

第3章 模拟调制系统

【本章导学】

通信系统的发送端通常需要经过调制将原始基带信号变换成适合信道传输的信号形式。调制不仅可以完成频谱搬移,对于提高通信系统的有效性和可靠性也有重要的作用。通常调制根据调制信号的形式可分为模拟调制和数字调制。本章主要学习以正弦波作为载波的正弦载波模拟调制系统。本章主要讨论调制的定义与分类、模拟幅度调制及模拟角度调制的基本原理和抗噪性能分析方法、频分复用的概念与工作原理、典型模拟调制系统应用等。

本章学习目的与要求

- 熟悉模拟调制系统的组成
- 掌握幅度调制的4种调制方法的原理
- 掌握调幅系统抗噪性能的分析方法及结论
- 了解角度调制的基本概念和重要参数
- 掌握调频系统抗噪性能的分析方法及结论
- 了解频分复用系统及复合调制方法和多路调制方法

本章学习重点

- 模拟调制系统的组成框图
- 幅度调制的信号波形、频谱、调制方法和解调方法
- 抗噪性能的分析方法
- 频分复用的概念

思政融入

- | | | | |
|--------|--------|--------|---------|
| ➤ 科学思辨 | ➤ 科学素养 | ➤ 工匠精神 | ➤ 责任与使命 |
| ➤ 科学精神 | ➤ 哲学思想 | ➤ 理想信念 | |



视频讲解

3.1 调制的定义与分类

3.1.1 调制的基本概念

语音、文字、音乐和图像等经信源转换所产生的电信号,其频率通常很低。这类信号的特点是频谱中的低频成分非常丰富,有时还包含直流成分,如语音信号的频率为300~

3400Hz,我们通常把这类信号称为基带信号。模拟基带信号无法直接通过电磁波等无线信道进行传输,可以直接通过架空明线、电缆/光缆等有线信道传输,但一对线路上只能传输一路信号,其信道利用率非常低,经济性较差。因此通信中通常需要对基带信号进行调制使得信号适合信道传输。

所谓调制(modulation),是用调制信号去控制载波信号的某个参数,使载波参数随调制信号的变化而变化。调制是将基带信号转换成适合在信道中传输的形式过程。这里,调制信号是原始电信号,如语音信号等,通常是低频信号;载波是指未受调制的周期性信号,它可以是正弦波,也可以是非正弦波(如周期性脉冲序列),通常为高频信号;完成载波调制后所得到的信号称为已调信号,它可看成是基带信号和载波信号的合成,也是高频信号。解调(demodulation)则是调制的逆过程,其作用是将已调信号中的基带信号恢复出来。

3.1.2 调制的目的

调制的主要目的如下。

(1) 对原始调制信号进行频谱搬移,使之适合信道传输的要求。

现实生活中很多通信方式,尤其是利用电磁波传输的无线通信方式,如我们用手机打电话、发短信或是收看卫星电视等,都是将信号以无线电波的形式发射出去的。在无线传输中,为了获得较高的辐射效率,天线的尺寸必须与发射信号的波长相比拟,通常和发射频率成反比关系。而基带信号包含的较低频率分量的波长较长,如果直接发射所需要的天线尺寸会过大而难以实现。例如,频率在300~3400Hz的语音信号和频率在0~6Hz的图像信号,若需要以电磁波的方式传输,需要数十千米的长天线才能有效发射,显然,这样的天线是难以实现的。但是如果通过调制,把基带信号的频谱搬移到较高的频率上,使之匹配信道特性,则发射信号的波长变短,就可以减小天线尺寸,提高天线辐射能力,可减少噪声和干扰的影响,提高传输系统的可靠性。

(2) 便于进行信道的多路复用,提高系统的传输有效性。

在现代通信中,无论是无线通信还是有线通信,都广泛采用多路复用技术来提高频带利用率。多路复用中的频分复用技术通过调制可以将多个信号分别搬移到不同的频率位置处,使它们的频谱互不重叠,从而实现在一个信道内同时传输多路信号。因此调制对于实现多路复用,提高系统有效性有重要的作用。

(3) 扩展信号带宽,提高系统可靠性。

通过采用不同的调制方式,可以扩展信号带宽,提高抗干扰能力,实现带宽与信噪比的互换及有效性与可靠性的互换,以改善系统性能。

除此以外,在利用模拟电话线路传输数据信号、进行频段指配等场合也都需要调制。调制对通信系统的有效性和可靠性有着很大的影响,因此,调制在通信系统中起着至关重要的作用。

3.1.3 调制的分类

(1) 根据调制信号分类。

根据调制信号的不同,可将调制分为模拟调制和数字调制两类。如果调制信号为连续变化的模拟量,此时的调制称为模拟调制;而当调制信号为离散的数字量时称为数字调制。

(2) 根据载波分类。

携带信息的高频载波既可以是正弦波,也可以是脉冲序列。以正弦信号作为载波的调制称为连续载波调制;以脉冲序列作为载波的调制称为脉冲载波调制,脉冲载波调制中,载波信号是时间间隔均匀的矩形脉冲。

(3) 根据载波的受控参量不同分类。

正弦载波的主要参数为振幅、频率和相位。对于正弦载波调制来说,根据载波受控于调制信号,随着调制信号变化而变化的载波参量不同,可分为振幅调制(Amplitude Modulation, AM)、频率调制(Frequency Modulation, FM)和相位调制(Phase Modulation, PM)。

脉冲载波的主要参数为振幅、脉冲宽度、脉冲位置。对脉冲载波调制来说,根据载波受控于调制信号,随着调制信号变化而变化的载波参量不同,可分为脉冲振幅调制(Pulse Amplitude Modulation, PAM)、脉冲宽度调制(Pulse Duration Modulation, PDM)和脉冲位置调制(Pulse Position Modulation, PPM)。

(4) 根据调制前后信号的频谱结构关系分类。

根据已调信号和原始调制信号的频谱结构关系,可把调制分为线性调制和非线性调制。线性调制是已调信号 $s_m(t)$ 的频谱和调制信号 $m(t)$ 的频谱之间呈线性关系,如普通调幅、双边带(Double Side-Band, DSB)调幅、单边带(Single Side-Band, SSB)调幅和残留边带(Vestigial Side Band, VSB)调幅等。非线性调制是已调信号 $s_m(t)$ 的频谱和调制信号 $m(t)$ 的频谱之间没有线性关系,即已调信号的频谱中含有与调制信号频谱无线性对应关系的频谱成分,如频率调制、相位调制等。

【思政 3-1】 值得注意的是,我们在“通信原理”课程中所学到的各种调制方法,从本质上说主要是根据载波受控的参量来进行区分和定义其名称的,在学习和理解各种调制方法的同时,也希望同学们能透过现象看本质,在学习和科学研究中学会运用马克思主义哲学思想分析和解决问题。

3.2 振幅调制的原理

振幅调制是由调制信号控制载波的振幅,使载波的振幅随调制信号的变化而线性变化。

假设载波为 $s(t) = A \cos(\omega_c t + \varphi_0)$, 其中 A 为载波振幅, ω_c 是载波角频率, φ_0 是初始相位。设调制信号为 $m(t)$, 则已调信号为

$$s_m(t) = A m(t) \cdot \cos(\omega_c t + \varphi_0)$$

可以看出,正弦载波的振幅受控于调制信号,随着调制信号的变化而变化。

为方便起见,假定载波的初始相位 $\varphi_0 = 0$, 则幅度已调信号可表示为

$$s_m(t) = A m(t) \cdot \cos \omega_c t \quad (3-1)$$

设调制信号 $m(t)$ 的频谱为 $M(\omega)$, 则不难得到已调信号 $s_m(t)$ 的频谱为

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

由式(3-2)可见,在波形上,幅度已调信号的振幅随调制(基带)信号的变化而变化;在频谱结构上,它的频谱是调制(基带)信号频谱在频域内的简单搬移。由于这种搬移是线性的,因此幅度调制通常又称为线性调制。但应该注意到,这里的“线性”并不意味着

已调信号与调制信号之间满足线性变换关系。事实上,任何调制过程都是一种非线性的变换过程。

线性调制器的一般模型如图 3-1 所示。这是线性调制信号的一般产生方法,直流分量和交流分量相加组成调制信号,调制信号与载波信号相乘,再经过冲激响应为 $h(t)$ 的带通滤波器。

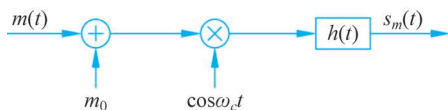


图 3-1 线性调制器的一般模型

在该模型中,适当选择是否加直流分量及带通滤波器的冲激响应 $h(t)$,便可以得到各种线性调制信号。例如,普通调幅、双边带调幅、单边带调幅及残留边带调幅等。

3.2.1 普通调幅

普通调幅是普通双边带调幅的简称,这种调制方式广泛应用于中短波调幅广播。无线电广播的出现经历了近半个世纪的探索。1906 年 12 月 24 日,美国电子和无线电技术专家费森登首次在世界上进行了无线电广播。

1876 年费森登 10 岁时,与叔父一起去参加了贝尔电话公司的欧洲长途电话开通典礼。随后就问叔叔一系列问题。包括为什么没有电线传输,人们就能听到雷声。甚至那时他就想到了是否不用电线就能传送人的声音。虽然费森登在 1896 年就想通过连续发射电波信号传送声音,就像往水中投下石子的波纹那样。但当时没有交流电的发电机可以发送连续的电波声音信号。1900 年,费森登架起两根 15m 高的天线,之间相隔 1.6km,在没有连线的情况下,成功地通过电波传送了人的声音,这被认为是历史上的首次无线电广播。费森登在第一次发射试验后,针对当时发射声音信号噪声大的问题先后探索和实践了十几种方法,直到 1904 年 12 月,他才成功地以无线的方式传送了清晰的语音。费森登和他的助手们随后又着手试验无线电越洋广播。1905 年,他们在美国的马里兰州和苏格兰的马奇瑞罕内什建起两个 122m 高的天线塔,并在 1906 年 1 月进行了首次越洋试验。1906 年 12 月 24 日,费森登自马萨诸塞州海岸成功地进行了语言和音乐的无线电广播试验。

【思政 3-2】 从整个发明广播的过程,我们可以看到费森登是一个充满想象力和探索精神的人,他也被称作“现代广播之父”。同学们在科学研究中也应该充分发挥丰富的想象力,并且具有不懈探索和突破创新的科学精神,勇攀科技高峰,为推动科技发展贡献自己的力量。

1. 信号表达式与信号波形

假设线性调制器中直流分量 m_0 和交流分量 $m(t)$ 共同形成调制信号,如图 3-2(a)所示,其中,交流分量信号 $m(t)$ 的波形为单音正弦波信号。

$$m(t) = A \cos \Omega t, \quad A < m_0$$

载波信号为 $\cos \omega_c t$, 如图 3-2(b)所示,则普通调幅已调信号表达式为:

$$S_m(t) = S_{AM}(t) = [m_0 + m(t)] \cos \omega_c t \quad (3-3)$$

普通调幅已调信号波形如图 3-2(c)所示。



视频讲解

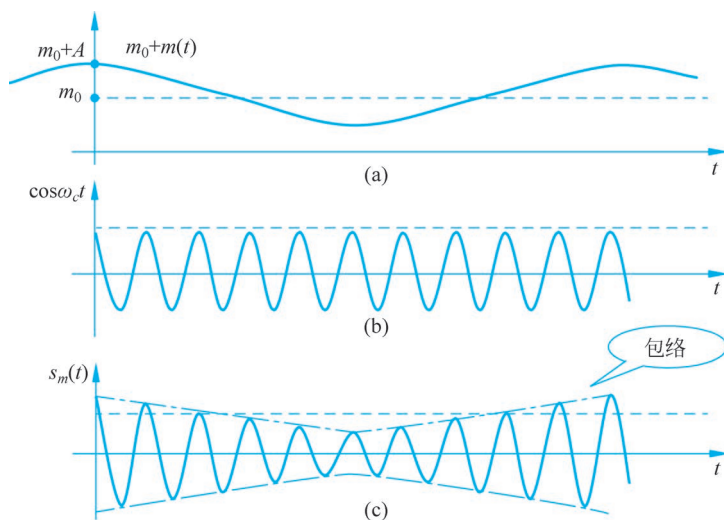


图 3-2 普通调幅已调信号波形

由波形可见,载波振幅受控于调制信号波形所形成的包络,随着调制信号的变化而变化。我们通常要求调制信号中交流分量的幅值要小于直流分量,此时普通调幅波信号的包络与调制信号 $m(t)$ 的形状完全一样,因此,用包络检波的方法就可以很容易地恢复出原始调制信号。如果没有满足上述条件,就会出现“过调幅”现象,如图 3-3 所示,这时用包络检波将会发生失真。



图 3-3 普通调幅“过调幅”波形

2. 频谱结构

假设调制信号中的交流分量 $m(t)$ 对应的频谱为 $M(\omega)$,则已调 AM 信号频谱为

$$\begin{aligned} S_{AM}(\omega) &= \frac{1}{2\pi} F[m_0 + m(t)] \otimes F[\cos \omega_c t] \\ &= m_0 \pi [\delta(\omega + \omega_c) + \delta(\omega - \omega_c)] + \frac{1}{2} [M(\omega + \omega_c) + M(\omega - \omega_c)] \quad (3-4) \end{aligned}$$

普通调幅信号频谱如图 3-4 所示。

调制信号频谱由交流信号形成的连续谱和直流分量形成的离散谱两部分组成。连续谱截止频率为 ω_H ,反映调制信号带宽为 ω_H ($\omega_H = 2\pi f_H$)。由前面给出的频谱式(3-4)可知,载波频谱为在 ω_c 和 $-\omega_c$ 两个载波频率处的冲激谱。调制过程在时域是调制信号和载波信号相乘,在频域即为这两个信号的卷积。

由图 3-4 的频谱图可以看出,普通调幅信号的频谱由载频分量、上边带、下边带三部分组成。上边带的频谱结构与原调制信号的频谱结构相同,下边带是上边带的镜像。因此,普通调幅信号是含有载波分量的双边带信号,它的带宽是基带信号带宽 f_H 的 2 倍,即

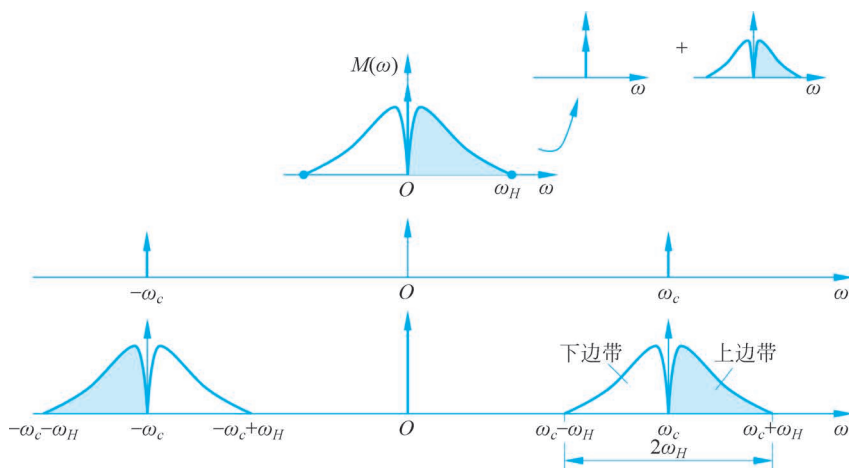


图 3-4 普通调幅信号频谱

$$B_{AM} = 2f_H \quad (3-5)$$

普通调幅信号的平均功率可视作 $S_{AM}(t)$ 的均方值, 则其平均功率可表示为

$$\begin{aligned} P_{AM} &= \overline{S_{AM}^2(t)} = \overline{[m_0 + m(t)]^2 \cos^2 \omega_c t} \\ &= \overline{m_0^2 \cos^2 \omega_c t} + \overline{m(t) \cos^2 \omega_c t} + \overline{2m_0 m(t) \cos^2 \omega_c t} \end{aligned} \quad (3-6)$$

通常可认为交流调制信号的平均值为 0, 即 $\overline{m(t)} = 0$, 则式(3-6)可写为

$$P_{AM} = \overline{m_0^2 \cos^2 \omega_c t} + \overline{m(t) \cos^2 \omega_c t}$$

又因为

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

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

因此

$$P_{AM} = \frac{m_0^2}{2} + \frac{\overline{m^2(t)}}{2} = P_c + P_s \quad (3-7)$$

式中, P_c 为载波功率; P_s 为边带功率。

由此可见, 普通调幅信号的总功率包括载波功率和边带功率两部分, 只有边带功率与调制信号有关, 也就是说, 载波分量并不携带信息。有用功率(用于传输有用信息的边带功率)占信号总功率的比例称为调制效率, 即

$$\eta_{AM} = \frac{P_s}{P_{AM}} = \frac{\overline{m^2(t)}}{\overline{m_0^2} + \overline{m^2(t)}} \quad (3-8)$$

当调制信号的交流分量为单音余弦信号, 即 $m(t) = A_m \cos \omega_m t$ 时, $\overline{m^2(t)} = A_m^2/2$ 。由式(3-8)可得

$$\eta_{AM} = \frac{\overline{m^2(t)}}{\overline{m_0^2} + \overline{m^2(t)}} = \frac{A_m^2}{2m_0^2 + A_m^2} \quad (3-9)$$

当交流分量的振幅等于直流分量, 即 $|m(t)|_{\max} = A_m = m_0$ 时, 普通调幅称为“满调幅”或

100%调制,此时调制效率达到最大值 $\eta_{AM}=1/3$ 。因此,普通调幅信号的功率利用率比较低。

3. 调制与解调

根据图 3-1 的线性调制器的一般模型可知,普通调幅调制过程中 $m_0 \neq 0$,滤波器 $h(t)$ 选择中心频率为 ω_c 、带宽为 $2\omega_H$ 的带通滤波器,如图 3-5 所示。

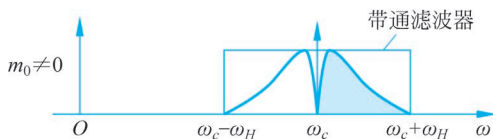


图 3-5 普通调幅调制

4. 普通调幅解调方法

解调是调制的逆过程,其作用是从接收的已调信号中恢复原基带信号(调制信号)。普通调幅信号的解调一般有两种方法,一种是相干解调(coherent demodulation)法,由于需要载波同步提取和发送端完全相同的载波进行解调,因此也称作同步检波(synchronous detection)法;另一种是非相干解调(incoherent demodulation)法,主要采用包络检波器进行解调,故也称为包络检波(envelope detection)法。由于包络检波法电路很简单,且不需要本地提供同步载波,因此普通调幅信号的解调大多采用包络检波法。

1) 相干解调法

解调与调制的实质一样,均是频谱搬移。调制是把基带信号的频谱搬移到载频位置,解调则是把在载频位置的已调信号的频谱搬移到原始基带位置,因此同样可以用与载波相乘来实现,用相干解调法接收普通调幅信号的原理如图 3-6 所示。

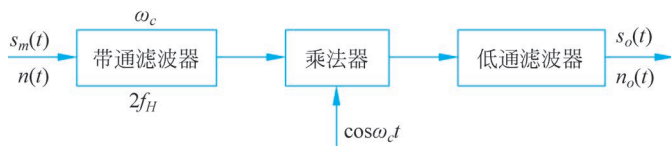


图 3-6 相干解调法

由信道到达接收端的普通调幅已调信号和在信道中混入的噪声信号共同进入接收机,首先经过带通滤波器,滤除有效信号频带以外的噪声信号。普通调幅信号 $s_{AM}(t)$ 通过带通滤波器后与本地载波 $\cos\omega_c t$ 相乘,再经过低通滤波器隔直流后就完成了 $s_{AM}(t)$ 信号的解调。相干解调时,为了无失真地恢复原基带信号,接收端必须提供一个与接收的已调载波严格同步(同频同相)的本地载波(称为相干载波),相干载波可通过对接收到的普通调幅信号进行同步载波提取而获得。

图 3-6 中, $s_{AM}(t)$ 与载波相乘后的输出为

$$z(t) = s_{AM}(t) \cdot \cos\omega_c t = [m_0 + m(t)] \cos\omega_c t \cdot \cos\omega_c t = \frac{1}{2} [m_0 + m(t)] \cdot (1 + \cos 2\omega_c t)$$

经过低通滤波器后的输出信号为

$$s_o(t) = \frac{m_0}{2} + \frac{m(t)}{2} \quad (3-10)$$

这里,常数 $m_0/2$ 为直流分量,用一个隔直流电路就能够无失真地恢复出原始的调制信号。

相干解调法虽然接收灵敏度高,但实现较为复杂,因为它要求在接收端产生一个与发送端同频同相的载波。

2) 非相干解调法(包络检波)

普通调幅信号在满足 $|m(t)|_{\max} \leq m_0$ 的条件下,其包络与调制信号 $m(t)$ 的形状完全一样,因此普通调幅信号可以采用简单的包络检波法来恢复信号。包络检波法解调框图如图 3-7 所示。普通调幅信号经过带通滤波器滤除有效信号频带以外的噪声后,进入线性包络检波器。最简单的包络检波器由二极管和阻容电路构成,线性包络检波器直接提取普通调幅信号的包络,即把一个高频信号直接变成了低频调制信号,低通滤波器可以对包络检波器的输出起到平滑作用。

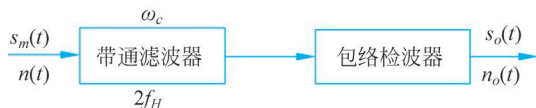


图 3-7 包络检波法

包络检波器是直接从已调波的幅度中提取原始的调制信号,其实现简单、成本低,且不需要同步,但系统抗噪声性能较差、接收灵敏度较低。

【思政 3-3】 两种解调方法各有优劣,系统性能也各有优劣。相干解调需提取位同步信号,实现相对复杂,但性能较好,非相干解调实现简单,但需满足一定条件。我们在分析事物时要综合考虑它们的特点,辩证分析其优劣,以此获取相对较优的方案。

3.2.2 抑制载波双边带调幅

1. 信号的波形和频谱

在普通调幅信号中,虽然载波分量并不携带信息,但其仍占据了大部分功率。如果抑制载波分量的发送,就可以提高功率效率。这就是抑制载波的双边带调幅,简称双边带调幅。双边带调幅信号的时间波形表达式为

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

相应地,已调信号的频谱表达式为

$$S_{\text{DSB}}(\omega) = \frac{1}{2}M(\omega - \omega_c) + \frac{1}{2}M(\omega + \omega_c)$$

假设调制信号为单音正弦信号,即 $m(t) = A \cos \Omega t$,双边带信号的时间波形和频谱如图 3-8 和图 3-9 所示。由时间波形可以看出,双边带信号在 $m(t)$ 改变符号时载波出现反相。已调信号的幅度包络与原始调制信号不完全相同,说明它的包络不完全载有 $m(t)$ 的信息,因而不能采用简单的包络检波法来恢复调制信号。

双边带信号的平均功率为已调信号的均方值,即

$$P_{\text{DSB}} = \overline{s_{\text{DSB}}^2(t)} = \overline{m^2(t) \cos^2 \omega_c t} = \overline{m^2(t)}/2 \quad (3-12)$$

与 AM 信号相比较,DSB 调幅不存在载波分量,边带功率即为信号的全部功率,所以 DSB 调制效率为 100%, $\eta_{\text{DSB}} = 1$,即全部功率都用于信息传输。

抑制载波的双边带信号虽然节省了载波功率,但已调信号的频带宽度仍是调制信号带宽的 2 倍。由频谱图可知,双边带的上、下两个边带是完全对称的,它们都携带了调制信号



视频讲解

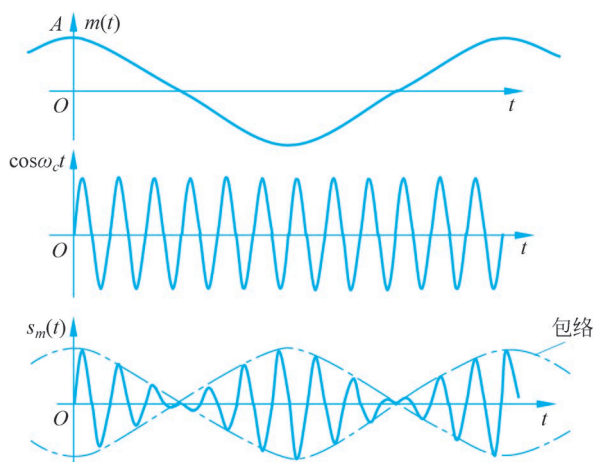


图 3-8 双边带信号的时间波形

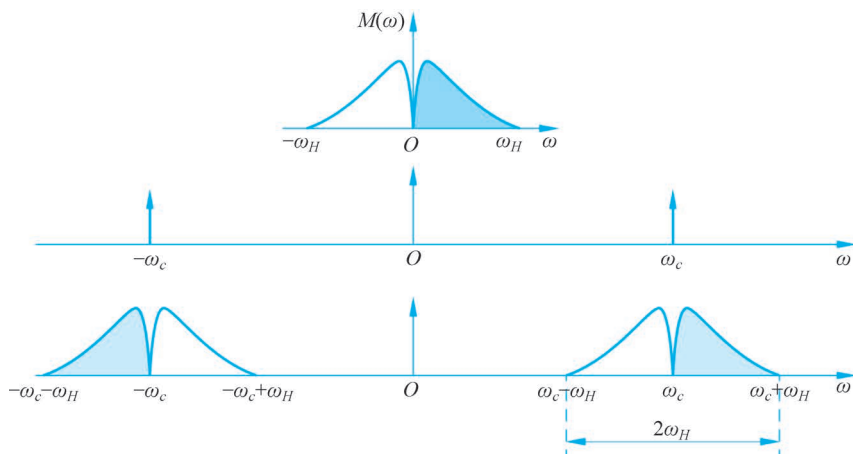


图 3-9 双边带信号频谱

的全部信息,所以完全可用一个边带来传输。这样,除了节省载波功率外,还可以节省一半的传输频带,这就是单边带调制能解决的问题。

2. 调制与解调

抑制载波双边带调幅的调制过程仍可采用图 3-1 的调制模型,取直流分量 $m_0 = 0$ 即可,调制模型可简化为如图 3-10 所示的模型。



产生双边带信号的过程实际上是频率搬移的过程,用频率为 ω_c 的载波信号与调制信号 $m(t)$ 相乘,即可产生双边带信号。

图 3-10 抑制载波双边带调幅调制模型

由双边带信号的频谱图可知,如果将已调信号的频谱搬回到原点位置,就可得到原始的调制信号频谱,即恢复出原始信号。DSB 调幅解调通常采用相干解调法实现,解调模型与 AM 解调模型相同。已调信号乘上与调制载波完全相同的载波,其表达式为

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

经低通滤波器(LPF)滤除高频分量,得到

$$s_o(t) = \frac{1}{2}m(t) \quad (3-13)$$

由于 DSB 调幅信号的包络与调制信号变化规律不一致,因此 DSB 调幅只能采用相干解调法,无法使用包络检波法恢复调制信号。

3.2.3 单边带调幅

振幅调制系统中,信号传输带宽是基带信号带宽的两倍,且边带功率只占总功率的一小部分,功率效率低。抑制载波双边带调幅系统中,载波被抑制,功率效率可达到 100%,但传输带宽仍为基带信号的两倍,有效性较差。DSB 调幅信号上边带和下边带携带的信息相同,因此就信息传输的目的而言,只要传送其中的一个边带就足够了。这种只传送一个边带的通信方式称为单边带通信。相应地,只产生一个边带的调制方式称为单边带调幅。

单边带调幅就是在传输信号的过程中,只传输上边带或下边带,从而达到节省发射功率和系统频带的目的。SSB 调幅与 AM 和 DSB 调幅相比可以节约一半的传输频带宽度,有效性有所提升。

单边带信号的产生方法通常有滤波法和相移法。

1) 用滤波法形成单边带信号

产生单边带信号最直观的方法是让双边带信号通过一个单边带滤波器,保留所需要的一个边带,滤除不要的边带,这种方法称为滤波法,它是最简单的也是最常用的方法。根据图 3-1 的调制模型,取直流分量 $m_0 = 0$,将信号进入信道前经过的波器设计为如图 3-11 所示的传输特性。采用图 3-11(a)所示的理想高通滤波器时,产生上单边带调幅信号(Upper Single Sideband Modulation, USSB),采用图 3-11(b)所示的理想低通滤波器时,产生下单边带调幅信号(Lower Single Sideband Modulation, LSSB)。单边带信号频谱如图 3-12 所示,从图中可以看出单边带信号带宽等于基带信号带宽。

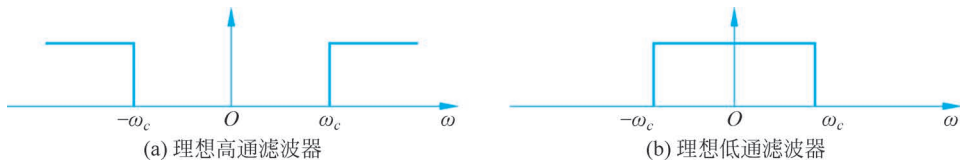


图 3-11 形成单边带信号的滤波特性

用滤波法形成单边带信号的技术难点是,单边带滤波器从理论上来说应该有理想的低通或高通特性,但是理想的滤波特性是不可能实现的。一般调制信号都具有丰富的低频成分,经调制后得到的 DSB 调幅信号的上、下边带之间的间隔很窄,要求单边带滤波器在 f_c 附近具有陡峭的截止特性,这就使滤波器的设计和制作很困难,为此,在工程中往往采用多级频率搬移和多级滤波的方法,简称多级滤波法,其目的是人为扩大上、下边带的间隔,达到扩大单边带滤波器过渡带的效果,以使滤波法得以工程实现。

2) 用相移法形成单边带信号

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



视频讲解

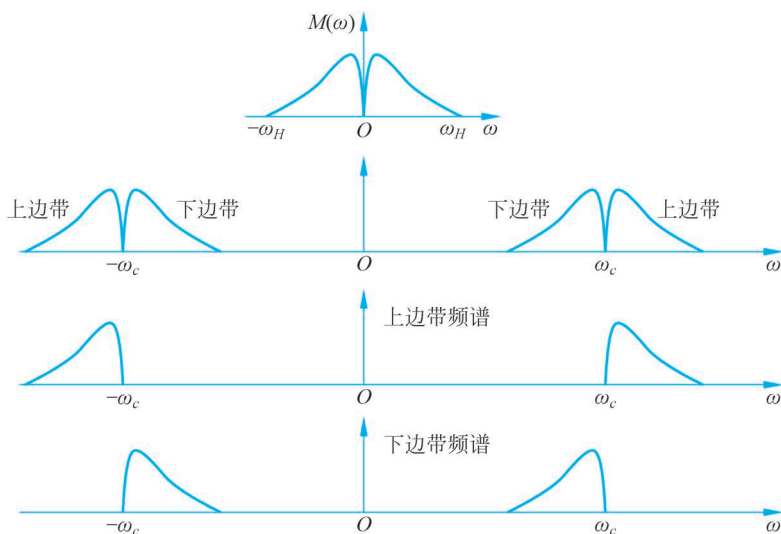


图 3-12 单边带信号频谱

设单频调制信号为 $f(t) = A_m \cos \omega_m t$, 载波为 $c(t) = \cos \omega_c t$, 则双边带信号的时域表达式为

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

保留上边带的单边带调制信号为

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

保留下边带的单边带调制信号为

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

式(3-14)和式(3-15)中第一项是调制信号与载波信号的乘积,称为同相分量;第二项是调制信号与载波信号分别相移 $-\pi/2$ 后的乘积,称为正交分量。

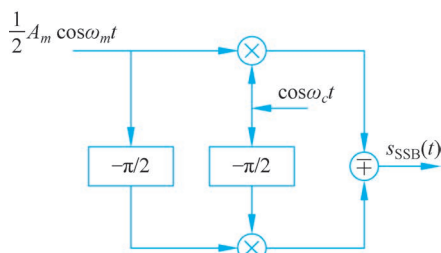


图 3-13 相移法产生单边带信号

由以上两个表达式可以得到实现单边带调制的另一种方法,即相移法,如图 3-13 所示。上支路产生同相分量,下支路产生正交分量。两路信号相减时得到上单边带信号,相加时则得到下单边带信号。

将上、下两个边带合并起来,可以写成:

$$s_{\text{SSB}}(t) = \frac{1}{2} A_m \cos \omega_m t \cos \omega_c t \mp \frac{1}{2} A_m \sin \omega_m t \sin \omega_c t \quad (3-16)$$

式中,“-”为上边带信号;“+”为下边带信号。

式(3-16)中的 $A_m \sin \omega_m t$ 可以看成是 $A_m \cos \omega_m t$ 相移 $\pi/2$,其幅度大小保持不变。我们把这一过程称为希尔伯特变换,记为“ $\wedge$ ”,则

$$A_m \widehat{\cos \omega_m t} = A_m \sin \omega_m t$$

则 SSB 信号的时域表示式可写为

$$s_{\text{SSB}}(t) = \frac{1}{2}m(t)\cos\omega_c t \mp \frac{1}{2}\hat{m}(t)\sin\omega_c t \quad (3-17)$$

式中, $\hat{m}(t)$ 是 $m(t)$ 的希尔伯特变换。若 $M(\omega)$ 为 $m(t)$ 的傅里叶变换, 则 $\hat{m}(t)$ 的傅里叶变换 $\hat{M}(\omega)=0$ 为

$$\hat{M}(\omega) = M(\omega) \cdot [-j\text{sgn}\omega] \quad (3-18)$$

式中的符号函数为

$$\text{sgn}\omega = \begin{cases} 1, & \omega > 0 \\ -1, & \omega < 0 \end{cases}$$

设

$$H_h(\omega) = \hat{M}(\omega)/M(\omega) = -j\text{sgn}\omega$$

我们把 $H_h(\omega)$ 称为希尔伯特滤波器的传递函数, 它实质上是一个宽带相移网络, 表示 $m(t)$ 幅度不变, 所有的频率分量均相移 $\pi/2$, 即可得到 $\hat{m}(t)$ 。希尔伯特变换也可用式(3-19)实现。

$$\hat{X}(t) = H[x(t)] = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{x(\tau)}{t-\tau} d\tau = x(t) \otimes \frac{1}{\pi t} \quad (3-19)$$

从理论上讲, 用相移法可以无失真地产生单边带信号, 但是具体实现时, 要求载波的一 $\pi/2$ 相移要非常稳定和准确, 并且要求对调制信号 $f(t)$ 的所有频率分量都必须相移 $-\pi/2$, 即实现宽带相移网络, 这一点即使近似达到也是很困难的, 特别是对靠近零频附近的频率分量。

如果调制信号为确定的周期性信号, 由于它可以分解成许多频率分量之和, 因此只要求相移是一个宽带相移网络, 对每个频率分量都能相移 $-\pi/2$ 。这时, 将输入调制信号由单频信号变为 $f(t)/2$, 则图 3-13 所示的相移法同样适用。

SSB 调制方式在传输信号时, 不但可节省载波发射功率, 而且它所占用的频带宽度仅为 $B_{\text{SSB}} = f_H$, 因此目前已成为短波通信中一种很重要的调制方式。

SSB 调幅是 DSB 调幅信号经过滤波器得到的, 和 DSB 调幅一样, 不能采用简单的包络检波法解调, 需采用相干解调, 如图 3-14 所示。

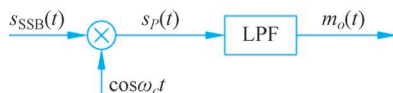


图 3-14 SSB 信号的相干解调

将 SSB 调幅信号与载波同步所提取到的相干载波相乘可得

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

经低通滤波滤除高频分量后, 可得解调输出为

$$m_o(t) = \frac{1}{4}m(t) \quad (3-20)$$

解调输出与原始调制信号呈线性关系, 可无失真还原出原始调制信号。单边带调幅的优点是节省了载波发射功率, 调制效率高, 频带宽度只有双边带的一半, 频带利用率提高了



视频讲解

一倍。其缺点是由于产生单边带信号所采用的是理想低通或理想高通滤波器,所以陡峭滤波特性的单边带滤波器实现难度大。

3.2.4 残留边带调幅

双边带调幅占用的频带宽度较宽,而单边带信号所需使用的理想低通或高通滤波器又物理不可实现。且单边带信号与双边带信号相比,虽然频带节省了一半,但设备实现复杂了很多。对于低频成分少的语音信号,可采用多级单边带调制方法,但对于含直流分量和丰富低频分量的电视信号,则不宜采用单边带调幅。为解决这些问题,可采用介于 DSB 调幅和 SSB 调幅之间的一种调制方式——残留边带(VSB)调幅,它既可克服 DSB 调幅占用频带宽的缺点,又不要求像 SSB 调幅那样需要陡峭的滤波器,也不像 SSB 调幅那样完全抑制 DSB 调幅的一个边带,而是逐渐切割,使其残留一小部分,因此称为残留边带调制。

用滤波器法实现残留边带调制的原理框图与图 3-10 相同,此时滤波器特性 $H(\omega)$ 可按残留边带调制的要求进行设计,不再要求非常陡峭的截止特性。我们确定残留边带滤波器的特性,需保证 DSB 调幅信号经由残留边带滤波器到达接收端后能完整无失真还原原始基带信号。残留边带的频谱为

$$S_{\text{VSB}}(\omega) = S_{\text{DSB}}(\omega) \cdot H(\omega) = \frac{1}{2}[M(\omega + \omega_c) + M(\omega - \omega_c)] \cdot H(\omega) \quad (3-21)$$

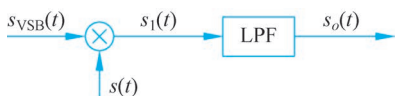


图 3-15 VSB 调幅相干解调

接收端收到的信号是 $S_{\text{VSB}}(\omega) \cdot H(\omega)$, VSB 调幅的包络不符合基带信号的变化规律,因此采用相干解调方法,如图 3-15 所示。

由于载波信号频谱为

$$S(\omega) = \pi[\delta(\omega + \omega_c) + \delta(\omega - \omega_c)]$$

则

$$S_1(\omega) = \frac{1}{2\pi} S_{\text{VSB}}(\omega) \otimes S(\omega) = \frac{1}{2} [S_{\text{VSB}}(\omega + \omega_c) + S_{\text{VSB}}(\omega - \omega_c)]$$

其中,

$$S_{\text{VSB}}(\omega + \omega_c) = \frac{1}{2} [M(\omega + 2\omega_c) + M(\omega)] \cdot H(\omega + \omega_c)$$

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

由此可得

$$S_1(\omega) = \frac{1}{4} [M(\omega + 2\omega_c) + M(\omega)] \cdot H(\omega + \omega_c) + \frac{1}{4} [M(\omega) + M(\omega - 2\omega_c)] \cdot H(\omega - \omega_c)$$

经过低通滤波器后,输出信号的频谱为

$$S_o(\omega) = \frac{1}{4} M(\omega) [H(\omega + \omega_c) + H(\omega - \omega_c)] \quad (3-22)$$

为了使输出端所得信号能还原成为发送端的调制信号,应使式(3-22)的输出信号频谱等于原始输入信号频谱,即

$$S_o(\omega) = \frac{1}{4} M(\omega) [H(\omega + \omega_c) + H(\omega - \omega_c)] = M(\omega) \quad (3-23)$$

为了保证相干解调的输出无失真还原基带信号,必须满足:

$$H(\omega + \omega_c) + H(\omega - \omega_c) = \text{常数}, \quad |\omega| \leq \omega_H \quad (3-24)$$

式中, ω_H 为调制信号的截止角频率。

也就是说,VSB 调幅信号是 DSB 调幅信号通过一个带通滤波器形成的,而此带通滤波器需满足式(3-24)的条件。该条件的含义是:残留边带滤波器的特性 $H(\omega)$ 在 $\pm\omega$ 处需具有互补对称(奇对称)的截止特性,接收端才能从残留边带信号中无失真地还原原始基带信号。这种具有互补对称截止特性的滤波器并不唯一,可能形式有两种:图 3-16(a)所示的低通滤波器形式和图 3-16(b)所示的带通(或高通)滤波器形式。我们在设计时希望它尽量陡峭,这样系统有效性相对更好。残留边带调幅信号的带宽近似于 SSB 调幅信号带宽,但比 SSB 调幅带宽略大。

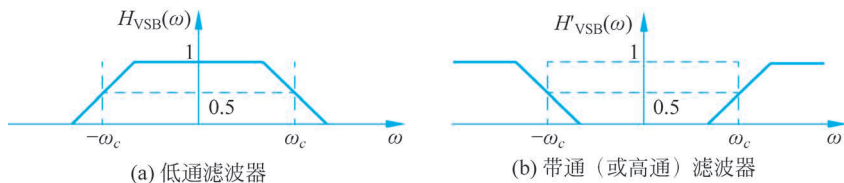


图 3-16 残留边带滤波器特性

VSB 调幅调制主要解决 DSB 调幅信号频带过宽,而 SSB 调幅信号难以实现的问题,由于 VSB 调幅的基本性能接近于 SSB 调幅,且 VSB 调幅调制中的边带滤波器更容易实现,所以 VSB 调幅调制在广播电视、通信等系统中得到了广泛应用。

3.3 线性调制系统的抗噪性能

通信系统中,噪声干扰不可避免,因此通信系统会受到噪声的影响,抗噪性能分析实际上就是对模拟通信系统的可靠性进行分析。加性高斯白噪声是在通信信道中普遍存在的,因此本节将讨论在加性高斯白噪声信道环境下各种线性调制系统的抗噪性能。

3.3.1 抗噪性能分析模型

由于加性高斯白噪声大多在信道中混入,故接收机收到的信号是有效信号和噪声信号之和。加性高斯白噪声只对已调信号的接收产生影响,因此通信系统的抗噪性能针对接收机来讨论,而此时讨论的噪声,均为加性高斯白噪声,其概率密度函数服从高斯分布,且噪声功率谱密度在相当宽的频带范围内近似平坦。线性调制系统抗噪性能分析模型如图 3-17 所示。

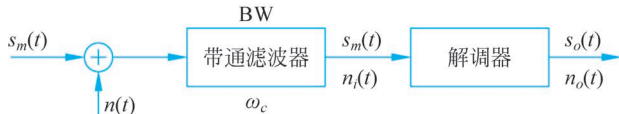


图 3-17 线性调制系统抗噪性能分析模型

已调信号和在信道中混入的加性高斯白噪声一起到达接收机,首先经过一个带通滤波器,带通滤波器的作用是滤除有效信号频带以外的噪声信号,带通滤波器的中心频率和带宽应与所接收到的已调信号保持一致。带通滤波器输出已调信号 $s_m(t)$ 和频带受限的窄带高



视频讲解

斯白噪声 $n_i(t)$, 这里已调信号也可看作解调器输入信号 $s_i(t)$, 经解调器解调后, 得到输出信号 $s_o(t)$ 和噪声输出 $n_o(t)$ 。

不同的调制系统有不同形式的信号, 但解调器输入端的噪声 $n_i(t)$ 的形式是相同的。当带通滤波器带宽远小于其中心频率 ω_0 时, $n_i(t)$ 即为平稳高斯窄带噪声, 它的表达式为

$$n_i(t) = n_c(t)\cos\omega_0 t - n_s(t)\sin\omega_0 t \quad (3-25)$$

或者

$$n_i(t) = V(t)\cos[\omega_0 t + \theta(t)] \quad (3-26)$$

式中, $V(t) = \sqrt{n_c^2(t) + n_s^2(t)}$; $\theta(t) = \arctan \frac{n_s(t)}{n_c(t)}$ 。

噪声 $n_i(t)$ 及其同相分量 $n_c(t)$ 和正交分量 $n_s(t)$ 的均值都为 0, 且具有相同的方差, 即

$$\overline{n_i^2(t)} = \overline{n_c^2(t)} = \overline{n_s^2(t)} = N_i \quad (3-27)$$

式(3-27)中, N_i 为解调器输入噪声 $n_i(t)$ 的平均功率。若白噪声的双边功率谱密度为 $n_0/2$ (n_0 为单噪声的单边功率谱密度), 带通滤波器传输特性是高度为 1、带宽为 B 的理想矩形函数, 为了使已调信号无失真地进入解调器, 同时又最大限度地抑制噪声, 带宽 B 应等于已调信号的频带宽度, $n_i(t)$ 作为加性高斯白噪声经过带通滤波器所得到的窄带高斯噪声, 带宽也应等于带通滤波器带宽。因此解调器输入噪声功率为

$$N_i = n_0 B \quad (3-28)$$

评价模拟通信系统可靠性的主要性能指标为解调器输出信噪比 (Signal Noise Ratio, SNR)。输出信噪比的定义为

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{\text{解调器输出有用信号的平均功率}}{\text{解调器输出噪声的平均功率}} = \frac{\overline{s_o^2(t)}}{\overline{n_o^2(t)}} \quad (3-29)$$

输出信噪比与调制方式和解调方式都有关。因此, 在已调信号平均功率相同, 而且信道噪声功率谱密度也相同的情况下, 输出信噪比反映了系统的抗噪性能。显然, 在相同输入条件下, 解调器输出信噪比越大越好。

为了便于衡量同类调制系统使用不同解调器时的性能, 还可用解调器输出信噪比和解调器输入信噪比的比值 G 来衡量系统可靠性:

$$G = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} \quad (3-30)$$

式中, G 为调制制度增益; S_i/N_i 为输入信噪比, 定义为

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{\text{解调器输入已调信号的平均功率}}{\text{解调器输入噪声的平均功率}} = \frac{\overline{s_m^2(t)}}{\overline{n_i^2(t)}} \quad (3-31)$$

显然, 调制制度增益越大, 表明解调器的抗噪性能越好。下面我们对于几种模拟调幅系统分别推导系统解调器输入/输出端的信号平均功率和噪声平均功率, 从而得到解调器输入/输出端的信噪比参数, 通过求解调制制度增益, 对各种系统的抗噪性能进行分析。

3.3.2 AM 系统抗噪性能分析

AM 信号可采用包络检波和相干解调两种解调方法。下面分别分析两种解调方式下的抗噪性能。



1. 包络检波法抗噪性能

AM 包络检波法的抗噪性能分析模型如图 3-18 所示。

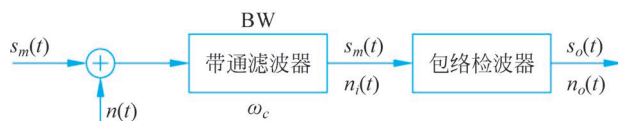


图 3-18 AM 包络检波法抗噪声性能分析模型

已调信号在信道中混入噪声后到达接收机,经过带通滤波器输出的信号应为 AM 已调信号和窄带高斯噪声。解调器的输入有用信号为 AM 已调信号:

$$s_m(t) = [m_0 + m(t)] \cos \omega_c t$$

这里仍假设 $m(t)$ 的均值为 0, 且 $m_0 \geq |m(t)|_{\max}$ 。输入噪声为

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

解调器输入信号的功率 S_i 和噪声功率 N_i 分别为

$$\begin{aligned} S_i &= \frac{1}{2} \overline{[m_0 + m(t)]^2} \cdot (1 + \cos 2\omega_c t) \\ &= \frac{1}{2} \overline{[m_0 + m(t)]^2} = \frac{1}{2} \overline{[m_0^2 + m^2(t) + 2m_0 m(t)]} \quad m_0 \geq |m(t)| \quad (2m_0 m(t) \text{ 可忽略}) \\ &\approx \frac{1}{2} \overline{[m_0^2 + m^2(t)]} \end{aligned} \quad (3-32)$$

$$N_i = \overline{n_i^2(t)} = n_0 B \quad (3-33)$$

因此,解调器输入信噪比为

$$\gamma_i = \frac{S_i}{N_i} = \frac{m_0^2 + \overline{m^2(t)}}{2n_0 B} \quad (3-34)$$

输出信号与包络检波器输入信号的包络 $E(t)$ 有关,而解调器输入是信号加噪声的混合波形,即

$$\begin{aligned} s_m(t) + n_i(t) &= [m_0 + m(t)] \cos \omega_c t + [n_c(t) \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t] \\ &= [m_0 + m(t) + n_c(t)] \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t \\ &= \sqrt{[m_0 + m(t) + n_c(t)]^2 + n_s^2(t)} \cos[\omega_c t + \varphi(t)] \\ &= E(t) \cos[\omega_c t + \varphi(t)] \end{aligned}$$

其中,合成包络

$$E(t) = \sqrt{[m_0 + m(t) + n_c(t)]^2 + n_s^2(t)} \quad (3-35)$$

合成相位

$$\varphi(t) = \arctan \frac{n_s(t)}{m_0 + m(t) + n_c(t)}$$

混合波形经过包络检波器后输出的即为信号的合成包络 $E(t)$ 。由于 $E(t)$ 和信号与噪声呈非线性关系,故信号和噪声无法完全分开,这导致信噪比计算存在困难,下面分两种情况进行讨论。

1) 大信噪比情况

所谓大信噪比是指输入有用信号远大于噪声信号,即 $m_0 + m(t) \gg n_i(t)$, 此时

$$\begin{aligned}
 E(t) &= \sqrt{[m_0 + m(t)]^2 + n_c^2(t) + n_s^2(t) + 2[m_0 + m(t)]n_c(t)} \\
 &\approx \sqrt{[m_0 + m(t)]^2 + 2[m_0 + m(t)]n_c(t)} \\
 &\approx [m_0 + m(t)] \left[1 + \frac{2n_c(t)}{m_0 + m(t)} \right]^{\frac{1}{2}} \quad \left(\text{当 } x \ll 1 \text{ 时, } (1+x)^{\frac{1}{2}} \approx 1 + \frac{x}{2} \right) \\
 &\approx [m_0 + m(t)] \left[1 + \frac{n_c(t)}{m_0 + m(t)} \right] = m_0 + m(t) + n_c(t) \quad (3-36)
 \end{aligned}$$

这时,当直流分量 m_0 被电容器隔断后,所得的有用信号与噪声信号独立地分成两项功率,可分别计算它们的功率。

信号功率为

$$S_o = \overline{m^2(t)} \quad (3-37)$$

噪声功率为

$$N_o = \overline{n_o^2(t)} = \overline{n_c^2(t)} = n_0 B \quad (3-38)$$

则 AM 非相干解调器的输出信噪比为

$$\gamma_o = \frac{S_o}{N_o} = \frac{\overline{m^2(t)}}{n_0 B} \quad (3-39)$$

调制制度增益为

$$G = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} = \frac{S_o}{S_i} = \frac{\overline{2m^2(t)}}{A^2 + \overline{m^2(t)}} \quad (3-40)$$

通常我们认为调制制度增益越大,系统可靠性越好。显然对于 AM 非相干解调来说,直流分量 m_0 的减小可使 AM 制度增益增大。但若采用包络检波法对 AM 进行解调,要求直流分量 m_0 应该大于或等于交流分量的幅值,即 $m_0 \geq |m(t)|$ 。当直流分量等于交流分量的幅值,即 100% 调制时, $\overline{m^2(t)} = \frac{1}{2} m_0^2$, 此时 AM 的最大调制制度增益为

$$G_{AM\max} = \frac{\overline{2m^2(t)}}{m_0^2 + \overline{m^2(t)}} = \frac{2}{3} \quad (3-41)$$

可以看出, G_{AM} 总是小于 1, 说明包络检波器对输入信噪比不仅没有改善, 反而“恶化”了。

2) 小信噪比情况

小信噪比是指有用信号远小于噪声信号, 即 $m_0 + m(t) \ll n_i(t)$, 此时

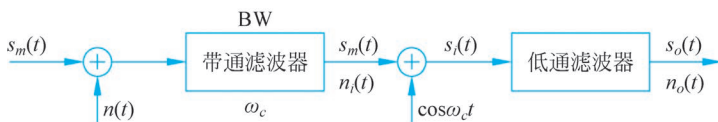
$$\begin{aligned}
 E(t) &= \sqrt{[m_0 + m(t)]^2 + n_c^2(t) + n_s^2(t) + 2[m_0 + m(t)]n_c(t)} \\
 &\approx \sqrt{n_c^2(t) + n_s^2(t)} \left[1 + \frac{2[m_0 + m(t)]n_c(t)}{n_c^2(t) + n_s^2(t)} \right]^{\frac{1}{2}} = R(t) \left[1 + \frac{2[m_0 + m(t)]n_c(t)}{R(t)R(t)} \right]^{\frac{1}{2}} \\
 &= R(t) \left[1 + \frac{2[m_0 + m(t)]}{R(t)} \cos\theta(t) \right]^{\frac{1}{2}} \approx R(t) \left[1 + \frac{m_0 + m(t)}{R(t)} \cos\theta(t) \right] \\
 &= R(t) + [m_0 + m(t)] \cos\theta(t) \quad (3-42)
 \end{aligned}$$

式中, $R(t) = \sqrt{n_c^2(t) + n_s^2(t)}$; $\cos\theta(t) = \frac{n_c(t)}{R(t)}$; $\theta(t) = \arctan \frac{n_s(t)}{n_c(t)}$ 。

输出噪声为 $R(t)$, 输出信号为 $m(t) \cos\theta(t)$, 显然输出信号中没有单独的信号项 $m(t)$, $m(t)$ 被 $\cos\theta(t)$ 扰乱成为一个随机噪声, 使得输出信噪比急剧恶化。这种当解调器输入端信噪比低于某个门限时, 解调器输出端信噪比急剧恶化的现象称为“**门限效应**”, 导致这种现象出现的输入信噪比称为“门限(threshold)”。这种门限效应是由包络检波器的非线性解调作用引起的。

2. 相干解调法抗噪性能分析

AM 相干解调法抗噪性能分析模型如图 3-19 所示。



由于 AM 相干解调和非相干解调时的解调器输入端输入信噪比相同, 故可直接采用式(3-34)的结果, 即

$$\gamma_i = \frac{S_i}{N_i} = \frac{m_0^2 + \overline{m^2(t)}}{2n_0 B}$$

解调器输出端, 假设信号功率为 S_o , 有

$$s_m(t) = [m_0 + m(t)] \cos\omega_c t$$

$$s_1(t) = [m_0 + m(t)] \cos^2\omega_c t = \frac{1}{2}[m_0 + m(t)] + \frac{1}{2}[m_0 + m(t)] \cos 2\omega_c t$$

经过低通滤波器后, $2\omega_c$ 载波分量被滤除, 得到输出信号为

$$s_o(t) = \frac{1}{2}[m_0 + m(t)] \quad (3-43)$$

可以得到输出信号功率为

$$S_o = \overline{s_o^2(t)} = \frac{1}{4} \overline{m^2(t)} \quad (3-44)$$

噪声信号的部分为

$$n_1(t) = [n_c(t) \cos\omega_c t - n_s(t) \sin\omega_c t] \cos\omega_c t = \frac{1}{2}n_c(t) + \frac{1}{2}n_c(t) \cos 2\omega_c t - \frac{1}{2}n_s(t) \sin 2\omega_c t$$

经过低通滤波器后, $2\omega_c$ 载波分量被滤除, 可得到输出噪声信号为

$$n_o(t) = \frac{1}{2}n_c(t) \quad (3-45)$$

因此噪声功率为

$$N_o = \overline{n_o^2(t)} = \frac{1}{4} \overline{n_c^2(t)} = \frac{1}{4} n_0 B \quad (3-46)$$

所以此时输出信噪比为

$$\gamma_o = \frac{S_o}{N_o} = \frac{\overline{m^2(t)}}{n_0 B} \quad (3-47)$$

因此,AM 相干解调情况下的调制制度增益为

$$G = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} = \frac{S_o}{S_i} = \frac{\overline{2m^2(t)}}{A^2 + \overline{m^2(t)}} \quad (3-48)$$

可以看出,AM 相干解调情况下的抗噪性能与大信噪比前提下的包络检波法的性能几乎相同。但需要注意的是,相干解调不会出现小信噪比情况下的门限效应,且调制制度增益不会受限于信号与噪声相对幅度的假设条件。虽然两种情况下调制制度增益的表达式相同,但并不能说明两种解调方式的抗噪性能完全相同,还需考虑非相干解调的小信噪比情况。

【思政 3-4】 因此,分析问题要有全局观,眼见未必为实,需要透过现象看本质,具体问题具体分析,全面理解问题才能得到正确判断。



视频讲解

3.3.3 DSB 调幅系统抗噪性能分析

DSB 调幅系统通常采用相干解调,同样可采用图 3-19 的模型分析抗噪性能。

相干解调器输入端接收到的信号是 DSB 调幅已调信号和加性高斯白噪声经带通滤波器后的输出信号。考虑接收机的带通滤波器功能,解调器输入端的信号 $s_m(t)$ 应为已调 DSB 调幅信号,即

$$\begin{aligned} s_m(t) &= m(t)\cos\omega_c t \\ S_i &= \overline{s_m^2(t)} = \overline{[m(t)\cos\omega_c t]^2} = \frac{1}{2}\overline{m^2(t)} \end{aligned} \quad (3-49)$$

而输出的噪声信号为频带受限的窄带高斯噪声,分析方法与 AM 相干解调相同,可得

$$N_i = n_0 B$$

这里,带宽 $B=2f_H$,为已调 DSB 信号带宽。

由此可得 DSB 调幅相干解调器输入信噪比为

$$\gamma_i = \frac{S_i}{N_i} = \frac{\overline{m^2(t)}}{2n_0 B} \quad (3-50)$$

DSB 调幅已调信号经相干解调器,首先与载波同步所提取到的相干载波信号相乘,即

$$s_1(t) = s_m(t)\cos\omega_c t = \frac{1}{2}m(t) + \frac{1}{2}m(t)\cos 2\omega_c t$$

经低通滤波器滤除 $2\omega_c$ 的高频载波后,得到输出信号为

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

因此,解调器输出端的有用信号功率为

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

解调 DSB 调幅时,接收机中的带通滤波器的中心频率 ω_0 与调制载频 ω_c 相同,和 AM 相干解调的分析类似,解调器输入端的噪声 $n_i(t)$ 可表示为

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

与相干载波相乘,得

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

经低通滤波器滤除高频分量后得到的噪声输出信号为

$$n_o(t) = \frac{1}{2}n_c(t) \quad (3-53)$$

故输出噪声功率为

$$N_o = \overline{n_o^2(t)} = \frac{1}{4}\overline{n_c^2(t)} \quad (3-54)$$

因此

$$N_o = \overline{n_o^2(t)} = \frac{1}{4}\overline{n_c^2(t)} = \frac{1}{4}\overline{n_i^2(t)} = \frac{1}{4}n_0B = \frac{1}{4}N_i \quad (3-55)$$

这里, BPF 的带宽与 DSB 调幅信号带宽一致, $B=2f_H$ 。

因此, 解调器输出端信噪比为

$$\gamma_o = \frac{S_o}{N_o} = \frac{\overline{m^2(t)}}{n_0B} \quad (3-56)$$

则 DSB 调幅系统的调制制度增益为

$$G = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} = 2 \quad (3-57)$$

这说明输出信号的性能提高了一倍, 原因是同步解调方式抑制了输入噪声中的正交分量。

3.3.4 SSB 调幅系统抗噪性能分析

单边带信号与双边带信号一样, 通常也是采用相干解调, 故也可采用图 3-19 的模型分析抗噪性能。但需注意, SSB 调幅系统在解调器之前的带通滤波器的带宽和中心频率与 AM 及 DSB 调幅系统不同。SSB 调幅系统的带通滤波器由于需要滤除 SSB 调幅信号带宽以外的噪声信号, 所以其带宽与 SSB 调幅信号带宽一致, 是 DSB 调幅系统带通滤波器带宽的一半。

解调器输入端的有用信号为 SSB 调幅信号, 即

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

因此解调器输入信号功率为

$$S_i = \overline{s_m^2(t)} = \frac{1}{4}\overline{[m(t)\cos\omega_c t + \hat{m}(t)\sin\omega_c t]^2} = \frac{1}{4}\overline{m^2(t)} \quad (3-58)$$

解调器输入噪声功率与 DSB 调幅系统的相同, 即

$$N_i = n_0B$$

但需要注意, 这里的带宽不同, $B=f_H$ 。因此可以得到 SSB 调幅系统解调器输入端信噪比为

$$\gamma_i = \frac{S_i}{N_i} = \frac{\overline{m^2(t)}}{4n_0B} \quad (3-59)$$

继续分析解调器输出端信噪比, 将解调器输入端的 SSB 调幅信号与载波同步模块提取到的相干载波相乘, 得

$$s_1(t) = s_m(t)\cos\omega_c t = \frac{1}{4}m(t) + \frac{1}{4}m(t)\cos 2\omega_c t + \frac{1}{4}\hat{m}(t)\sin 2\omega_c t$$

经低通滤波器滤除 $2\omega_c$ 的高频分量后, 得到的输出信号为

$$s_o(t) = \frac{1}{4}m(t) \quad (3-60)$$

因此解调器输出端信号平均功率为

$$S_o = \overline{s_o^2(t)} = \frac{1}{16}\overline{m^2(t)} \quad (3-61)$$

噪声信号经过解调器的分析过程与 DSB 调幅系统相似,可以得到

$$n_o(t) = \frac{1}{2}n_c(t)$$

因此解调器输出噪声功率为

$$N_o = \overline{n_o^2(t)} = \frac{1}{4}\overline{n_c^2(t)} = \frac{1}{4}n_0B \quad (3-62)$$

由此可得解调器输出端的信噪比为

$$\gamma_o = \frac{S_o}{N_o} = \frac{\overline{m^2(t)}}{4n_0B} \quad (3-63)$$

调制制度增益为

$$G = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} = 1 \quad (3-64)$$

这里 SSB 调幅系统的调制制度增益为 1,表明经过解调过程,信噪比没有改善,这是因为 SSB 调幅系统在相干解调过程中,信号和噪声的正交分量同时被抑制,因此信噪比无法得到改善。

但需要注意的是,虽然 DSB 调幅系统的调制制度增益为 2,SSB 调幅系统的调制制度增益为 1,但并不能表明 DSB 调幅系统的抗噪性能优于 SSB 调幅。因为在相干解调系统的抗噪性能分析中,两个系统的输入信号功率、噪声功率和带宽都不相同。假设在给定的输入信号功率 S_i ,输入噪声功率谱密度 n_0 和基带信号带宽 f_H 皆相同的条件下,对这两种系统的输出信噪比进行比较,可得

$$\frac{S_{oSSB}}{N_{oSSB}} = \frac{S_{iSSB}}{N_{iSSB}} = \frac{S_{iDSB}}{\frac{1}{2}N_{iDSB}} = 2 \frac{S_{iDSB}}{N_{iDSB}} = \frac{S_{oDSB}}{N_{oDSB}}$$

由此可以看出,在相同输入条件下,DSB 调幅和 SSB 调幅系统的输出信噪比是相等的。虽然 $G_{DSB} = 2G_{SSB}$,但双边带信号所需的传输带宽是单边带的两倍,因此两者的抗噪声性能是相同的。虽然我们通常用调制制度增益参数做抗噪性能的比较,但此时需运用辩证思想,具体问题具体分析,考虑科学问题的深层差异。

VSB 调幅系统的抗噪性能分析方法与 SSB 调幅相似。但是,由于产生 VSB 调幅信号所采用的残留边带滤波器不唯一,其频率特性可能不统一,所以很难确定 VSB 调幅抗噪性能的一般计算公式。在残留边带滤波器滚降范围不太大的情况下,可将 VSB 调幅信号近似为 SSB 调幅信号处理,这种情况下,VSB 调幅系统的抗噪性能与 SSB 调幅系统基本相同。



视频讲解

3.4 非线性调制的原理

前面所学习的线性调制,是用调制信号控制载波的振幅,使得载波振幅随调制信号的变化而变化,已调信号的频谱是调制信号频谱的线性搬移。而本节所要学习的非线性调制,则

是使正弦载波的频率或相位随着调制信号的变化而变化,但振幅保持不变的调制方式,有**频率调制**(FM)和**相位调制**(PM)两种方式,分别简称为调频和调相。由于频率或相位的变化都可以看成是载波角度的变化,故调频和调相又统称为角度调制。

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

3.4.1 角度调制的基本原理

角度调制信号的一般表达式为

$$S_m(t) = A \cos[\omega_c t + \varphi(t)] \quad (3-65)$$

式中, A 为载波的恒定振幅; $[\omega_c t + \varphi(t)]$ 为信号的**瞬时相位**,而 $\varphi(t)$ 为相对于载波相位 $\omega_c t$ 的**瞬时相位偏移**; $d[\omega_c t + \varphi(t)]/dt$ 为信号的**瞬时频率**,而 $d\varphi(t)/dt$ 为相对于载频 ω_c 的**瞬时频率偏移(瞬时频偏)**。

所谓相位调制,是指瞬时相位偏移受控于调制信号 $m(t)$,随着调制信号的变化而变化,即

$$\varphi(t) = K_p m(t)$$

式中, K_p 为相移常数,也称为调相灵敏度,是单位调制信号幅度所引起的 PM 信号的相位偏移量。则调相信号可表示为

$$s_{PM}(t) = A \cos[\omega_c t + K_p m(t)] \quad (3-66)$$

而频率调制,是指载波的瞬时频率偏移随调制信号 $m(t)$ 的变化而变化,即

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = K_f m(t)$$

式中, K_f 为频偏常数,也称为调频灵敏度。这时相位偏移为

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

代入式(3-65),可得调频信号为

$$s_{FM}(t) = A \cos \left[\omega_c t + K_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \right] \quad (3-67)$$

对比调频信号和调相信号表达式可以看出,它们的主要区别在于 PM 的相位偏移随调制信号作线性变化,FM 的相位偏移随调制信号的积分作线性变化,这表明 FM 和 PM 之间存在微积分的内在联系。由于瞬时角频率和瞬时相角之间存在确定的关系,所以调相信号和调频信号可以互相转换。如果将调制信号微分后再作调频,则得到的是调相信号,这种方式称为间接调相;如果将调制信号先积分,然后再进行调相,则可得到调频信号,这种方式称为间接调频。图 3-20 给出了调频与调相的关系。

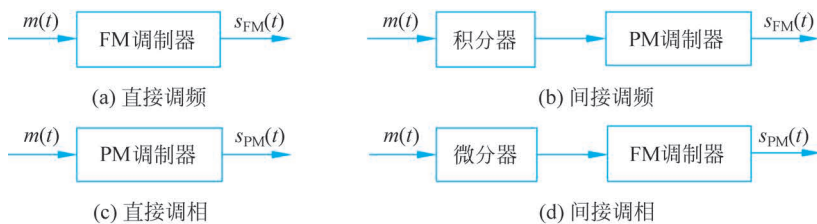


图 3-20 调频和调相的关系

由于实际相位调节器的调节范围不可能超过 $(-\pi, \pi)$, 因此直接调相和间接调频仅适用于相位偏移和频率偏移不大的窄带调制情况, 而直接调频和间接调相常用于宽带调制情况。

当调制信号为单频余弦信号时, 即

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

用该单频信号对载波进行相位调制, 则可得调相信号为

$$s_{\text{PM}}(t) = A \cos[\omega_c t + K_p A_m \cos \omega_m t] = A \cos[\omega_c t + m_p \cos \omega_m t] \quad (3-68)$$

这里, $m_p = K_p A_m$, 称为调相指数。

如果进行频率调制, 则调频信号表达式为

$$s_{\text{FM}}(t) = A \cos\left(\omega_c t + K_f A_m \int_{-\infty}^t \cos \omega_m \tau d\tau\right) = A \cos(\omega_c t + m_f \cos \omega_m t) \quad (3-69)$$

这里, m_f 称为调频指数, 其表达式为

$$m_f = \frac{K_f A_m}{\omega_m} = \frac{\Delta \omega_{\max}}{\omega_m} = \frac{\Delta f_{\max}}{f_m} \quad (3-70)$$

这是影响调频系统性能的一个重要参数, 其数值为调频信号最大的相位偏移。这里 $\Delta \omega_{\max} = K_f A_m$ 是最大角频率偏移, $\Delta f_{\max} = m_f f_m$ 为最大频率偏移, f_m 为调制频率。由于调频和调相无本质区别, 且可相互转换, 因此接下来我们重点讨论调频信号。

FM 系统是由美国电机工程师阿姆斯特朗所研发的。阿姆斯特朗在“一战”期间发明了超外差式接收器。超外差式接收器可以用于接收任何无线电波, 使用非常简便, 由此广播收音机大大普及。在获得超外差式接收器的专利后, 美国无线电公司总裁 David Sarnoff(萨诺夫)邀请阿姆斯特朗到他的公司进行研究, 帮助改良调幅无线电(AM), 以消除信号干扰和畸变。然而在对调幅无线电进行改良的过程中, 阿姆斯特朗意外地研发出了一种更好的调制方法, 能够彻底解决 AM 的信号干扰问题, 这就是后来的调频技术(FM)。经过多年实验, 阿姆斯特朗终于证明 FM 信号能够很好地减少电磁干扰, 同时传递的声音更加清晰和保真。阿姆斯特朗于 1934 年获得了这项技术的专利, 然而, 美国广播通信业之父萨诺夫为了不使 FM 威胁到他的商业帝国, 利用他的影响力, 雪藏了这项技术, 并说服联邦通信委员会禁止商业调频广播的运作, 限制 FM 技术的实验研究。后来, 美国无线电公司却开始开发自己的 FM 技术, 并且无视阿姆斯特朗的专利, 直接销售调频收音机, 还宣称 FM 技术是由该公司研发的, 并且申请了专利。阿姆斯特朗起诉了美国无线电公司, 指控该公司盗窃和侵犯了他的五项基本 FM 专利, 阿姆斯特朗最终赢得了 2 场胜利, 其他 18 项也达成了协议。这些诉讼得到的钱进入了阿姆斯特朗纪念研究基金会, 开始这一基金会支持小型的 FM 公司, 现在这一基金会的目的是激励和奖励无线电研究人员。1955 年, 国际电信联盟将阿姆斯特朗的名字加入了伟人名录。1983 年, 美国发行了阿姆斯特朗的纪念邮票。2000 年, 他进入了消费电子协会的名人堂。

【思政 3-5】 虽然阿姆斯特朗的 FM 科研之路并不顺利, 但最终他还是获得了成功。同学们在未来从事科学研究的过程中也应该培养不畏强权、坚持正义、坚持真理的科学精神。

3.4.2 FM 信号的频谱和带宽

角度调制属于非线性调制, 已调信号的频谱不再是基带信号频谱的简单搬移, 频谱分析较为复杂。为使问题简化, 下面首先研究单音调制, 然后再把分析结论推广到多音调制。

1. FM 信号的频谱

利用三角函数公式和贝塞尔函数将单音 FM 信号的表达式进行级数展开,其展开式为

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

式中, $J_n(m_f)$ 为第一类 n 阶贝塞尔函数,它是调频指数 m_f 的函数,其数值可以通过贝塞尔函数表查找。

进行傅里叶变换,即得 FM 信号的频域表达式为

$$S_{\text{fm}}(\omega) = \pi A \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_f) [\delta(\omega - \omega_c - n\omega_m) + \delta(\omega + \omega_c + n\omega_m)] \quad (3-71)$$

由级数展开的时域和频域表达式可以看出,调频信号的频谱由载波分量 ω_c 和无数边频 $\omega_c \pm n\omega_m$ 组成。当 $n=0$ 时,是载波分量 ω_c ,其幅度为 $AJ_0(m_f)$;当 $n \neq 0$ 时,就是对称分布在载频两侧的边频分量 $\omega_c \pm n\omega_m$,其幅度为 $AJ_n(m_f)$,相邻边频之间的间隔为 ω_m ;且当 n 为奇数时,上、下边频极性相反,当 n 为偶数时,极性相同。由此可见,FM 信号的频谱不再是调制信号频谱的线性搬移,而是一种非线性过程。图 3-21 给出了 m_f 为 0.2 和 5.0 时单音调频波的幅度频谱图。

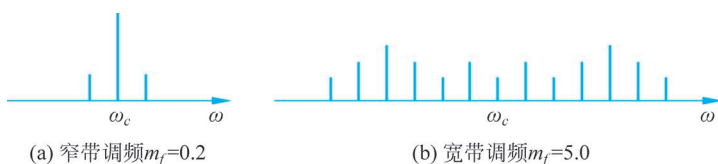


图 3-21 单音调频波的幅度频谱图

2. FM 信号的带宽

调频信号的频谱包含无穷多对频率分量,因此理论上调频信号的频带为无限宽。实际上边频幅度 $J_n(m_f)$ 随着 n 的增大而逐渐减小,因此只要取适当的 n 值使边频分量小到可以忽略的程度,调频信号就可以近似认为具有有限频谱。工程上规定,可以忽略幅度小于未调载波幅度 10% 的边频分量。按此规定,当 $m_f \gg 1$ 时,取边频数 $n = m_f + 1$ 即可,这样被保留的上、下边频数共有 $2n = 2(m_f + 1)$ 个,相邻边频之间的频率间隔为 f_m ,所以调频波的有效带宽为

$$B_{\text{FM}} = (2m_f + 1)f_m = 2(\Delta f + f_m) \quad (3-72)$$

式中, f_m 为调制信号的最高截止频率,即调制信号的带宽; Δf 为调频信号的最大频偏, $\Delta f = m_f \cdot f_m$,此式是用于计算调频信号带宽的卡森(Carson)公式。

当 $m_f \ll 1$ 时,调频为窄带调频(NBFM),卡森公式可近似为

$$B_{\text{FM}} \approx 2f_m \quad (3-73)$$

即为窄带调频的带宽。这时带宽由第一对边频分量决定,带宽只随调制频率 f_m 变化,而与最大频偏 Δf 无关。

当 $m_f \gg 1$ 时,调频为宽带调频,卡森公式可近似为

$$B_{\text{FM}} \approx 2\Delta f \quad (3-74)$$

即为宽带调频(WBFM)的带宽。这时,带宽由最大频偏 Δf 决定,而与调制频率 f_m 无关。

以上讨论的是单音调频的频谱和带宽。由于调频是非线性过程,当调制信号不是单一频率时,其频谱分析会更加复杂。通常对于多音或任意带限信号调制时的调频信号的带宽

仍可用卡森公式进行估算。这时,式中的 f_m 为调制信号的最高频率。

例如,调频广播中规定的最大频偏 $\Delta f = 80\text{kHz}$,最高调制频率 $f_m = 20\text{kHz}$,故调频指数 $m_f = 4$,由卡森公式可计算出此 FM 信号的频带宽度为 200kHz 。

3.4.3 调频信号的产生与解调

1. 调频信号的产生

调频是用调制信号控制载波的频率变化,主要有直接调频和间接调频两种方法。

1) 直接调频法

直接调频就是用调制信号直接去控制载波振荡器的频率,使得输出信号的瞬时频率随着调制信号的变化而变化,如图 3-22 所示。



图 3-22 直接调频法产生 FM 信号

每个压控振荡器自身就是一个 FM 调制器,因为它的振荡频率正比于输入控制电压,即

$$\omega_i(t) = \omega_0 + K_f m(t)$$

如果用调制信号作为压控振荡器的输入控制信号,就能产生调频信号。载波频率不同,压控振荡器的电抗元件也不同。较低频率时可以采用变容二极管、电抗管或集成电路作为压控振荡器。在微波频段可采用反射式速调管作为压控振荡器。

直接调频法的优点是容易实现,且可以获得较大的频偏;缺点是频率稳定性不高,会发生漂移,往往需要附加稳频电路来稳定中心频率。

2) 间接调频法

间接调频法是先对调制信号进行积分,再对载波进行相位调制,从而产生窄带调频信号(Narrow Band Frequency Modulation, NBFM)。之后利用倍频器把 NBFM 变换成宽带调频信号(WideBand Frequency Modulation, WBFM),其原理框图如图 3-23 所示。间接调频法也称为倍频法或阿姆斯特朗法(Armstrong)法。



图 3-23 间接调频法原理框图

图 3-23 中,倍频器的作用是提高调频指数 m_f ,从而获得宽带调频。倍频器可以用非线性器件来实现,然后用带通滤波器滤除非必要的分量即可。倍频法虽然可以提高调频指数,但也提高了载波频率,可能会导致载频过高而不符合工程要求。为了解决此问题,在使用倍频器的同时往往会使用混频器,用于控制载波频率。混频器的作用与幅度调制器相同,都将输入信号的频谱移动到给定频率位置,但不改变频谱结构。

间接调频法的优点是频率稳定度好,缺点是需要多次倍频和混频,因此电路较复杂。

2. 调频信号的解调

调频信号的解调方式有相干解调和非相干解调两种。相干解调仅适用于 NBFM 信号,而非相干解调对 NBFM 信号和 WBFM 信号均适用。

1) 非相干解调

调频信号的非相干解调通常是利用频率检波器产生一个与输入调频信号的频率呈线性关系的输出电压,即可实现对调频信号的解调(此处,输出电压与输入信号的频率呈线性关

系,这就是可解调的原因)。频率检波器也称为鉴频器。鉴频器有斜率鉴频器、比例鉴频器、锁相环鉴频器等多种类型,图 3-24 给出了一种用鉴频器进行非相干解调的原理框图。图中,带通限幅器的作用一方面是限幅,消除信道中噪声及其他方面引起的调频波的幅度起伏,另一方面是带通,让调频信号顺利通过,同时滤除带外噪声及高次谐波分量。微分器和包络检波器构成了具有近似理想鉴频特性的鉴频器。微分器的作用是把幅度恒定的调频波 $s_{\text{FM}}(t)$ 变成幅度和频率都随调制信号 $m(t)$ 变化的调幅调频波 $s_d(t)$,即

$$s_d(t) = -A[\omega_c + K_f m(t)] \sin \left[\omega_c t + K_f \int m(\tau) d\tau \right]$$

包络检波器则将其幅度变化检出,滤去直流,再经低通滤波后即得解调输出为

$$m_0(t) = K_d K_f m(t)$$

这里 K_d 称为鉴频器灵敏度。

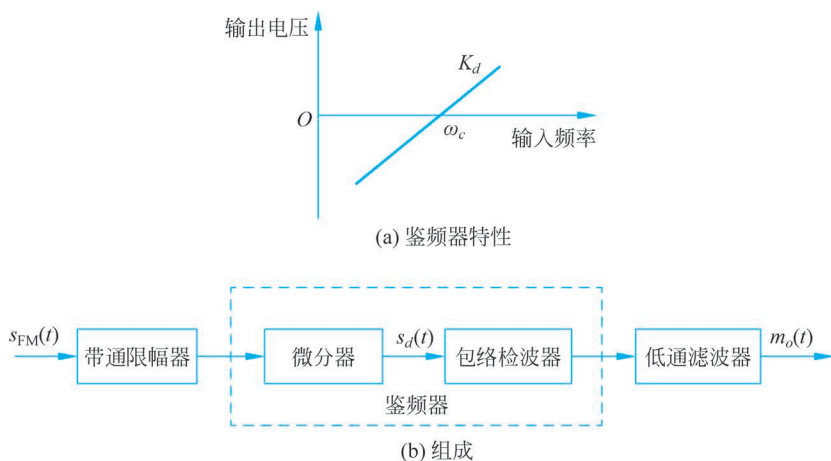


图 3-24 鉴频器特性与非相干解调原理框图

2) 相干解调

由于窄带调频信号可分解成同相分量与正交分量之和,因而可以采用线性调制中的相干解调法来进行解调,其原理框图如图 3-25 所示。带通滤波器的作用是滤除调频信号以外的信道所引入的噪声。这种解调方法与线性调制中的相干解调一样,需要提取和发送端完全相同(同频同相)的相干载波才能正确解调信号。

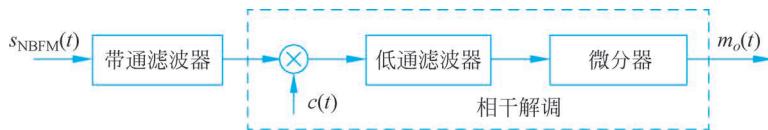


图 3-25 窄带调频信号的相干解调

3.5 非线性调制系统的抗噪性能

因为非相干解调系统无须同步信号,且对窄带调频和宽带调频均适用,所以 FM 系统主要采用非相干解调系统。本节采用图 3-26 所示的模型来讨论 FM 系统非相干解调的抗噪性能。



视频讲解

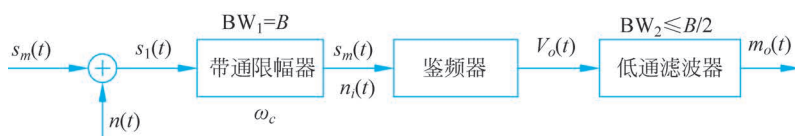


图 3-26 FM 抗噪性能分析模型

解调器输入端的调频信号为

$$s_m(t) = A \cos \left[\omega_c t + \int_{-\infty}^t k_f m(\tau) d\tau \right] = A \cos [\omega_c t + \varphi(t)]$$

$$\varphi(t) = \int_{-\infty}^t k_f m(\tau) d\tau$$

瞬时角频率为

$$\omega = \frac{d[\omega_c t + \varphi(t)]}{dt} = \omega_c + k_f m(t) = \omega_c + \Delta\omega$$

解调器输入信号的平均功率为

$$S_i = \overline{s_m^2(t)} = \frac{1}{2} A^2 \quad (3-75)$$

解调器输入噪声功率为

$$N_i = n_0 B$$

由于带通滤波器的带宽与调频信号带宽相同,因此这里的 B 即为调频信号带宽。

解调器输入信噪比为

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{A^2}{2n_0 B} \quad (3-76)$$

鉴频器输出电压信号与输入信号的瞬时频率变化成正比,因此要分析鉴频器输出端的信噪比,首先要分析鉴频器输入端的合成信号。

信号和噪声的混合信号经带通滤波器滤除有效信号频带外的噪声后,得

$$n_i(t) = n_c(t) \cdot \cos \omega_c t - n_s(t) \cdot \sin \omega_c t = V(t) \cos [\omega_c t + \theta(t)]$$

$$\tan \theta(t) = \frac{n_s(t)}{n_c(t)}$$

$$s_m(t) = A \cos \left[\omega_c t + \int_{-\infty}^t k_f m(\tau) d\tau \right] = A \cos [\omega_c t + \varphi(t)]$$

则合成信号为

$$\begin{aligned} s_m(t) + n_i(t) &= A [\cos \omega_c t \cdot \cos \varphi(t) - \sin \omega_c t \cdot \sin \varphi(t)] + V(t) [\cos \omega_c t \cdot \cos \theta(t) - \sin \omega_c t \cdot \sin \theta(t)] \\ &= [A \cos \varphi(t) + V(t) \cos \theta(t)] \cos \omega_c t - [A \sin \varphi(t) + V(t) \sin \theta(t)] \sin \omega_c t \\ &= \sqrt{a^2 + b^2} \cos [\omega_c t + \alpha(t)] = V_1(t) \cos \psi(t) \end{aligned}$$

经限幅器输出的是 $V_0 \cos \psi(t)$, 即为鉴频器的输入, V_0 为常数。由于鉴频器输出受控于 $\psi(t)$, 因此需要寻找 $\psi(t)$ 的表达式。令

$$S_1(t) = A \cos [\omega_c t + \varphi(t)] + V(t) \cos [\omega_c t + \theta(t)] = \alpha_1 \cos \beta_1 + \alpha_2 \cos \beta_2 = \alpha \cos \beta$$

式中, $\beta_1 = \omega_c t + \varphi(t)$, $\beta_2 = \omega_c t + \theta(t)$, $\psi(t) = \beta$ 。

用矢量图法求解 $\psi(t)$ 的表达式, 如图 3-27 所示。

由图 3-27 可知

$$N_o = \overline{n_o^2(t)} = \frac{1}{(2\pi A)^2} \overline{[n'_s(t)]^2} \quad (3-80)$$

由于 $n'_s(t)$ 是 $n_s(t)$ 通过理想微分器的输出, 因此 $n'_s(t)$ 的功率谱为 $n_s(t)$ 的功率谱乘以微分器的功率传输函数 $|H(\omega)|^2$, 即

$$|H(\omega)|^2 = |j\omega|^2 = \omega^2 = (2\pi f)^2, \quad |f| \leq \frac{B}{2}$$

因此解调器输出噪声的功率谱密度为

$$P_{n'_s}(\omega) = P_{n_s}(\omega) \cdot |H(\omega)|^2 = n_0 \cdot (2\pi f)^2, \quad |f| \leq \frac{B}{2}$$

此时的输出噪声功率谱并不符合白噪声特性, 因此其功率可按式(3-81)求解, 式中 f_m 为低通滤波器的带宽

$$N_o = \overline{n_o^2(t)} = \frac{1}{4\pi^2 A^2} \overline{n'^2_s(t)} = \frac{1}{4\pi^2 A^2} \int_{-f_m}^{f_m} P_{n'_s}(f) df = \frac{1}{4\pi^2 A^2} \int_{-f_m}^{f_m} (2\pi f)^2 n_0 df = \frac{2n_0}{3A^2} f_m^3 \quad (3-81)$$

则解调器在大信噪比情况下的输出端信噪比为

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{3A^2 \cdot k_f^2 \cdot \overline{m^2(t)}}{8\pi^2 \cdot n_0 \cdot f_m^3} \quad (3-82)$$

$$G = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} = \frac{3A^2 \cdot k_f^2 \cdot \overline{m^2(t)}/8\pi^2 \cdot n_0 \cdot f_m^3}{A^2/2n_0 B} = \frac{3 \cdot k_f^2 \cdot \overline{m^2(t)} \cdot B}{4\pi^2 \cdot f_m^3} \quad (3-83)$$

若调制信号为单音余弦信号, $m(t) = \cos\omega_m t$, 则已调 FM 信号为

$$s_m(t) = A \cos \left[\omega_c t + \frac{k_f \sin\omega_m t}{\omega_m} \right]$$

令

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

$$k_f \cdot m(t) = 2\pi\Delta f \cdot \cos\omega_m t$$

$$k_f^2 \cdot \overline{m^2(t)} = (2\pi\Delta f)^2 \cdot \frac{(1 + \cos 2\omega_m t)}{2} = 2(\pi\Delta f)^2$$

因此解调器输出端信噪比可变换为

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{3A^2 \cdot k_f^2 \cdot \overline{m^2(t)}}{8\pi^2 \cdot n_0 \cdot f_m^3} = \frac{3A^2 \cdot 2(\pi\Delta f)^2}{8\pi^2 \cdot n_0 \cdot f_m^3} = \frac{3}{2} \left(\frac{\Delta f}{f_m} \right)^2 \cdot \frac{A^2}{2} \cdot \frac{1}{n_0 f_m} = \frac{3}{2} m_f^2 \cdot \frac{S_i}{N_m} \quad (3-84)$$

其中 $N_m = n_0 f_m$, 则有

$$\frac{S_i}{N_m} = \frac{S_i}{N_i} \cdot \frac{N_i}{N_m} = \frac{S_i}{N_i} \cdot \frac{n_0 B}{n_0 f_m} = \frac{S_i}{N_i} \cdot \frac{2(m_f + 1)f_m}{f_m}$$

代入式(3-84), 可得

$$\frac{S_o}{N_o} = 3m_f^2 (m_f + 1) \frac{S_i}{N_i}$$

因此调频系统的调制制度增益为

$$G = 3m_f^2(m_f + 1) \quad (3-85)$$

可以看出,调频系统的调制制度增益与调频指数的3次方成正比。若调频广播中调频指数 $m_f = 5$,则此时调制制度增益 G 高达 450,说明调频系统的抗噪性能相对于前面所学的调幅系统而言要好得多。

值得注意的是,增大 m_f ,可提高 FM 系统的抗噪性能,即系统可靠性会更好,但增大 m_f ,同时会导致 FM 系统带宽更大,从而使得系统的有效性更差。因此在设计通信系统时应辩证分析 m_f 所引起的系统有效性和可靠性的变化,全局考虑做出合理的选择。

2) 小信噪比情况

当解调器输入信噪比很低时,与 AM 包络检波类似,解调器输出端不存在单独的有用信号项,信号完全被噪声淹没,导致输出信噪比急剧恶化,这种现象称为调频系统解调的门限效应。出现门限效应所对应的解调器输入信噪比称为门限。图 3-28 给出了单频调制情况下不同调频指数时输出信噪比和输入信噪比的关系曲线。

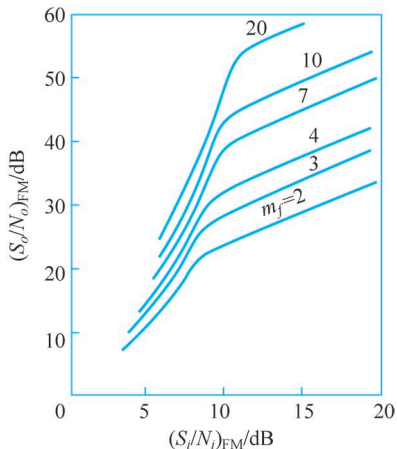


图 3-28 非相干解调的抗噪性能与门限效应

由该曲线图可得到以下结论：

(1) 调频指数 m_f 越高,发生门限效应的转折点也越高,即在较大输入信噪比时就会产生门限效应。但在不同 m_f 时,门限值通常在 8~11dB 范围内变化,一般门限值在 10dB 左右。

(2) 在门限值以上时,即大信噪比工作环境下,调频系统的输出信噪比与输入信噪比呈线性关系,且调频指数 m_f 越大,输出信噪比的改善越明显。

(3) 在门限值以下,即小信噪比工作环境下,调频系统的输出信噪比将随输入信噪比的下降而急剧下降,且调频指数 m_f 越大,输出信噪比下降得越快。

门限效应是 FM 系统存在的实际问题。与 AM 系统一样,调频系统的门限效应是系统的非线性解调作用引起的,在实际应用中,应该尽量降低门限值并使系统工作在门限值以上,尤其是在采用调频的远距离通信和卫星通信领域。目前改善门限效应的方法主要采用锁相环路鉴频器和负反馈解调器,它们的门限电平比一般鉴频器的门限电平低 6~10dB。另外,还可以采用预加重和去加重技术来进一步改善调频解调器的输出信噪比。

3.6 各种模拟调制系统的比较

假定所有调制系统在接收机输入端具有相等的信号功率,加性噪声都是均值为 0、双边功率谱密度为 $n_0/2$ 的高斯白噪声,基带信号 $m(t)$ 带宽为 f_m ,可将各种模拟调制方式的信号带宽、制度增益、输出信噪比、设备(调制与解调)复杂程度、主要应用等要素进行总结,如表 3-1 所示。

表 3-1 各种模拟调制方式总结

调制方式	信号带宽	制度增益	S_o/N_o	设备复杂程度	主要应用
AM	$2f_m$	最大 2/3	$\frac{1}{3} \cdot \frac{S_i}{n_0 f_m}$	简单	中短波无线电广播
DSB 调幅	$2f_m$	2	$\frac{S_i}{n_0 f_m}$	中等	应用较少
SSB 调幅	f_m	1	$\frac{S_i}{n_0 f_m}$	复杂	短波无线电广播、语音频分复用、载波通信、数据传输
VSB 调幅	略大于 f_m	近似 SSB 调幅	近似 SSB 调幅	复杂	数据通信、电视广播
FM	$2(m_f+1)f_m$	$3m_f^2(m_f+1)$	$\frac{3}{2}m_f^2 \frac{S_i}{n_0 f_m}$	中等	超短波小功率电台(窄带 FM)、调频立体声广播(宽带 FM)、卫星通信

1) 系统有效性比较

模拟通信系统的系统有效性主要取决于信号带宽。通常信号带宽越小,系统频带利用率越高,有效性则越好。因此,本章所学的几种模拟调制系统有效性从好到差依次为:SSB 调幅、VSB 调幅、DSB 调幅、AM、FM,且 FM 信号的带宽会随着调频指数 m_f 的增大而增大,因此宽带调频(WBFM)的有效性比窄带调频(NBFM)的有效性更差。

2) 系统可靠性比较

模拟通信系统的可靠性用抗噪性能来衡量。就抗噪性能而言,考虑相同输入条件下的输出信噪比。图 3-29 给出了各种模拟调制系统的抗噪性能曲线,图中圆点表示门限点。输

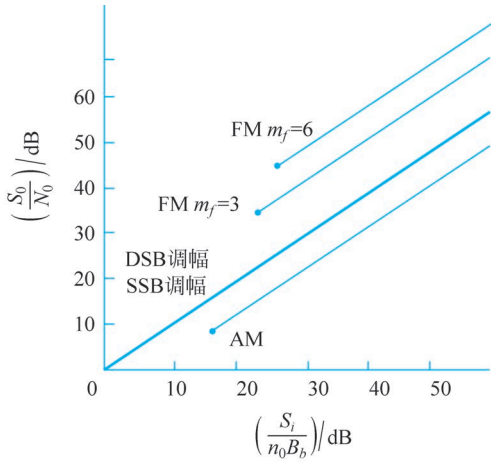


图 3-29 各种模拟调制系统的抗噪性能曲线

入信噪比在门限点以下,会发生门限效应,输出急剧恶化;门限点以上,即不发生门限效应的情况下,DSB 调幅、SSB 调幅的信噪比比 AM 高 4.7dB 以上,而 FM($m_f=6$)的信噪比比 AM 高 22dB。所以,综合比较几种模拟系统的可靠性,WBFM 可靠性最好,DSB 调幅、SSB 调幅、VSB 调幅次之,AM 最差。并且,FM 的调频指数 m_f 越大,抗噪性能越好。可是如有效性分析中所说, m_f 越大,FM 系统的有效性就越差,可以说 FM 是以牺牲有效性来换取更好的可靠性。因此 m_f 的选择要从通信质量(可靠性)和带宽限制(有效性)两方面辩证分析、综合考虑。对于高质量通信(高保真音乐广播、电视伴音、双向式固定或移动通信、卫星通信和蜂窝电话系统)采用 WBFM,选择较大的 m_f ,而对于那些对信号质量要求不太高的系统,则可选择 m_f 较小的调频方式。

3) 特点与应用

AM 调制的优点是可使用包络检波解调方法,接收设备简单,缺点是功率利用率低、抗干扰能力差。如果载波在传输中受到信道的选择性衰落,则在包络检波时会出现过调失真。AM 信号频带较宽,频带利用率不高,因此其只适用于对通信质量要求不高的场合,目前主要用在中波和短波的调幅广播中。

DSB 调幅调制的优点是功率利用率高,且带宽与 AM 相同,但因为其只能采用同步检波方式进行解调,所以设备较为复杂。DSB 调幅应用较少,一般只用于点对点的专用通信,通常用在设备内部作为中间调制过程。

SSB 调幅调制的优点是功率利用率和频带利用率都较高,有效性优于 AM 和 DSB 调幅,抗干扰能力和抗选择性衰落能力均优于 AM,而带宽只有 AM 的一半;缺点是发送和接收设备复杂。鉴于这些特点,SSB 调幅调制普遍用在频带比较拥挤的场合,如短波波段的无线电广播和频分多路复用系统中,军用的短波电台很多都采用单边带调制。

VSB 调幅的抗噪声性能和频带利用率都与 SSB 调幅相近。VSB 调幅的优点是调制部分抑制了发送边带,同时又利用平缓滚降滤波器补偿了被抑制部分,这对包含低频和直流分量的基带信号特别适用。VSB 调幅解调原则上也需相干解调,但在某些 VSB 调幅系统中,附加一个足够大的载波,就可用包络检波法解调合成信号(VSB+C),这种(VSB+C)方式综合了 AM、SSB 调幅和 DSB 调幅三者的优点。所有这些特点,使 VSB 调幅在商用模拟电视广播系统中得到了广泛应用。

FM 信号波形的幅度恒定不变,这使它对非线性器件不甚敏感,抗快衰落能力较强。利用自动增益控制和带通限幅技术,还可以消除快衰落造成的幅度变化效应。宽带 FM 的抗干扰能力强,可以实现带宽与信噪比的互换,不仅可应用于调频立体声广播,还可广泛应用于长距离的高质量通信系统中,如空间和卫星通信、超短波对空通信等。宽带 FM 的缺点是带宽较宽,导致频带利用率低,且存在门限效应。因此在接收信号弱、干扰大的情况下宜采用窄带 FM,这也是小型通信机常采用窄带调频的原因。

【思政 3-6】 从几种模拟系统的比较可以看出,有效性和可靠性通常无法同时达到最优。FM 可靠性最好,但 FM 的有效性在几种模拟系统中最差,FM 是牺牲了有效性换取了更好的可靠性。在设计通信系统时需采用辩证思想分析系统有效性和可靠性指标,全面权衡设计要求,在有效性、可靠性和设备复杂程度等方面取得折中和平衡,设计符合要求的系统。只有优秀才会被选择,中国的科技发展有赖于我辈的努力,只有足够优秀才能立于世界科技前列,希望同学们能坚定科技报国的理想信念,肩负起把我国建设成为科技强国、实现

中华民族伟大复兴的时代使命。

3.7 频分复用

为了提高通信系统的信道利用率,语音信号的传输往往采用多路复用的方式。所谓多路复用技术,通常是指在一个信道中同时传输若干路相互独立的信号。多路复用技术可以充分利用信道带宽,提高系统传输容量。通信中常用的复用方式有频分复用(FDM)、时分复用(TDM)、码分复用(CDM)和波分复用(WDM)。

在通信系统中,信道所能提供的频带宽度通常比传输一路信号所需的频带带宽要宽许多,一个信道只传输一路信号非常浪费,为了充分利用信道的带宽,提出了信道的频分复用。频分复用是将一个信道带宽分割成互不重叠的许多小的频率区间,每路信号占据其中一个频率区间。由于各频率区间之间通常会留有一定的保护频带,所以多路信号在一个信道中传输不会相互干扰。复合信号到达接收端通过不同中心频率和带宽的带通滤波器即可分离各路信号。一般情况下,频分复用可以通过正弦载波调制的方法实现不同信号搬移到不同频率区间。频分复用的多路信号在频率上不会重叠,但在时间上是可以重叠的。

图 3-30 为一个频分复用电话系统的组成框图。

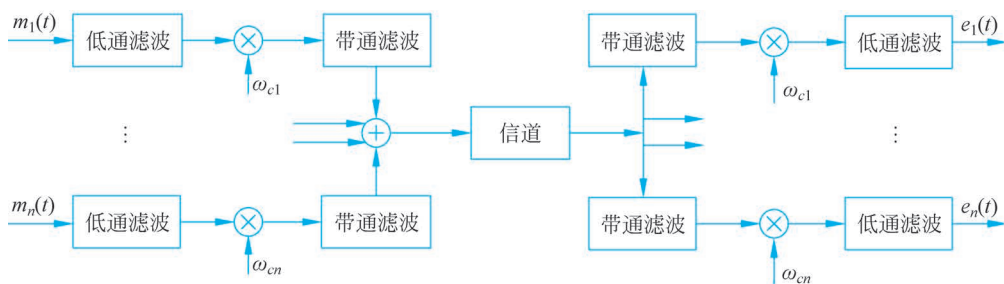


图 3-30 频分复用电话系统组成框图

图 3-30 所示系统中复用的信号共有 n 路。由于各支路信号往往不是严格的带限信号,因此每路信号首先通过低通滤波器限制各路信号的最高频率 f_m 。然后,各路信号通过各自的调制器进行频谱搬移。调制器的电路一般是相同的,但所用的载波频率不同。调制的方式原则上可任意选择,但最常用的是 SSB 调幅,因为它最节省频带。因此,图 3-30 所示系统中的调制器由相乘器和带通滤波器(BPF)构成。合并后的复用信号原则上可以在信道中传输,但有时为了更好地利用信道的传输特性,还可以再进行一次调制。在接收端,可利用相应的带通滤波器来区分开各路信号的频谱。然后,再通过各自的相干解调器便可恢复各路调制信号。

频分多路复用系统中的主要问题是各路信号之间的相互干扰,称为串扰。串扰主要是由系统非线性特性和已调信号的频谱展宽导致的。各路信号之间的串扰主要表现为临近频带干扰(邻道干扰)和各路信号之间的互调干扰。调制器的非线性特性使得已调信号的频谱占用较宽的带宽,虽然经过带通滤波,但是实际系统中仍可能由部分带外信号落入临近频带经过放大后发送出去,从而形成频带之间的串扰。此外接收机的频率选择性不理想也会引入邻道干扰。同样,由于调制器和放大器的非线性作用,在系统中还可能产生互调信号,对

系统造成一些不良影响。因此,在频分复用系统中对系统线性要求较高,且需要合理选择各路载波频率,尽量避免产生互调信号,并在各路频带间留有一定的保护频带 f_g ,以减小各路信号间的串扰。

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

式中, f_{ci} 和 $f_{c(i+1)}$ 分别为第 i 路和第 $i+1$ 路的载波频率。显然,邻路间隔防护频率越大,对带通滤波器的技术要求越低,但这时占用的总频带要加宽,这对提高信道复用率不利。因此,实际中应尽量提高边带滤波技术,以使 f_g 尽量缩小。目前,按 ITU-U 标准,防护频带间隔通常可设置为 900Hz。

频分复用系统的主要优点是信道复用率高,允许复用的路数多,分路也很方便。因此,它目前已成为模拟通信系统中最常采用的一种复用方式,特别是在有线和微波通信系统中应用十分广泛。频分复用系统的主要缺点是设备比较复杂,因为它不仅需要大量的调制器、解调器和带通滤波器,而且还要求接收端提供同步检波所需的相干载波。此外在复用和传输过程中,调制、解调和滤波器件都会不同程度地引入非线性失真,在频分复用中就会不可避免地产生路间干扰。

【思政 3-7】 目前分配给中国移动、中国电信、中国联通、中国广电这四大运营商的 5G 频谱各不相同。中国移动为 2.6GHz 频段(2515~2675MHz),中国电信为 3.5GHz 频段(3400~3500MHz),中国联通为 3.5GHz 频段(3500~3600MHz),中国广电为 4.9GHz 频段(4900~5000MHz)。频谱资源是由国家统一管理的,个人和企业不得随意使用。我们也需要了解并遵守通信行业的规则,形成规则意识,对国家法律法规有敬畏之心,遵守各项规则。

3.8 模拟调制系统的应用

3.8.1 模拟广播电视

由于图像信号的频带很宽(达到 6.5MHz),而且具有很丰富的低频分量,很难采用单边带调制,因此在模拟电视信号中,图像信号采用残留边带调制,并插入很强的载波,这样可以用简单的包络检波的方法来接收图像信号,使电视接收机简化。电视伴音信号采用调频副载波方式,与图像信号采用频分复用的方式合成一个总的电视信号。

我国黑白电视信号的频谱如图 3-31 所示。伴音信号和图像载频(载波频率)信号相差 6.5MHz,一路电视信号占据的频带宽度为 8MHz。残留边带信号在载频附近的互补对称特性是在接收端形成的,接收机中频放大器的理想频率响应为一斜切滤波特性,如图 3-32 所示。

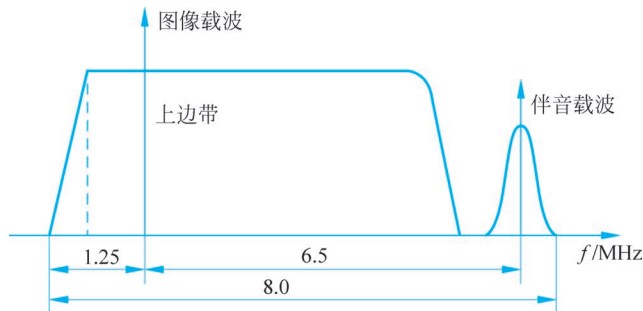


图 3-31 黑白电视信号的频谱

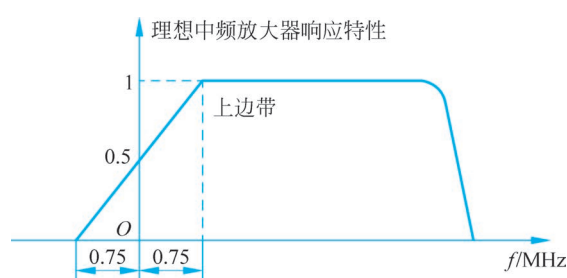


图 3-32 电视接收机的理想中频滤波特性

彩色电视信号是由红、蓝、绿三基色构成的。为了在接收端分出这三种颜色，重现彩色，并考虑和黑白电视的兼容性，在彩色电视信号中除了传送由这三色线性组合得到的亮度信号(黑白电视信号)外，还需要传送两路色差信号 R-Y(红色与亮度之差)和 B-Y(蓝色和亮度之差)。在我国彩色电视所采用的逐行倒相制(Phase Alternating Line, PAL)中，这两路色差信号用 4.433 618 75MHz 的副载波进行正交的抑制载波双边带调制，即采用 4.433 618 75MHz 频率的两个相位相差 90°的载波分别进行抑制载波双边带调制。为了克服传输过程中的相位失真对色调的影响，在 PAL 制中，R-Y 这一路色差信号在调制时每隔一个扫描行倒相一次(倒相后两路副载波之间的正交性保持不变)，这也是逐行倒相制名称的由来。

广播电视伴音信号采用调频体制，最大频偏规定为 25kHz，伴音信号最高频率为 15kHz，根据卡森公式可以计算出伴音信号占据的带宽为 80kHz。

3.8.2 短波单边带电台

短波单边带电台是模拟单边带调制技术的一种典型应用。IC-725 单边带电台是从国外引进组装生成的一种电台。IC-725 电台体积小、重量轻、操作使用方便、性价比较高。由于电台体积小、操作简便、性能稳定、安装架设简单，因而广泛用于林业、石油、煤炭等部门。

IC-725 电台共有四种工作模式，分别为单边带(SSB)、连续波(CW)、调幅(AM)和调频(FM)。IC-725 电台基本工作过程如图 3-33 所示。

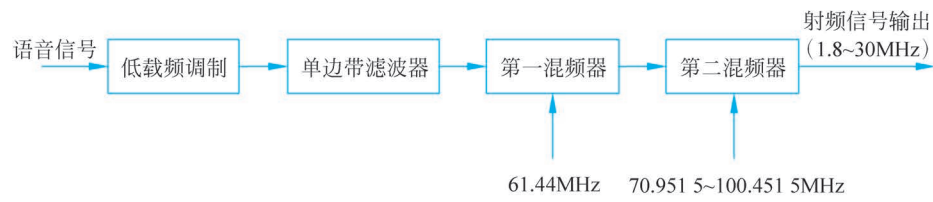


图 3-33 IC-725 电台基本工作过程

3.8.3 调频立体声广播

相对于调幅广播而言，调频广播的频带宽、信噪比高、抗干扰能力强，目前的应用也更广泛。调频立体声广播使用的频段为 88~108MHz，各调频发射频点间隔为 200kHz。与调幅广播相比，它能提供更好的音质效果，主要原因如下。

(1) 调频立体声广播信号中包含了两个声道的和信号与差信号。

(2) 调频立体声广播的音频范围为 $0.3 \sim 15\text{kHz}$, 高音成分得到了保留。

(3) 调频立体声广播采用频率调制, 与幅度调制相比, 抗噪性能更好。

(4) 调频立体声广播使用 VHF 频段, 信道特性稳定。

调频立体声广播的信号形成过程如图 3-34 所示。将左声道信号 L 和右声道信号 R 进行叠加形成和信号 $L+R$, 相减得到差信号 $L-R$ 。将差信号采用 38kHz 的副载波进行抑制载波的双边带调幅, 与和信号共同形成一个频分复用信号, 作为调制立体声广播的调制信号。

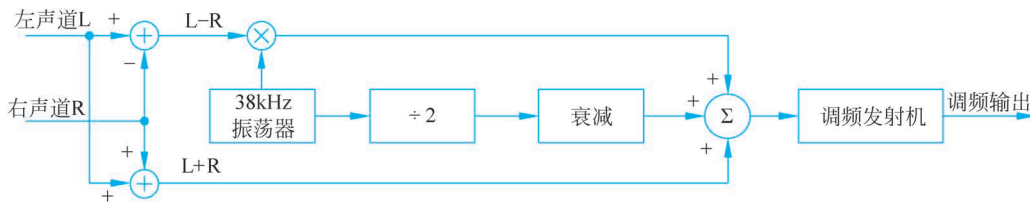


图 3-34 调频立体声广播的信号形成过程

接收立体声广播信号后先进行鉴频, 得到频分复用信号, 接着对频分复用信号进行相应的分离, 恢复出左声道信号 L 和右声道信号 R , 调频立体声广播信号的解调如图 3-35 所示。

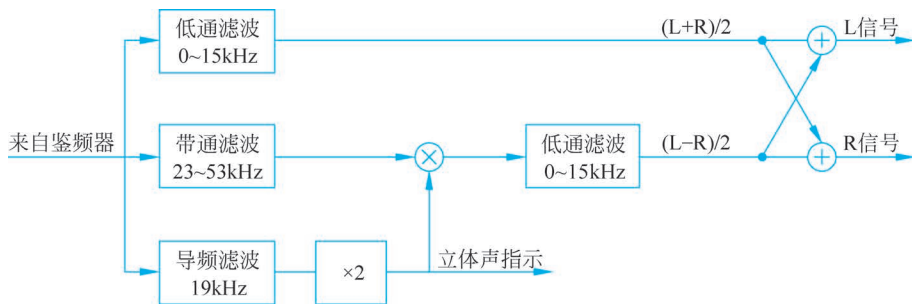


图 3-35 调频立体声广播信号的解调

3.8.4 模拟移动通信系统

第一代移动通信(1G)是用模拟调制方式传输信息的蜂窝式移动通信系统, 主要包括 AMPS、TACS、NMT 等商用移动通信系统。蜂窝式模拟移动通信系统由基站、移动台、移动业务交换中心及传输电路等组成。基站由收、发信设备和控制设备组成。收、发信设备用来建立基站与其覆盖区内移动台之间的通信联系, 控制设备具有通话保持、信道转换等多种无线管理功能。收、发信设备和控制设备可以合装在同一地点, 也可以分设, 基站设在蜂房式六边形小区的**中心或六边形的顶角。基站区半径一般为 $1.5 \sim 15\text{km}$ 。移动台由一套具有收、发功能的设备和控制设备组成, 能自动选择信道进行转换和接续。移动业务交换中心的核心设备是移动电话交换机, 其功能是处理呼叫、漫游, 进行无线信道的控制, 并实现无线系统与市话网、长途网的接续。一个移动业务交换中心可以管理一个或几个基站。各基站通过有线或无线中继电路与移动业务交换中心的交换机相连, 移动业务交换中心之间以及移动业务交换中心与市话局、长途局之间也以中继电路相连。

第一代模拟移动通信系统容量有限, 不便于保密, 且制式不统一, 相互之间不兼容, 无法

实现无缝漫游,因而限制了服务覆盖面。
几种典型的模拟移动通信系统的主要参数如表 3-2 所示。

表 3-2 典型的模拟移动通信系统的主要参数

典型模拟移动通信系统		AMPS	TACS	NMT
工作频段	双工工作频段/MHz	890~915	824~849	454~468
	信道间隔/kHz	25	30	25
	双工间隔/MHz	45	45	10
	总信道数	1000	832	180/220
功率特性	基站功率/W	40~100	20~100	25/50
	移动台功率/W	10/14/1.6/0.6	4/0.6	15
	小区覆盖半径/km	5~10	5~20	20~40
语音调制	调制方式	FM	FM	FM
	峰值频偏/kHz	9.5	12	5
信令调制	调制方式	FSK	FSK	FSK
	速率/kbps	8	10	1.2
	信道编码	BCH	BCH	Hagelbargar

【本章小结】

1. 调制的基本概念

- 定义：用调制信号去控制载波信号的某个参数,使参数随调制信号的变化而变化。
- 目的：将调制信号变换成适合信道传输的已调信号,提高性能,有效利用频带。

2. 幅度调制

- 定义：载波的振幅随调制信号的变化而变化。
- 分类：AM(普通双边带调幅)、DSB(抑制载波的双边带调幅)、SSB(单边带调幅)、VSB(残留边带调幅)。

3. 幅度调制的基本原理

- 信号波形特征：载波振幅随调制信号的变化而变化。
- 信号带宽：AM,DSB 为 2 倍调制信号带宽,SSB 等于调制信号带宽,VSB 约等于调制信号带宽。
- 调制方法：(交流分量+直流分量)×载波→带通滤波器。
- 解调方法：相干解调和非相干解调。其中 DSB、SSB 只能用相干解调。

4. 抗噪性能分析

- 计算解调器输入/输出端的信噪比,得到调制制度增益。
- 调制制度增益 $G = \text{输出信噪比} / \text{输入信噪比}$ 。
- 各调幅信号调制制度增益：AM 最大为 $2/3$,DSB 为 2,SSB 为 1。

5. 角度调制

- FM 信道带宽： $B = 2(m_f + 1)B_b$ 。
- FM 调制制度增益： $G = 3m_f^2(m_f + 1)$ 。

6. 性能比较

有效性: $SSB > VSB > AM = DSB > FM$ 。

可靠性: $FM > DSB = SSB > AM$ 。

模拟调制系统的思维导图如图 3-36 所示。

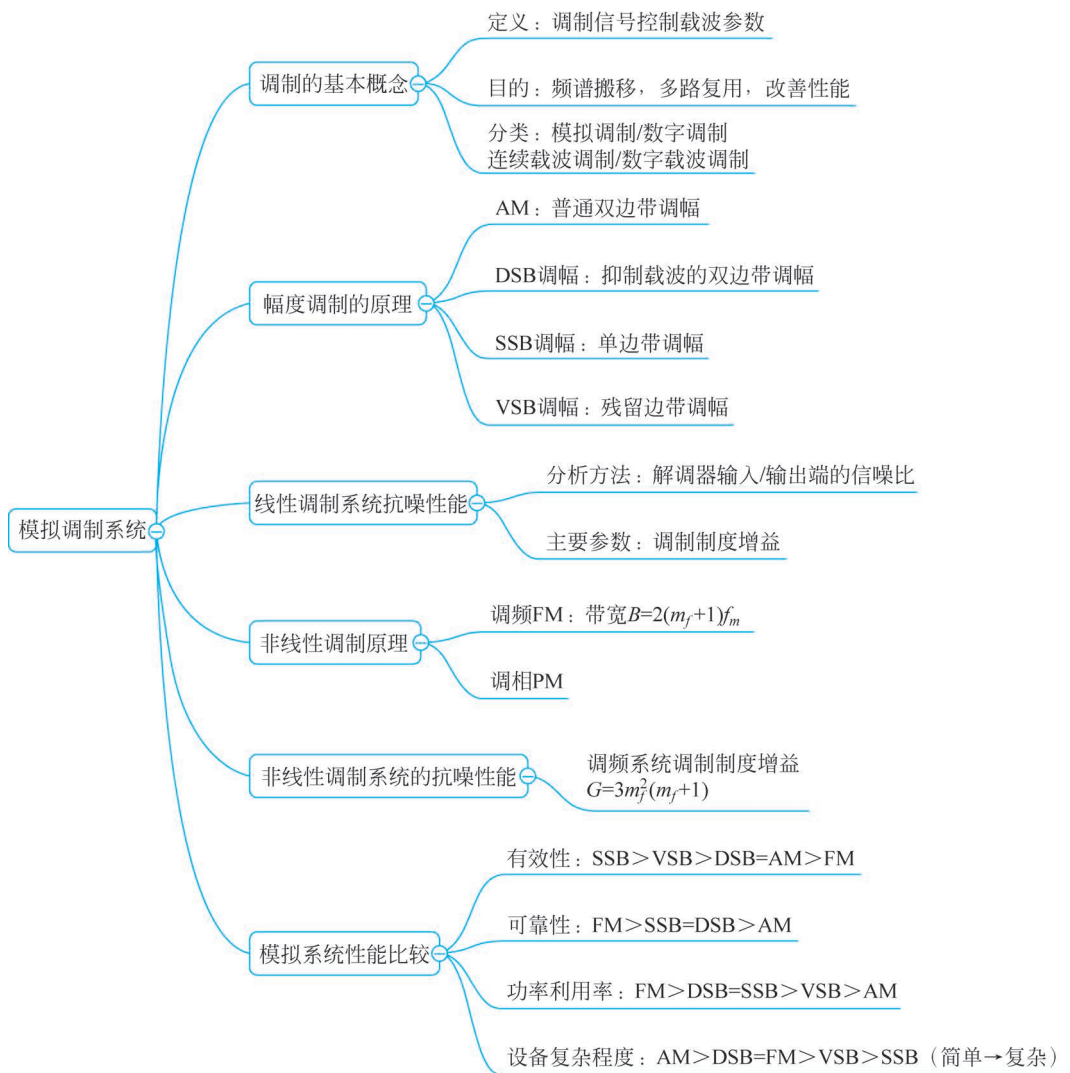


图 3-36 “模拟调制系统”思维导图

思考题

- 3-1 什么是调制？调制是如何进行分类的？
- 3-2 什么是线性调制？常见的线性调制有哪些？
- 3-3 SSB 调幅信号的产生方法有哪些？
- 3-4 AM 信号频谱和 DSB 调幅信号频谱有什么相同点和不同点？
- 3-5 残留边带调幅所使用的滤波器应该具有什么样的传输特性？为什么？

- 3-6 什么是调制制度增益？它的物理意义是什么？
- 3-7 AM 相干解调和非相干解调抗噪性能是否相同？为什么？
- 3-8 DSB 调制系统和 SSB 调制系统的抗噪性能是否相同？为什么？
- 3-9 什么是门限效应？AM 系统产生门限效应的原因是什么？
- 3-10 什么是频率调制？什么是相位调制？它们的关系是怎样的？
- 3-11 FM 系统调制制度增益和信号带宽的关系如何？这一关系说明了什么？
- 3-12 什么是频分复用？请列举使用了频分复用技术的现代通信系统。
- 3-13 请描述一种你所学习到的模拟系统的应用案例，简要说明其工作原理及其所使用的调制方法。

习题

3-1 假设调制信号 $m(t) = \cos 4000\pi t$ ，载波频率为 8kHz，试画出 AM 信号和 DSB 调幅信号的波形和频谱图。

3-2 根据图 3-37 所示的调制信号波形，试画出 DSB 调幅及 AM 信号的波形图，并作图比较它们分别通过包络检波器后的波形差别。



图 3-37

3-3 已知调制信号 $m(t) = \cos 2000\pi t + \cos 4000\pi t$ ，载波为 $\cos 10000\pi t$ ，进行 SSB 调制，试确定该 SSB 信号的表达式，并画出频谱图。

3-4 已知 $m(t)$ 的频谱如图 3-38(a) 所示，模拟调制系统方框图如图 3-38(b) 所示，载频 $\omega_1 \ll \omega_2$ ， $\omega_1 > \omega_H$ ，且理想低通滤波器的截止频率为 ω_1 ，试求输出信号 $s(t)$ ，并说明 $s(t)$ 为何种已调信号。

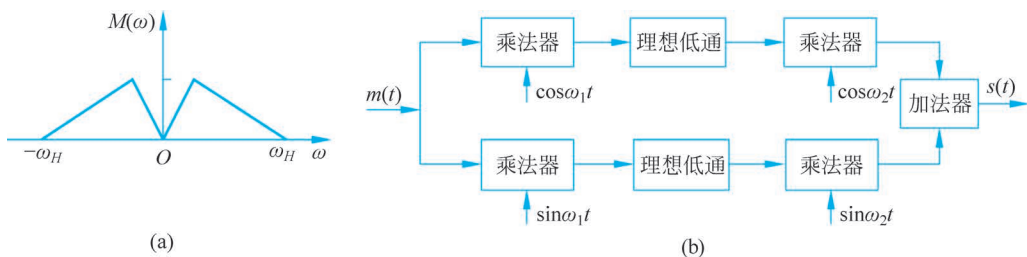


图 3-38

3-5 某调制系统如图 3-39 所示。为了在输出端同时分别得到 $f_1(t)$ 及 $f_2(t)$ ，试确定接收端的 $c_1(t)$ 及 $c_2(t)$ 。

3-6 设某信道具有均匀的双边噪声功率谱密度 $P_n(f) = 1 \times 10^{-3} \text{ W/Hz}$ ，在该信道中传输抑制载波的双边带信号，并设调制信号 $m(t)$ 的频带限制在 5kHz，而载波为 200kHz，已

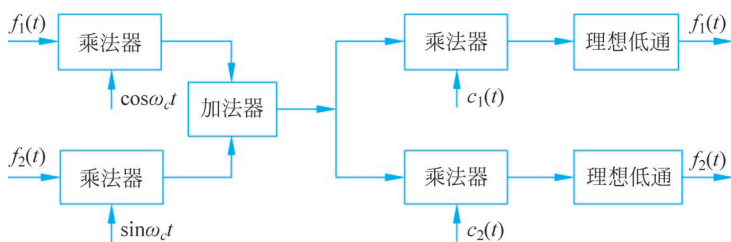


图 3-39

调信号的功率为 10kW。若接收机的输入信号在加至解调器之前,先经过一个理想带通滤波器滤波,试求:

- (1) 该理想带通滤波器传输特性;
- (2) 解调器输入端的信噪比;
- (3) 解调器输出端的信噪比;
- (4) 解调器输出端的噪声功率谱密度。

3-7 某线性调制系统的输出信噪比为 40dB,输出噪声功率为 10^{-10} W,由发射机输出端到解调器输入端之间总的传输损耗为 80dB,试求:

- (1) DSB/SC 时的发射机输出功率;
- (2) SSB/SC 时的发射机输出功率。

3-8 设某信道具有均匀的双边噪声功率谱密度 $P_n(f) = 1 \times 10^{-3}$ W/Hz,在该信道中传输抑制载波的单边带(上边带)信号,并设调制信号 $m(t)$ 的频带限制在 5kHz,而载波为 100kHz,已调信号功率是 20kW。若接收机的输入信号在加至解调器前,先经过一个理想带通滤波器滤波,试问:

- (1) 该理想带通滤波器中心频率和带宽分别应为多少?
- (2) 解调器输入端的信噪比为多少?
- (3) 解调器输出端的信噪比为多少?

3-9 某信道具有均匀的双边带噪声功率谱密度 $P_n(f) = 1 \times 10^{-3}$ W/Hz,在该信道中传输普通双边带调幅信号,并设调制信号 $m(t)$ 的频带限制在 5kHz,而载波频率为 200kHz,边带功率为 20kW,载波功率为 60kW。若接收机的输入信号在加至解调器之前,先经过一个理想带通滤波器滤波,然后再加至包络检波器进行解调,试问:

- (1) 该理想带通滤波器的中心频率应为多少?
- (2) 解调器输入端的信噪比为多少?
- (3) 解调器输出端的信噪比为多少?
- (4) 调制制度增益为多少?

3-10 若对某一信号用 DSB 进行传输,设加至接收机的调制信号 $m(t)$ 的功率谱密度为

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

试求:

(1) 接收机的输入信号功率;

(2) 接收机的输出信号功率;

(3) 若叠加于 DSB 信号的白噪声具有的双边功率谱密度为 $n_0/2$, 设解调器的输出端接有截止频率为 f_m 的理想低通滤波器, 那么, 输出信噪功率比是多少?

3-11 幅度为 3V 的 1MHz 载波受幅度为 1V 频率为 500Hz 的正弦信号调制, 最大频偏为 1kHz, 当调制信号幅度增加为 5V 且频率增至 2kHz 时, 写出新调频波的表达式。

3-12 设最高频率为 3kHz 的语音信号经 DSB 调制后, 在 $f_0 = 30\text{MHz}$ 的高频信道上传递 10km, 信道传输的功率衰减为 10dB/km, 信道中存在高斯白噪声, 其单边功率谱密度为 $n_0/2 = 10^{-16} \text{W/Hz}$, 要求接收输出信噪比 $S_o/N_o \geq 40\text{dB}$ 。

(1) 请画出解调方框图并说明各模块相关参数;

(2) 求系统输出噪声功率谱密度;

(3) 求最小平均发送功率。

3-13 设调频与调幅信号均为单音调制, 调制信号频率为 f_m , 调幅信号为 100% 调制。在两者的接收功率 S_i 和信道噪声功率谱密度 n_0 均相同时, 试比较调频系统 (FM) 与调幅系统 (AM) 的抗噪声性能。

3-14 已知调制信号是 8MHz 的单频余弦信号, 且信道噪声单边功率谱为 $n_0 = 5 \times 10^{-15} \text{W/Hz}$, 信道损耗 α 为 60dB, 若要求输出信噪比为 40dB, 试求:

(1) 100% 调制时 AM 信号的带宽和发射功率;

(2) 调频指数为 6 时 FM 信号的带宽和发射功率。

3-15 已知调频广播中调频指数 $m_f = 6$, 调制信号带宽 $f_m = 15\text{kHz}$, 求调频信号带宽和调制制度增益。

3-16 设信道带宽为 10MHz, 信号带宽为 1.5MHz。对信号分别进行 DSB 和 SSB 调制, 若采用 FDM 进行多路传输, 试问该信道分别最多可传输几路信号?

3-17 请使用 MATLAB 或 SYSTEMVIEW 仿真软件设计一种模拟频带传输系统, 并对系统进行仿真及性能分析。