\text{FM}}) [\delta(f - f_c - nf_m) + \delta(f + f_c + nf_m)] \quad (3-29)$$

其中, $f_c = \omega_c / (2\pi)$ 为载波频率; $f_m = \omega_m / (2\pi)$ 为基带信号频率。

式(3-29)说明, WBFM 信号的频谱由无穷多个冲激函数构成, 分别对应以下频率分量。

(1) 当 $n=0$ 时, 在 $f = \pm f_c$ 处存在冲激, 代表 FM 信号中频率等于载波频率的分量, 称为载波分量。

(2) 当 $n = \pm 1$ 时, 在 $f = \pm(f_c + f_m)$ 和 $f = \pm(f_c - f_m)$ 处对称地存在 4 个冲激, 对应两个一次边频分量, 频率等于 $f_c \pm f_m$ 。

(3) 当 $|n| > 1$ 时, 在载频两侧对称地存在无穷多个冲激, 每两个关于纵轴对称的冲激代表一个高次边频分量, 频率等于 $f_c \pm nf_m$ 。

(4) 对给定的调频指数 β_{FM} , 由于 $J_n(\beta_{\text{FM}})$ 随自变量 n 单调或振荡衰减, 当 n 增大到一定值时, $J_0(\beta_{\text{FM}})$ 近似为 0, 因此 WBFM 中频率远离载频的分量幅度越来越小。

例 3-7 已知基带信号 $m(t) = 2\cos 200\pi t$, 对其进行调频传输, 载波频率 $f_c = 1\text{kHz}$, 幅

度 $A=10\text{V}$, 频偏常数 $K_F=80\text{Hz/V}$ 。

(1) 分析并画出 FM 信号的频谱图。

(2) 说明该调频信号中含有哪些分量。

解 (1) 由已知数据求得

$$\beta_{\text{FM}} = \frac{K_F A_m}{f_m} = \frac{80 \times 2}{200\pi/(2\pi)} = 1.6$$

查表得到

$$J_0(1.6) = 0.455, \quad J_1(1.6) = 0.570, \quad J_2(1.6) = 0.257$$

$$J_3(1.6) = 0.073, \quad J_4(1.6) = 0.015, \quad J_5(1.6) = 0.002$$

并且当 $n > 5$ 时, $J_n(1.6) \approx 0$ 。再结合贝塞尔函数的性质得到

$$J_{-1}(1.6) = -J_1(1.6) = -0.570, \quad J_{-2}(1.6) = J_2(1.6) = 0.257$$

$$J_{-3}(1.6) = -J_3(1.6) = -0.073, \quad J_{-4}(1.6) = J_4(1.6) = 0.015$$

$$J_{-5}(1.6) = -J_5(1.6) = -0.002$$

当 $n < -5$ 时, $J_n(1.6) \approx 0$ 。

由此得到 FM 信号的频谱图, 如图 3-21 所示。

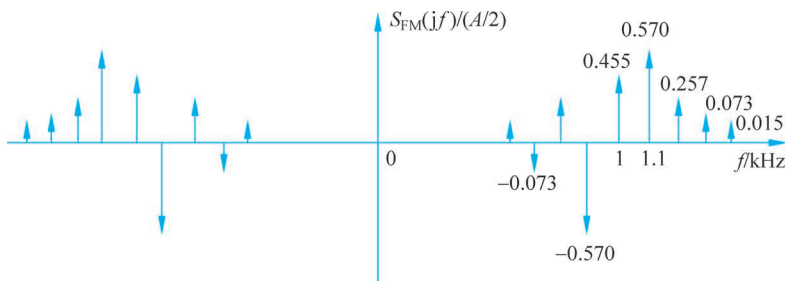


图 3-21 例 3-7 频谱图

(2) 由本例可以清楚地看到, WBFM 信号的频谱中含有载频分量和各次边频分量, 其中一次边频分量可以认为是由基带信号的频谱搬移到载频位置而得到的。但除此之外, WBFM 信号中还有其他边频分量。因此, 宽带调频是频谱的非线性搬移, 属于非线性调制。

将上述各贝塞尔函数值代入式(3-28), 其中 $n=0$ 对应 FM 信号中的载频分量, 其时间表达式为

$$s_0(t) = 10 \times 0.455 \cos(2\pi \times 1000t) = 4.55 \cos 2000\pi t$$

$n = \pm 1$ 的两项对应两个一次边频分量, 其时间表达式分别为

$$s_1(t) = 10 \times 0.570 \cos[2\pi \times (1000 + 100)t] = 5.7 \cos 2200\pi t$$

$$s_{-1}(t) = 10 \times (-0.570) \cos[2\pi \times (1000 - 100)t] = -5.7 \cos 1800\pi t$$

$n = \pm 2$ 的两项对应两个二次边频分量, 其时间表达式分别为

$$s_2(t) = 10 \times 0.257 \cos[2\pi \times (1000 + 2 \times 100)t] = 2.57 \cos 2400\pi t$$

$$s_{-2}(t) = 10 \times 0.257 \cos[2\pi \times (1000 - 2 \times 100)t] = 2.57 \cos 1600\pi t$$

当 $|n| > 2$ 时, 对应的其他高次边频分量幅度都很小, 因此可以忽略。

2. 调频信号的带宽

通过上述时域和频域分析可知, 宽带调频信号中存在着载频分量和各次边频分量。因

此,理论上说,调频信号的带宽应为无穷大。但是根据贝塞尔函数的特点,其函数值都随自变量 n 单调或振荡衰减,意味着 WBFM 信号中频率远离载频的分量幅度越来越小。当 n 增大到一定值时, $J_0(\beta_{\text{FM}})$ 近似为 0,对应的分量幅度和功率都足够小,可以忽略。

当 $|n| > 1 + \beta_{\text{FM}}$ 时,对应分量的幅度不超过未调载波幅度的 10%,忽略这些分量,得到 WBFM 信号的带宽近似为

$$B_f \approx 2(1 + \beta_{\text{FM}})f_m \quad (3-30)$$

式(3-30)称为卡森公式。由该式可知,当 $\beta_{\text{FM}} \ll 1$ 时, $B_f \approx 2f_m$,带宽近似等于基带信号频率的 2 倍,这就是窄带调频的情况;当 $\beta_{\text{FM}} \gg 1$ 时, $B_f \approx 2\beta_{\text{FM}}f_m = 2\Delta f_{\text{max}}$,其中 Δf_{max} 为调频信号的最大频偏。

对于实际系统中的调频信号,一般其调频指数远大于 1,因此由卡森公式可知,其带宽远大于 $2f_m$ 。而调幅信号的带宽等于 $2f_m$ (AM、DSB-SC 信号)、 f_m (SSB 信号)或为 $f_m \sim 2f_m$ (VSB)。因此,调频信号的带宽远大于调幅信号的带宽,或者说调频系统的有效性不如调幅系统。

例如,在例 3-7 中, $\beta_{\text{FM}} = 1.6$,则 $n_{\text{max}} = 2.6 \approx 3$,说明该调频信号中主要含有载频分量和 1~3 次边频分量,带宽近似为

$$B_f \approx 2(1 + \beta_{\text{FM}})f_m = 2 \times (1 + 1.6) \times 100 = 520 \text{ Hz}$$

如果对该例中的基带信号进行 DSB-SC 调制传输,则带宽为 $2 \times 100 = 200 \text{ Hz}$,远小于调频信号的带宽。

将上述结论推广到任意基带信号的情况,此时 FM 信号的带宽计算式为

$$B_f \approx 2(1 + D_{\text{FM}})f_m \quad (3-31)$$

其中, D_{FM} 称为频偏比,其定义为

$$D_{\text{FM}} = \frac{\Delta\omega_{\text{max}}}{\omega_{\text{max}}} = \frac{\Delta f_{\text{max}}}{f_{\text{max}}} \quad (3-32)$$

其中, f_{max} 和 ω_{max} 分别为基带信号的最高频率和最高角频率; Δf_{max} 和 $\Delta\omega_{\text{max}}$ 分别为调频信号的最大频偏和最大角频率偏移,并且有

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

$$\Delta f_{\text{max}} = \frac{1}{2\pi} \Delta\omega_{\text{max}}$$

3. 调频信号的功率

与 AM 调制一样,FM 信号中既有载波分量,也有边带分量。因此,在发送 FM 信号的功率中,一部分功率用于传送与基带信号无关的载波分量,另一部分用于传送与基带信号有关的边带分量。

同样考虑最简单的单频调制的情况。根据式(3-28),WBFM 信号可以视为无穷多个余弦信号的叠加,因此其总功率等于各项余弦信号功率之和。而第 n 项余弦信号的幅度为 $|A_0 J_n(\beta_{\text{FM}})|$,其平均功率为

$$P_n = \frac{1}{2} [A J_n(\beta_{\text{FM}})]^2 = \frac{1}{2} A^2 J_n^2(\beta_{\text{FM}}) \quad (3-33)$$

由式(3-33)可以求得 FM 信号中各分量的功率。当 $n=0$ 时,对应载波分量的功率为

$$P_0 = \frac{1}{2} A^2 J_0^2(\beta_{\text{FM}}) \quad (3-34)$$

当 $n = \pm 1$ 时, 对应两个一次边频分量。考虑到 $J_{-1}(\beta_{\text{FM}}) = -J_1(\beta_{\text{FM}})$, 则一次边频分量的功率为

$$P_1 = \frac{1}{2}A^2 J_{-1}^2(\beta_{\text{FM}}) + \frac{1}{2}A^2 J_1^2(\beta_{\text{FM}}) = A^2 J_1^2(\beta_{\text{FM}})$$

以此类推, 第 n 次边频分量的功率为

$$P_n = A^2 J_n^2(\beta_{\text{FM}}) \quad (3-35)$$

所有余弦分量的功率之和即为 FM 信号的总功率 P_{FM} , 由此求得

$$P_{\text{FM}} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} P_n = \frac{1}{2}A^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(\beta_{\text{FM}}) = \frac{1}{2}A^2 \quad (3-36)$$

由此可见, FM 信号的总功率只决定于未调载波的幅度, 与调频指数无关。但是, 调频指数的大小影响到各阶贝塞尔函数值, 从而将使 FM 信号中载波分量和各次边频分量的功率发生变化。因此, 调频的实质是用基带信号控制和改变已调信号中各分量的功率分配关系。

例 3-8 已知基带信号 $m(t) = 3\cos 200\pi t$, 对其进行调频传输, 载波幅度 $A = 10\text{V}$, 频偏常数 $K_{\text{F}} = 100\text{Hz/V}$ 。

- (1) 求调频信号的总功率。
- (2) 求已调信号中载波分量的功率和带宽范围内边频分量的功率。
- (3) 若将基带信号的幅度放大为 5V , 重做问题(2)。

解 (1) 总功率为

$$P_{\text{FM}} = \frac{1}{2}A^2 = \frac{1}{2} \times 10^2 = 50\text{W}$$

(2) 由已知数据求得

$$\beta_{\text{FM}} = \frac{K_{\text{F}}A_{\text{m}}}{f_{\text{m}}} = \frac{100 \times 3}{200\pi/(2\pi)} = 3$$

则最高边频次数 $n_{\text{max}} = 1 + \beta_{\text{FM}} = 4$, 由卡森公式求得调频信号的带宽为

$$B_{\text{f}} \approx 2(1 + \beta_{\text{FM}})f_{\text{m}} = 2 \times (1 + 3) \times 100 = 800\text{Hz}$$

在带宽范围内, 只有载波分量和 $n = 1 \sim 4$ 的各次边频分量。查表得到

$$J_0(3) = -0.260, \quad J_1(3) = 0.339, \quad J_2(3) = 0.486, \quad J_3(3) = 0.309, \quad J_4(3) = 0.132$$

则载波分量的功率为

$$P_0 = \frac{1}{2}A^2 J_0^2(\beta_{\text{FM}}) = \frac{1}{2} \times 10^2 \times (-0.260)^2 = 3.38\text{W}$$

边频分量的功率为

$$\begin{aligned} P_{\text{f}} &= P_1 + P_2 + P_3 + P_4 \\ &= A_0^2 J_1^2(\beta_{\text{FM}}) + A_0^2 J_2^2(\beta_{\text{FM}}) + A_0^2 J_3^2(\beta_{\text{FM}}) + A_0^2 J_4^2(\beta_{\text{FM}}) \\ &= 10^2 \times (0.339^2 + 0.486^2 + 0.309^2 + 0.132^2) \\ &\approx 46.4\text{W} \end{aligned}$$

(3) 当 $A_{\text{m}} = 5\text{V}$ 时, 调频指数变为

$$\beta_{\text{FM}} = \frac{K_{\text{F}}A_{\text{m}}}{f_{\text{m}}} = \frac{100 \times 5}{200\pi/(2\pi)} = 5$$

则最高边频次数 $n_{\text{max}} = 1 + \beta_{\text{FM}} = 6$, 由卡森公式求得调频信号的带宽为

$$B_f \approx 2(1 + \beta_{FM})f_m = 2 \times (1 + 5) \times 100 = 1200 \text{ Hz}$$

在带宽范围内,只有载波分量和 $n=1 \sim 6$ 的各次边频分量。查表得到

$$J_0(5) = -0.178, \quad J_1(5) = -0.328, \quad J_2(5) = 0.047, \quad J_3(5) = 0.365$$

$$J_4(5) = 0.391, \quad J_5(5) = 0.261, \quad J_6(5) = 0.131$$

则载波分量和边频分量的功率分别为

$$P_0 = \frac{1}{2} \times 10^2 \times (-0.178)^2 \approx 1.58 \text{ W}$$

$$\begin{aligned} P_f &= P_1 + P_2 + P_3 + P_4 + P_5 + P_6 \\ &= A_0^2 J_1^2(\beta_{FM}) + A_0^2 J_2^2(\beta_{FM}) + A_0^2 J_3^2(\beta_{FM}) + A_0^2 J_4^2(\beta_{FM}) \\ &= 10^2 \times [(-0.328)^2 + 0.047^2 + 0.365^2 + 0.391^2 + 0.261^2 + 0.131^2] \\ &\approx 48.12 \text{ W} \end{aligned}$$

3.2.3 调频信号的产生方法

根据上述基本原理,产生调频信号的方法一般有两种,即直接调频法和间接调频法。

1. 直接法调频

所谓直接法,就是用压控振荡器(Voltage Controlled Oscillator, VCO)直接实现频率调制。VCO 是一种电压/频率转换器件,在一定范围内,振荡器输出信号的频率与输入电压的大小成正比。因此,将基带信号作为 VCO 的控制电压,则其输出信号的频率也就随基带信号的幅度而线性变化。

利用 VCO 实现直接调频,线路简单,并且输出调频信号的频偏大。但是 VCO 输出调频信号的载频容易发生漂移。因此,实际系统中需要附加稳频电路,或者利用锁相环构成特殊的调频线路。下面着重介绍间接法调频的基本原理。

2. 间接法调频

所谓间接法调频,指的是利用调相器实现频率调制。具体原理是先利用调相器实现窄带调频,然后通过倍频和混频等方法变换得到宽带调频信号,因此这种方法又称为倍频法调频。图 3-22 所示为间接法调频的原理框图,其中主要包括窄带调频和倍频两个环节。

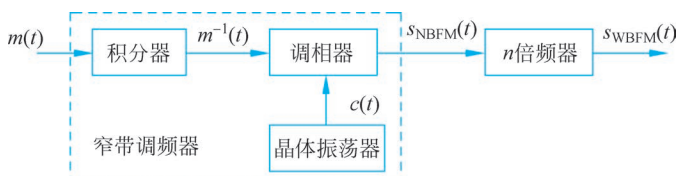


图 3-22 间接法调频的原理框图

1) 窄带调频

在间接法调频中,基带信号 $m(t)$ 首先通过积分器积分得到 $m^{-1}(t)$ 。 $m^{-1}(t)$ 与晶体振荡器输出的高频载波 $c(t)$ 一起送入调相器。由于调相器的输入为基带信号的积分,因此对于原始基带信号 $m(t)$,调相器输出的是调频信号。

在实际系统中,为了减小调相失真,各种调相器对输出信号相位的变化范围都有一个限制,从而使这种方法输出的调频信号的最大频偏和调频指数都相应有所限制。也就是说,调相器的输出是窄带调频信号。

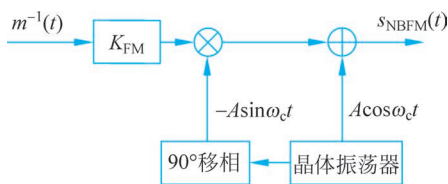


图 3-23 窄带调频的原理

前面已经知道,在满足最大相移不超过 $\pi/6$ 时,NBFM 信号可以用式(3-27)近似表示。可以得到利用调相器产生 NBFM 信号的一种具体实现方法,其原理如图 3-23 所示。

2) 倍频

NBFM 信号的调频指数减小,抗噪声能力差,因此实际的调频系统中都采用宽带调频。为了获得 WBFM 信号输出,就必须增大调频信号的最大频偏和调频指数。因此,在图 3-23 中,调相器输出的 NBFM 信号再通过倍频器以提高调频指数,从而获得 WBFM 信号输出。

图 3-22 中的 n 倍频器一般用非线性器件实现,如用平方律器件实现 2 倍频。理想平方律器件的输入输出特性可以表示为 $y(t) = Kf^2(t)$ 。

当输入为调频信号时,有

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

则平方律器件的输出信号为

$$y(t) = KA \cos^2[\omega_c t + \varphi(t)] = \frac{KA}{2} + \frac{KA}{2} \cos[2\omega_c t + 2\varphi(t)]$$

等式右边第 1 项为直流分量,将其滤除后得到

$$\frac{KA}{2} \cos[2\omega_c t + 2\varphi(t)]$$

由此可见,平方律器件的输出仍然可以认为是一个调频信号,但其载波频率增大为 $2\omega_c$,相偏及其导数频偏也同时增大为原来的 2 倍。

例如,单频调制 FM 信号的时间表达式如式(3-21)所示,经过平方律器件 2 倍频后得到输出

$$\begin{aligned} y(t) &= s_{FM}^2(t) = A^2 \cos^2(\omega_c t + \beta_{FM} \sin \omega_m t) \\ &= \frac{A^2}{2} + \frac{A^2}{2} \cos(2\omega_c t + 2\beta_{FM} \sin \omega_m t) \end{aligned}$$

滤除其中第 1 项直流分量后得到

$$\frac{A^2}{2} \cos(2\omega_c t + 2\beta_{FM} \sin \omega_m t) = A_1 \cos(\omega_{c1} t + \beta_{FM1} \sin \omega_m t)$$

该表达式与单频调制 FM 信号具有相同的形式,可以认为表示的是一个新的调频信号,其中, $\omega_{c1} = 2\omega_c$ 和 $\beta_{FM1} = 2\beta_{FM}$ 分别为新调频信号的载波频率和调频指数,而基带信号的频率仍然保持为 ω_m 。

由此可见,通过 2 倍频后,得到的仍然是调频信号,只是载波频率和调频指数都增大为原调频信号的 2 倍。由于基带信号的频率保持不变,因此最大频偏也增大为 2 倍。

根据上述原理,用 n 倍频器可以将调频信号的最大频偏、调频指数增大为原来的 n 倍。但是,载波频率也同时增大为原来的 n 倍。为了使输出调频信号的调频指数和载波分量可以分别单独调节,实际的间接法调频中还需要增加混频器,用于调节输出调频信号的载波频率。

3. 阿姆斯特朗法

混频器用于实现两个信号的频率加减运算,相当于实现信号频谱的搬移,但不改变信号的频谱结构。在前述间接法调频的基础上,将混频器和倍频器配合使用,以得到频偏和载波

频率都可独立调节的宽带调频信号,这种产生调频信号的方法称为阿姆斯特朗法。

图 3-24 所示为阿姆斯特朗法调频的原理,其中 NBFM 是利用调相器实现窄带调频。NBFM 的输出 $s_{\text{NBFM}}(t)$ 首先通过 n_1 倍频器实现 n_1 倍频。由乘法器和带通滤波器 BPF 实现混频。设 $s_1(t)$ 和 $c_1(t)$ 的瞬时频率分别为 f_1 和 f_2 ,且 $f_1 > f_2$,则 $s_2(t)$ 的瞬时频率为 $f_1 + f_2$ (和频)或 $f_1 - f_2$ (差频),具体为和频还是差频由 BPF 的参数决定。 $s_2(t)$ 再经过 n_2 倍频器,其输出即为所需的宽带调频信号。

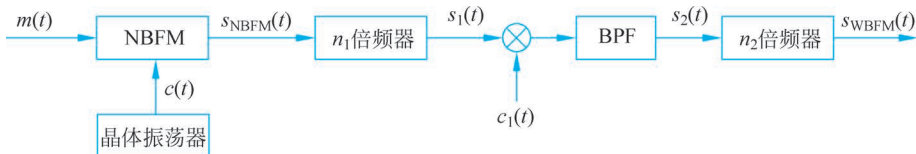


图 3-24 阿姆斯特朗法调频的原理

设 NBFM 调制器输出窄带调频信号的载波频率、最大频偏和调频指数分别为 f_0 、 Δf_0 和 β_0 ,则通过 n_1 倍频后得到 $s_1(t)$ 仍然为调频信号,且载波频率、最大频偏和调频指数分别变为 $n_1 f_0$ 、 $n_1 \Delta f_0$ 和 $n_1 \beta_0$ 。混频器输出信号 $s_2(t)$ 的载波频率、最大频偏和调频指数分别变为 $n_1 f_0 \pm f_2$ 、 $n_1 \Delta f_0$ 和 $n_1 \beta_0$,则 n_2 倍频器输出宽带调频信号的载波频率 f_c 、最大频偏 Δf 和调频指数 β 分别为

$$f_c = n_2(n_1 f_0 \pm f_2), \quad \Delta f = n_1 n_2 \Delta f_0, \quad \beta = n_1 n_2 \beta_0 \quad (3-37)$$

例 3-9 已知基带信号为频率 $f_m = 5\text{kHz}$ 、幅度 $A_m = 2\text{V}$ 的单频余弦信号,窄带调频信号的载频为 $f_0 = 10\text{kHz}$,频偏常数为 $K_F = 50\text{Hz/V}$ 。采用阿姆斯特朗法实现宽带调频,已知 $n_1 = 100$,混频器的参考频率 $f_2 = 1\text{MHz}$,混频后取和频。

- (1) 求窄带调频信号的调频指数 β_0 。
- (2) 求 n_1 倍频输出宽带调频信号的调频指数 β_1 和载波频率 f_1 。
- (3) 为使输出宽带调频信号的调频指数 $\beta = 100$,求 n_2 。
- (4) 求输出宽带调频信号的载波频率 f_c 。

解 (1) 根据已知参数得到

$$\beta_0 = \frac{K_F A_m}{f_m} = \frac{50 \times 2}{5000} = 0.02$$

- (2) 通过 n_1 倍频后调频指数和载波频率同时增大为原来的 n_1 倍,则

$$\beta_1 = n_1 \beta_0 = 100 \times 0.02 = 2$$

$$f_1 = n_1 f_0 = 100 \times 10 \times 10^3 = 1\text{MHz}$$

- (3) 由 $\beta = n_2 \beta_1 = 100$ 求得

$$n_2 = \frac{\beta}{\beta_1} = \frac{100}{2} = 50$$

- (4) $f_c = n_2(f_1 + f_2) = 50 \times (1 + 1) = 100\text{MHz}$

3.3 模拟调制系统的解调

已调信号通过信道传送到接收端后,在接收机中再用解调器从中提取出原始基带信号,这就是解调过程。对于不同的已调信号,由于其时域和频域具有不同的特点,因此要能正确



第 18 集
微课视频

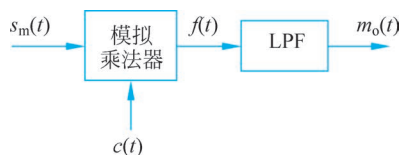
恢复原始基带信号,所采用的解调方法不同。归纳起来,典型的解调方式可以分为相干解调和非相干解调两种。

3.3.1 相干解调

DSB、SSB 和 VSB 调制都属于线性调制,可以采用相干解调。如果 AM 的调幅指数大于 1,即工作在过调幅状态,也必须采用相干解调才能恢复基带信号。

1. 相干解调的基本原理

相干解调又称为同步检波,其基本原理如图 3-25 所示。图 3-25 中, $s_m(t)$ 为接收机中接收到的已调信号, $c(t)$ 为解调载波。已调信号与解调载波相乘后得到 $f(t)$,再通过低通滤波器(LPF),输出即为解调得到的基带信号 $m_o(t)$ 。



在相干解调中,为了正确还原原始基带信号,要求解调载波必须与发送端的调制载波完全同频同相,称为相干载波。前面介绍调制过程都是假设调制载波是频率为 ω_c 、初始相位为 0 的高频余弦信号,因此这里解调载波也必须为频率为 ω_c 、初始相位为 0 的高频余弦信号。

1) DSB 信号的相干解调

先从时域考虑。设基带信号为 $m(t)$,则 DSB 信号的时间表达式为

$$s_{\text{DSB}}(t) = m(t) \cos \omega_c t$$

将其与相干解调载波相乘后,得到输出

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

一般基带信号的带宽远小于载波频率 ω_c ,因此等式右边第 2 项为高频分量,通过低通滤波器将其滤除后,得到输出

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

由此可见,解调器输出信号 $m_o(t)$ 除了幅度为原来的一半以外,波形与发送端的基带信号 $m(t)$ 呈线性关系。这就说明输出信号完全决定于基带信号,从而正确实现了解调。

2) SSB 信号的相干解调

单边带信号的时域表达式如式(3-14)所示,将其送入图 3-24 所示的相干解调器,得到乘法器的输出为

$$\begin{aligned} f(t) &= s_{\text{SSB}}(t) c(t) \\ &= [m(t) \cos \omega_c t \pm \hat{m}(t) \sin \omega_c t] \cos \omega_c t \\ &= \frac{1}{2} m(t) (1 + \cos 2\omega_c t) \pm \frac{1}{2} \hat{m}(t) \sin 2\omega_c t \\ &= \frac{1}{2} m(t) + \frac{1}{2} m(t) \cos 2\omega_c t \pm \frac{1}{2} \hat{m}(t) \sin 2\omega_c t \end{aligned}$$

等式右边的后两项为高频分量,将其用低通滤波器滤除后,得到输出为

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

2. 相干解调过程的频域分析

前面以 DSB 和 SSB 为例,从时域分析了相干解调过程。这里以 DSB 为例,介绍相干解调过程的频域分析方法。

假设基带信号的频谱 $M(j\omega)$ 如图 3-26(a) 所示,则对应的 DSB 已调信号的频谱 $S_{\text{DSB}}(j\omega)$ 如图 3-26(b) 所示。

相干解调时,首先将 DSB 信号与相干载波相乘,因此在频域中也是频谱的搬移,乘法器输出信号 $f(t)$ 的频谱如图 3-26(c) 所示。

图 3-26(c) 中同时给出了低通滤波器的频率特性 $H(j\omega)$ 。显然,只要低通滤波器的截止频率 ω_0 满足 $\omega_m < \omega_0 < 2\omega_c - \omega_m$,则滤波器将使 $F(j\omega)$ 中位于 $2\omega_c$ 附近的高频分量全部滤除,只有位于零频附近的低频分量能够通过滤波器,得到输出信号的频谱 $M_o(j\omega)$ 。 $M_o(j\omega)$ 除了幅度相差一半以外,频谱结构与 $M(j\omega)$ 完全相同。

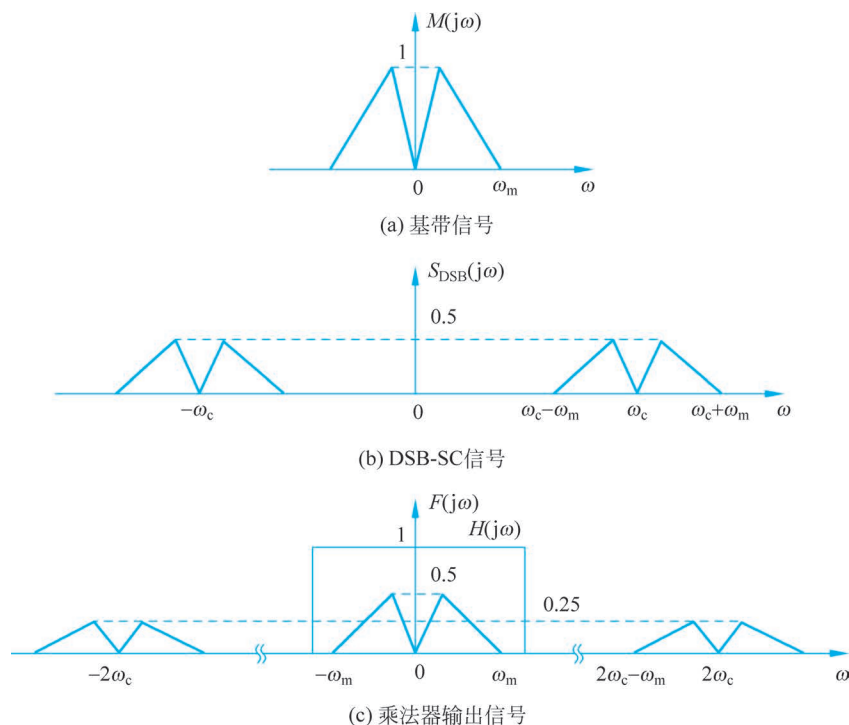


图 3-26 DSB 相干解调各点信号的频谱

对于 AM 信号,也可以采用相干解调。但是由于 AM 信号中含有载波分量,使解调器中利用乘法器将其实现频谱搬移后,在乘法器输出信号中除了有与基带信号相关的低频分量外,还含有直流分量。因此,乘法器的输出应该用带通滤波器,以便同时将直流分量滤除。

3.3.2 非相干解调

对于 AM 信号,当工作在欠调幅和满调幅状态时,其幅度包络与基带信号的幅度变化规律完全相同。因此,只要通过简单的包络检波提取出幅度包络,即可实现解调。对于

WBFM 信号,载波频率的变化与基带信号的幅度变化规律完全相同。因此,只要将载波频率的变化转化为幅度包络的变化,也可以采用包络检波实现解调。由于这种解调方式不需要相干载波,因此称为非相干解调。

1. AM 信号的非相干解调

为了提取出 AM 信号的幅度包络,可以采用包络检波器、平方律检波器等。其中,包络检波器线路简单,实现容易,广泛应用于早期的中波超外差式无线电接收机中。

采用包络检波器实现 AM 信号非相干解调的原理如图 3-27(a)所示。首先用包络检波器提取出 AM 信号的幅度包络,再用低通滤波器(LPF)对波形做进一步平滑处理,即可得到基带信号。

图 3-27(b)所示为包络检波器电路。D 为二极管,用于实现半波整流。当二极管断开时,电容 C 通过电阻 R 放电。当二极管导通时,输入 AM 信号对电容 C 充电,充电速度决定于 AM 信号的幅度包络的大小。通过不断充放电,在电容 C 和电阻 R 两端得到接近锯齿形状的输出波形。该输出波形再通过低通滤波器,将其中的高频杂波滤除,得到平滑的输出信号,即为 AM 信号的幅度包络。电路中如果再增加隔直电容,将幅度包络中的直流分量滤除,即可恢复得到原始基带信号。

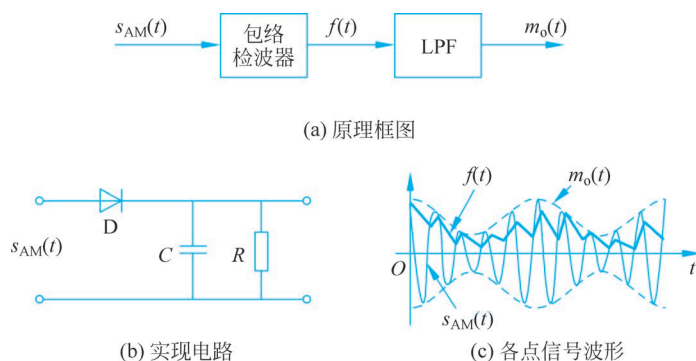


图 3-27 AM 信号的非相干解调

对于 DSB 和 SSB 信号,由于其幅度包络不能反映基带信号的幅度变化规律,因此不能直接采用这种包络检波。但是,如果在其中插入一个很大的载波,接收机接收到这种信号后,也可以采用包络检波非相干解调。这种另外插入的大载波称为导频信号。

2. 调频信号的非相干解调

宽带调频信号一般也只能采用非相干解调。实现调频信号非相干解调的部件通常称为鉴频器,通常由微分器和包络检波器构成,如图 3-28 所示。接收机接收到的调频信号 $s_{FM}(t)$ 首先通过限幅器将其转换为幅度恒定的调频信号,然后再送入鉴频器。

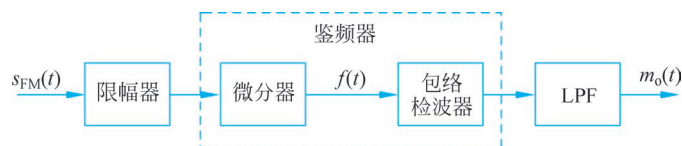


图 3-28 调频信号的非相干解调

假设基带信号的波形如图 3-29(a)所示,对应的调频信号为

$$s_{FM}(t) = A_0 \cos \left[\omega_c t + K_F \int m(\tau) d\tau \right]$$

其波形如图 3-29(b)所示。通过微分器求导后得到输出为

$$f(t) = \frac{d}{dt} s_{\text{FM}}(t) = -A_0 [\omega_c + K_F m(t)] \sin[\omega_c t + K_F \int m(\tau) d\tau]$$

其幅度包络和瞬时角频率分别为

$$y(t) = A_0 [\omega_c + K_F m(t)]$$

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

由此可见,微分器输出的信号 $f(t)$ 的幅度包络和瞬时角频率都随基带信号 $m(t)$ 线性变化。因此, $f(t)$ 为调幅调频信号,其中既有调幅,又有调频,其波形如图 3-29(c)所示。

当满足 $\omega_c \gg K_F m(t)$ 时,可以将 $f(t)$ 视为包络为 $y(t)$ 的 AM 信号。因此,通过包络检波器提取出其包络,并滤除其中的直流成分 $A_0 \omega_c$ 后,即得到解调输出

$$m_o(t) = K_d K_F m(t) \quad (3-39)$$

其中, K_d 为鉴频器的鉴频灵敏度。

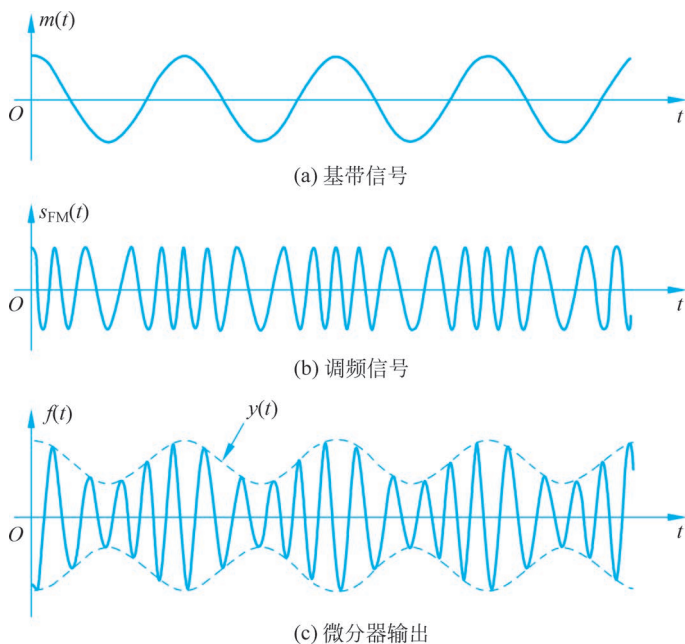


图 3-29 FM 信号的非相干解调



第 19 集
微课视频

3.4 模拟调制系统的抗噪声性能

前面介绍了模拟调制系统中典型的调制和解调,分析过程中都假设系统中没有噪声。实际的通信系统在传输信号时,不可避免地会受到噪声的影响。这里只考虑信道引入的噪声对接收端的影响,介绍前述各种模拟调制传输系统抗噪声性能的分析方法和重要结论。

3.4.1 抗噪声性能分析模型

为了分析传输系统的抗噪声性能,引入如图 3-30 所示的分析模型。加法器用于代表传输信道,带通滤波器 BPF 和解调器合起来代表接收机。

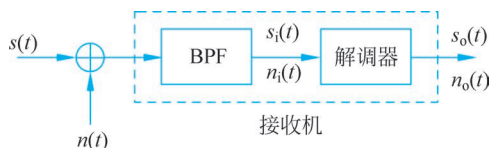


图 3-30 抗噪声性能分析模型

这里假设信道的频率特性是理想的,即发送端送来的已调信号在通过信道传输的过程中没有失真,只是幅度上可能会有衰减,时间上可能会有延迟。此外,信道会引入加性高斯白噪声 $n(t)$,与有用信号 $s(t)$ 叠加在一起后送入接收机。

接收机中的带通滤波器用于选择需要接收的信号,同时会对信道引入的噪声有一定的过滤作用。经过滤波后的信号和噪声一起送入解调器,作为解调器的输入信号 $s_i(t)$ 和输入噪声 $n_i(t)$ 。显然,解调器对输入的有用信号和噪声进行同样的变换处理,得到解调输出中也同时含有有用信号 $s_o(t)$ 和噪声 $n_o(t)$ 。

根据上述分析模型和接收解调过程,可以定义抗噪声性能分析过程中常用的 3 个参数,即输入信噪比、输出信噪比和信噪比增益。

1. 输入信噪比

在分析模型中,带通滤波器(BPF)应该让有用信号无失真地通过,因此可以认为解调器输入有用信号 $s_i(t)$ 等于接收机接收到的有用信号 $s(t)$ 。

另外,BPF 也可以起到滤除部分噪声的作用。由于实际系统中调制和解调载波的频率一般都远大于基带信号和已调信号的带宽,因此,BPF 的带宽远小于其中心频率,则高斯白噪声 $n(t)$ 通过 BPF 后变为窄带高斯白噪声 $n_i(t)$ 。

输入信噪比 SNR_i 定义为解调器输入端有用信号 $s_i(t)$ 和噪声 $n_i(t)$ 的平均功率之比。假设有用信号和噪声的平均功率分别用 S_i 和 N_i 表示,则 $\text{SNR}_i = S_i/N_i$ 。

输入信噪比反映了通信系统发送端到接收端之间传输的条件和环境,或者说接收机接收条件的恶劣程度。例如,发送端发送的有用信号功率越大,信道传输过程中对有用信号的衰减越小,信道引入噪声的强度越小,则解调器输入端有用信号的平均功率 S_i 越大,噪声的平均功率 N_i 越小, SNR_i 也就越大。

2. 输出信噪比

BPF 输出的已调信号 $s_i(t)$ 和窄带高斯白噪声 $n_i(t)$ 一起送入解调器,经过解调后,在输出端也将同时含有有用信号和噪声。显然,用户希望解调输出信号中有用信号的功率越大越好,而噪声的功率越小越好。

输出信噪比 SNR_o 定义为解调器输出端有用信号 $s_o(t)$ 的平均功率 S_o 和噪声 $n_o(t)$ 的平均功率 N_o 之比,即 $\text{SNR}_o = S_o/N_o$ 。输出信噪比不仅取决于调制解调方式,还与接收机输入端引入的信号和噪声的强弱有关。

3. 信噪比增益

对于不同的解调器,在相同的输入信噪比下,输出信噪比也不一样。为了比较各种调制方式解调器的抗噪声性能,引入信噪比增益,又称为调制制度增益,其定义为解调器输出信噪比与输入信噪比的比值,即

$$G = \frac{\text{SNR}_o}{\text{SNR}_i} = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} \quad (3-40)$$

信噪比增益 G 的物理含义是解调器对信噪比的改善程度。如果 $G > 1$, 则意味着信号和噪声通过解调器时, 有用信号相对于噪声的功率得到放大和提高; 反之, 如果 $G < 1$, 则表示通过解调后, 有用信号相对于噪声的功率减小了, 这当然是不希望的。

在以上各定义中, 输入信噪比和输出信噪比都是信号和噪声功率实际数值之间的关系。实际应用中, 功率很多时候用分贝值表示, 则相应的输入/输出信噪比和信噪比增益也都可以用分贝值表示。显然, 此时有

$$\text{SNR}_{i,\text{dB}} = 10\lg \frac{S_i}{N_i} = 10\lg S_i - 10\lg N_i$$

$$\text{SNR}_{o,\text{dB}} = 10\lg \frac{S_o}{N_o} = 10\lg S_o - 10\lg N_o$$

$$G_{\text{dB}} = 10\lg \frac{\text{SNR}_o}{\text{SNR}_i} = \text{SNR}_{o,\text{dB}} - \text{SNR}_{i,\text{dB}}$$

3.4.2 输入信噪比的计算

输入信噪比指的是解调器输入端有用信号和噪声功率之比。这里首先分析各种调制解调方式下解调器输入端的噪声和有用信号及其功率, 并进一步求出相应的输入信噪比。

1. 输入噪声的平均功率

假设信道引入加性高斯白噪声 $n(t)$ 的单边功率谱密度为 n_0 , 相应的双边功率谱密度为 $n_0/2$, 其功率谱如图 3-31(a) 所示。高斯白噪声通过带通滤波器 BPF 后变为窄带高斯白噪声 $n_i(t)$, 其功率谱如图 3-31(b) 所示。由此求得解调器输入端噪声的平均功率为

$$N_i = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P_{ni}(\omega) d\omega = \frac{1}{2\pi} n_0 W = n_0 B \quad (3-41)$$

其中, B 为带通滤波器的带宽, $W = 2\pi B$ 。

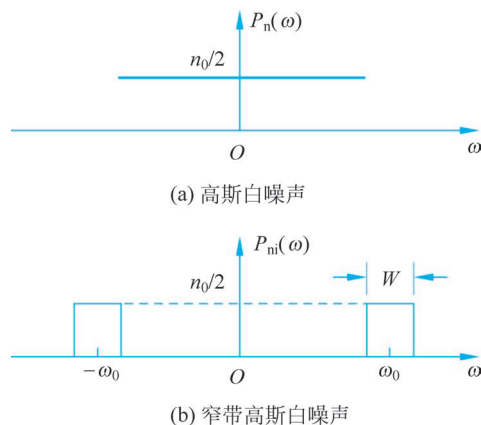


图 3-31 高斯白噪声及窄带高斯白噪声的功率谱

BPF 的带宽必须保证有用信号能全部通过, 因此 B 的具体取值取决于接收已调信号的类型。假设基带信号的最高频率都为 f_m , 则对于 AM 和 DSB 信号, $B = 2f_m$; 对于 SSB 信号, $B = f_m$; 对于 FM 信号, $B = 2(1 + \beta_{\text{FM}})f_m$ 。由此得到对各种已调信号进行解调器, 解调器输入端噪声的平均功率分别为

$$N_{\text{iAM}} = N_{\text{iDSB}} = N_{\text{iNBFM}} = 2n_0 f_m \quad (3-42)$$

$$N_{\text{iSSB}} = n_0 f_m \quad (3-43)$$

$$N_{\text{iFM}} = n_0 2(1 + \beta_{\text{FM}}) f_m = 2n_0 (1 + \beta_{\text{FM}}) f_m \quad (3-44)$$

2. 输入信号的平均功率

设基带信号为 $m(t)$, 根据前面得到的各种已调信号时间表达式和频谱, 可以分别在时域或频域求出解调器输入端有用信号的平均功率。前面介绍了单频调制 AM 信号平均功率的频域求解方法, 这里介绍任意基带信号作用下 AM 信号平均功率的时域求解方法。

AM 信号的时间表达式为

$$s_{\text{AM}}(t) = [m(t) + A_0] \cos \omega_c t$$

其平均功率为

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

其中, $\overline{m^2(t)}$ 为基带信号 $m(t)$ 的平均功率。

同理, 可以求得 DSB 和 SSB 信号的平均功率分别为

$$S_{\text{iDSB}} = \overline{s_{\text{DSB}}^2(t)} = \overline{[m(t) \cos \omega_c t]^2} = \frac{1}{2} \overline{m^2(t)} \quad (3-46)$$

$$S_{\text{iSSB}} = \overline{s_{\text{SSB}}^2(t)} = \overline{[m(t) \cos \omega_c t \pm \hat{m}(t) \sin \omega_c t]^2} = \overline{m^2(t)} \quad (3-47)$$

如果假设基带信号的平均功率相同, 注意到根据式(3-46)和式(3-47)得到的 DSB 信号的平均功率是 SSB 信号的一半。

对于调频信号, 由于载波幅度恒定为 A , 因此其平均功率为

$$S_{\text{iFM}} = \frac{1}{2} A^2 \quad (3-48)$$

3. 输入信噪比

前面求出了各种已调信号的平均功率和解调器输入噪声的平均功率, 根据输入信噪比的定义即可得到解调器输入信噪比。例如, DSB 调制传输时解调器的输入信噪比为

$$\text{SNR}_i = \frac{S_{\text{iDSB}}}{N_{\text{iDSB}}} = \frac{\frac{1}{2} \overline{m^2(t)}}{2n_0 f_m} = \frac{\overline{m^2(t)}}{4n_0 f_m}$$

而 FM 调制传输解调器的输入信噪比为

$$\text{SNR}_i = \frac{S_{\text{iFM}}}{N_{\text{iFM}}} = \frac{\frac{1}{2} A^2}{2n_0 (1 + \beta_{\text{FM}}) f_m} = \frac{A^2}{4n_0 (1 + \beta_{\text{FM}}) f_m}$$

3.4.3 输出信噪比和信噪比增益

为了分析输出信号和噪声的平均功率, 进一步求出解调器的输出信噪比和信噪比增益, 需要分析混有噪声时解调器的解调过程以及输出信号和噪声。这里以 DSB 相干解调为例,

介绍分析方法。

1. 考虑噪声时的解调过程

考虑到噪声时,DSB 相干解调器的分析模型如图 3-32 所示。

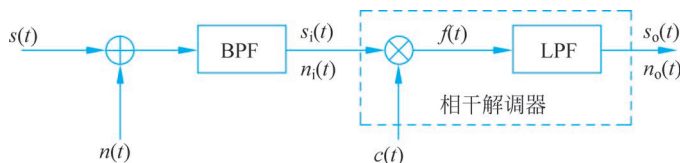


图 3-32 DSB 相干解调器的分析模型

假设信道在传输过程中对信号没有衰减,则解调器输入端的 DSB 信号仍然可以表示为

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

而窄带高斯白噪声的时间表达式为

$$n_i(t) = n_1(t) \cos \omega_0 t - n_Q(t) \sin \omega_0 t$$

其中, ω_0 为带通滤波器 BPF 的中心频率。对于 DSB 信号,有 $\omega_0 = \omega_c$, 则

$$n_i(t) = n_1(t) \cos \omega_c t - n_Q(t) \sin \omega_c t$$

上述信号和噪声叠加后再与相干解调载波 $c(t)$ 相乘,得到输出为

$$\begin{aligned} f(t) &= [s_i(t) + n_i(t)] \cos \omega_c t \\ &= [m(t) \cos \omega_c t + n_1(t) \cos \omega_c t - n_Q(t) \sin \omega_c t] \cos \omega_c t \\ &= \frac{1}{2} m(t) + \frac{1}{2} m(t) \cos 2\omega_c t + \frac{1}{2} n_1(t) + \frac{1}{2} n_1(t) \cos 2\omega_c t - \frac{1}{2} n_Q(t) \sin 2\omega_c t \end{aligned} \quad (3-49)$$

通过低通滤波器(LPF)将式(3-49)中 $2\omega_c$ 的分量滤除,得到输出为

$$s_o(t) + n_o(t) = \frac{1}{2} m(t) + \frac{1}{2} n_1(t) \quad (3-50)$$

式(3-50)右边第 1 项与基带信号成正比关系,第 2 项只与窄带噪声中的同相分量有关,因此两项分别代表解调输出的有用信号和噪声。

2. 输出信噪比和信噪比增益

根据式(3-50),可以求得 DSB 相干解调输出有用信号和噪声的平均功率分别为

$$S_o = \overline{s_o^2(t)} = \frac{1}{4} \overline{m^2(t)} \quad (3-51)$$

$$N_o = \overline{n_o^2(t)} = \frac{1}{4} \overline{n_1^2(t)} = \frac{1}{4} n_0 B = \frac{1}{2} n_0 f_m \quad (3-52)$$

则输出信噪比和信噪比增益分别为

$$\text{SNR}_o = \frac{S_o}{N_o} = \frac{\frac{1}{4} \overline{m^2(t)}}{\frac{1}{2} n_0 f_m} = \frac{\overline{m^2(t)}}{2 n_0 f_m} \quad (3-53)$$

$$G = \frac{\text{SNR}_o}{\text{SNR}_i} = \frac{\overline{m^2(t)} / (2 n_0 f_m)}{\overline{m^2(t)} / (4 n_0 f_m)} = 2 \quad (3-54)$$

表 3-1 总结了各种模拟调制传输系统解调器的输入输出信噪比和信噪比增益。对上述结论做以下几点说明。

(1) 由表 3-1 可知,DSB 相干解调和 SSB 相干解调的信噪比增益是 2 倍关系,但这并不能说明 DSB 的抗噪声性能优于 SSB 相干解调。因为上述结论是在 DSB 和 SSB 输入信号功率不同的情况下得到的。如果输入信号的功率相同,通过分析可知两种传输方式的输出信噪比完全相同。也就是说,DSB 和 SSB 相干解调具有相同的抗噪声性能。

表 3-1 各种调制解调方式的抗噪声性能

调制解调方式	SNR_i	SNR_o	G
DSB 相干解调	$\frac{\overline{m^2(t)}}{4n_0 f_m}$	$\frac{\overline{m^2(t)}}{2n_0 f_m}$	2
SSB 相干解调	$\frac{\overline{m^2(t)}}{n_0 f_m}$	$\frac{\overline{m^2(t)}}{n_0 f_m}$	1
NBFM 相干解调	$\frac{A_0^2}{4n_0 f_m}$	$\frac{3A_0^2 K_F^2 \overline{m^2(t)}}{8n_0 \pi^2 f_m^3}$	$\frac{3K_F^2 \overline{m^2(t)}}{2n_0 \pi^2 f_m^3}$
AM 非相干解调	$\frac{A_0^2 + \overline{m^2(t)}}{4n_0 f_m}$	$\frac{\overline{m^2(t)}}{2n_0 f_m}$	$\frac{2\overline{m^2(t)}}{A_0^2 + \overline{m^2(t)}}$
WBFM 非相干解调	$\frac{A^2}{4n_0 (1+\beta_{FM}) f_m}$	$\frac{3A^2 K_F^2 \overline{m^2(t)}}{8\pi^2 n_0 f_m^3}$	$\frac{3K_F^2 \overline{m^2(t)}}{2\pi^2 f_m^2} (1+\beta_{FM})$

例 3-10 已知接收机接收到的已调信号功率为 1mW,基带信号的带宽为 2kHz,信道噪声双边功率谱密度为 1nW/Hz。当已调信号分别为 DSB 和 SSB 信号时,求相干解调时的输出信噪比。

解 当已调信号为 DSB 信号时,带宽 $B=2\times 2=4\text{kHz}$,则输入噪声功率为

$$N_i = n_0 B = 2 \times 10^{-9} \times 4 \times 10^3 = 8 \times 10^{-6} \text{ W}$$

输入信噪比为

$$\text{SNR}_i = \frac{S_i}{N_i} = \frac{1 \times 10^{-3}}{8 \times 10^{-6}} = 125$$

则输出信噪比为

$$\text{SNR}_o = G_{\text{DSB}} \times \text{SNR}_i = 2 \times 125 = 250$$

当已调信号为 SSB 信号时,带宽 $B=2\text{kHz}$,则输入噪声功率为

$$N_i = n_0 B = 2 \times 10^{-9} \times 2 \times 10^3 = 4 \times 10^{-6} \text{ W}$$

输入信噪比为

$$\text{SNR}_i = \frac{S_i}{N_i} = \frac{1 \times 10^{-3}}{4 \times 10^{-6}} = 250$$

输出信噪比为

$$\text{SNR}_o = G_{\text{SSB}} \times \text{SNR}_i = 1 \times 250 = 250$$

(2) 对于常规调幅 AM 信号的非相干解调,由于实际系统中总有 $A_0 > |m(t)|_{\max}$,因此 G 总是小于 1。以单频调制为例,设基带信号的幅度为 A_m ,则基带信号的平均功率为

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

信噪比增益为

$$G = \frac{\overline{2m^2(t)}}{A_0^2 + \overline{m^2(t)}} = \frac{2 \times \frac{A_m^2}{2}}{A_0^2 + \frac{A_m^2}{2}} = \frac{2A_m^2}{2A_0^2 + A_m^2} = \frac{2\beta_{AM}^2}{2 + \beta_{AM}^2} \quad (3-55)$$

对于欠调幅和满调幅,调幅指数不可超过 1,则由式(3-55)可知信噪比增益不超过 2/3。这就意味着通过解调,信噪比没有得到改善,所以 AM 调制传输系统的抗噪声性能是比较差的。

例 3-11 参数同例 3-10,当已调信号为满调幅 AM 信号时,求非相干解调时的输出信噪比。

解 输入噪声功率为

$$N_i = n_0 B = 2 \times 10^{-9} \times 4 \times 10^3 = 8 \times 10^{-6} \text{ W}$$

则输入信噪比为

$$\text{SNR}_i = \frac{S_i}{N_i} = \frac{1 \times 10^{-3}}{8 \times 10^{-6}} = 125$$

对于满调幅 AM 传输,信噪比增益为

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

则输出信噪比为

$$\text{SNR}_o = G_{AM} \times \text{SNR}_i = \frac{2}{3} \times 125 = \frac{250}{3}$$

(3) 对于单频调制宽带调频非相干解调,可以求得信噪比增益近似为

$$G_{FM} \approx 3(\beta_{FM} + 1)\beta_{FM}^2 \quad (3-56)$$

当调频指数远大于 1 时,得到

$$G_{FM} \approx 3\beta_{FM}^3 \quad (3-57)$$

由此可见,调频系统的抗噪声性能与调频指数有关,或者说,调频系统可以通过增大调频指数来获得比较高的抗噪声性能,而 DSB 和 SSB 调制传输时的信噪比增益是恒定不变的常数,AM 调制传输的信噪比增益与基带信号的幅度和平均功率有关。

另外,调频系统的带宽也取决于调频指数,当调频指数 $\beta_{FM} \gg 1$ 时,带宽近似为 $B \approx 2\beta_{FM}f_m$ 。因此,当调频指数增大时,带宽也随之增大,有效性下降。因此,调频系统可以通过增大带宽获取抗噪声性能,即可靠性的提高。

例 3-12 已知基带信号为 4kHz 的单频余弦信号,发送端发射已调信号的功率为 2.4kW,信道噪声单边功率谱密度为 5nW/Hz,信道损耗为 50dB。当调频指数分别为 5 和 10 时,比较传输带宽和输出信噪比。

解 当 $\beta_{FM} = 5$ 时,带宽为

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

输入信噪比为

$$\text{SNR}_i = \frac{S_i}{N_i} = \frac{2.4 \times 10^3 / 10^{50/10}}{5 \times 10^{-9} \times 48 \times 10^3} = 100 = 20 \text{ dB}$$

信噪比增益为

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

则输出信噪比为

$$\text{SNR}_o = G_{\text{FM}} \times \text{SNR}_i = 450 \times 100 = 4.5 \times 10^4 \approx 46.53\text{dB}$$

当调频指数 $\beta_{\text{FM}} = 10$ 时, 带宽为

$$B = 2(1 + \beta_{\text{FM}})f_m = 2 \times (1 + 10) \times 4 = 88\text{kHz}$$

输入信噪比为

$$\text{SNR}_i = \frac{S_i}{N_i} = \frac{2.4 \times 10^3 / 10^{50/10}}{5 \times 10^{-9} \times 88 \times 10^3} \approx 54.5 \approx 17.4\text{dB}$$

信噪比增益为

$$G_{\text{FM}} \approx 3(\beta_{\text{FM}} + 1)\beta_{\text{FM}}^2 = 3300$$

则输出信噪比为

$$\text{SNR}_o = G_{\text{FM}} \times \text{SNR}_i = 3300 \times 54.5 \approx 52.55\text{dB}$$

(4) 表 3-1 中两种非相干解调方式的信噪比增益是在输入信噪比较大的情况下得到的。当接收条件较差, 输入信噪比 SNR_i 较小时, 输出信噪比将急剧下降, 这种现象称为门限效应。所有的非相干解调都将出现门限效应, 而所有的相干解调器都不存在这个问题。

3.5 模拟调制应用举例

前面介绍了模拟通信系统中常用的幅度调制和频率调制、相干和非相干解调的基本原理。各种调制解调方式具有不同的有效性和可靠性, 其中单边带调制传输所需的带宽最小, 具有最好的有效性。调频传输所需的带宽大, 有效性差, 但解调器的信噪比增益高, 具有很强的抗噪声性能。

在各种模拟通信系统中, 需要根据实际系统对传输有效性和可靠性的具体要求, 基于上述性能特点, 合理地选择一种调制传输方式。本节对上述各种调制解调传输方式的一些典型应用做一个概括介绍。

3.5.1 频分复用

频分复用(Frequency Division Multiplexing, FDM)是根据调制的基本原理, 利用同一个信道实现多路信号互不干扰地同时传输的一种技术。

频分复用的基本原理是利用调制技术, 将需要传输的各路基带信号频谱搬移到不同的载波频率附近, 分别占据信道的不同频段范围实现传输。在接收端只需要用中心频率不同的带通滤波器即可将各路信号分开, 从而只接收指定的一路信号。

图 3-33 所示为频分复用的基本原理。 n 路基带信号在发送端首先经过低通滤波器 LPF 进行低通, 将其带宽限定在指定频带范围内。限带以后的基带信号分别对不同频率的载波进行调制, 因此各路信号的频谱被搬移到不同的频段。调制器输出的各路已调信号再由带通滤波器 BPF 进一步限带, 混合在一起后送到同一个信道中进行传输。

由于复用以后的信号中, 各路信号分别占据不同的频段。因此, 在接收端, 用 BPF 即可将接收到的多路混合信号分开, 并送到各自的解调器进行解调, 最后由低通滤波器 LPF 滤波还原出对应的基带信号。

FDM 最典型的应用是载波电话, 利用同一条电话线同时传输多路电话语音信号。在载波电话通信系统中, 各路基带语音信号一般采用单边带调制, 每路电话信号的频带限制在

300~3400Hz。此外,各路信号之间还留有一定的防护频带,总带宽为 4kHz。

在实际系统中,为了获得更高的频带利用率,通过同一条信道能够传输更多路信号,一般采用多级复用的层次结构。首先由 12 路电话复用为一个基群,再由 5 个基群复用为一个超群,10 个超群复用为一个主群。因此,一个主群包含 600 路语音信号。如果需要传输更多路信号,可以将主群再进行复用,组成巨群。

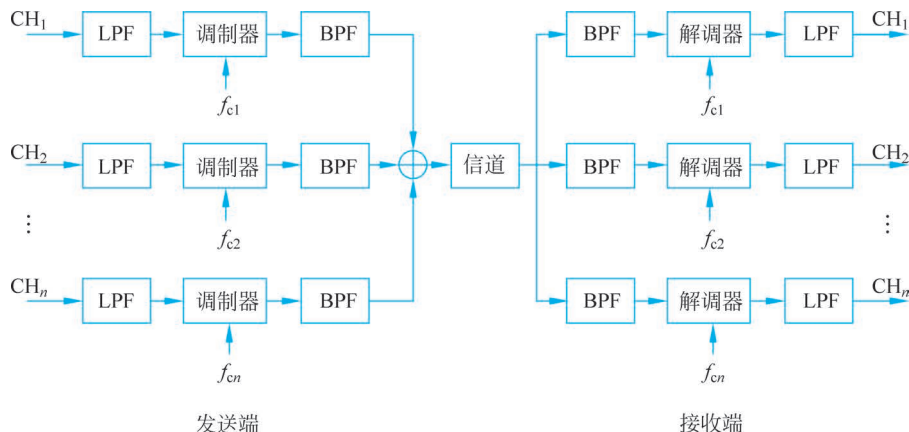


图 3-33 频分复用的基本原理

图 3-34 所示为多路载波电话系统基群信号的频谱结构。由于每路电话信号的带宽为 4kHz,因此 12 路复用得到基群信号总的频带宽度为 48kHz。复用过程中假设每路信号采用下边带调制,因此对第 n 路信号调制所用的载波频率为 $64 + 4(n - 1)$ kHz。复用信号总的频带范围为 60~108kHz。

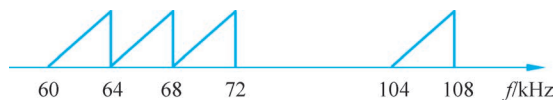


图 3-34 多路载波电话系统基群信号的频谱结构

FDM 技术主要用于模拟通信系统,其主要优点是信道利用率高、技术成熟,但是实现 FDM 的设备复杂,滤波器难以制作,在调制解调和传输过程中的非线性失真会导致各路信号之间的相互干扰。

3.5.2 广播电视通信系统

传统的调幅广播一般采用 AM,根据所用的波段分为中波广播和短波广播两种。中波广播的载频为 535~1605kHz,短波广播的载频为 3.9~18MHz。在调幅广播中,调制信号的最高频率取 4.5kHz,载频间隔为 9kHz。

广播电视系统中的电视信号是由图像信号和伴音信号经过不同的调制组合而成的,其频谱如图 3-35 所示。其中图像信号是 0~6MHz 的宽带视频信号,大多采用残留边带调制。为了便于接收机采用包络检波非相干解调,在已调信号中插入很强的图像载波一起传输。伴音信号的频率取

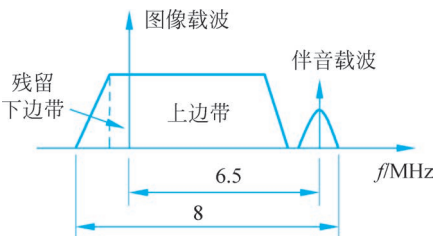


图 3-35 电视信号的频谱

15kHz,一般采用最大频偏为 50kHz 的宽带调频,因此,调频指数为 10/3,伴音信号的带宽近似为 130kHz。图像信号和伴音信号的调制载波频率相差 6.5MHz。合成的电视信号总带宽取 8MHz。

广播电视通信包括地面广播电视和卫星直播电视。由电视塔发射的电视节目称为地面广播电视。在卫星直播电视中,将上述图形信号再采用调频方式传输,最大频偏为 7MHz。卫星广播电视中的伴音信号可以采用不同调制方式实现单路或多路伴音传输,合成的电视信号总带宽为 27MHz。与地面广播电视相比,卫星直播电视以较小的功率实现了更广泛区域的传输,发射功率一般在 10kW 以上,服务半径约为 100km。

3.5.3 调频立体声广播

调频广播包括单声道调频广播和调频立体声广播。在单声道调频广播中,基带信号的最高频率为 15kHz,最大频偏为 75kHz,所以单声道调频信号带宽为 180kHz,各电台之间的频率间隔取 200kHz。

在双声道调频立体声广播中,左(L)、右(R)声道信号的最高频率仍然为 15kHz,两个声道的信号相加减,分别得到和信号 $L+R$ 和差信号 $L-R$ 。之后,对差信号进行双边带调制,调制载波频率为 38kHz。经过调制后的差信号与和信号进行频分复用,得到调频立体声信号的频谱如图 3-36 所示。



第 20 集
微课视频



图 3-36 调频立体声信号的频谱

经过上述复用得到的调频立体声基带信号,再进行调频后送到信道传输。频率调制时的载波频率为 87~108MHz。接收端接收到已调信号后,利用解调器(鉴频器)恢复出上述立体声基带信号,再利用相关电路分离得到左、右声道信号。

3.6 模拟调制和解调过程的 MATLAB 仿真

根据本章所述各种调制和解调的基本原理和数学模型,在 MATLAB 中可以通过编程实现调制解调过程的仿真分析,也可以利用 Simulink 库中所提供的基本模块,搭建调制器和解调器的仿真模型,再对其进行仿真分析。此外,Simulink 的通信工具箱还提供了所有模拟幅度和频率调制及解调模块,可以直接用于模拟调制传输系统的性能仿真分析。

3.6.1 MATLAB 程序仿真

根据前面介绍的各种模拟调制解调的基本原理和数学模型,在 MATLAB 中可以通过编程实现调制解调过程的仿真分析。下面以上边带调制(USB)为例,介绍利用 MATLAB 程序实现调制过程,并观察各信号的时域和频域特性。

例 3-13 已知基带信号是 2kHz 的正弦波,载波频率为 10kHz,编制 MATLAB 程序实现 USB 调制,并观察各信号的时间波形和频谱。

MATLAB 程序如下。

```
fm = 2e3; fc = 10e3; Fs = 10 * fc;           % 基带频率,载波频率,采样频率
T = 50/fm; t = 0:1/Fs:T;                     % 运行时间
% ===== 产生基带信号、载波 =====
m = cos(2 * pi * fm * t); c = cos(2 * pi * fc * t); % 产生基带信号和载波信号
% ===== USB 调制 =====
dsb = m .* c;                                % DSB 调制
[b,a] = butter(21,2 * fc/Fs,'high')          % 滤波得到 USB 信号
usb = filter(b,a,dsb);
% ===== % 绘制各信号的时间波形及频谱 =====
.....                                       % 参看电子版代码
% ===== % 绘制各信号的时间波形及频谱 =====
.....                                       % 参看电子版代码
```

程序中首先产生基带信号和载波信号,在得到 DSB 信号后,根据滤波法实现上边带调制的基本原理和数学模型,调用函数 `butter()` 和函数 `filter()` 设计得到 21 阶巴特沃斯高通滤波器,滤除 DSB 信号中的下边带后得到 USB 信号。根据单边带调制的基本原理,滤波器的截止频率等于载波频率。此外,为尽可能滤除不需要的下边带,滤波器阶数要足够高。

程序运行后,得到基带信号、正弦载波、DSB 和 USB 信号的时间波形如图 3-37 所示,高通滤波器的幅频特性曲线及 DSB 和 USB 信号的频谱如图 3-38 所示。

本例演示了如何实现模拟幅度调制。对于模拟调频,需要用到积分运算。在得到基带信号后,可以调用函数 `cumtrapz()` 对基带信号进行积分,再根据 FM 信号的时间表达式(数学模型)编程产生 FM 信号。该函数的具体用法可以查阅 MATLAB 帮助文档。

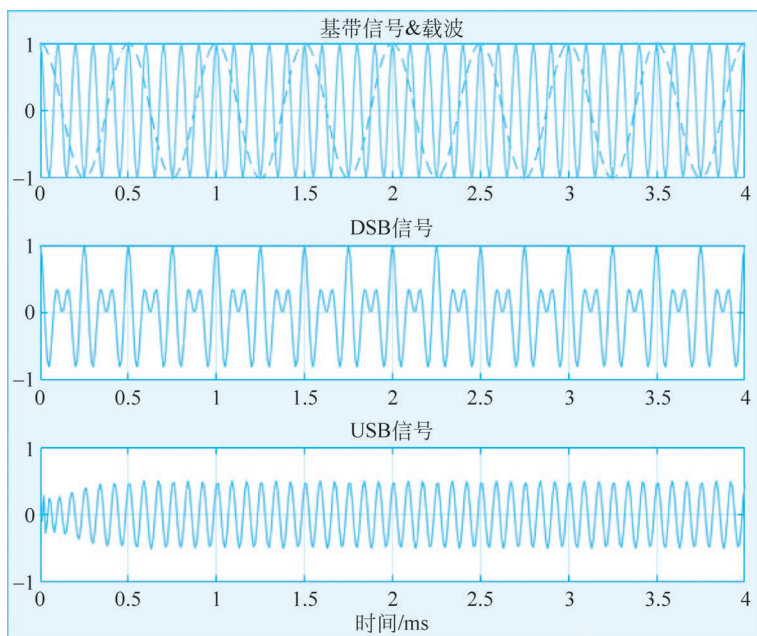


图 3-37 例 3-13 各信号的时间波形

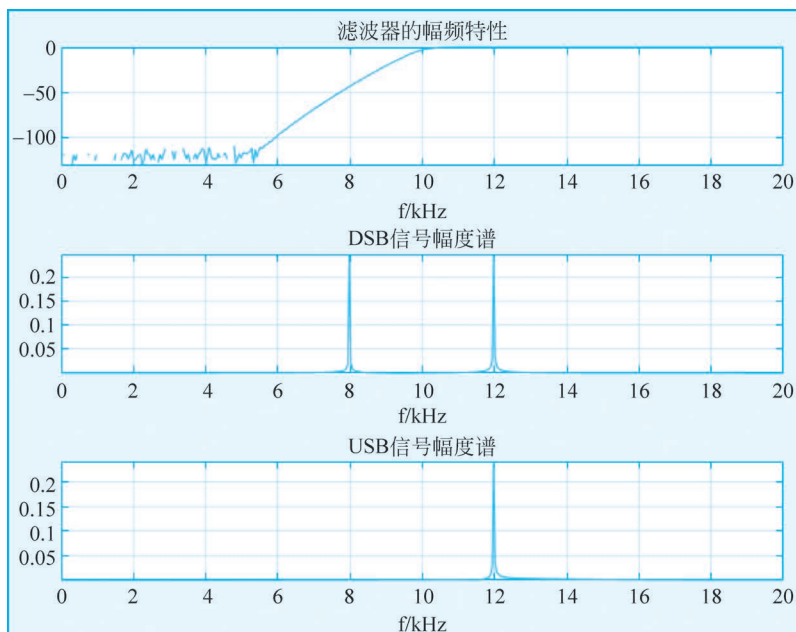


图 3-38 例 3-13 中滤波器的幅频特性曲线及 DSB 和 USB 信号的频谱

第 21 集
微课视频

3.6.2 Simulink 模型仿真

下面以 DSB 为例,介绍利用 Simulink 中的基本模块搭建模型,实现调制和解调过程的仿真。

例 3-14 利用 Simulink 基本模块搭建的模型如图 3-39 所示,对 DSB 调制解调过程进行仿真,观察各点信号的时间波形和频谱。

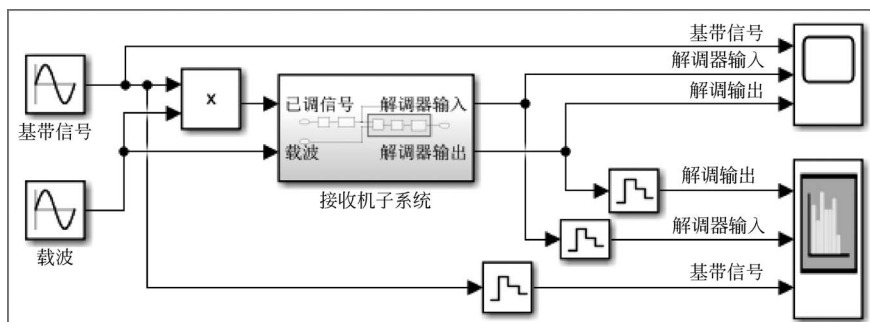


图 3-39 例 3-14 模型

模型中,基带信号为幅度等于 1V 的 100Hz 单频正弦信号,载波频率为 800Hz,乘法器模块实现 DSB 调制。调制器输出已调信号送入接收机子系统,其模型如图 3-40 所示。

在接收机中,输入已调信号送入带通滤波器模块 Bandpass Filter,滤波后采用相干解调。两个滤波器 BPF(Bandpass Filter)和 LPF(Lowpass Filter)的主要参数设置如图 3-41 所示。

模型中所有零阶保持器模块的 Sample time 参数都设为 $1e-4$ 。仿真运行后,得到模型中各点信号波形如图 3-42 所示,功率谱如图 3-43 所示。

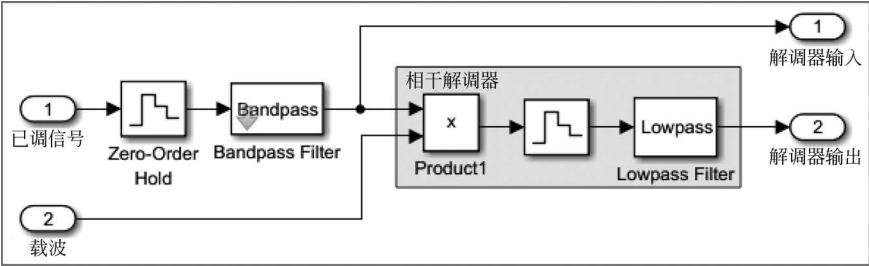


图 3-40 例 3-14 接收机子系统模型

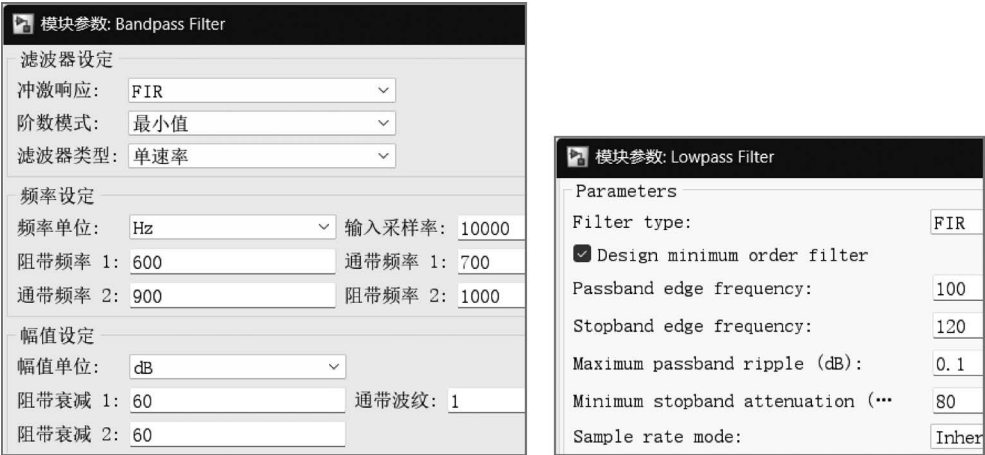


图 3-41 模型中 BPF 和 LPF 的主要参数设置

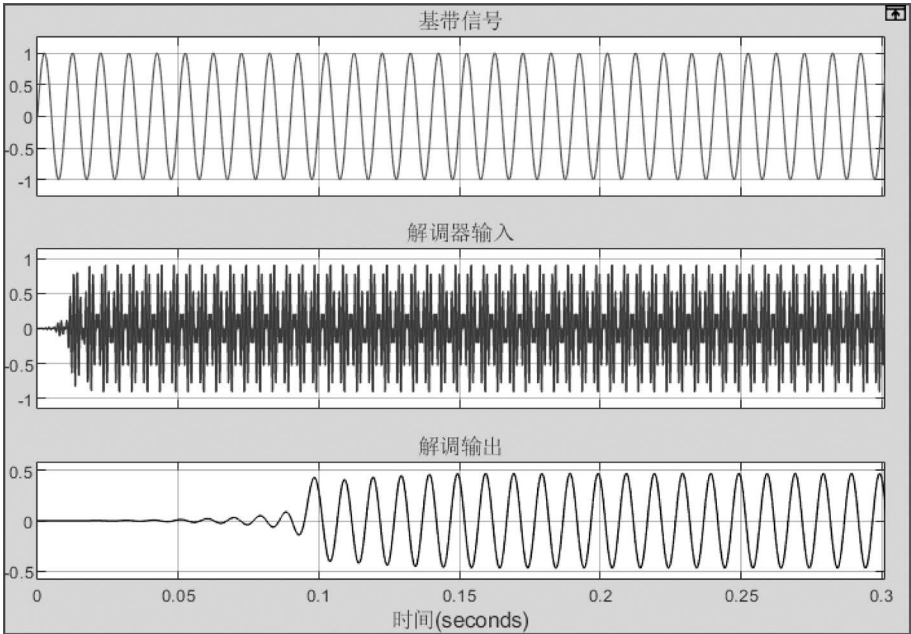


图 3-42 解调器输入输出信号的时间波形

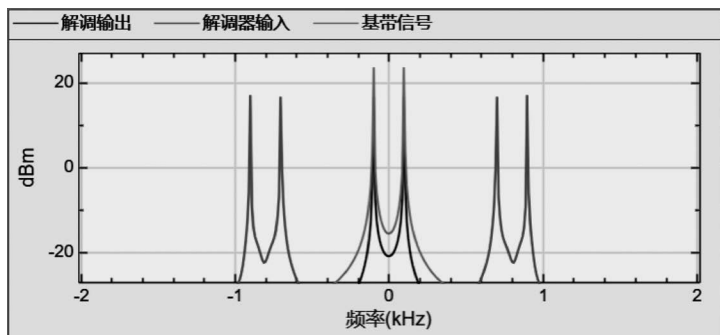


图 3-43 模型中各点信号的功率谱

3.6.3 抗噪声性能的仿真分析

下面在例 3-14 模型的基础上,添加相关模块,实现解调器输入输出信噪比的测量。

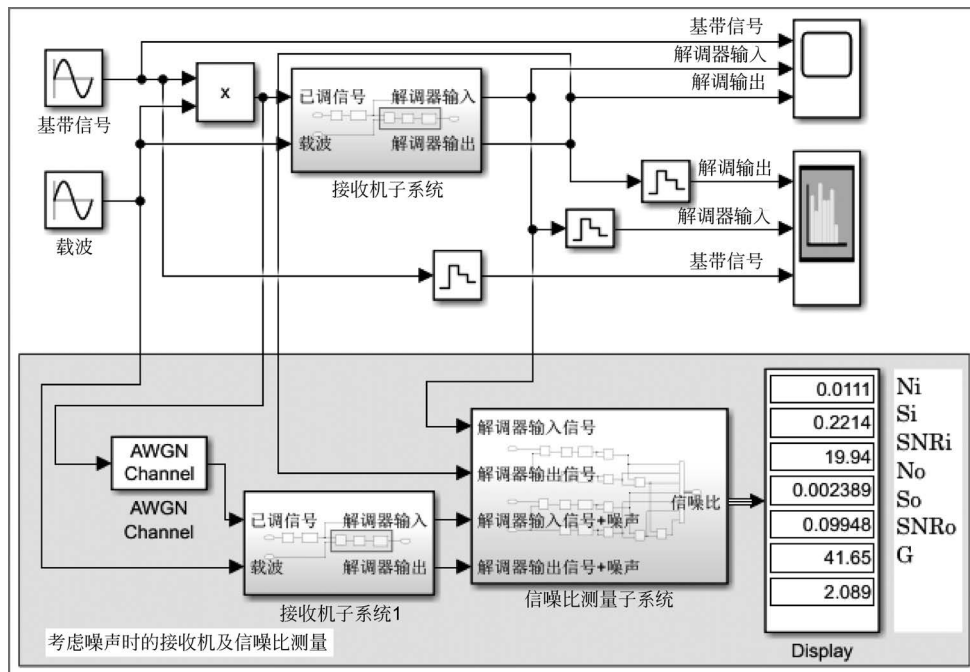
例 3-15 搭建如图 3-44(a)所示模型,实现 DSB 调制传输过程信噪比的测量,其中信噪比测量子系统如图 3-44(b)所示。

图中的灰色阴影部分用于实现信噪比的测量。DSB 信号首先送入 AWGN Channel 模块,向已调信号中混入高斯白噪声后再送入同样的接收机子系统。需要注意的是,在 MATLAB R2024a 版本中 AWGN Channel 模块增加了一个 Random Number Source 参数。在该模型中,必须将其设置为 `mtl9937ar with seed`。

混有噪声的 DSB 信号与纯净的 DSB 信号以及混有噪声的解调输出和纯净的解调输出送入信噪比测量子系统,分别相减后得到解调器输入和输出端的噪声,再用 RMS 模块实现

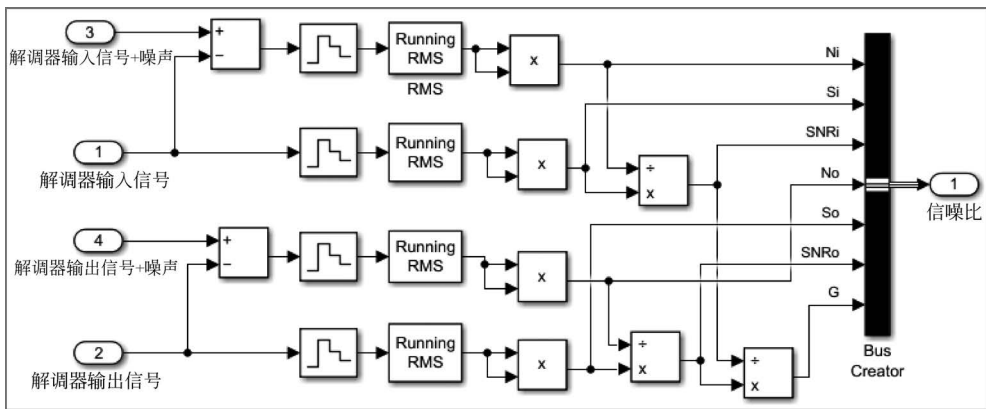


第 22 集
微课视频



(a) 顶层模型

图 3-44 例 3-15 模型



(b) 信噪比测量子系统

图 3-44 (续)

噪声和有用信号功率的测量。测量得到的有用信号和噪声功率相除,得到输入和输出信噪比,二者再相除得到信噪比增益。

模型中的 Bus Creator 为总线创建器模块,用于将测量得到的 7 个结果合并为一路总线输出。设置 AWGN Channel 模块的 SNR 参数分别为 0dB、10dB 和 15dB,仿真运行后,在模型的 Display 模块上显示出的结果如图 3-45 所示。

需要注意以下几点。

(1) 本例中所有信号和噪声的功率及输入输出信噪比都没有转换为分贝值,而是用实际数据表示。

(2) 由于噪声的随机性,测量得到的数据可能有一定的波动。

(3) 本例中提出的信噪比测量方法只适用于相干解调。对于 AM 和 FM 的非相干解调,由于解调过程中有用信号和噪声无法截然分开,因此不能用本例的方法单独测量噪声和有用信号的功率。

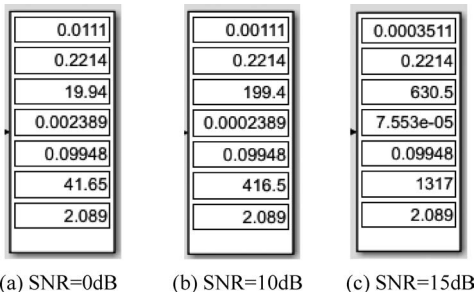


图 3-45 例 3-15 运行结果


 第 23 集
微课视频

3.6.4 通信工具箱中的模拟调制和解调模块

Communications Toolbox/Modulation/Analog Passband Modulation(模拟带通调制)的子库提供了 5 种基本的模拟带通调制及其解调模块,包括模拟幅度调制和解调模块、FM 调制及解调模块和 PM 调制及解调模块。本节对这些模块的参数及用法作简要介绍。

1. 模拟调制和解调模块简介

在模块库中,实现 AM、DSB-SC 和 SSB 模拟幅度调制的模块分别命名为 DSB AM Modulator Passband、DSBSC AM Modulator Passband 和 SSB AM Modulator Passband,对应的解调器模块分别为 DSB AM Demodulator Passband、DSBSC AM Demodulator Passband 和 SSB AM Demodulator Passband。

AM 调制器模块的主要参数有 Input signal offset(输入信号偏移)、Carrier frequency(载波频率)和 Initial phase(载波的初始相位)。解调器模块对输入的 AM 已调信号进行非

相干解调(包络检波),因此要求送入的 AM 信号必须是欠调幅或满调幅信号。

DSB 调制与 AM 调制的区别在于,实现 DSB-SC 调制时,不需要将基带信号 $m(t)$ 首先进行直流偏置,因此 DSB 调制和解调模块都没有 Input signal offset 参数。

单边带调制器模块根据相移法的基本原理,利用希尔伯特变换实现单边带调制。因此在调制器模块中,需要通过 Sideband to modulate 参数选择 Upper(上边带)还是 Lower(下边带)。除此之外,单边带调制器模块与 AM 和 DSB-SC 调制解调器模块的参数相同。

FM Modulator Passband 模块可以实现模拟带通频率调制,其参数对话框如图 3-46 所示。其中,除了需要设置载波频率和载波的初始相位以外,另外还有一个参数 Frequency deviation(频率偏移),该参数也就是 FM 调制中的频偏常数 K_{FM} ,注意单位为 Hz。

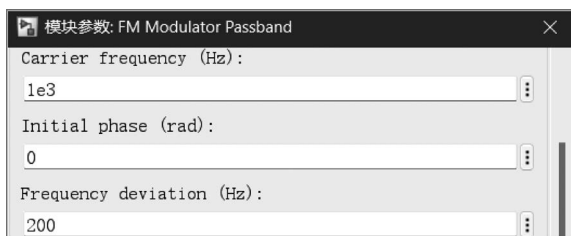


图 3-46 FM Modulator Passband 模块的参数对话框

FM Demodulator Passband 模块可以实现 FM 信号的解调,解调过程利用希尔伯特变换实现,因此在其参数对话框中,除了需要设置载波频率、初始相位和频率偏移以外,还需要设置 Hilbert transform filter order(希尔伯特变换滤波器阶数)。

需要注意的是,上述各调制解调器模块的输入都必须是采样后的离散信号,对模拟基带信号,必须将其经过零阶保持器后再送入上述各调制器模块。

2. 应用举例

例 3-16 搭建如图 3-47 所示 FM 调制解调模型,观察 FM 传输过程,并验证卡森公式。

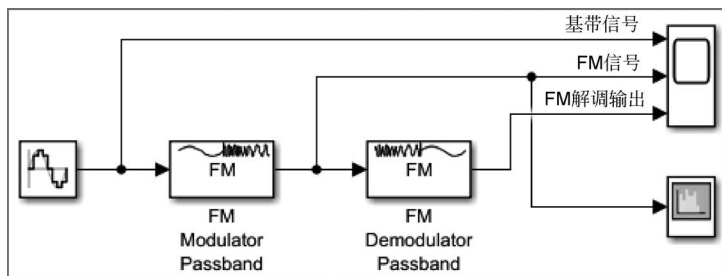


图 3-47 例 3-16 仿真模型

模型中用正弦信号源产生单频正弦信号,作为基带信号。FM 调制和解调都直接选用带通 FM 调制和解调模块,设置两个模块的 Frequency deviation 参数为 200Hz,载波频率为 1kHz,其他参数取默认值。

设置模型中正弦信号源模块产生的正弦信号幅度为 2V、频率为 100Hz,采样时间为 0.1ms,运行后得到各信号的时间波形如图 3-48 所示。

图 3-49 所示为调制器模块输出 FM 信号的频谱。注意在谱分析仪窗口菜单中设置查看信号的 RMS 频谱。由频谱图可知,FM 信号的频谱关于载波频率 1kHz 近似左右对称分

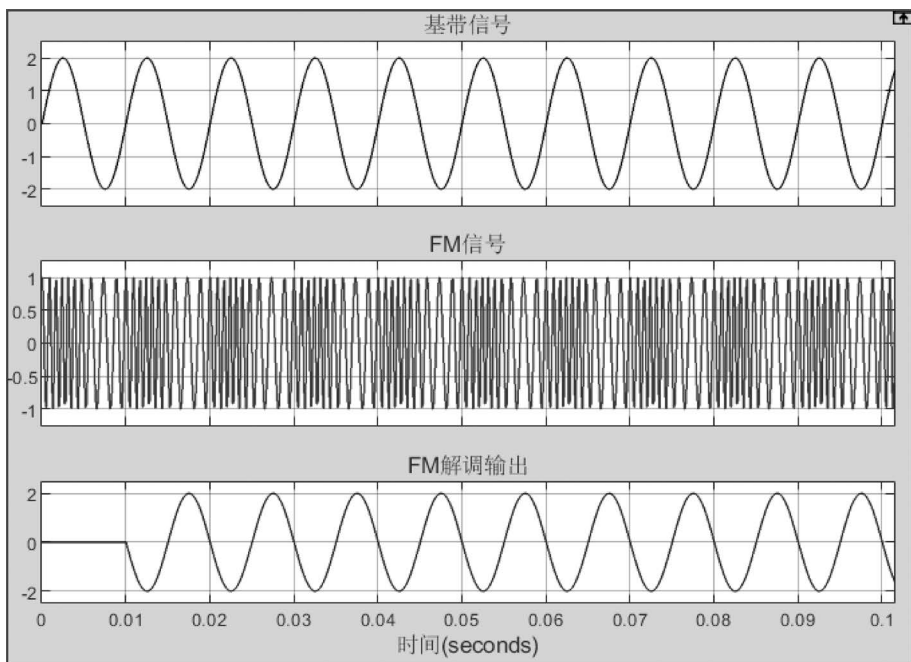


图 3-48 基带信号和 FM 信号的时间波形

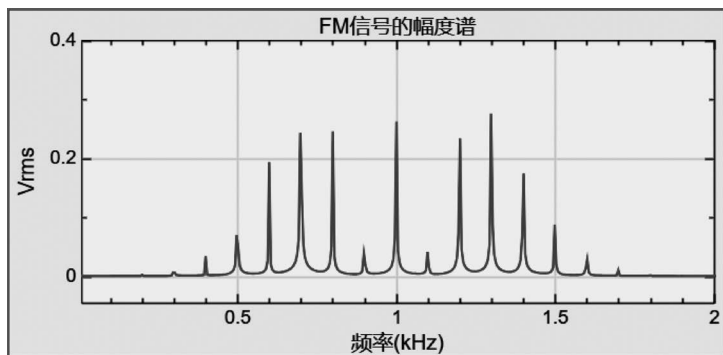


图 3-49 FM 信号的频谱

布。由于 FFT 算法中的截断效应,实际得到的频谱并不是完全左右对称的。在载频两侧,离散地分布着若干谱线,这些谱线之间的间隔等于基带信号频率 100Hz,每根谱线代表一个边频分量。

在频谱图中,能够观察到的谱线在载频位置两侧分别有 7 根,最外侧的两根谱线高度很小,代表对应分量的幅度和功率足够小,因此可以将其忽略。最后得到不能忽略的所有谱线所覆盖的频率范围为 0.5~1.5kHz,因此 FM 信号的带宽为 1kHz。

根据上述参数设置,容易求得调频指数为 4,根据卡森公式得到 FM 信号的带宽近似为 $2 \times (4+1) \times 100 = 1\text{kHz}$ 。这就验证了卡森公式。

通过本例的仿真模型可以验证很多有关 FM 的重要结论。例如,FM 信号的带宽近似与调频指数的三次方成正比;增大基带信号的幅度,FM 信号的带宽也将随之增大;等等。

如果将模型中基带信号的频率从原来的 100Hz 降低为 50Hz,其他参数保持不变,重新

运行后得到的 FM 信号的频谱如图 3-50 所示。将该频谱与图 3-49 所示频谱相比,可以发现:虽然不可忽略的谱线增加了,但谱线之间的间隔减小了,使得 FM 信号总的带宽并没有太明显的变化。

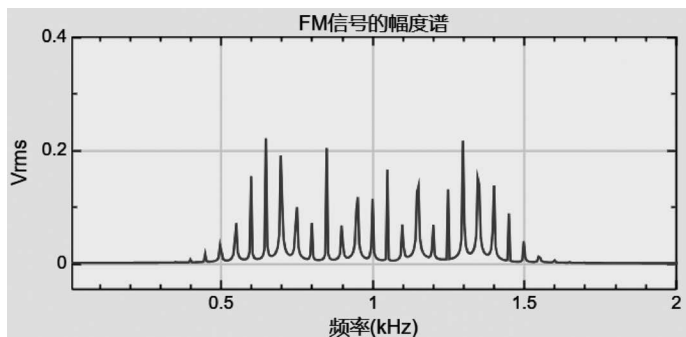


图 3-50 减小基带信号频率时 FM 信号的频谱

本章课程拓展

1. 调制解调与哲学思想

调制解调作为通信领域中的一项基本技术,不仅具有实际的工程实用价值,还蕴含着丰富的哲学思想。它生动地展示了事物之间的普遍联系与相互作用,为我们理解和把握世界提供了有益的启示。

在通信系统中,调制与解调作为信息传输的关键环节,紧密相连、不可分割。这种相互依存的关系,正是事物间普遍联系的直接体现。此外,调制解调还与其他通信技术(如编码、解码、同步等)密切相关,它们共同构成了完整的通信系统,进一步凸显了事物之间的广泛联系。

调制解调还体现了事物之间的相互作用。通过调制,原始信号得以变换为与信道特性相适应的信号,从而能够有效减少传输过程中的干扰和失真。这一变换过程实际上是对原始信号的一种“改造”,使其能够更好地与信道环境相互作用。同样地,在解调过程中,已调信号需要经历一系列逆变换才能还原回原始信号。这一逆变换过程也是基于信道特性和接收端条件的相互作用而进行的。

2. 抗噪声性能与系统的内因和外因

通信系统的抗噪声性能是指系统克服加性噪声影响的能力,这一性能受到内因和外因的共同影响,是内因和外因共同作用的结果。在设计和实现通信系统时,需要充分考虑内因和外因及其相互关系,并采取相应的措施来优化系统的抗噪声性能。

内因方面,主要涉及通信系统的设计和实现方式。不同的调制方式、编码方式、解调方式以及信号处理技术都会影响系统的抗噪声性能。不同的调制技术会使得通信系统的抗噪声性能各不相同。此外,系统的频带宽度、功率利用率以及对信道特性变化的敏感性等也是影响抗噪声性能的重要因素。

外因方面,主要是指信道环境和噪声特性。噪声特性则包括噪声的类型、强度以及分布等,它们会对信号造成不同程度的干扰。在实际应用中,信道环境和噪声特性往往是不可控的,因此通信系统需要具备一定的抗噪声能力,以确保信号的可靠传输。

3. 通信系统有效性和可靠性的矛盾关系

在实际通信系统中,有效性和可靠性之间通常是相互矛盾的。例如,在调频系统中可以通过提高调频指数来获得比较高的抗噪声性能,但这将导致所需的传输带宽大为增加。

无论是通信系统有效性和可靠性的矛盾,还是自然辩证法中的矛盾关系,都体现了事物内部及事物之间的对立统一规律。这种规律要求在认识和改造世界的过程中,要善于分析和解决矛盾,推动事物向着更加完善、更加高级的方向发展。

在处理通信系统有效性和可靠性的矛盾时,可以借鉴自然辩证法的思想和方法。首先,要认识到这种矛盾是客观存在的,不能回避或忽视;其次,要深入分析矛盾产生的原因和性质,明确矛盾的主要方面和次要方面;最后,要采取积极有效的措施来化解矛盾,推动通信系统的整体性能不断提升。同时,也要注意矛盾双方的相互依存和相互转化关系,避免在解决矛盾的过程中产生新的矛盾或问题。

习题 3

3-1 填空题

(1) 已知某发射机输出 AM 信号的调幅指数为 1,其中载波功率为 10kW,则上边带功率为_____。

(2) 已知 AM 信号中载波的最大和最小振幅分别为 5V 和 3V,则该 AM 信号的调幅指数为_____。

(3) 某 AM 信号的带宽为 10kHz。为了提高传输的有效性,拟改用 LSB 传输,则所需占用信道的带宽至少为_____。

(4) 已知单频基带信号的幅度为 5V,角频率为 200π rad/s,调频灵敏度为 200Hz/V,则对应 FM 信号的最大频偏为_____,调频指数为_____。

(5) 对最高频率为 1kHz 的基带信号进行调频,已知输出 FM 信号的带宽为 10kHz,则调频指数为_____。

(6) 某 FM 电路的频偏常数为 1kHz/V,已知输入基带信号的最大幅度为 12V,最高频率为 3kHz,则该电路输出 FM 信号的带宽为_____。

(7) 对于调幅指数为 1 的 AM 传输,已知接收机输入信噪比为 150,则接收机输出信噪比为_____ dB。

(8) 假设载波频率为 10kHz,基带信号的带宽为 300Hz,则对 LSB 信号进行相干解调时,接收机中带通滤波器的中心频率为_____,带宽为_____。

(9) 已知 DSB 相干接收机的输出信噪比为 10dB,则输入信噪比为_____ dB。

(10) 在输入噪声功率相同的条件下,为达到相同的输出信噪比,解调器输入 SSB 信号的功率必须为 DSB 信号功率的_____倍。

3-2 某 AM 信号 $s_{AM}(t)$ 的频谱 $S_{AM}(j\omega)$ 如图 3-51 所示。

(1) 求载波频率 f_c ;

(2) 画出 $s_{AM}(t)$ 的功率谱图 $P(\omega)$;

(3) 求载波分量和边带分量的功率;

(4) 求调制效率 η 。

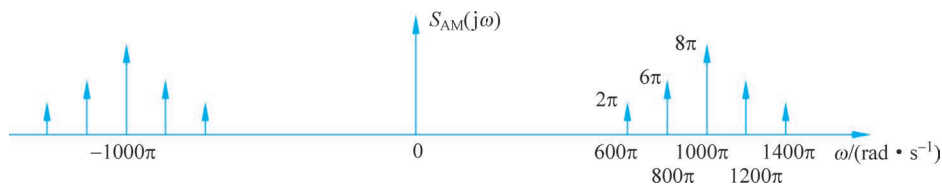


图 3-51 习题 3-2 示意图

3-3 已知基带信号为 $m(t) = 4\cos 200\pi t + 2\cos 400\pi t$, 载频为 1000 Hz。

- (1) 分析并画出 DSB-SC 信号的频谱图 $S_D(jf)$;
- (2) 采用滤波法调制, 分析并画出 LSB 信号的频谱图 $S_L(jf)$, 并写出其时间表达式 $s_1(t)$;
- (3) 如果采用相移法调制得到 LSB 信号, 推导写出 LSB 信号的时间表达式 $s_2(t)$ 。

3-4 已知基带信号 $f(t) = 40\text{Sa}^2 20\pi t \cos 50\pi t$, 载波角频率为 $1000\pi \text{ rad/s}$, 对其采用滤波法进行 USB 调制, 分析画出基带信号和 USB 信号 $s(t)$ 的频谱。

3-5 已知某调角波为

$$s(t) = 10\cos(2 \times 10^7 \pi t + 4\sin 1000\pi t)$$

- (1) 假设 $s(t)$ 是相移常数 $K_p = 2 \text{ rad/V}$ 的调相波, 求基带信号 $m(t)$;
- (2) 假设 $s(t)$ 是频偏常数 $K_F = 1000\pi \text{ rad/(s} \cdot \text{V)}$ 的调频波, 求基带信号 $m(t)$ 的时间表达式;

- (3) 求调频波的调频指数 β_{FM} 和最大频偏 Δf_{max} 。

3-6 已知基带信号为频率 $f_m = 5 \text{ kHz}$ 的单频正弦信号, 对其进行 FM 调制, 最大频偏 $\Delta f_{\text{max}} = 10 \text{ kHz}$ 。

- (1) 求 FM 信号的近似带宽;
- (2) 若将基带信号的幅度放大一倍, 求 FM 信号的带宽;
- (3) 若将基带信号的频率增大一倍, 求 FM 信号的带宽;
- (4) 若将基带信号的幅度和频率都增大一倍, 求 FM 信号的带宽;
- (5) 若将最大频偏增大一倍, 求 FM 信号的带宽。

3-7 已知基带信号 $m(t) = 2\cos 200\pi t$, 对其进行调频传输, 载波幅度 $A = 4 \text{ V}$, 频偏常数 $K_F = 100 \text{ Hz/V}$ 。

- (1) 求调频信号的总功率 P ;
- (2) 求已调信号中载波分量的功率 P_c ;
- (3) 求调制效率 η 。

3-8 已知发送端发送的 DSB 信号为 $s(t) = f(t)\cos \omega_c t$, 接收机中相干解调器的解调载波为 $c(t) = \cos[(\omega_c + \Delta\omega)t + \Delta\varphi]$, 其中 $f(t)$ 的角频率和 $\Delta\omega$ 远小于 ω_c 。分别推导出以下两种情况下的解调输出信号 $y(t)$:

- (1) $\Delta\omega = 0$;
- (2) $\Delta\varphi = 0$ 。

3-9 已知某单频调制的调频波调频指数为 5, 基带信号频率为 5 kHz, 信道噪声单边功率谱密度为 $10 \mu\text{W/Hz}$, 发送端发射功率为 30 kW, 信道衰减 10 dB。

- (1) 求输出 FM 信号的带宽 B ;
- (2) 求输出信噪比;

(3) 若将调频指数增大到 9,其他参数保持不变,重新计算上述结果;

(4) 根据计算结果,总结调频指数对传输有效性和可靠性的影响。

3-10 已知基带信号带宽为 10kHz,信道双边噪声功率谱密度 0.1mW/Hz ,接收端接收到已调信号的功率为 1kW。

(1) 求 DSB 调制传输时的输出信噪比;

(2) 求 SSB 调制传输时的输出信噪比;

(3) 如果采用 FM 传输,要求输出信噪比达到 45dB,确定所需的调频指数。

实践练习 3

3-1 已知基带信号是 50Hz 的正弦波,载波频率为 1kHz,频偏常数为 200Hz/V,编写 MATLAB 程序,产生对应的 FM 信号,并观察 FM 信号的幅度谱。

提示: 查阅 MATLAB 帮助文档,了解函数 `cumtrapz()` 的用法。

3-2 假设基带信号是频率为 200Hz 的单频正弦波,载波频率为 1kHz,编写 MATLAB 程序实现 AM 调制及其非相干和相干解调。设置不同的调幅指数(例如 0.5、1.5、2.5),观察解调输出是否有失真,并分析原因。

提示: AM 非相干解调中的包络检波,其数学模型可以用一个全波整流(取绝对值运算)和低通滤波串联进行模拟。

3-3 搭建如图 3-52 所示 Simulink 模型,实现任意基带信号的 USB 和 LSB 调制及解调过程仿真。图中 Random Integer Generator 模块产生速率为 100Bd 的八进制随机整数,经过 21 阶巴特沃斯带通滤波后(阻带衰减 80dB)得到频率范围为 50~100Hz 的随机模拟信号,作为基带信号。

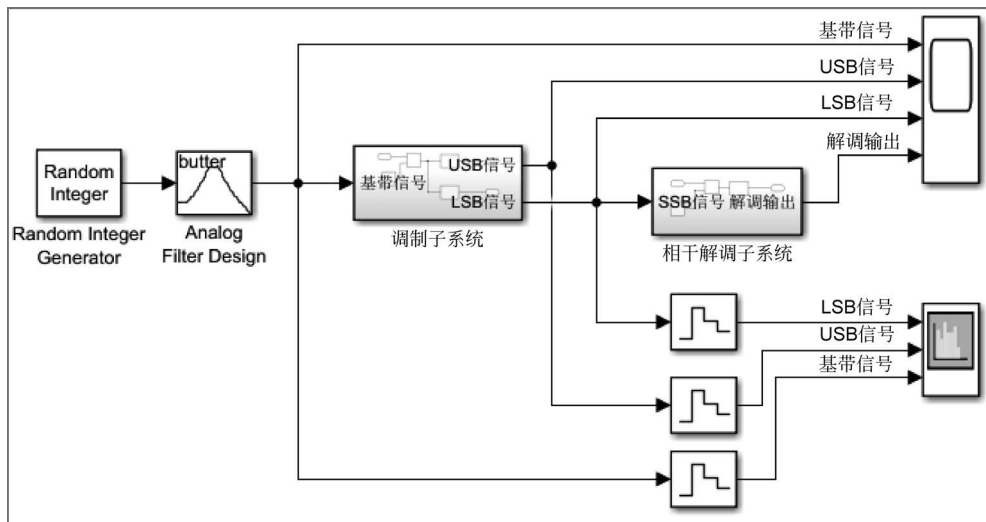


图 3-52 实践练习 3-3 模型

(1) 假设载波频率为 1kHz,利用 Simulink 基本模块搭建调制和相干解调子系统的仿真模型;

(2) 仿真运行,观察各点信号的时间波形和频谱。

3-4 在图 3-52 模型的基础上,增加相应的模块,实现 USB 调制解调传输过程抗噪声性能的仿真分析,观测不同信道信噪比下解调器的输入输出信噪比。

3-5 在例 3-16 模型中,改变频偏常数、基带信号的频率和幅度,观察 FM 信号带宽的变化,并结合理论进行总结分析。

3-6 利用 FM Modulator Passband 模块产生单频调频信号,并利用 Simulink 基本模块搭建仿真模型,实现 FM 信号的非相干解调。假设基带信号频率为 100Hz,调频指数为 5,载波频率为 1kHz。

3-7 利用 Random Integer Generator 和带通滤波器产生随机基带信号,并利用通信工具箱中的 FM 调制解调模块实现 FM 调制和解调。观察各信号的时间波形和 FM 信号的频谱,观测 FM 信号的带宽,并验证卡森公式。