

第3章

连续波调制系统

由本章开始讨论通信系统的最重要组成部分——调制：通过受控于信息信号的“载波”，可在基带或带通信道中传输模拟或数字信号。连续波传输的模拟信号传输技术，随着数字通信技术的快速发展正濒临淘汰；但由模拟通信所建立的通信理论和基本技术原理，却是认识和发展现代通信的基础知识。作为通信原理教材，过分削减这部分内容是片面的。

知识点

- 调制的概述与功能；
- 以 DSB 和 SSB 为代表的线性调制数学模型；
- 线性调制信噪比与解调性能评价；
- 非线性调制宽带调角与窄带调角构成、参量；
- 调角信号解调与噪声性能分析。

要求

- 掌握线性调制定义和 AM、DSB、SSB 数学模型、VSB 的实施方案；
- 掌握解调及性能分析方法；
- 掌握 WBFM 时-频分析及各种参量关系和 NBFM、WBPM 概念；
- 理解相干、非相干解调及 WBFM 性能分析和门限效应概念。

3.1 调制概念

3.1.1 调制的定义和功能

1. 定义

调制是基带信号波形或编码信息符号借助于载波(参量),实施特定信道传输的技术手段。或者说,调制是为了便于信息传输所进行的信号形式转换或处理。

2. 调制的目的与作用

- 为使发送信号适配信道特性(频点、频段、信道性能等);
- 为了节省通信资源,提高信道带宽利用率;
- 为了便于复用和无线信道的使用频段合理分配;
- 可以改善抗噪声性能,提高通信可靠性。

总之,不论模拟或数字调制,均有利于提高通信有效性或可靠性。

3. 线性调制定义

各种调幅方式,统称线性调制——其频域特征是,信号(基带)频谱在频率轴上的线性位移。针对已调信号的不同要求和带宽不同,线性调制又分为 AM、DSB、SSB、VSB。

4. 非线性调制定义

指由调制信号(波形)控制正弦波的(广义)角度变化、并包括频率和相位两种调制方式的调制。由于调角前后的信号频谱呈非线性关系,所以称为非线性模拟调制。

3.1.2 线性调制系统数学模型

1. 线性调制系统模型

图 3-1 给出了四种调制方式的通用化模型。

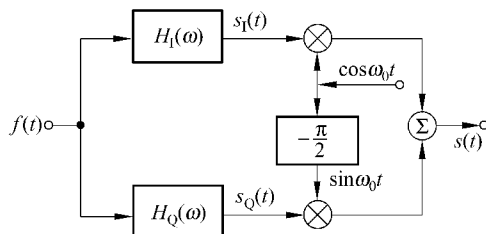


图 3-1 线性调制通用数学模型

2. 线性调制信号的时-频域表示

表 3-1 分别列出了线性调制信号时-频域表示式,以及各占用的传输带宽。同时在最下一栏给出了线性调制信号的通用表示式。

表 3-1 线性调制系统中的信号

分 类	已调波时间表示式	已调波频谱表示式	带 宽
AM	$[A_0 + f(t)]\cos\omega_0 t$	$\pi A_0 [\delta(\omega - \omega_0) + \delta(\omega + \omega_0)]$ $+ \frac{1}{2} [F(\omega - \omega_0) + F(\omega + \omega_0)]$	$2\omega_m$
DSB	$f(t)\cos\omega_0 t$	$\frac{1}{2} [F(\omega - \omega_0) + F(\omega + \omega_0)]$	$2\omega_m$
SSB	$f(t)\cos\omega_0 t \mp \hat{f}(t)\sin\omega_0 t$	$\frac{1}{2} [F(\omega - \omega_0) + F(\omega + \omega_0)]$ $\mp j \frac{1}{2} [\hat{F}(\omega + \omega_0) - \hat{F}(\omega - \omega_0)]$	ω_m
VSB	$f(t)\cos\omega_0 t \mp \tilde{f}(t)\sin\omega_0 t$	$\frac{1}{2} [F(\omega - \omega_0) + F(\omega + \omega_0)]$ $\mp j \frac{1}{2} [\tilde{F}(\omega + \omega_0) - \tilde{F}(\omega - \omega_0)]$	$\omega_m < B < 2\omega_m$
通式	$s_I(t)\cos\omega_0 t \mp s_Q(t)\sin\omega_0 t$	$\frac{1}{2} [S_I(\omega - \omega_0) + S_I(\omega + \omega_0)]$ $\mp j \frac{1}{2} [S_Q(\omega + \omega_0) - S_Q(\omega - \omega_0)]$	$\omega_m \leq B \leq 2\omega_m$

3.1.3 线性调制系统信号分析

1. 常规调幅(AM)

用于民用广播的调幅系统,为便于极大量收听者廉价而可靠地接收,将待发送信号 $f(t)$ 加入一个直流分量 A_0 ,则已调 AM 波形为

$$\begin{aligned} s_{AM}(t) &= [A_0 + f(t)]\cos(\omega_0 t + \theta_0) \\ &= A_0 \cos(\omega_0 t + \theta_0) + f(t)\cos(\omega_0 t + \theta_0) \end{aligned} \quad (3.1-1)$$

其特点是,已调振荡的包络均在时轴上方,与 $f(t)$ 成正比。为便于进行简单的包络检波解调,应使 $A_0 \geq |f(t)|_{\max}$,则定义调幅指数

$$\beta_{AM} = \frac{|f(t)|_{\max}}{A_0} \leq 1 \quad (\text{信号最大值与载波幅度之比}) \quad (3.1-2)$$

由此可见,在已调波中,有一大半功率消耗在不含信号的信息的载波上,通信效率大大降低。

◎[例 3-1] 某调幅波,未调载波功率 $P_c = 1\text{kW}$,调制信号是幅度为 A_m 的单音振荡。分别求以下两种情况时的已调波总功率、峰值功率和边带功率: (1) $\beta_{AM} = 50\%$; (2) $\beta_{AM} = 100\%$ 。

解 (1) $\beta_{AM} = A_m/A_0 = 0.5$, 则 $A_m = \frac{1}{2}A_0$, 又由 $P_c = \frac{A_0^2}{2} = 1000\text{W}$ 得

$$A_m = \frac{1}{2}\sqrt{2000} = 22.36\text{V}$$

因此,已调波总功率

$$P_{AM} = P_c + P_f = 1000 + \frac{A_m^2}{4} = 1000 + \frac{\left(\frac{1}{2}\sqrt{2000}\right)^2}{4} = 1125\text{W}$$

峰值功率

$$P_p = 2P_{AM} = 2 \times 1125 = 2250\text{W}$$

边带总功率

$$P_f = \frac{A_m^2}{4} = \frac{1}{4}\left(\frac{1}{2}\sqrt{2000}\right)^2 = 125\text{W}$$

每个边带的功率

$$P'_f = \frac{1}{2}P_f = 62.5\text{W}$$

(2) $\beta_{AM}=1$, 则 $A_m=A_0=\sqrt{2000}\text{V}$ 。

$$P_{AM} = P_c + P_f = 1000 + \frac{1}{4}(\sqrt{2000})^2 = 1500\text{W}$$

$$P_f = \frac{A_m^2}{4} = 500\text{W}, \quad P'_f = \frac{1}{2}P_f = 250\text{W}$$

峰值功率

$$P_p = 2P_{AM} = 3000\text{W}$$

[例 3-1]表明,以 $f(t)=A_m\cos\omega_m t$ 作调制信号时, $\beta_{AM}=\frac{A_m}{A_0}$, 即使 $\beta_{AM}=1$, 通信效率也仅为

$$\eta = \frac{P_c}{P_c + P_f} = \frac{\beta_{AM}^2}{2 + \beta_{AM}^2} = \frac{1}{3} \quad (3.1-3)$$

实用中,一般 $\beta_{AM}=0.5\sim 0.8$, 因此,差不多 80% 以上的功率消耗在载波上。如现行广播电台,发送功率几十万到百万瓦,付出的“额外”消耗是惊人的,但广大听众利用廉价收音机也是值得的。

2. 双边带(DSB)

去掉 AM 信号中的载波,则调幅信号变为

$$s_{DSB}(t) = f(t)\cos(\omega_0 t + \theta_0) \quad (3.1-4)$$

故又称抑制载波双边带(SC-DSB),简称 DSB。

DSB 信号在载频 $f_0=\frac{\omega_0}{2\pi}$ 位置上有上、下两个边带均含 $f(t)$ 的已调信息,故与 AM 一样带宽均为 $B=2f_m$ 。

3. (理想)单边带(SSB)——相移法产生单边带

若在 DSB 信号中去掉一个边带,可节省一半带宽。但对于低频分量甚至直流含量丰富的信号(如图像),则需用理想边带滤波器,但因其非因果性而不能实现。SSB 理想数学

模型及傅氏变换对可表示为

$$s_{\text{SSB}}(t) = s_{\text{DSB}}(t) * h(t) \leftrightarrow s_{\text{DSB}}(\omega) \cdot \text{rect}\left(\frac{\omega}{2\omega_0}\right) = s_{\text{SSB}}(\omega) \quad (3.1-5)$$

具体数学表示式为

$$s_{\text{SSB}}(t) = f(t)\cos(\omega_0 t + \theta_0) \mp \hat{f}(t)\sin(\omega_0 t + \theta_0) \quad (3.1-6)$$

式(3.1-6)中第1项为DSB信号,第2项 $\hat{f}(t)$ 与 $\sin(\omega_0 t + \theta_0)$ 分别为第1项2个因子式的希氏变换。可以想见,第2项的作用是“消除”DSB中的上边带(“−”号)或下边带(“+”号)。

[例 3-2] 已知调制信号的频谱如图 3-2(a)所示。

(1) 画出 DSB 的频谱;

(2) 按照 SSB 的标准数学模型,画出单边带频谱的形成过程(注意标明各参量的数值)。

解 (1) 双边带频谱如图 3-2(b)所示,表示了 $S_I(\omega) = \frac{1}{2}[F(\omega + \omega_0) + F(\omega - \omega_0)]$ 这一同相分量频谱。

(2) SSB 时间波形为

$$s_{\text{SSB}}(t) = f(t)\cos\omega_0 t \mp \hat{f}(t)\sin\omega_0 t$$

式中“−”表示取上边带,“+”表示取下边带。

对应的频域表达式为

$$\begin{aligned} S_{\text{SSB}}(\omega) &= \frac{1}{2}[F(\omega + \omega_0) + F(\omega - \omega_0)] \mp \frac{j}{2}[\hat{F}(\omega + \omega_0) - \hat{F}(\omega - \omega_0)] \\ &= S_I(\omega) \mp S_Q(\omega) \end{aligned}$$

首先在图 3-2(b)的 $S_I(\omega)$ 基础上,来描绘正交分量 $S_Q(\omega)$ 的频谱图(图(c)),由式 $S_{\text{SSB}}(\omega)$,可将图(b)与图(c)相减或相加,分别得到 SSB 上、下边带的频谱,即图(d)及(e)。

* **[例 3-3]** $g_f(t) = f(t) + j\hat{f}(t)$ 称为信号 $f(t)$ 的预包络(pre-enveloping)这里 $\hat{f}(t)$ 是 $f(t)$ 的希氏变换,且存在傅氏变换对 $f(t) \leftrightarrow F(\omega)$ 。

(1) 给出 $g_f(t)$ 的频谱,并画图表示;

(2) 求 $z(t) = g_f(t)e^{j\omega_0 t}$ 的频谱,并画图表示;

(3) 将 $z(t)$ 复信号取实部,即 $\text{Re}z(t)$,给出具体表示式,并画图。简要说明该结果的物理意义。

解 (1) 设 $f(t)$ 的频谱 $F(\omega)$ 及其希氏谱 $\hat{F}(\omega)$ 如图 3-3(a)、(b)所示。

$$\begin{aligned} G_f(\omega) &= F[g_f(t)] = F(\omega) + j[-\text{sgn}(\omega)]F(\omega) \\ &= F(\omega)[1 + \text{sgn}(\omega)] = 2F(\omega)u(\omega) \end{aligned} \quad (3.1-7)$$

由上式结果和图 3-3(d)表明,预包络信号 $g_f(t)$ 的频谱 $G_f(\omega)$ 是个单边函数(无负域部分),幅度是原信号 $F(\omega)$ 的 2 倍。

$$(2) z(t) \text{ 的频谱 } Z(\omega) = \frac{1}{2\pi}G_f(\omega) * F[e^{j\omega_0 t}] = \frac{1}{2\pi}G_f(\omega) * 2\pi\delta(\omega - \omega_0) = G_f(\omega - \omega_0)$$

结果是将单边谱 $G_f(\omega)$ 搬移至 ω_0 频点,仍为单边(复信号),如图 3-3(e)所示。

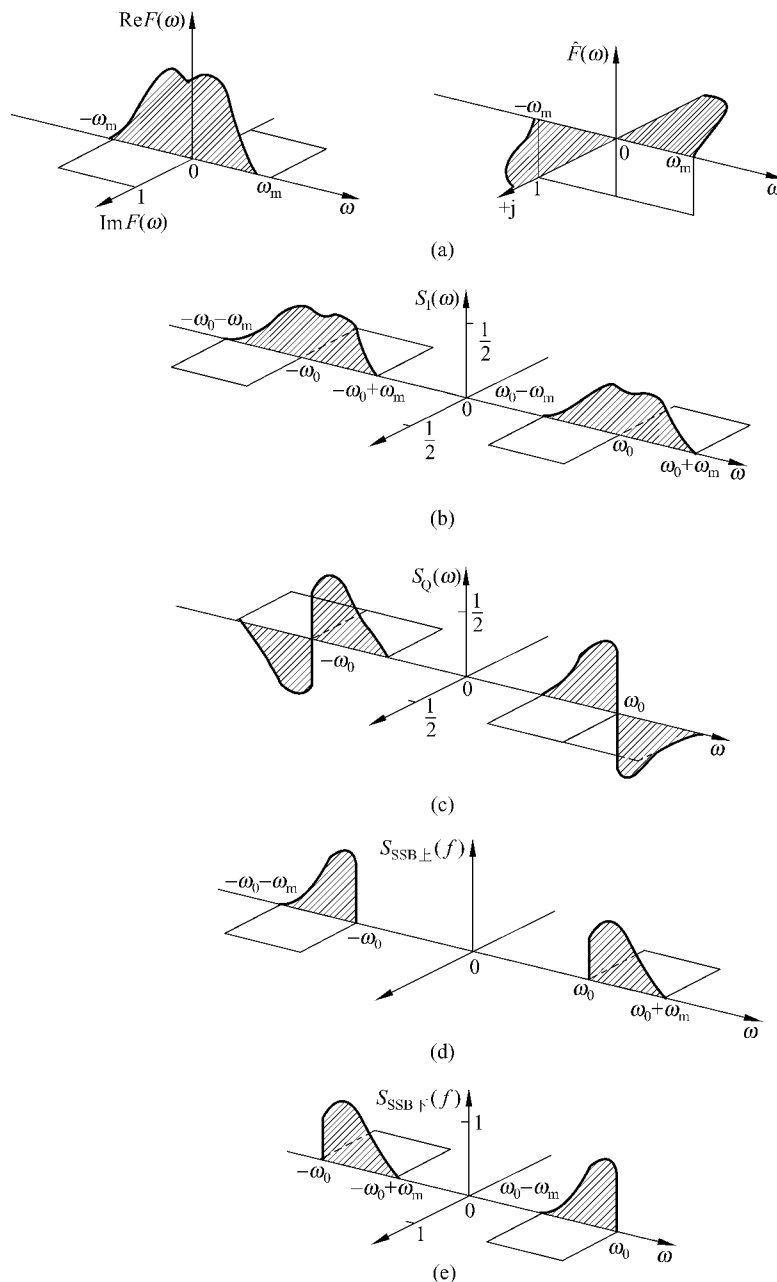


图 3-2 SSB 信号频谱的形成过程

$$(3) \text{Re}z(t) = \text{Re}[f(t) + j\hat{f}(t)]e^{j\omega_0 t} = f(t)\cos\omega_0 t - \hat{f}(t)\sin\omega_0 t = s_{\text{SSB}}(t)$$

相应频谱为

$$\begin{aligned} S_{\text{SSB}}(\omega) &= \frac{1}{2\pi} \{ F(\omega) * \pi[\delta(\omega + \omega_0) + \delta(\omega - \omega_0)] - \hat{F}(\omega) * j\pi[\delta(\omega + \omega_0) - \delta(\omega - \omega_0)] \} \\ &= \frac{1}{2} F(\omega + \omega_0) + \frac{1}{2} F(\omega - \omega_0) - \frac{1}{2} \text{sgn}(\omega + \omega_0) F(\omega + \omega_0) \end{aligned}$$

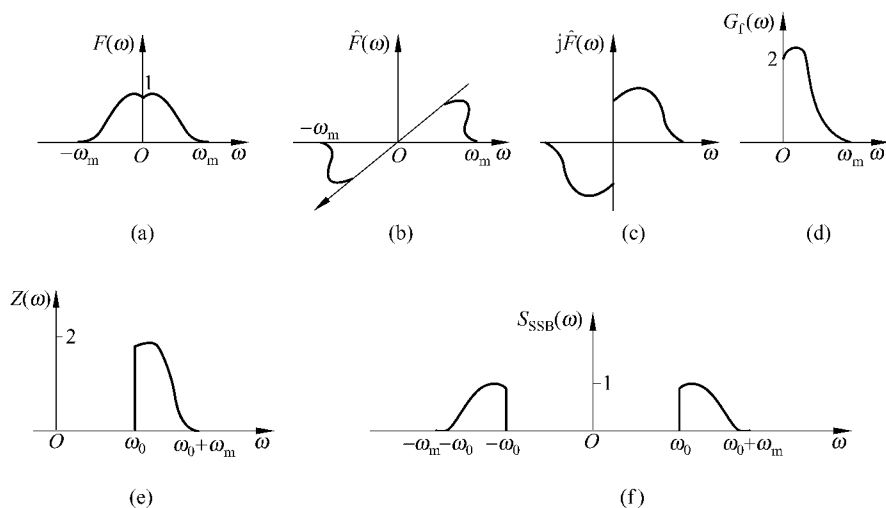


图 3-3 产生 SSB 的一种数学方法

$$\begin{aligned}
 & + \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(\omega - \omega_0) F(\omega - \omega_0) \\
 & = F(\omega - \omega_0) u(\omega - \omega_0) + F(\omega + \omega_0) u(-\omega + \omega_0)
 \end{aligned}$$

从计算和图示表明, $\operatorname{Re} z(t)$ 是理想单边带 (SSB) 信号。其频谱等于信号 $f(t)$ 的频谱搬移 (调幅 DSB) 后取上边带。

4. 残留边带 (VSB)

- 目标: 以折中方式 (带宽 $f_m < B < 2f_m$) 解决理想的相移法 SSB 不可实现的技术问题, 且可无失真恢复原信号。
- 方法: 对 DSB 频谱采用具有“互补对称滚降”特性的边带滤波器——过渡带奇对称于载频 ω_0 和频谱半幅度, 即 $(\pm \omega_0, \frac{1}{2})$ 点。

$$\text{滚降系数 } \alpha = \frac{\text{残留边带带宽 } B_a}{\text{SSB 带宽}} \quad (3.1-8)$$

且

$$0 < \alpha = \frac{B_a}{B_{\text{SSB}}} \leq 1 \quad (3.1-9)$$

* [例 3-4] 电视广播系统中的视频 (图像) 信号带宽高达 6MHz, 为节省通信资源, 应以 SSB 方式传输, 但它含有丰富的平均分量 (表示视觉敏感的亮度) 与低频分量, 只得利用残留边带 VSB 进行某些折中、相干解调才能无失真。

图 3-4(a) 示出了我国第 1 频道黑白电视的图像与伴音频谱。图像 VSB 频谱的残留部分为 1.25MHz, 伴音信号以调频方式传输 (本章后面将介绍), 而伴音载频 f_a 总是较图像载频 f_v 高出 6.5MHz。图像带宽为 $B_{\text{VSB}} = 7.25\text{MHz}$, 伴音带宽 $B_{\text{FM}} = 0.5\text{MHz}$, 各频道传输带宽均为 $B_{\text{TV}} = 8\text{MHz}$ 。

为使电视接收机简单且稳定性高, 采用两次变频进行解调, 第一次以超外差方式: 提供高于图像载频 38MHz 的本地载频, 进行混频后取下边带, 此时 TV 全电视信号不论哪

一频道信号,均以同一个中放电路给予高达 60~70dB 的宽带放大,中频载波固定于中频 $f_{\text{IF}}=38\text{MHz}$ 。如图(b)所示为第 1 频道的中频下边带 TV 频谱。第 1 频道传输图像载波 $f_v=49.75\text{MHz}$,伴音载波 $f_a=56.25\text{MHz}$ 。在接收机“中放”后分离出图像与伴音及行、场信号,对伴音进行鉴频解调,而图像则以插入载波 $f_c=f_{\text{IF}}=38\text{MHz}$ 后进行包络解调,并严格以“斜切”式互补对称滤波特性的 VSB 弥合为原图像频谱(图(c))。

需明确的是,所有各频道除 f_a 与 f_v 不同,均在接收时选择将超外差载波调至 $f_v+38\text{MHz}$,即可下载任一指定频道节目,到中频部分进行两级变频,最后解调播放。

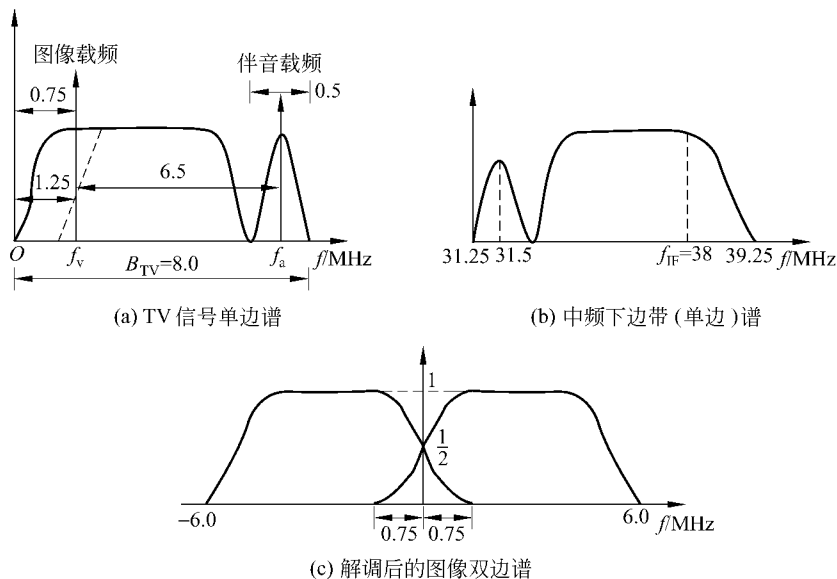


图 3-4 电视信号的传输过程(频谱)

3.2 线性调制信号的解调与性能分析

已调信号在高斯信道中传输,则会介入高斯白噪声的加性干扰(AWGN),到达接收机输入端的混合信号为

$$x(t) = s_i(t) + n_i(t) \quad (3.2-1)$$

其中 $s_i(t)$ 可能是线性调制 4 种信号的任何一种, $n_i(t)$ 为窄带高斯噪声。

通过解调器从 $x(t)$ 中提取出原发送信号 $s(t)$ 。

3.2.1 AM 信号的非相干解调

接收端输入的混合信号为已调 AM 信号加 AWGN 噪声,即

$$x(t) = s_{\text{AM}}(t) + n_i(t) = [A_0 + f(t)]\cos\omega_0 t + n_1(t)\cos\omega_0 t - n_Q(t)\sin\omega_0 t \quad (3.2-2)$$

• 包络检测

$$A(t) = A_0 + f(t) + n_1(t) \quad (n_1(t) \text{ 为窄带噪声同相分量}) \quad (3.2-3)$$

当输入信噪比 $\frac{S_i}{N_i} \gg 1$, 隔直流后可得原信号(近似)为

$$s_d(t) \approx f(t) \quad (3.2-4)$$

◎[例 3-5] 载波电报“传号”以幅度 $A_0 = 10\text{V}$ 和角频 ω_0 的载波表示, 传输衰减 40dB, 并介入 AWGN 干扰 $n(t)$, 若接收机以包络检波提取该传号信息, 设已调波带宽 $B = 1\text{kHz}$, 噪声功率谱 $\frac{n_0}{2} = 10^{-8}\text{W/Hz}$, 求包络检波器的输入及输出信噪比。

解 一般有 $f_0 \gg B$, 因此, $n(t)$ 视为窄带高斯白噪声。接收输入的混合波形为

$$\begin{aligned} x(t) &= s_i(t) + n_i(t) = A_0 \cos \omega_0 t + n(t) \\ &= [A_0 + n_I(t)] \cos \omega_0 t - n_Q(t) \sin \omega_0 t \end{aligned}$$

式中, $n_I(t)$ 、 $n_Q(t)$ 分别为 $n(t)$ 的同相与正交分量。

因此, 包络检波后的输出为

$$|x(t)| = \{[A_0 + n_I(t)]^2 + n_Q^2(t)\}^{\frac{1}{2}}$$

由于窄带噪声包络为 $\rho = \sqrt{n_I^2 + n_Q^2}$, 远小于信号幅度 A_0 , 检波器输入信噪比可计算如下:

$$S_i = \frac{(10)^2}{2} \times 10^{-4} = 5\text{mW}, \quad N_i = n_0 B = 2 \times 10^{-8} \times 1000 = 2 \times 10^{-5}\text{W}$$

所以,

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{5 \times 10^{-3}}{2 \times 10^{-5}} = 2.5 \times 10^2 \quad (\text{即 } 24\text{dB})$$

在此大信噪比条件下, 可有 $|x(t)| \approx A_0 + n_I(t)$, 这样一来, 输出信噪比为

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{A_0^2}{E[n_I^2(t)]} = \frac{2S_i}{E[n^2(t)]} = \frac{2S_i}{N_i} = 5 \times 10^2 \quad (27\text{dB})$$

3.2.2 相干解调

1. 解调模型

图 3-5 为相干解调模型。

- 相干载波——接收端提供与其输入的已调载波严格同频、同相的本地载波。

2. 解调过程与结果

由表 3-1 中的线性调制信号通式, 考虑到经传输后的载波随机相位 θ 、AWGN 和 $n(t)$, 则解调输入端混合信号为

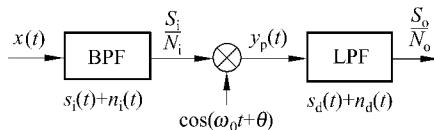


图 3-5 相干解调模型

$$\begin{aligned} x(t) &= s_i(t) + n_i(t) = s_I(t) \cos(\omega_0 t + \theta) + s_Q(t) \sin(\omega_0 t + \theta) \\ &\quad + n_I(t) \cos(\omega_0 t + \theta) - n_Q(t) \sin(\omega_0 t + \theta) \end{aligned} \quad (3.2-5)$$

提供相干载波, 与式(3.2-5)相乘得

$$y_p(t) = x(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \theta) \quad (3.2-6)$$

经低通(LPF)后的相干解调输出为

$$y_d(t) = s_d(t) + n_d(t) = \frac{1}{2}s_1(t) + \frac{1}{2}n_1(t) \quad (3.2-7)$$

- 结论——DSB、SSB、VSB 相干解调从已调波同相项恢复信号,即 $s_1(t) = f(t)$;解调噪声为窄带噪声同相分量。

3.2.3 性能比较与解调器信噪比得益

1. 对模拟调制系统性能评价

主要靠接收信噪比,并且解调方式不同,输出信噪比可能变化。

表 3-2 列出了相干解调与包络解调系统各解调方式解调器输入信噪比 $\frac{S_i}{N_i}$ 、输出信噪比 $\frac{S_o}{N_o}$ 和相应的信噪比得益 G 。

表 3-2 线性调制系统性能表

调制类型	调制方式	接收输入信噪比 $\frac{S_i}{N_i}$	解调输出信噪比 $\frac{S_o}{N_o}$	信噪比得益 G
AM (注)	相干解调	$\left(\frac{S_i}{N_i}\right)_{AM} = \frac{A_0^2 + \overline{f^2(t)}}{4n_0 f_m}$	$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{AM, DSB} = \frac{\overline{f^2(t)}}{2n_0 f_m}$	$G_{AM} = \frac{2\overline{f^2(t)}}{A_0^2 + \overline{f^2(t)}} \leq \frac{2}{3}$ (即小于 0dB)
DSB		$\left(\frac{S_i}{N_i}\right)_{DSB} = \frac{\overline{f^2(t)}}{4n_0 f_m}$		$G_{DSB} = \frac{\overline{f^2(t)}/(2n_0 f_m)}{\overline{f^2(t)}/(4n_0 f_m)} = 2$ (即 3dB)
SSB VSB		$\left(\frac{S_i}{N_i}\right)_{SSB, VSB} = \frac{\overline{f^2(t)}}{n_0 f_m}$	$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{SSB, VSB} = \frac{\overline{f^2(t)}}{n_0 f_m}$	$G_{SSB, VSB} = \frac{\overline{f^2(t)}/(n_0 f_m)}{\overline{f^2(t)}/(n_0 f_m)} = 1$ (即 0dB)
AM	包络解调	同上 $\left(\frac{S_i}{N_i}\right)_{AM}$	大信噪比输入 $\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{AM}$ 同上	同上 G_{AM}
			小信噪比输入 $\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{AM} \approx \left(\frac{S_i}{N_i}\right)_{AM}^2$	无法正常工作

注: AM 信号解调不必采用相干方式。

【例 3-6】发送端调制信号 $f(t)$ 幅度为 $A_0 = 1V$, 频率 $f_m = 10kHz$, 现分别用 $\beta_{AM} = 0.5$ 的 AM 调制、DSB 和 SSB 传输。已知信道衰减 $K = -40dB$, 接收和输入端白噪声功率谱(单边)为 $n_0 = 10^{-10} W/Hz$ 。

(1) 求各种制式在接收输入端信噪比 $\frac{S_i}{N_i}$;

(2) 计算各解调信噪比 $\frac{S_o}{N_o}$;

(3) 计算各信噪比得益 G , 并比较结果。

解 (1) 计算输入信噪比 $\frac{S_i}{N_i}$

- AM: 由于 $\beta_{AM} = 0.5$, 所以 $A_0 = 2A_m = 2V$