

第3章 无线网络的调制技术

本章主要讲述如下知识点：

- 常规调幅(AM)技术；
- 双边带调幅(DSB)技术；
- 单边带调制技术；
- 频率和相位调制技术；
- 二进制幅移键控(2ASK)；
- 二进制频移键控(2FSK)；
- 二进制绝对相移键控(2PSK)；
- 二进制相对相移键控(2DPSK)；
- 四进制绝对相移键控(4PSK)；
- 四进制相对相移键控(4DPSK)；
- 正交幅度调制技术(QAM)。

3.1 模拟调制技术

模拟调制技术包括调幅、调频、调相及其相关的组合方式。

3.1.1 常规调幅

调幅的过程就是在频谱上将低频调制信号搬移到高频载波分量两侧的过程。在线性调制系列中,最先应用的幅度调制技术是全调幅或常规调幅,简称为调幅(AM)。AM在频域中已调波频谱是基带调制信号频谱的线性位移。在时域中,已调波包络与调制信号波形呈线性关系。

1. AM 时域波形

设 A_0 为调制信号 $m(t)$ 的直流分量, $f(t)$ 为调制信号 $m(t)$ 的交流分量。载波信号 $c(t)$ 为单位幅度,角频为固定值 ω_c ,初相为 θ_c ,AM 的调制过程是对 $m(t)$ 与 $c(t)$ 进行乘法运算的结果,原理过程如图 3-1 所示。

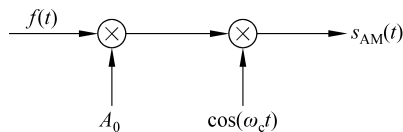


图 3-1 AM 调制原理

AM 调幅波的数学表达式为

$$s_{AM}(t) = m(t)c(t) \\ = [A_0 + f(t)]\cos(\omega_c t + \theta_c)A_0\cos(\omega_0 t + \theta_0) + f(t)\cos(\omega_0 t + \theta_0) \quad (3-1)$$

为了使交流信号 $f(t)$ 实现线性地控制载波幅度,需加入直流分量 A_0 构成 $m(t)$,以确保 $m(t) \geq 0$,即

$$A_0 + f(t) > 0$$

$$|f(t)|_{\max} \leq A_0 \quad (3-2)$$

设交流调制信号 $f(t) = A_m \cos(\omega_m t + \theta_m)$, 由式(3-1)可得已调波为

$$\begin{aligned} s_{AM}(t) &= [A_0 + A_m \cos(\omega_m t + \theta_m)] \cos(\omega_0 t + \theta_0) \\ &= A_0 \cos(\omega_0 t + \theta_0) + A_m \cos(\omega_m t + \theta_m) \cos(\omega_0 t + \theta_0) \\ &= A_0 \cos(\omega_0 t) + \frac{A_m}{2} \cos(\omega_0 + \omega_m)t + \frac{A_m}{2} \cos(\omega_0 - \omega_m)t \end{aligned} \quad (3-3)$$

由式(3-2)的限制条件可知, 为避免产生“过调幅”而导致严重失真, 定义一个重要参数:

$$\beta_{AM} = \frac{A_m}{A_0} \leq 1 \quad (3-4)$$

称 β_{AM} 为调幅指数, 或调幅深度。为了充分保证不过调, 一般 β_{AM} 不超过 80%。当 $\beta_{AM} > 1$ 的时候信号将引起过载现象。

将 β_{AM} 代入式(3-3)有

$$s_{AM}(t) = A_0 [1 + \beta_{AM} \cos(\omega_m t + \theta_m)] \cos(\omega_0 t + \theta_0) \quad (3-5)$$

或

$$s_{AM}(t) = A_0 \cos(\omega_0 t) + \frac{\beta_{AM} A_0}{2} \cos(\omega_0 + \omega_m)t + \frac{\beta_{AM} A_0}{2} \cos(\omega_0 - \omega_m)t \quad (3-6)$$

2. AM 的频谱

对式(3-1)进行傅里叶变换, 得到 s_{AM} 信号的频谱为

$$\begin{aligned} s_{AM}(\omega) &= [2\pi A_0 \delta(\omega + \omega_0) + F(\omega + \omega_0)] \frac{e^{-j\theta_0}}{2} + \\ &\quad [2\pi A_0 \delta(\omega - \omega_0) + F(\omega - \omega_0)] \frac{e^{j\theta_0}}{2} \end{aligned} \quad (3-7)$$

式(3-7)中, $F(\omega)$ 为 $f(t)$ 的频谱, 即 $f(t) \leftrightarrow F(\omega)$, 是任意调制信号的时-频变换对, 图 3-2 为 AM 对应的频谱图。

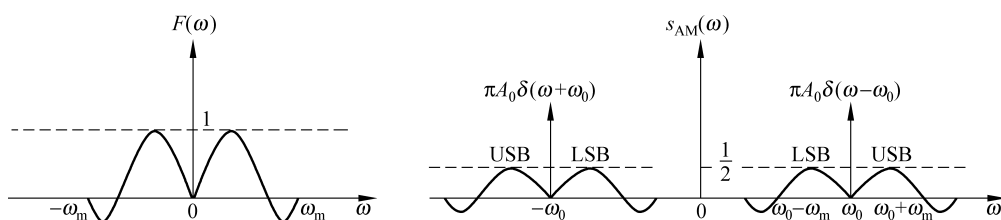


图 3-2 AM 频谱图

由图 3-2 可以看出, AM 已调波的频谱特征如下。

(1) 双边带, 以载波角频 ω_0 为中心的上边带 (USB) 和下边带 (LSB) 均含有调制信号 (交流) 的信息, 且在调制后将基带带宽 ω_m 扩展为 $2\omega_m$ 。上边带 USB 频分量为 $\omega + \omega_0$; 下边带 (LSB) 频分量为 $\omega - \omega_0$ 。

(2) 载波频谱 (谱线) 位于 ω_0 频点, 是已调波贡献的频谱。

3. 调幅信号的功率

调幅波的平均功率, 可通过计算 $s_{AM}(t)$ 的均方值得, 即

$$P_{AM} = \overline{s_{AM}^2(t)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} s_{AM}^2(t) dt = \frac{A_0^2}{2} + \frac{\overline{f^2(t)}}{2} \quad (3-8)$$

其中,第一项是载波功率,第二项是双边带功率,即 $P_c = \frac{A_0^2}{2}$, $P_f = \frac{\overline{f^2(t)}}{2}$ 。两项成分中, P_f 是含有调制信号的功率,即传送的有效信息功率,而 P_c 这一载波功率只是为了确保无过调失真,而付出的不含任何信息的功率。因此就存在一个发送信号功率利用率问题,以含有信息的双边带功率与总平均功率之比来表示,称为调制效率,即

$$\eta_{AM} = \frac{P_f}{P_{AM}} = \frac{\overline{f^2(t)}}{A_0^2 + \overline{f^2(t)}} \quad (3-9)$$

AM 调制信号将载波与双边带一起发送,目的在于实现调幅波包络与调制信号 $f(t)$ 呈线性关系。它的调制方式简单,易实现,对接收设备的要求较低,价格低廉,常见于广播通信中。AM 调制信号的频谱效率低,为信号最高频率的 2 倍。在常见的 AM 调制系统中,调制效率 η_{AM} 在 10% 左右。

4. AM 产生电路

AM 的产生电路按功率电平的高低分为高电平调幅电路和低电平调幅电路。低电平调幅电路是发射机功放的前级,属甲类功放。它的特点是电路简单,输出功率小,一般用模拟乘法器产生。常用在双边带调制的低电平输出系统中,如信号发生器等。

高电平调幅电路是发射机的最后一级,属丙类功放。它的特点是输出功率大,可提高整机效率,一般以调谐功率放大器为基础。即为输出电压幅度受调制信号控制的调谐功率放大器。高电平调幅电路分为基极调幅和集电极调幅两种。

1) 基极调幅

若设 $v_B(t) = V_{Bn} \cos \omega_c t$, $v_\Omega(t) = V_{\Omega m} \cos \Omega t$, $V_{BB}(t) = V_{BB0} + v_\Omega(t)$, $V_{BB}(t)$ 为基极有效电源电压,则集电极输出电压为 $v_c(t) = V_{cm0} (1 + M_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t$ 。为了实现不失真的调制,电路工作在欠压状态。基极调幅的调制信号相当于一个缓慢变化的偏压,它的调制电路如图 3-3 所示。

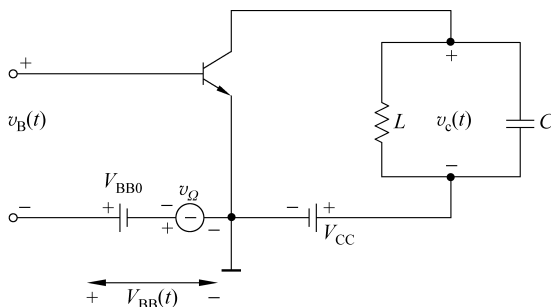


图 3-3 基极调幅电路

基极调幅对调制信号只要求很小的功率,电路简单,有利于整机的小型化。因工作在欠压状态,电压利用系数和集电极效率较低,管耗很大。

2) 集电极调幅

集电极调幅电路可以视为一个电源电压随调制信号变化的调谐功率放大器。若设

$v_B(t) = V_{Bm} \cos \omega_c t$, $v_\Omega(t) = V_{\Omega m} \cos \Omega t$, $V_{CC}(t) = V_{CC0} + v_\Omega(t)$, $V_{CC}(t)$ 为集电极有效电源电压, 集电极输出电压为 $v_c(t) = V_{cm0}(1 + M_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t$ 。为了实现不失真的调制, 电路工作在过压状态。集电极调幅的调制电路如图 3-4 所示。

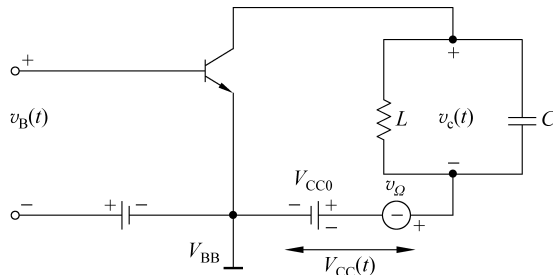


图 3-4 集电极调幅电路

5. AM 信号的解调

解调指的是从调幅信号中检出调制信号的过程。AM 信号的解调有两种方式, 一种是直接用非线性器件和滤波器分离信号的包络, 称为包络检波或 AM 信号的非相干检波; 另一种是用乘法器将 AM 信号与接收机内部的本振信号(与 AM 信号的载波同频同相)相乘再经低通滤波后得到原来的基带信号, 称为相干检波或同步检波。

1) 包络检波

AM 信号的包络检波法通常采用的解调器是线性包络检波器, 它的输出电压正比于输入信号的包络变化, AM 调制系统的包络检波原理如图 3-5 所示。

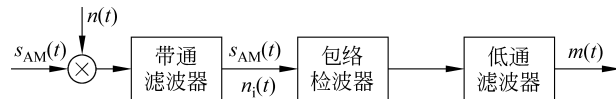


图 3-5 AM 包络检波

AM 波解调电路如图 3-6 所示, 它的优点是电路简单, 容易实现, 缺点是输出信号中含有一定的干扰。

2) 相干检波

AM 相干检波的原理如图 3-7 所示, 给原来的调制信号和一个相干载波相乘, 再通过低通滤波器滤波处理, 将原信号恢复。由于经过一个低通滤波器后, 可以得到与原来调制信号一样的频谱。其中只有直流分量与原信号不同, 但是考虑到原来的调制信号中一般不含有直流分量, 所以这里的差异可以不考虑。

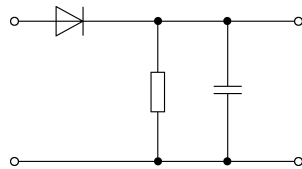


图 3-6 AM 波解调电路

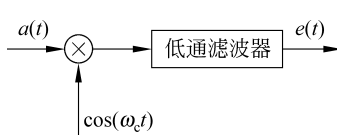


图 3-7 AM 相干检波

相干解调不仅能够解调 AM 波, 还可以解调出没有载波的 AM-SC 波以及其他改进的

幅度调制波。但是它的电路复杂,解调端产生的参考载波频率必须与调制端完全一致,否则就无法恢复出原来的信号。

为了让调制和解调端产生的载波完全一致,一般在信号中适当地保留一些载频信号,接收端可以利用锁相环电路恢复出载波信号。

3.1.2 双边带调幅

在标准调幅中,由于 AM 信号在传输信息的同时,也同时传递载波,致使传输效率太低,造成功率浪费。为了提高调制效率,在标准调幅的基础上抑制掉载波分量,使总功率全部包含在双边带中。这种调制方式称为抑制载波双边带调制,简称双边带调制。

1. DSB 信号的产生

抑制载波的双边带调幅简称为 SC-DSB 或 DSB,它指的是 AM 调幅波的载波项为 0, DSB 的调制原理如图 3-8 所示。

DSB 信号的时域表达式为

$$S_{\text{DSB}}(t) = f(t) \cos(\omega_0 t + \theta_0) \quad (3-10)$$

双边带调幅信号的时域表示式是标准调幅信号直流分量为零的一种特例。利用平衡调制器(环路调制器)容易实现 DSB。如图 3-9 所示的电路采用了两对耦合线圈和 4 只性能相同的二极管构成平衡桥电路。当有调制信号和载波同时输入后,则输出不含载波的 DSB 信号。当电路平衡度不够理想时,会产生少量“载漏”,但可以利用接收 DSB 信号中的“载漏”来提取相干接收的本地(相干)载波。

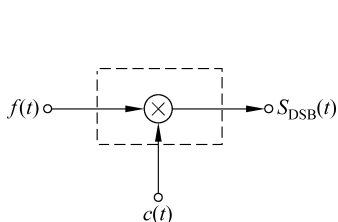


图 3-8 DSB 调制原理

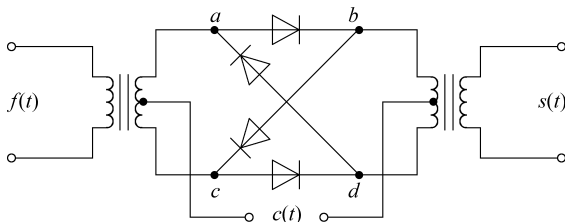


图 3-9 DSB 产生电路

2. DSB 信号的解调

抑制载波双边带调幅信号的时间波形包络已不再与调制信号形状一致,因而不能采用包络检波来恢复调制信号。DSB 相干解调模型如图 3-10 所示。图中 $S_L(t)$ 为本地载波,也叫相干载波,必须与发送端的载波同步。

3. DSB 信号的频域和功效

对式(3-10)进行傅里叶变换,可得 DSB 信号的频域表达式如下

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

可见双边带信号的频谱仅包含了位于载频两侧的上、下边带,在载频处已无载波分量。DSB 信号的典型波形和频谱如图 3-11 所示。

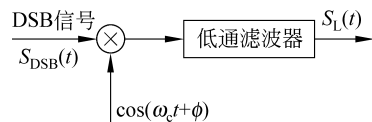


图 3-10 DSB 相干解调模型

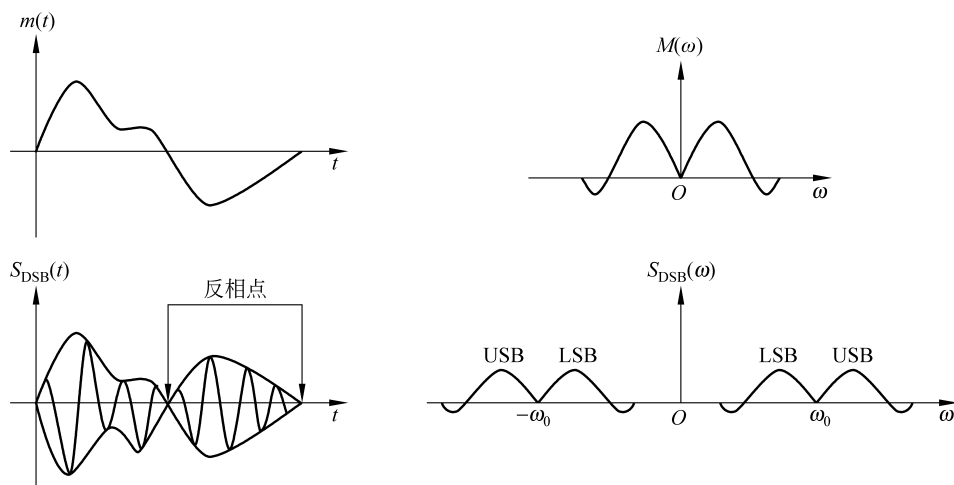


图 3-11 DSB 信号波形和频谱

DSB 信号的功率定义为已调信号的均方值,即

$$\begin{aligned}
 P_{\text{DSB}} &= \overline{S_{\text{DSB}}^2(t)} = \overline{m^2(t) \cos^2(\omega_c t)} = \frac{1}{2} \overline{m^2(t)} + \frac{1}{2} \overline{m^2(t) \cos(2\omega_c t)} \\
 &= \frac{1}{2} \overline{m^2(t)}
 \end{aligned} \quad (3-12)$$

显然,DSB 信号的功率仅由边带功率构成,其调制效率为 $\eta_{\text{DSB}} = 100\%$ 。

DSB 调制方式的特点如下。

(1) DSB 传输双边带调幅信号所需的带宽是原调制信号的两倍。常规调幅和抑制载波调幅具有相同的带宽。DSB 的优点是调制效率高,缺点是占用频带宽。

(2) 幅度调制。DSB 信号是过调幅 AM 波,故它仍是幅度调制,但此时包络已不再与 $m(t)$ 呈线性关系变化,这说明它的包络不完全载有调制信号的信息,因此它不是完全的调幅波。

(3) 幅度调制,频率未变。DSB 信号的频率仍与载波相同,没有受到调制。

(4) 有反相点。DSB 信号在调制信号的过零点处出现了反相点,调制指数大于 1 的 AM 信号在调制信号过零点处出现反相点。所以有反相点出现,是因为调制信号在过零点前后取值符号是相反的。

3.1.3 单边带调制

双边带调制中上、下两个边带是完全对称的,它们所携带的信息相同,完全可以用一个边带来传输全部消息。这种传输方式除了节省载波功率之外,还可节省一半传输频带,即单边带调制(SSB)。单边带调制指的是只传送双边带调制信号的一个边带。因此传送单边带信号的最直接的方法是让双边带信号通过一个单边带滤波器,滤除不需要的边带,即可得到单边带信号。

1. SSB 信号的产生

设单频调制信号为 $m(t) = A_m \cos \omega_m t$,载波为 $\cos \omega_c t$,则双边带信号的时间波形为

$$S_{\text{DSB}}(t) = A_m \cos \omega_m t \cos \omega_c t = \frac{1}{2} A_m \cos(\omega_c + \omega_m)t + \frac{1}{2} A_m \cos(\omega_c - \omega_m)t \quad (3-13)$$

保留上边带的单边带调制信号为

$$S_{\text{USB}}(t) = \frac{1}{2} A_m \cos(\omega_c + \omega_m)t = \frac{A_m}{2} (\cos \omega_c t \cos \omega_m t - \sin \omega_c t \sin \omega_m t) \quad (3-14)$$

同理可得保留下边带的单边带调制信号为

$$S_{\text{LSB}}(t) = \frac{1}{2} A_m \cos(\omega_c - \omega_m)t = \frac{A_m}{2} (\cos \omega_c t \cos \omega_m t + \sin \omega_c t \sin \omega_m t) \quad (3-15)$$

式(3-13)第一项与调制信号和载波的乘积成正比,称为同相分量;而第二项乘积中则包含调制信号与载波信号分别相移 $-\frac{\pi}{2}$ 的结果,称为正交分量。单边带信号的产生方法通常有滤波法和相移法。

1) 滤波法

用滤波法实现单边带调制的原理如图 3-12 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 $H_{\text{SSB}}(\omega)$ 设计成具有理想高通特性 $H_{\text{H}}(\omega)$ 或理想低通特性 $H_{\text{L}}(\omega)$ 的单边带滤波器,从而只让所需的一个边带通过,而滤除另一个边带。产生上边带信号时 $H_{\text{SSB}}(\omega)$ 即为 $H_{\text{H}}(\omega)$,产生下边带信号时 $H_{\text{SSB}}(\omega)$ 即为 $H_{\text{L}}(\omega)$ 。

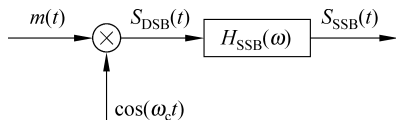


图 3-12 单边带调制原理

对于保留上边带的单边带调制来说,则取 $H_{\text{SSB}}(\omega)$ 为高通滤波器(HPF),它的频域函数为

$$H_{\text{SSB}}(\omega) = H_{\text{USB}}(\omega) = \begin{cases} 1, & |\omega| > \omega_c \\ 0, & |\omega| \leq \omega_c \end{cases} \quad (3-16)$$

对于保留下边带的单边带调制来说,则取 $H_{\text{SSB}}(\omega)$ 为带通滤波器,它的频域函数为

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

单边带信号的频谱为

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

用滤波法形成 SSB 信号,原理简单、直观,但由于一般调制信号都具有丰富的低频成分,经调制后得到的 DSB 信号上、下边带之间的间隔很窄,这就要求单边带滤波器在 f_c 附近具有陡峭的截止特性,才能有效地抑制无用边带。这就使滤波器的设计和制作十分困难。

2) 相移法

SSB 信号时域表示式的推导比较困难,一般需借助希尔伯特变换来表述。希尔伯特变换指的是对输入信号所有频率的 90° 相移。根据希尔伯特变换的定义和性质推导出 SSB 信号的上边带时域函数为

$$\begin{aligned} S_{\text{USB}}(t) &= m(t) \cos \omega_c t - \frac{1}{2} m(t) \sin \omega_c t - \frac{1}{2} m(t) [\sin 2\omega_c t \sin \omega_c t + \cos 2\omega_c t \cos \omega_c t] \\ &= m(t) \cos \omega_c t - \frac{1}{2} m(t) \sin \omega_c t - \frac{1}{2} m(t) \cos \omega_c t - \frac{\pi}{2} \end{aligned}$$

$$= \frac{1}{2}m(t)\cos\omega_c t - \frac{1}{2}m(t)\sin\omega_c t \quad (3-19)$$

同理可得下边带信号的时域表达式为

$$S_{\text{LSB}}(t) = \frac{1}{2}m(t)\cos\omega_c t + \frac{1}{2}m(t)\sin\omega_c t \quad (3-20)$$

由式(3-19)、式(3-20)可得到单边带调制相移法的一般模型,如图 3-13 所示。图中 $H_b(\omega)$ 为希尔伯特滤波器,它实质上是一个宽带相移网络,对 $m(t)$ 中的任意频率分量均相移。图中上一行乘法器输出为同相分量,下一行乘法器的输出为正交分量。

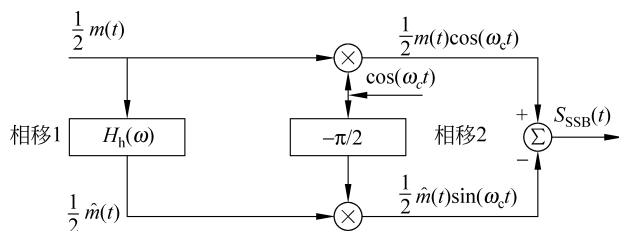


图 3-13 单边带调制的相移法

由图 3-13 可知,两路相乘结果相减时得到的为上边带信号,相加时则得到的是下边带 $-\frac{\pi}{2}$ 信号。当调制信号为确知的周期性信号时,由于它可以分解成多个频率分量之和,因而只要相移 1 是一个宽带相移网络,对每个频率分量都能相移,则图中所示的相移法同样适用,只需将输入调制信号更改为 $\frac{m(t)}{2}$ 即可。

2. SSB 信号的解调

单边带信号的解调也不能采用包络检波法。与双边带抑制载波信号相比,单边带信号的包络更不能反映调制信号的波形。通常,单边带信号采用相干解调,如图 3-14 所示。

单边带信号的时域表达式为

$$S_{\text{SSB}}(t) = m(t)\cos\omega_c t \mp m(t)\sin\omega_c t \quad (3-21)$$

乘上同频同相载波后得

$$S_1(t) = S_{\text{SSB}}(t)\cos\omega_c t = \frac{1}{2}m(t) + \frac{1}{2}m(t)\cos 2\omega_c t \mp \frac{1}{2}m(t)\sin 2\omega_c t \quad (3-22)$$

经低通滤波后的解调输出为

$$S_2(t) = \frac{1}{2}m(t) \quad (3-23)$$

因而可得到无失真的调制信号。

3.1.4 残留边带调制

多数基带调制信号的 DSB 频谱很难准确保留一个单边带来实现 SSB 传输。在实际应用中,往往利用残留边带(VSB)调制方式。

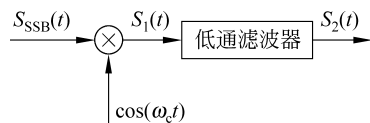


图 3-14 单边带调制的相干解调

1. VSB 信号的产生

残留边带调制是介于单边带调制与抑制载波双边带调制之间的一种调制方式,基本思想是最大限度保留一个边带。但由于实际滤波器的过渡响应,只好或多或少地残留另一个边带。对于具有低频即直流分量的调制信号,用滤波法实现单边带调制时所需要的过渡带是无限陡的理想滤波器,在残留边带调制中已不再需要,这就避免了实现上的困难。其代价是传输频带增宽了一些。用滤波法实现残留边带调制的原理如图 3-15 所示。图中 $H_{\text{VSB}}(\omega)$ 为残留边带滤波器。

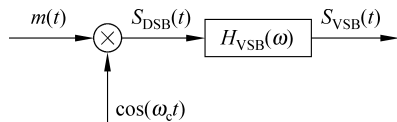


图 3-15 残留边带调制的滤波法形成

由滤波法可知,残留边带信号的频谱为

$$S_{\text{VSB}}(\omega) = \frac{1}{2} S_{\text{DSB}}(\omega) [M(\omega - \omega_c) + M(\omega + \omega_c)] \quad (3-24)$$

其时域表达式为

$$S_{\text{VSB}}(t) = S_{\text{DSB}}(t) * H_{\text{VSB}}(t) \quad (3-25)$$

残留部分下边带时滤波器的传递函数如图 3-16(a) 所示,残留上边带时滤波器的传递函数如图 3-16(b) 所示。

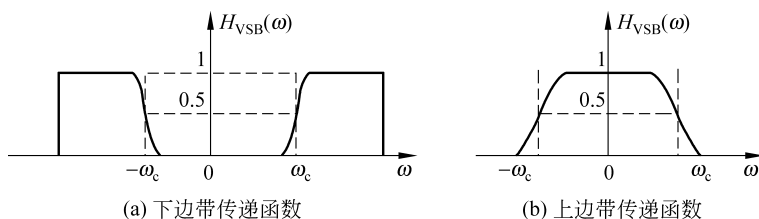


图 3-16 传递函数

2. 残留边带信号的解调

残留边带的解调可以采用图 3-17 所示的相干解调。

由频域卷积定理可知

$$\begin{aligned} S_1(\omega) &= \frac{1}{2\pi} S_{\text{VSB}}(\omega) \cdot \cos \omega_c t \\ &= \frac{1}{2\pi} S_{\text{VSB}}(\omega) [\pi \delta(\omega - \omega_c) + \pi \delta(\omega + \omega_c)] \\ &= \frac{1}{2} [S_{\text{VSB}}(\omega - \omega_c) + S_{\text{VSB}}(\omega + \omega_c)] \end{aligned} \quad (3-26)$$

将式(3-24)代入式(3-26),得

$$\begin{aligned} S_1(\omega) &= \frac{1}{4} H_{\text{VSB}}(\omega - \omega_c) [M(\omega - 2\omega_c) + M(\omega)] + \frac{1}{4} H_{\text{VSB}}(\omega + \omega_c) [M(\omega) + M(\omega + 2\omega_c)] \\ &= \frac{1}{4} M(\omega) [H_{\text{VSB}}(\omega - \omega_c) + H_{\text{VSB}}(\omega + \omega_c)] + \\ &\quad \frac{1}{4} [H_{\text{VSB}}(\omega - \omega_c) M(\omega - 2\omega_c) + H_{\text{VSB}}(\omega + \omega_c) M(\omega + 2\omega_c)] \end{aligned} \quad (3-27)$$

若选择合适的低通滤波器的截止频率,滤除上式中的第二个方括号项,则有

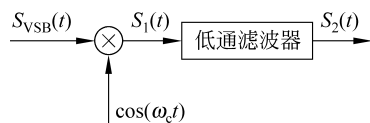


图 3-17 残留边带调制的相干解调

$$S_1(\omega) = \frac{1}{4}M(\omega)[H_{\text{VSB}}(\omega - \omega_c) + H_{\text{VSB}}(\omega + \omega_c)] \quad (3-28)$$

由式(3-28)可知,为了保证相干解调的输出无失真地重现调制信号 $m(t)$,必须满足

$$H_{\text{VSB}}(\omega - \omega_c) + H_{\text{VSB}}(\omega + \omega_c) = c \quad (3-29)$$

式(3-29)中, c 是常数。因为当 $|\omega| > \omega_H$,有 $M(\omega) = 0$,所以只需在 $|\omega| < \omega_H$ 时得到满足,即要求

$$H_{\text{VSB}}(\omega - \omega_c) + H_{\text{VSB}}(\omega + \omega_c) = c \quad (3-30)$$

残留边带滤波器的截止特性具有很大的选择自由度。若滤波器的截止特性非常陡峭,那么,所得到的残留边带信号便接近单边带信号,滤波器将难以制作;如果滤波器截止特性变差,则残留部分自然就增多,残留边带信号所占据的带宽也越宽,甚至越来越逼近双边带信号。

3.1.5 频率和相位调制

频率和相位调制属于非线性调制。非线性调制指的是已调信号的频谱与调制信号的频谱之间不存在线性关系,而是会产生与频谱搬移不同的新的频率分量,通过改变载波的频率或相位实现调制信号的频谱搬移,即载波的振幅不变,而载波的频率或相位随基带信号变化。常见的非线性调制包括频率调制(FM)和相位调制(PM)两种方法。

1. 频率调制的基本概念

频率调制指的是瞬时频率偏移随调制信号 $m(t)$ 成比例变化的调制,此时,瞬时频率偏移可表示为

$$\frac{d\theta(t)}{dt} = K_{\text{FM}}m(t) \quad (3-31)$$

其中, K_{FM} 为频偏常数,所以,频率调制信号的时域表达式为

$$S_{\text{FM}}(t) = A \cos \left[\omega_c t + \int_{-\infty}^t K_{\text{FM}} m(\alpha) d\alpha \right] \quad (3-32)$$

FM 信号的时域波形图如图 3-18 所示。

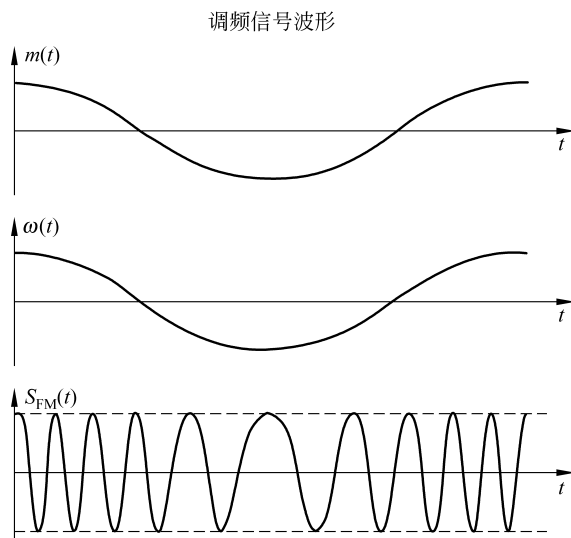


图 3-18 FM 信号的时域波形

设调制信号为单频余弦信号,即

$$m(t) = A_m \cos \omega_m t \quad (3-33)$$

当它对载波进行调制时,可得调频信号为

$$\begin{aligned} S_{\text{FM}}(t) &= A \cos \left[\omega_c t + K_{\text{FM}} \cdot A_m \int_{-\infty}^t K_{\text{FM}} m(\tau) d\tau \right] \\ &= A \cos \left(\omega_c t + \frac{K_{\text{FM}} \cdot A_m}{\omega_m} \sin \omega_m t \right) \\ &= A \cos(\omega_c t + \beta_{\text{FM}} \sin \omega_m t) \end{aligned} \quad (3-34)$$

式(3-34)中 $\beta_{\text{FM}} = K_{\text{FM}} \cdot A_m / \omega_m$ 称为调频指数,是角调波瞬时相位偏移的最大值,单位为弧度。

$$\beta_{\text{FM}} = \Delta \theta_{\text{FM}} = K_{\text{FM}} \left| \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \right|_{\max} \quad (3-35)$$

由于 $K_{\text{FM}} \cdot A_m$ 为最大角频率偏移,通常记作 $\Delta \omega_{\max} = K_{\text{FM}} \cdot A_m$,所以式(3-34)可表示为

$$S_{\text{FM}}(t) = A \left(\cos \omega_c t + \frac{\Delta \omega_{\max}}{\omega_m} \sin \omega_m t \right) \quad (3-36)$$

对于调频信号,其瞬时角频率 $\omega(t)$ 有如下形式:

$$\omega(t) = \omega_c t + K_{\text{FM}} m(t) \quad (3-37)$$

式(3-37)中,调频常数 K_{FM} 由调频电路决定,单位是弧度/伏(2 π 赫/伏)。这样,调频信号的瞬时相位为

$$\theta(t) = \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau = \omega_c t + K_{\text{FM}} \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \quad (3-38)$$

显然,虽然是 FM 波,但其相位仍与 $m(t)$ 有关。

2. 窄带调频

窄带调频(NBFM)指的是由调频所引起的最大瞬时相位偏移远小于 $\frac{\pi}{6}$,即

$$\left| K_{\text{FM}} \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \right|_{\max} \ll \frac{\pi}{6}, \text{ 当不能满足上式的条件时,则称为宽带调频或宽带调相。}$$

NBFM 的时域表达式为

$$S_{\text{FM}}(t) = A_0 \cos \left[\omega_c t + K_{\text{FM}} \cdot \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \right] \quad (3-39)$$

令 $g(t) = \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau$, 所以有

$$\begin{aligned} S_{\text{FM}}(t) &= A_0 \cos[\omega_c t + K_{\text{FM}} \cdot g(t)] \\ &= A_0 \cos \omega_c t \cdot \cos[K_{\text{FM}} g(t)] - A_0 \sin \omega_c t \cdot \sin[K_{\text{FM}} g(t)] \end{aligned} \quad (3-40)$$

对于 NBFM, $\beta_{\text{FM}} \ll 1$, 即 $|g(t)|_{\max} \ll 1$

$$S_{\text{FM}}(t) \approx A_0 \cos \omega_c t - A_0 K_{\text{FM}} g(t) \sin \omega_c t \quad (3-41)$$

式(3-41)为 NBFM 的时域表达式,它由两项组成,第一项为载波,不携带任何消息,第二项含有用消息信号。

根据 NBFM 波的时域近似表达公式可以得到

$$S_{\text{FM}}(\omega) = \pi A_0 [\delta(\omega - \omega_c) + \delta(\omega + \omega_c)] + \frac{jA_0 K_{\text{FM}}}{2} [G(\omega - \omega_c) + G(\omega + \omega_c)] \quad (3-42)$$

令 $m(t) \Leftrightarrow M(\omega)$, $g(t) = \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \Leftrightarrow G(\omega) = \frac{1}{j\omega} M(\omega)$, 代入 $S_{\text{FM}}(\omega)$ 式得

$$S_{\text{FM}}(\omega) = \pi A_0 [\delta(\omega - \omega_c) + \delta(\omega + \omega_c)] + \frac{1}{2} A_0 K_{\text{FM}} \left[\frac{M(\omega - \omega_c)}{\omega - \omega_c} - \frac{M(\omega + \omega_c)}{\omega + \omega_c} \right] \quad (3-43)$$

根据 NBFM 的时域表达式得到, 产生 NBFM 信号的模型如图 3-19 所示。

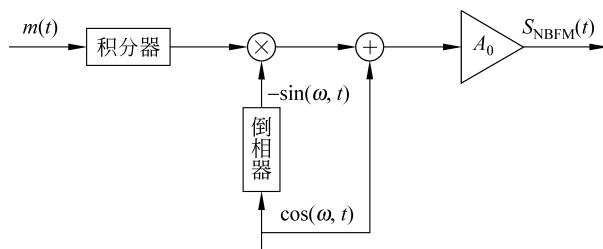


图 3-19 NBFM 信号的模型

由于 NBFM 属于线性调制, 所以可以采用相干解调方法, 如图 3-20 所示。

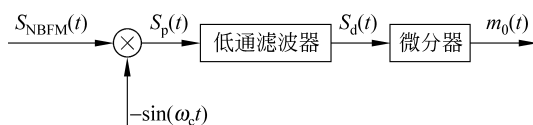


图 3-20 NBFM 相干解调

NBFM 的解调过程分析如下:

$$\begin{aligned} S_p(t) &= -[A_0 \cos \omega_c t - A_0 \cdot K_{\text{FM}} g(t) \sin \omega_c t] \sin \omega_c t \\ &= -\frac{1}{2} A_0 \sin 2\omega_c t + \frac{1}{2} A_0 \cdot K_{\text{FM}} g(t) (1 - \cos 2\omega_c t) \end{aligned} \quad (3-44)$$

经 LPF 后, $S_d(t) = \frac{1}{2} A_0 \cdot K_{\text{FM}} g(t)$, 经微分器后, $m_0(t) = \frac{1}{2} A_0 \cdot K_{\text{FM}} m(t)$, 这样就无失真地恢复了消息信号 $m(t)$ 。

3. 宽带调频

当调频指数 $\beta_{\text{FM}} > \frac{\pi}{6}$, 则称为宽带调频(WBFM)。1930 年发现, WBFM 占用频带宽, 曾被认为不经济, 甚至认为无应用价值。1936 年, 阿姆斯特朗认识到了 WBFM 具有消除噪声的优良性质, 证明了它的使用价值。目前大多数使用的 FM 都属于 WBFM。

对于单音信号, 有 $m(t) = A_m \cos \omega_m t$, 所以

$$\begin{aligned} S_{\text{FM}}(t) &= A_0 \cos \left(\omega_c t + K_{\text{FM}} \int A_m \cos \omega_m t dt \right) \\ &= A_0 \cos \left(\omega_c t + \frac{A_m K_{\text{FM}}}{\omega_m} \sin \omega_m t \right) \end{aligned}$$

$$= A_0 \cos \omega_c t \cos \left(\frac{A_m K_{\text{FM}}}{\omega_m} \sin \omega_m t \right) - A_0 \sin \omega_c t \sin \left(\frac{A_m K_{\text{FM}}}{\omega_m} \sin \omega_m t \right) \quad (3-45)$$

设 $\beta_{\text{FM}} = \frac{A_m K_{\text{FM}}}{\omega_m}$, 则有如下转换关系:

$$\begin{aligned} S_{\text{FM}}(t) &= A_0 \cos \omega_c t \cos(\beta_{\text{FM}} \sin \omega_m t) - A_0 \sin \omega_c t \sin(\beta_{\text{FM}} \sin \omega_m t) \\ &= A_0 \left[J_0(\beta_{\text{FM}}) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_n(\beta_{\text{FM}}) \cos(2n \omega_m t) \right] \cos \omega_c t - \\ &\quad A_0 \left[2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(\beta_{\text{FM}}) \cos(2n-1) \omega_m t \right] \sin \omega_c t \\ &= A_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta_{\text{FM}}) \cos[(\omega_c + n \omega_m)t] \end{aligned} \quad (3-46)$$

显然, FM 波是由一系列幅度不同、频率不同的余弦波组成, 这样表示使求 FM 波的频谱变得更加简洁。对 FM 波的时域表达式进行傅里叶变换, 得到 FM 波的频谱为

$$S_{\text{FM}}(\omega) = \pi A_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta_{\text{FM}}) [\delta(\omega - \omega_c - n \omega_m) + \delta(\omega + \omega_c + n \omega_m)] \quad (3-47)$$

FM 波的频谱图如图 3-21 所示。

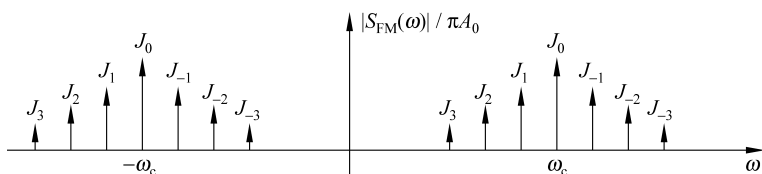


图 3-21 FM 波的频谱图

由 WBFM 的频谱可知, 其具有如下的特点:

- (1) FM 波的频谱包含载波和各次边带谐波, 形成一个无限宽的频谱结构, 所以 WBFM 为非线性调制;
- (2) 各相邻谱线间隔为 ω_m , 幅度取决于 $J_n(\beta_{\text{FM}})$;
- (3) 各次谐波对称分布于载频两侧。

4. 相位调制

相位调制(PM)是指载波的振幅 A 和角频率 ω_c 保持不变, 而瞬时相位偏移随调制信号 $m(t)$ 成比例变化的调制。此时, 瞬时相位偏移可表示为

$$\theta(t) = K_{\text{PM}} m(t) \quad (3-48)$$

式(3-48)中, K_{PM} 称为相移常数, 则相位调制信号的时域表达式为

$$S_{\text{PM}}(t) = A \cos[\omega_c t + K_{\text{PM}} m(t)] \quad (3-49)$$

设调制信号为单频余弦信号, 即 $m(t) = A_m \cos \omega_m t$, 当它对载波进行调制时, 可得调相信号为

$$\begin{aligned} S_{\text{PM}}(t) &= A \cos[\omega_c t + K_{\text{PM}} \cdot A_m \cos \omega_m t] \\ &= A \cos[\omega_c t + \beta_{\text{PM}} \cos \omega_m t] \end{aligned} \quad (3-50)$$

式(3-50)中 $\beta_{\text{PM}} = K_{\text{PM}} \cdot A_m$ 称为调相指数。PM 信号的时域波形如图 3-22 所示。

尽管 PM、FM 是两种不同的调制方式, 但是并无本质上的区别。使用 FM 电路可以实现 PM 波, 也可以使用 PM 电路实现 FM 波。

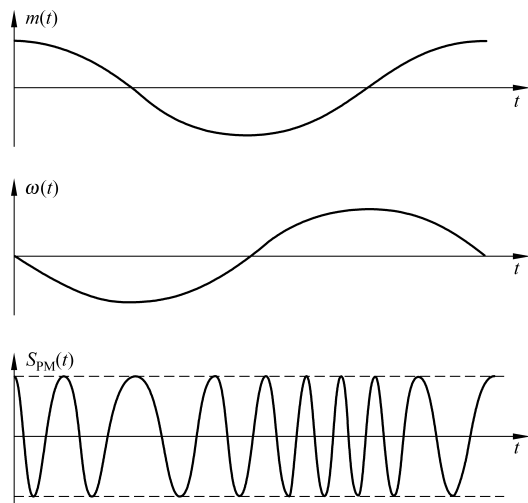


图 3-22 PM 信号的时域波形

3.2 数字调制技术

在数据通信中,数字信号的传输方式分为基带传输和频带传输两种。当用二进制的 0、1 表示电脉冲的“正”“负”时,形成的是基带信号;将基带信号直接在信道中传输的方式称为基带传输方式。

3.2.1 二进制幅移键控

由于数字信号通常含有较低的频率分量,所以目前大多数信道不能直接传输基带信号,需要借助边续波调制时进行频率搬移,也就是将基带信号变换成适于信道传输的数字频带信号,用载波调制方式进行传输,这种传输方式称为频带传输方式。频带传输系统的基本结构如图 3-23 所示。

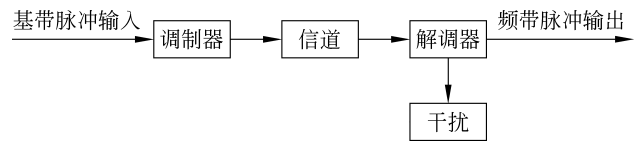


图 3-23 频带传输系统的基本结构图

1. 二进制幅度键控调制(2ASK)

数字幅度调制使用数字基带信号去控制正弦载波的幅度,使载波信号的幅度随基带信号的变化而变化。数字基带信号通常用单极性非归零的矩形脉冲序列 $m(t)$ 表示,即由式 (3-51)所示。

$$m(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(t - nT_s)$$

$$a_n = \begin{cases} 1 & \text{概率为 } (1-p) \\ 0 & \text{概率为 } p \end{cases} \quad (3-51)$$

$$g(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t \leq T_s \\ 0 & \text{其他} \end{cases}$$

设频带信号为余弦载波信号,即 $f(t) = A \cos(\omega_0 t + \theta_0)$,则频带信号 $\varphi_{\text{ASK}(t)}$ 为

$$\begin{aligned} \varphi_{\text{ASK}}(t) &= m(t)f(t) = \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(t - nT_s) \right] A \cos(\omega_0 t + \theta_0) \\ &= \begin{cases} 0 & m(t) = 0 \\ A \cos(\omega_0 t) & m(t) = 1 \end{cases} \end{aligned} \quad (3-52)$$

2ASK 信号的产生有乘法器和通断键控 OOK(On-Off Keying)两种方法。乘法器的方式是直接基带信号和一个频带信号相乘再经过一个带通滤波器实现,如图 3-24 所示。

通断键控 OOK 方式是将基带信号 $m(t)$ 和一个高速开关连接起来,当输出为 1 时,将开关接通,连接输出 2ASK 信号,如图 3-25 所示。

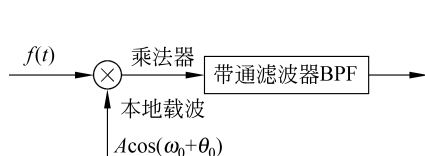


图 3-24 乘法器原理

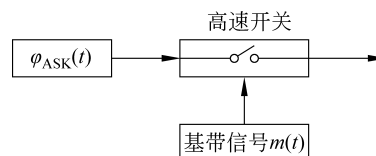


图 3-25 通断键控 OOK 方式

例如,要把基带信号 10010101 采用 2ASK 方式输出,给出的频带信号为 $f(t) = \sin(2\pi x)$,则信号的输出波形如图 3-26 所示。

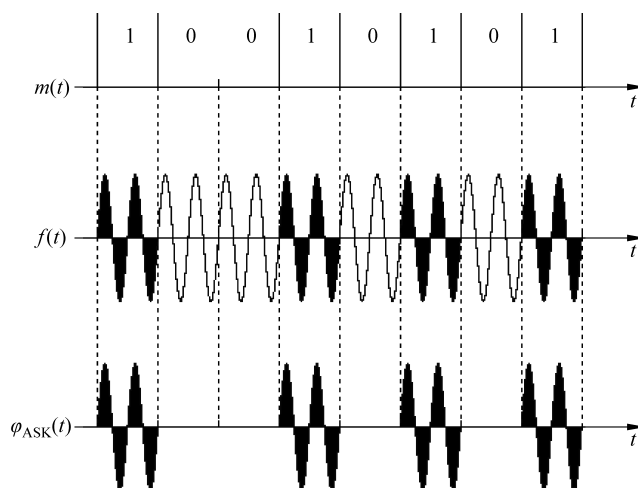


图 3-26 2ASK 原理及波形图

2. 二进制信号的解调

从已调信号中检出调制信号的过程称为解调或检波。2ASK 信号的解调指的是由已调信号恢复二进制基带信号的过程,解调的方法有相干解调和非相干解调两种方法。

1) 非相干解调法

非相干解调法,又叫包络检波法,它指的是幅值调制,就是让已调信号的幅值随调制信号的值变化,因此调幅信号的包络线形状与调制信号一致。只要能检出调幅信号的包络线即能实现解调。这种解调原理如图 3-27 所示。其中,带通滤波器的作用是抑制噪声,低通滤波器的作用是取出基带信号。抽样判决器在定时脉冲的控制下,对 LPF 输出的信号进行抽样,当抽样值大于判决门限时,判为 1,反之判为 0。通过这种方式还原基带信号。图中的抽样判决器用于提高接收机性能,恢复原数字信号。包络检波器由于电路简单、检波效率高、稳定性好和价格便宜等优点,应用得较为广泛。

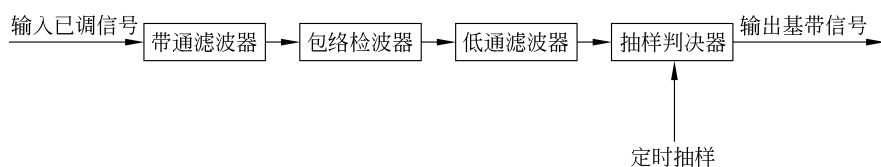


图 3-27 2ASK 非相干解调法

2) 相干解调法

相干解调的条件是,相干载波发生器产生的本地相干载波要与输入已调信号同频、同相。假定已调信号为 $s(t) = m(t)\cos(\omega_0 t + \theta_0)$,相干载波信号为 $f(t) = \cos(\omega_i t + \theta_i)$,经过乘法器和低通滤波器后的输出信号为 $m'(t) = \frac{1}{2}K_L m(t)\cos[(\omega_0 - \omega_i)t + (\theta_0 - \theta_i)]$,当且仅当 $\omega_0 = \omega_i, \theta_0 = \theta_i$ 时,解调器输出的信号为 $m'(t) = \frac{1}{2}K_L m(t)$,其中 K_L 为 LPF 的传输系数。图 3-28 为 2ASK 信号的相干解调法原理图。

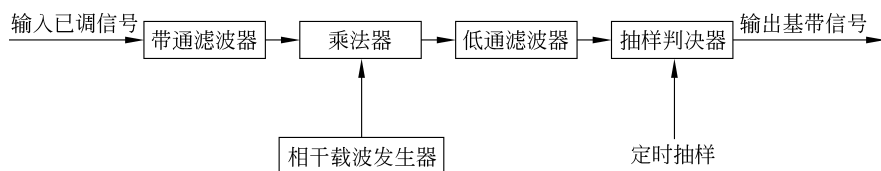


图 3-28 2ASK 信号的相干解调法

2ASK 频域调制就是将数字基带信号的频谱搬移到载波频率的位置上,即调幅过程使原始频谱搬移了 $\pm f_0$,且频谱中包含载频分量和上、下两个边带分量,所以调制信号又称为双边带调制信号。2ASK 信号占用的带宽是基带信号带宽的 2 倍,其带宽为

$$B = 2f_s = \frac{2}{T_s} \quad (3-53)$$

其中 $f_s = \frac{1}{T_s}$ 为码元速率。信号的带宽是信号占据的整个频率范围。一个基带信号调制成 2ASK 信号时,会得到一个由许多简单频率组成的谱系。但是,有意义的频率是 $f_c - 0.5N_{\text{baud}}$ 与 $f_c + 0.5N_{\text{baud}}$ 之间的中间载波频率 f_c 。

3.2.2 二进制频移键控调制

数字频率调制(Frequency Shift Keying,FSK)就是由数字基带信号去控制正弦载波的

频率,使载波信号的频率随基带信号的变化而变化,实现频谱变换的过程,而载波振幅保持不变。

1. FSK 信号的产生

2FSK 信号用两个不同的频率 f_1 、 f_2 的正弦信号分别表示二进制数字的 1 和 0。2FSK 信号产生的方法有模拟调频法和键控法两种。

1) 模拟调频法

模拟调频法是利用一个矩形脉冲序列对一个载波进行调频,是频移键控通信方式早期采用的实现方法。它用数字基带矩形脉冲控制一个振荡器的某些参数,直接改变振荡频率,输出不同的频率信号。这种方法容易实现,但频率稳定性较差(一般只能达到 10^{-3}),其原理如图 3-29 所示。

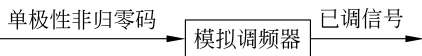
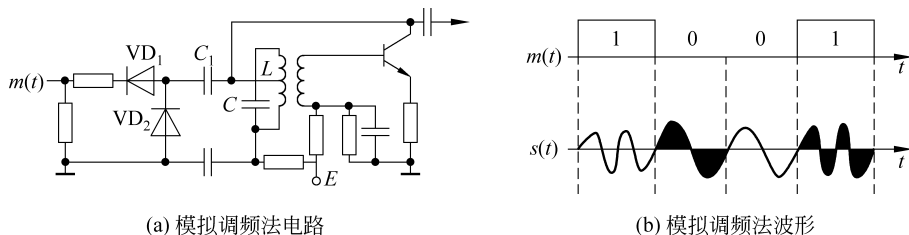


图 3-29 模拟调频法

模拟调频法的具体电路如图 3-30(a)所示。其中,VD1、VD2 导通时,振荡频率由 L 、 C 、 C_1 决定。用这种方法产生的 2FSK 信号相位是连续的,其波形如图 3-30(b)所示。



(a) 模拟调频法电路

(b) 模拟调频法波形

图 3-30 模拟调频法

模拟调频法产生的 2FSK 信号表达式可写为

$$S(t) = A \cos \left[\omega_0 + \Delta\omega_d \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau + \theta_0 \right] v_2 \quad (3-54)$$

式(3-54)中, A 为载波振幅, ω_0 是未调载波频率, θ_0 为载波初相位, $\Delta\omega_d$ 为频率偏移, 基带信号为

$$m(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(t - nT_s) \quad (3-55)$$

$$\text{其中, } a_n = \begin{cases} 1 & \text{概率为 } 1-p \\ 0 & \text{概率为 } p \end{cases}, g(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t \leq T_s \\ 0 & \text{其他} \end{cases}$$

2) 键控法

2FSK 键控法又称频率转换法,是利用矩形脉冲序列控制的开关电路对两个独立频率源进行选通,其原理如图 3-31 所示。

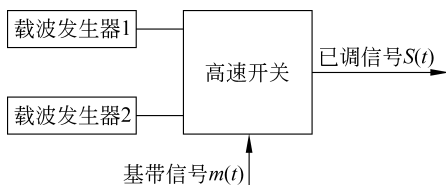


图 3-31 频率转换法

键控法的特点是转换速度快、波形好、稳定度高且易于实现,故应用广泛。它用基带信号去控制开关电路的变换以达到输出频率变化的目的。但是,用这种方法产生的 2FSK 信号的相位是不连续的。

假设基带信号为 1 码时,用载频 ω_1 传输;0 码时,用载频 ω_2 传输,则产生的 2FSK 信号可表示为

$$S(t) = \left[\sum_n a_n g(t - nT_s) \right] \cos(\omega_1 t + \theta_1) + \left[\sum_n \bar{a}_n g(t - nT_s) \right] \cos(\omega_2 t + \theta_2) \quad (3-56)$$

式中, $a_n = \begin{cases} 0 & \text{概率为 } P \\ 1 & \text{概率为 } 1-P \end{cases}$, $\bar{a}_n$ 是 a_n 的反码,即 $\bar{a}_n = \begin{cases} 1 & \text{概率为 } P \\ 0 & \text{概率为 } 1-P \end{cases}$, $g(t)$ 和前面的方式相同,即 $g(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t \leq T_s \\ 0 & \text{其他} \end{cases}$ 。

相位不连续的 2FSK 信号可看成两个 2ASK 信号的叠加,则在频域 2FSK 处的调制就是将两个数字基带信号的频谱分别搬移到两处载波频率 $\pm f_1$ 和 $\pm f_2$ 的位置上,并引入标称载频 f_0 。

$$f_0 = \frac{1}{2}(f_1 + f_2) \quad (3-57)$$

两载频的频差为 $\Delta f = f_2 - f_1$, 相应于标称载的频率偏移为 $\Delta f_d = \frac{1}{2}(f_2 - f_1)$, 即 $\Delta f = 2\Delta f_d$ 。若定义 h 为调频指数,用来表示调频波的频率偏移,则

$$h = \frac{f_2 - f_1}{f_s} = \Delta f \cdot T_s = 2\Delta f_d \cdot T_s \quad (3-58)$$

2. 2FSK 信号的解调

2FSK 信号的解调方法有相干解调和非相干解调。

1) 相干解调法

2FSK 信号的相干解调原理如图 3-32 所示。若调制信号 $s(t)$ 中,频率 ω_1 代表二进制码 1, ω_2 代表 0, 则解调时首先需要用两个中心频率分别为 ω_1 和 ω_2 的带通滤波器把代表 1 和 0 的振荡分离出来,形成两个不同频率的 2FSK 信号,再通过同步检波器,经抽样判决电路比较两路输出 $x'(t)$ 、 $y'(t)$ 的大小,最终决定输出是 1 还是 0。若 $x'(t) < y'(t)$, 输出 0; $x'(t) > y'(t)$, 输出 1。

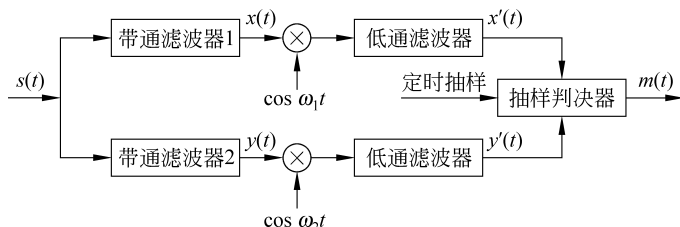


图 3-32 2FSK 信号的相干解调

相干解调法需从 2FSK 信号中提取相干载波,实现起来较为困难。

2) 非相干解调法

2FSK 信号的非相干解调过程可由图 3-33 给出的原理图来说明。

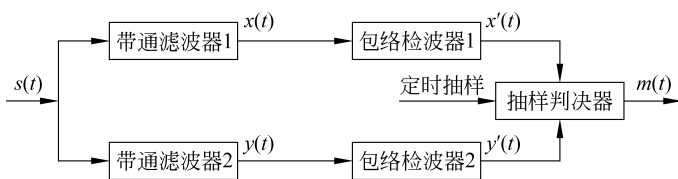


图 3-33 非相干解调法的原理图

由图 3-33 可看出,它有上、下两条支路,每条支路各包含一个带通滤波器(BPF)和一个包络检波器。抽样判决器根据上、下支路输出大小进行判决:上支路输出大于下支路输出时判为 1,否则判为 0。当发送 1 时,接收到角频率为 ω_1 的 2FSK 信号可顺利通过上支路中的 BPF_1 (中心频率为 ω_1),而在下支路中受到 BPF_2 (中心频率 ω_2 与 ω_1 相差足够大)的抑制,检波后使上支路输出大于下支路,经抽样后则判为 1;当发送为 0 时,接收到角频率为 ω_2 的 2FSK 信号可通过下支路,而在上支路中受到抑制,会使上支路输出小于下支路输出,经抽样后判为 0。这样,经过判决,接收端可正确地恢复出所传送的数字消息。注意,当考虑信道噪声影响时,可能会使判决器产生错误判决,以致所恢复的数字消息产生差错。

(1) 过零点检测法:过零点检测法是根据 2FSK 信号的过零点数随载频不同而变化,通过检测 2FSK 信号的过零点数目来实现解调的方法,其原理如图 3-34 所示。

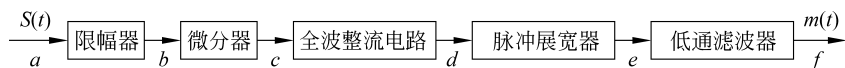


图 3-34 过零点检测法

一个调频输入信号 a ,经放大限幅后产生矩形波序列 b ,经微分整流电路形成与频率变化对应的双向脉冲序列 c ,再经全波整流得到单向尖脉冲 d (单向尖脉冲的疏密程度代表输入信号频率的高低,尖脉冲的个数就是信号过零点的数目),再经脉冲展宽器将其变换成具有一定宽度的矩形波 e (矩形波 e 的直流分量代表信号的频率,脉冲越密,直流分量越大,表示输入信号的频率越高),并经低通滤波器滤掉高次谐波,便得到对应于原数字信号的基带脉冲信号 f 。这样,就完成了频率-幅度变换,从而再根据直流分量幅度上的区别还原数字信号 1 和 0。

(2) 差分检测法:差分检测 2FSK 信号的原理如图 3-35 所示。输入信号经带通滤波器滤去带外噪声后被分成两路,分别直接送入乘法器和延迟 τ 送入乘法器。相乘后经低通滤波器滤去高频成分得到基带信号。

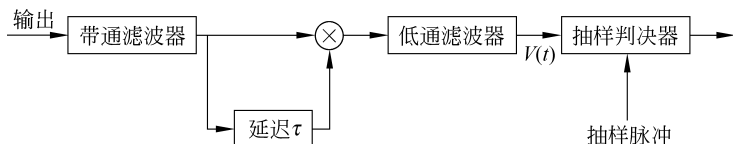


图 3-35 差分检测法方框图

设收到的 2FSK 信号频率为 $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ 。当 $\Delta\omega > 0$ 有 $\omega = \omega_2$;当 $\Delta\omega < 0$ 有 $\omega = \omega_1$ 。在不考虑信道噪声条件下,图 3-35 乘法器输出为

$$A \cos(\omega_0 + \Delta\omega) \cdot A \cos[(\omega_0 + \Delta\omega)(t - \tau)]$$

$$= \frac{A^2}{2} \cos[2(\omega_0 + \Delta\omega)t - (\omega_0 + \Delta\omega)\tau] + \frac{A^2}{2} (\omega_0 + \Delta\omega)\tau \quad (3-59)$$

式(3-59)中, A 为收到 2FSK 信号振幅。经低通滤波器输出为

$$v(t) = \frac{A^2}{2} \cos(\omega_0 + \Delta\omega)\tau \quad (3-60)$$

$v(t)$ 与 t 无关, 是 $\Delta\omega$ 的函数。设 $\omega_0\tau = \frac{\pi}{2}$, 即 $\tau = \frac{1}{4f_0}$, 则

$$v(t) = -\frac{A^2}{2} \sin(\Delta\omega\tau) \quad (3-61)$$

当 $\Delta\omega \ll 1$ 时, 则有 $v(t) = -\frac{A^2}{2} \Delta\omega$ 。

由此可见, $v(t)$ 的抽样值取决于 $\Delta\omega$ 。

(3) 包络检波法: 包络检波法可视为由两路 2ASK 解调电路组成, 如图 3-36 所示。

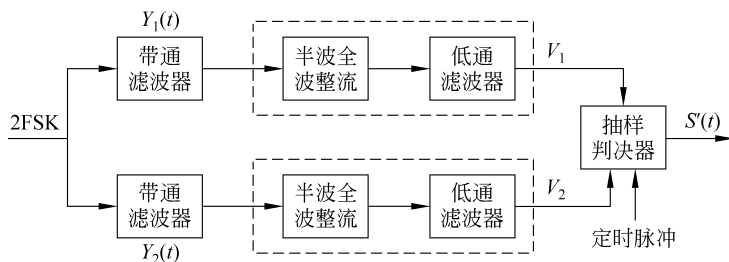


图 3-36 2FSK 信号包络检波方框图

这里, 两个带通滤波器带宽相同, 皆为相应的 2ASK 信号带宽; 中心频率不同, 分别为 (f_1, f_2) 起分路作用, 用以分开两路 2ASK 信号, 上支路对应 $Y_1(t) = s(t) \cos(\omega_1 t + \varphi_n)$, 下支路对应 $Y_2(t) = \overline{s(t)} \cos(\omega_2 t + \varphi_n)$, 经包络检测后分别取出它们的包络 $S(t)$ 及 $\overline{S(t)}$; 抽样判决器起比较器作用, 把两路包络信号同时送到抽样判决器进行比较, 从而判决输出基带数字信号。若上、下支路 $S(t)$ 及抽样值分别用 V_1, V_2 表示, 则抽样判决器的判决准则为 $V_1 \geq V_2$ 时, 判决输出为 1; 当 $V_1 < V_2$ 时, 判决输出为 0。

(4) 鉴频器法: 鉴频器的作用是把输入信号的频率变化变换成输出电压瞬时幅度的变化, 即鉴频器输出电压的瞬时幅度与输入已调波的瞬时频率偏移成正比。鉴频法的原理与模拟调频信号解调一样, 先用微分器将调频波变为调幅调频波, 再通过包络检波器提取频率变化的信息, 还原出原始的数字基带信号。其原理图如图 3-37 所示。

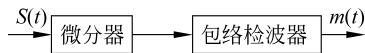


图 3-37 鉴频器原理图

2FSK 信号经微分器后变成了调幅调频信号, 即其幅度和频率都携带信息, 其幅度变化为

$$A(t) = A[\omega_0 + \Delta\omega_a m(t)] \quad (3-62)$$

经包络检波后可获得 $m(t)$ 。

在 2FSK 系统中, 虽然有两个载波频率在切换, 但是为了简化研究方法, 可以把它们当成同时存在的两个频率来研究。此时可以把 FSK 的频谱当成中心频率分别为 f_{c0} 和 f_{c1} 的两个 ASK 频谱的组合。FSK 所要求的带宽 B_w 等于信号波特率加上频移值(两个载波频