

《通信原理》

(07 模拟系统-AM)

蔡志岗

光学与光学工程系

中山大学物理学院

lasers@netease.com

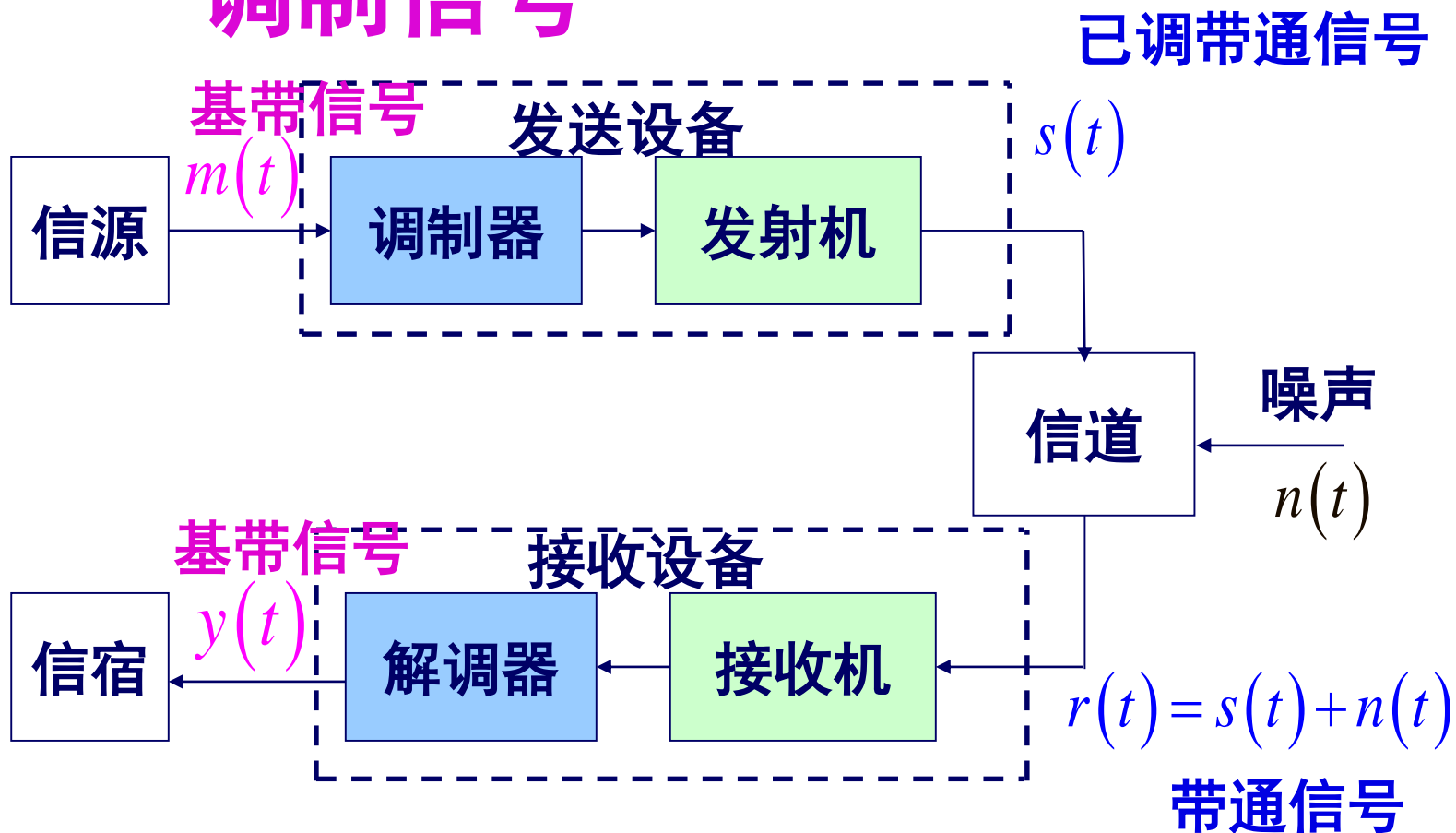
13316105077

光信息实验室: **84110909**

中大光信息

模拟通信系统——信道中传输模拟波形的通信系统。

调制信号



调制信号

$$m(t)$$

调制器

已调信号

$$\begin{aligned}s(t) &= a(t) \cos[2\pi f_c t + \theta(t)] \\ &= x_c(t) \cos 2\pi f_c t - x_s(t) \sin 2\pi f_c t \\ &= \operatorname{Re}[x_L(t) e^{j2\pi f_c t}]\end{aligned}$$

$$A \cos(\omega_c t)$$

被调信号

$$a(t) = a[m(t)] \rightarrow \text{幅度调制}$$

$$\theta(t) = \theta[m(t)] \rightarrow \text{角度调制}$$

$x_L(t), x_c(t), x_s(t), a(t), \theta(t)$ 都是 $m(t)$ 的函数

中大光信息

第五章：模拟调制系统

3. 1 引言

3. 2 线性调制的原理

3. 3 线性调制系统的解调

3. 4 线性调制系统的抗噪声性能分析

3. 5 非线性调制系统的原理及抗噪声性能

3. 5. 5 FM系统的加重技术

第三章：模拟调制系统

3.6 各种模拟调制系统的比较

3.7 载波同步

3.8 频分复用

模拟信号：在时间和幅度上是连续的，通常是随机的。

假设此随机过程 $M(t) = \{m(t)\}$ 是广义平稳过程，可用其自相关函数 $R_M(\tau)$ 及功率谱密度 $P_M(\omega)$ 来描述。

基带信号 具有 较低的频率分量，频谱是低通型的，限带于 W Hz。

频带信号：在通信系统的发送端需要由一个载波来运载基带信号，也就是使 **载波信号** 的某一个（或几个）**参量** 随 基带信号 改变，这一过程就称为 调制。

$$c(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + \varphi_c)$$

3.1 引言

我们将信息直接转换得到的较低频率的原始电信号称为**基带信号**。通常基带信号不宜直接在信道中传输。因此在通信系统的发送端需将基带信号的**频谱搬移**（调制）到适合信道传输的频率范围内，而在接收端，再将它们**搬移回**（解调）到原来的频率范围，这就是调制和解调。

所谓调制就是使基带信号（调制信号）控制**载波**的某个（或几个）参数，使这一（或几个）参数按照基带信号的变化规律而变化的过程。调制后所得到的信号称为已调信号或频带信号。

$$C(t) = A \cos(\omega_c t + \varphi_0)$$

频带信号调制：在通信系统的发送端需要由一个载波来运载基带信号，也就是使载波信号的某一个（或几个）参量随基带信号改变。

$$c(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + \varphi_c)$$

幅度调制

频率调制

相位调制

在通信系统的接收端则需要有解调过程。

调制在通信系统中具有十分重要的作用。一方面，通过调制可以把基带信号的频谱搬移到所希望的位置上去，从而将调制信号转换成适合于信道传输或便于信道多路复用的已调信号。另一方面，通过调制可以提高信号通过信道传输时的抗干扰能力，同时，它还和传输效率有关。具体地讲，不同的调制方式产生的已调信号的带宽不同，因此调制影响传输带宽的利用率。

可见，调制方式往往决定一个通信系统的性能。

调制的类型根据调制信号的形式可分为**模拟调制**和**数字调制**；根据载波的不同可分为

- 以**正弦波**作为载波的连续载波调制（本章、第六章）；
- 以**脉冲串**作为载波的脉冲调制（第四、五章）；

根据调制器**频谱搬移**特性的不同可分为线性调制和非线性调制。

3.2 线性调制的原理

3.2.1 幅度调制 (AM)

1、AM信号的数学模型

幅度调制 (AM) 是指用调制信号去控制高频载波的幅度，使其随调制信号呈线性变化的过程。AM信号的数学模型如图3-1所示。

图中， $m(t)$ 为基带信号，它可以是确知信号，也可以是随机信号，但通常认为平均值为0。载波为：

$$C(t) = A_0 \cos(\omega_c t + \varphi_0) \quad (3.1)$$

上式中， A_0 为载波振幅， ω_c 为载波角频率， φ_0 为载波的初始相位。

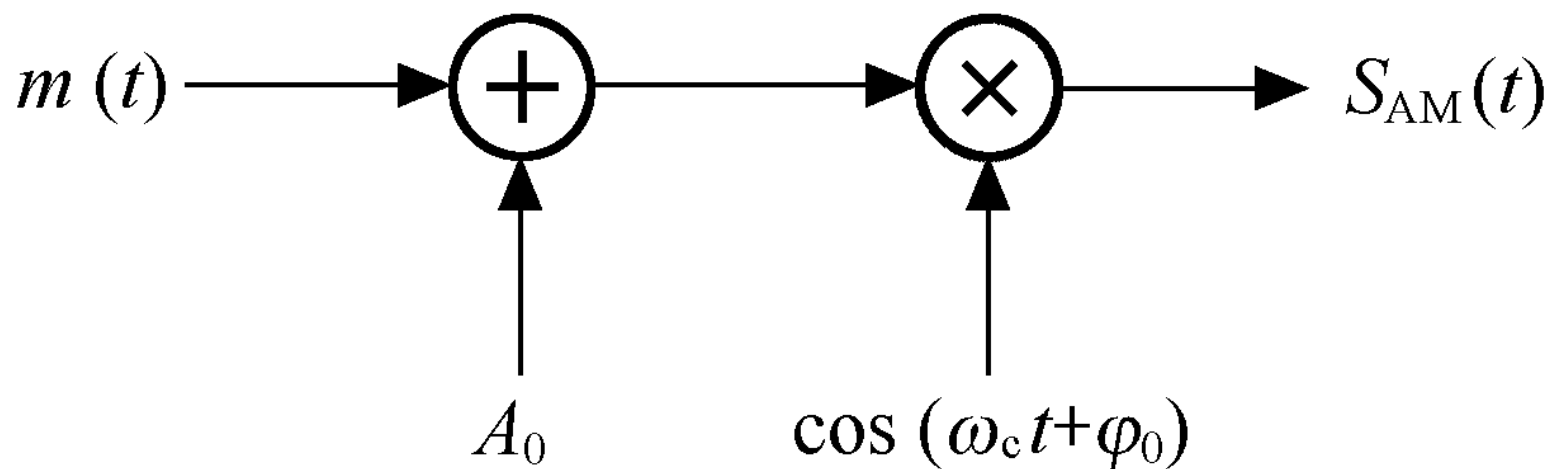


图3-1 AM信号的数学模型

2、AM信号的时域表达

由图3-1可得AM的时域表达式为

$$S_{AM}(t) = [A_0 + m(t)] \cos(\omega_c t + \varphi_0) \quad (3.2)$$

为了分析问题的方便，令 $\varphi_0 = 0$ ，这样假设并不影响我们讨论的一般性。

3、调制信号为确知信号时AM信号的频谱特性

虽然实际模拟基带信号 $m(t)$ 是随机的，但我们还是从简单入手，先考虑 $m(t)$ 是确知信号时AM信号的傅氏频谱，然后再分析 $m(t)$ 是随机信号时调幅信号的功率谱密度。

由式（3.2）可知

$$\begin{aligned} S_{AM}(t) &= [A_0 + m(t)] \cos \omega_c t \\ &= A_0 \cos \omega_c t + m(t) \cos \omega_c t \end{aligned}$$

$$m(t) \Leftrightarrow M(\omega)$$

$$s(t) \Leftrightarrow S_{AM}(\omega)$$

设 $m(t)$ 的频谱为 $M(\omega)$ ，由傅氏变换的理论可得已调信号 $S_{AM}(t)$ 的频谱 $S_{AM}(\omega)$ 为

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

(3.3)

图3-2所示为AM的波形和相应的频谱图。

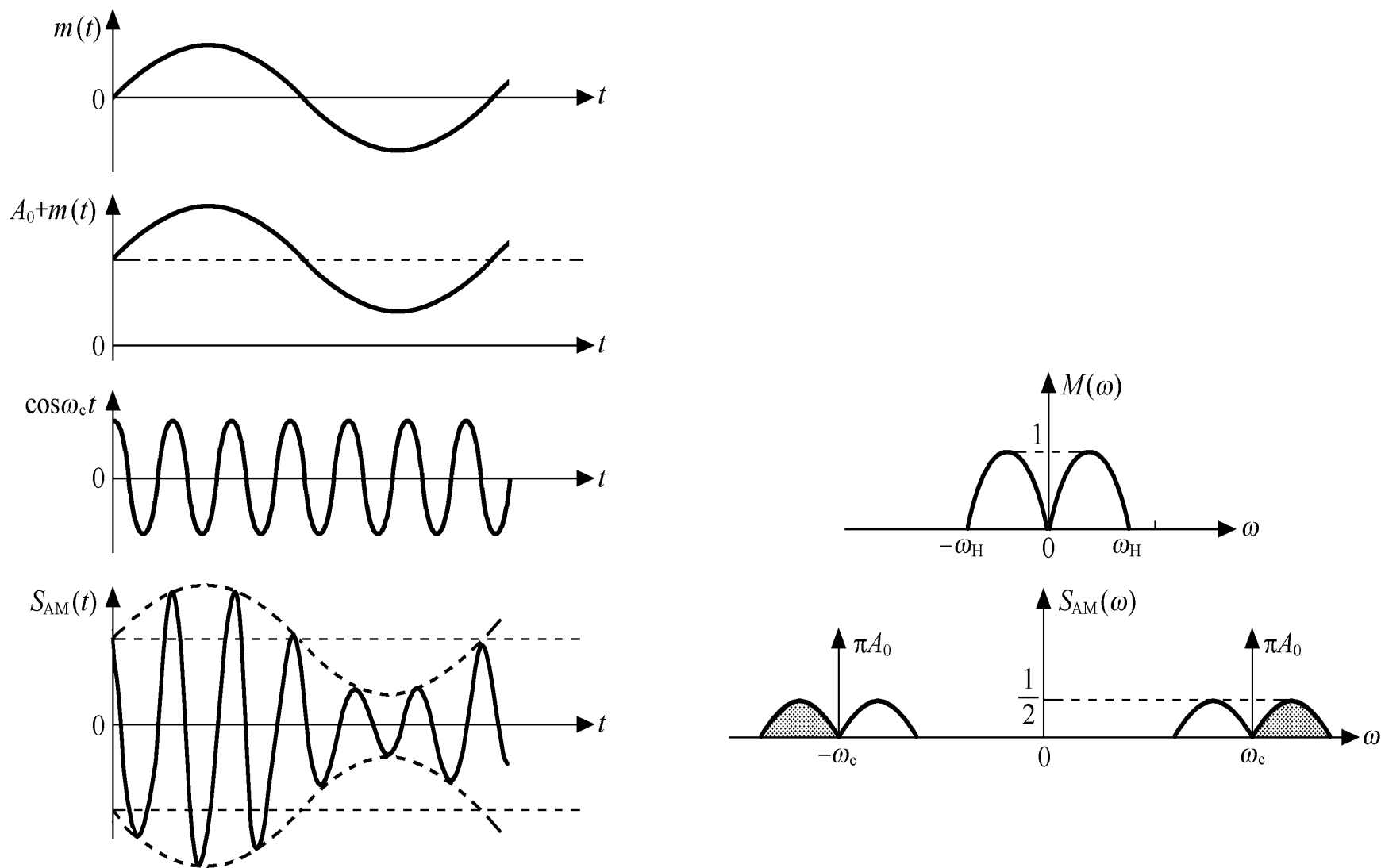


图3-2 调幅过程的波形及频谱
中大光信息

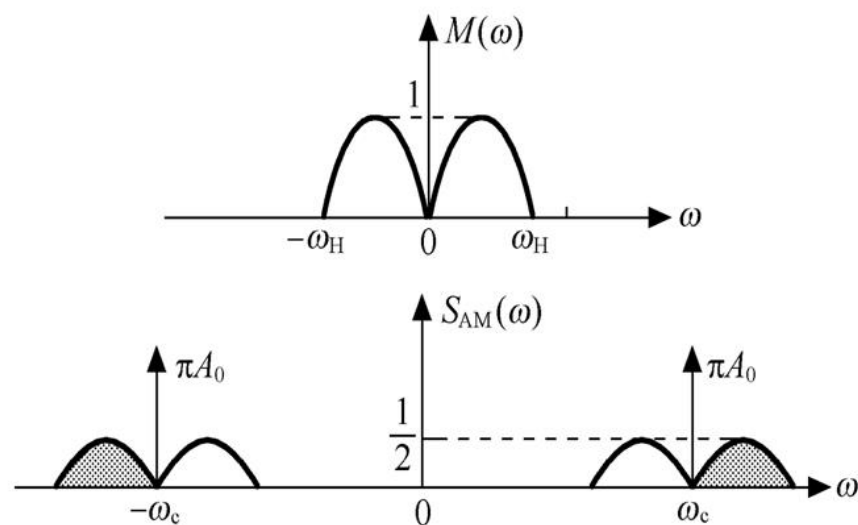
由图3-2可以看出，

第一：AM波的频谱与基带信号的频谱呈**线性关系**，只是将基带信号的频谱搬移到 ω_c 处，并没有产生新的频率成分，因此AM调制属于线性调制；

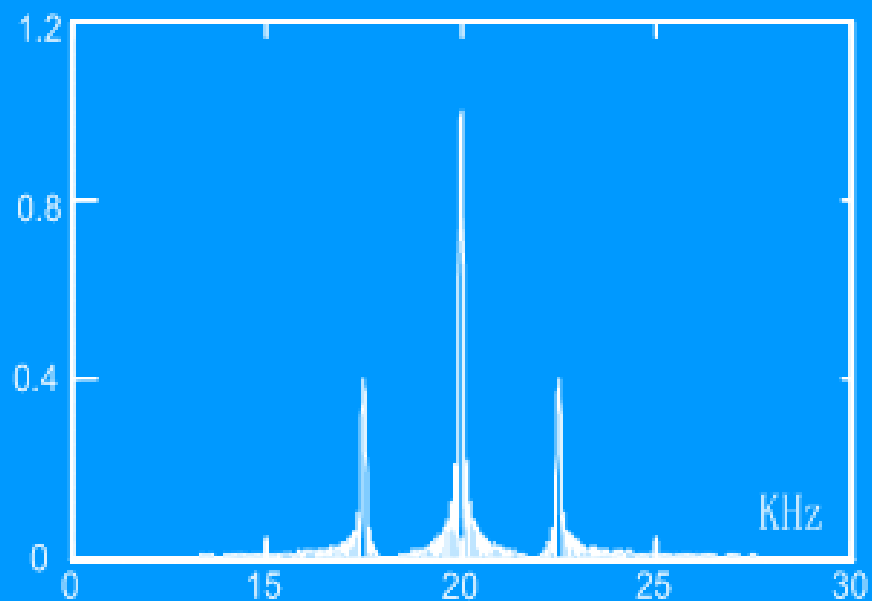
第二：AM信号波形的**包络**与基带信号成正比，所以AM信号的解调既可采用相干解调，也可采用非相干解调（包络检波）。

第三：AM的频谱中含有载频和上、下两个**边带**，无论是上边带还是下边带，都含有原调制信号的完整信息，故已调波的带宽为原基带信号带宽的两倍，即

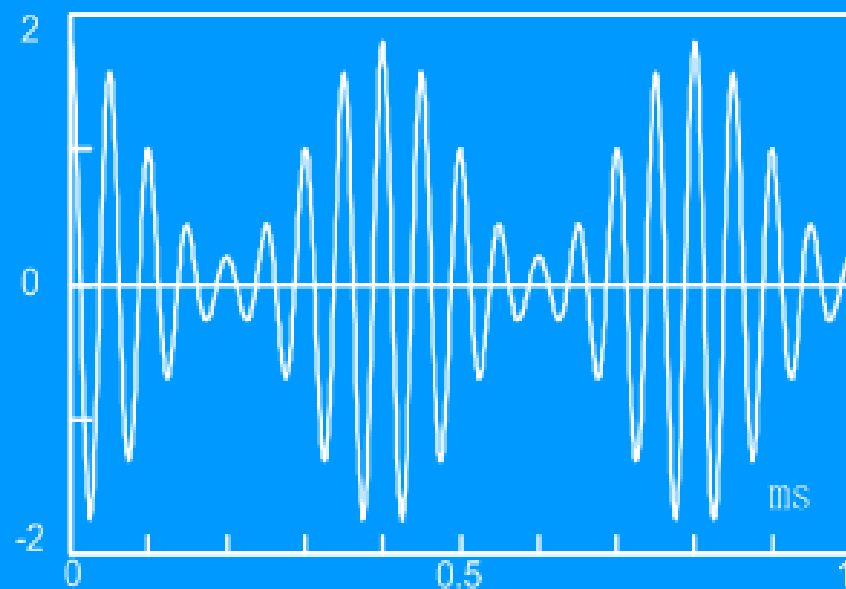
$$B_{AM} = 2f_H$$



上式中， f_H 为原调制信号的最高频率。



(a) 频谱图



(b) 波形图

常规AM信号的波形及频谱

4、AM信号的功率分配与调制效率

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

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

(3.5)

前面已假设调制信号没有直流分量，即 $\overline{m(t)} = 0$ ，而且 $m(t)$ 是与载波无关的较为缓慢变化的信号。

所以

$$P_{AM} = \frac{A_0^2}{2} + \frac{\overline{m^2(t)}}{2}$$
$$= P_c + P_{\text{边}}$$

式中 $P_c = \frac{A_0^2}{2}$ 为不携带信息的载波功率
(3. 6)

$P_{\text{边}} = \frac{\overline{m^2(t)}}{2}$ 为携带信息的边带功率
(3. 7)

可见，AM调幅波的平均功率由不携带信息的载波功率与携带信息的边带功率

两部分组成。所以涉及到**调制效率**的概念。

定义边带功率 $P_{\text{边}}$ 与PAM的比值为调制效率，记为 η_{AM} 。即

$$\eta_{AM} = \frac{P_{\text{边}}}{P_{AM}} = \frac{\overline{m^2(t)}}{A_0^2 + \overline{m^2(t)}} \quad (3.8)$$

显然，AM信号的调制效率总是小于1。

$$\eta_{AM, \text{最大}} = \frac{1}{3}$$

[例3. 1] 设 $m(t)$ 为正弦信号，进行100%的幅度调制，求此时的调制效率。

解：依题意可设 $m(t) = A_m \cos \omega_m t$

而100%调制就是 $A_0 = |m(t)|_{\max}$ 的调制，
即 $A_0 = A_m$

因此

$$\overline{m^2(t)} = \frac{A_m^2}{2} = \frac{A_0^2}{2}$$

$$\eta_{AM} = \frac{\overline{m^2(t)}}{A_0^2 + \overline{m^2(t)}} = \frac{1}{3} = 33.3\%$$

可见，正弦波做100%幅度调制时，调制效率仅为33.3%。

综上所述，AM信号的总功率包括载波功率和边带功率两部分。只有边带功率才与调制信号有关。也就是说，**载波分量**不携带信息，所以，调制效率低是AM调制的一个最大缺点。

5、调制信号为随机信号时已调信号的频谱特性

前面讨论了调制信号为确知信号时已调信号的频谱。在一般情况下，调制信号常常是随机信号，如**语音信号**。此时，已调信号的频谱特性必须用功率谱密度来表示。

在通信系统中，我们所遇到的调制信号通常被认为是具有各态历经性的宽平稳随机过程。这里假设 $m(t)$ 是均值为零、具有各态历经性的平稳随机过程，其统计平均与时间平均是相同的。

由2.7节知，AM已调信号是一非平稳随机过程，其功率谱密度为其自相关函数时间平均值的傅里叶变换。

AM已调信号的自相关函数为

$$R_{AM}(t, t + \tau) = E[S_{AM}(t)S_{AM}(t + \tau)]$$

(3. 9)

将 (3.2) 代入上式, 并对其求时间平均

$$\overline{R_{AM}(t, t + \tau)} = \frac{A_0^2}{2} \cos \omega_c \tau + \frac{1}{2} R_m(\tau) \cos \omega_c \tau \quad (3.10)$$

对式 (3.10) 进行傅里叶变换, 可得已调信号的功率谱密度为 $S_{DSB}(\omega)$

$$P_{AM}(\omega) = \frac{\pi A_0^2}{2} [\delta(\omega - \omega_c) + \delta(\omega + \omega_c)] + \frac{1}{4} [P_{\text{边}}(\omega - \omega_c) + P_{\text{边}}(\omega + \omega_c)] \quad (3.11)$$

上式中 $P_m(\omega)$ 为调制信号的功率谱密度。

由功率谱密度可以求出已调信号的平均功率：

$$P_{AM} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P_{AM}(\omega) d\omega = P_c + P_{\text{边}} \quad (3.12)$$

其中

$$P_c = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\pi A_0^2}{2} [\delta(\omega - \omega_c) + \delta(\omega + \omega_c)] d\omega = \frac{1}{2} A_0^2 \quad (3.13)$$

$$P_{\text{边}} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{4} [P_m(\omega - \omega_c) + P_m(\omega + \omega_c)] d\omega = \frac{1}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P_m(\omega) d\omega$$

$$= \frac{1}{2} \overline{m^2(t)} \quad (3.14)$$

比较式 (3.13) 和式 (3.6) 以及式 (3.14) 和式 (3.7) 可见, 在调制信号为确知信号和随机信号两种情况下, 分别求出的已调信号功率表达式是相同的。

$$P_{AM} = \frac{A_0^2}{2} + \frac{\overline{m^2(t)}}{2} = P_c + P_{\text{边}}$$

考虑到本章模拟通信系统的抗噪声能力是由信号平均功率和噪声平均功率之比（信噪比）来度量。因此，为了后面分析问题的简便，我们均假设调制信号（基带信号）为确知信号。

3.2.2 双边带调制 (DSB)

1、DSB信号的模型

在AM信号中，载波分量并不携带信息，信息完全由边带传送。如果将载波抑制，只需在图3-1 中将直流 A_0 去掉，即可输出抑制载波双边带信号，简称双边带信号 (DSB)。DSB调制器模型如图3-3所示。

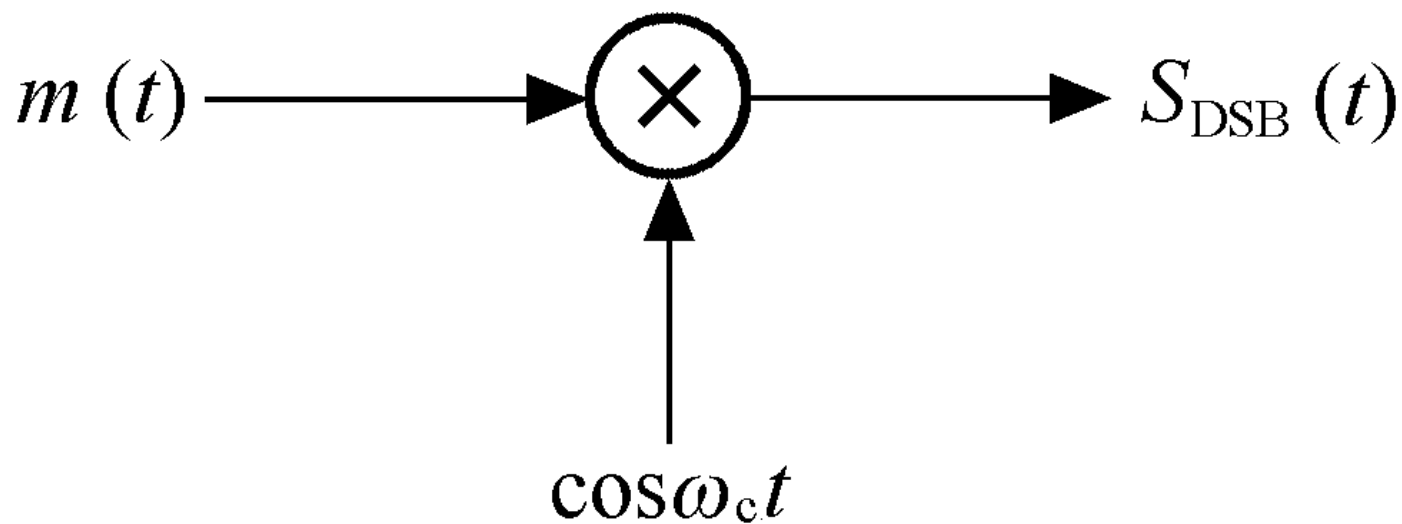


图3-3 DSB调制器模型

2、DSB信号的表达式、频谱及带宽由图3-3可得DSB信号的时域表达式为

$$S_{DSB}(t) = m(t) \cos \omega_c t \quad (3.15)$$

当调制信号 $m(t)$ 为确知信号时，已调信号的频谱为

$$S_{DSB}(\omega) = \frac{1}{2} [M(\omega - \omega_c) + M(\omega + \omega_c)] \quad (3.16)$$

其波形和频谱如图3-4所示。

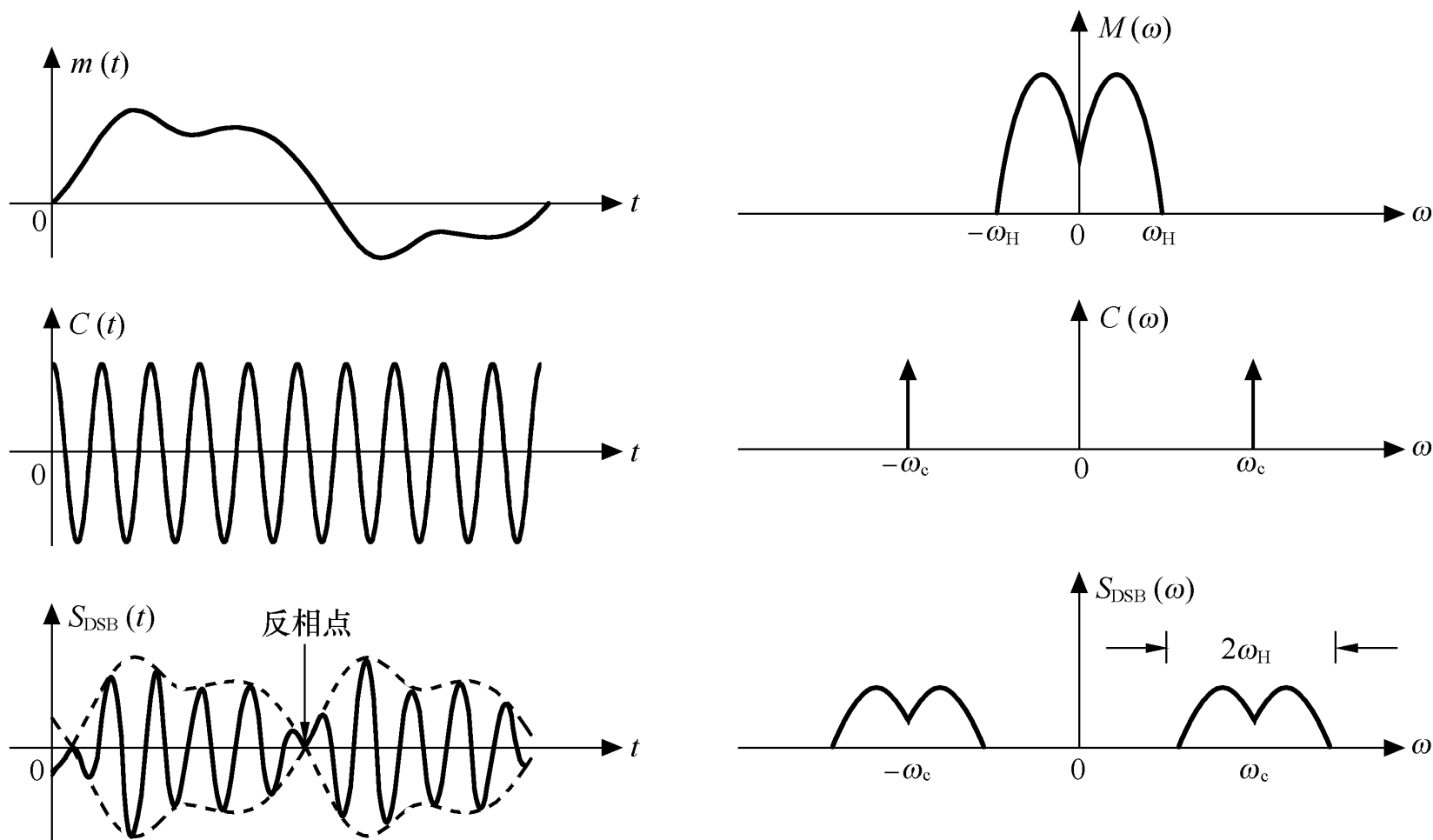


图3-4 DSB调制过程的波形及频谱
中大光信息

波形: 图 (a) 常规调幅

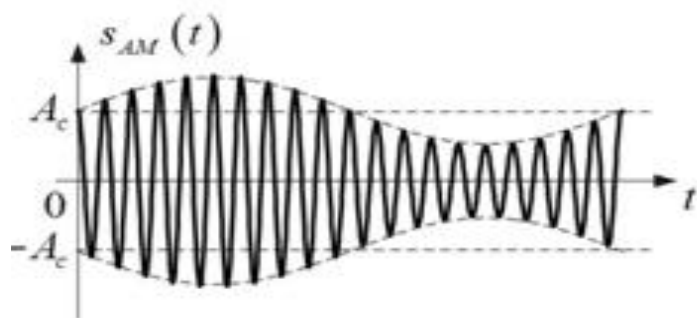
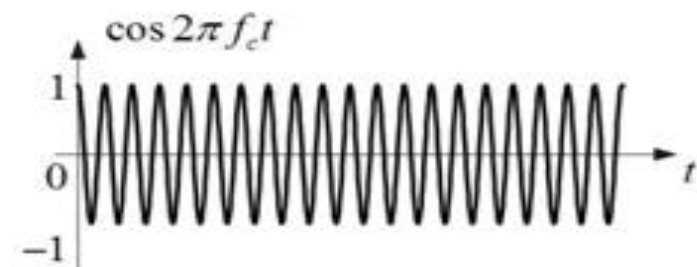
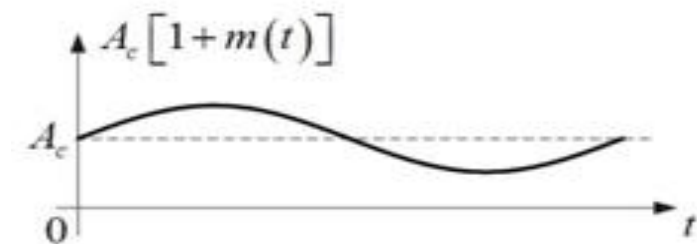
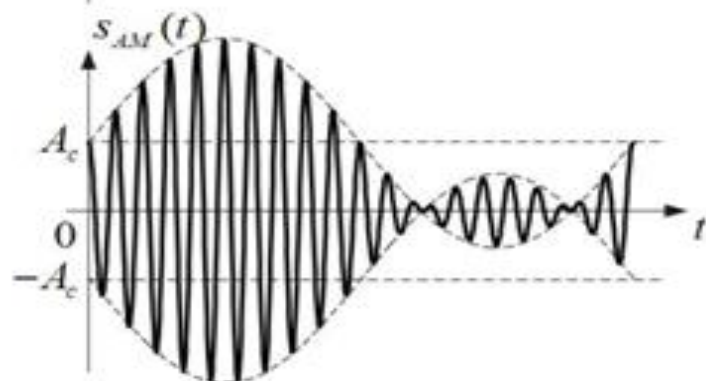
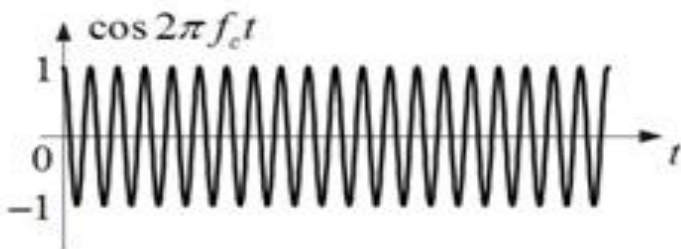
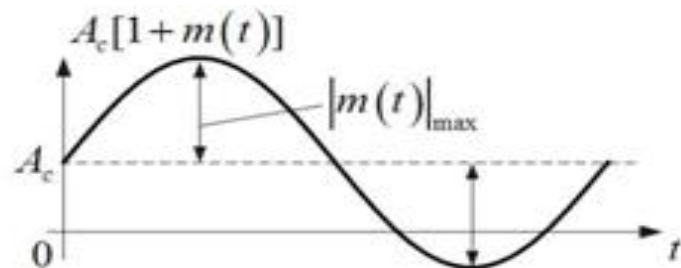


图 (b) 过调幅



DSB信号的包络不再与调制信号的变化规律一致，因而不能采用简单的包络检波来恢复调制信号，需采用相干解调（同步检波）。另外，在调制信号 $m(t)$ 的过零点处，高频载波相位有 180° 的突变。

除不再含有载频分量离散谱外，DSB信号的频谱与AM信号的频谱完全相同，仍由上下对称的两个边带组成。所以DSB信号的带宽与AM信号的带宽相同，也为基带信号带宽的两倍，即

$$B_{DSB} = B_{AM} = 2f_H \quad (3.17)$$

式中， f_H 为调制信号的最高频率。

3、DSB信号的功率分配及调制效率

由于不再包含载波成分，因此，DSB信号的功率就等于边带功率，是调制信号功率的一半，即

$$P_{DSB} = \overline{s_{DSB}^2(t)} = P_{\text{边}} = \frac{1}{2} \overline{m^2(t)} \quad (3.18)$$

式中， P_m (或 $P_{\text{边}}$) 为边带功率，显然，DSB信号的调制效率为100%。

[例3. 2] 已知AM已调信号表达式

$$S_{AM}(t) = (1 + 0.5 \sin \Omega t) \cos \omega_c t$$

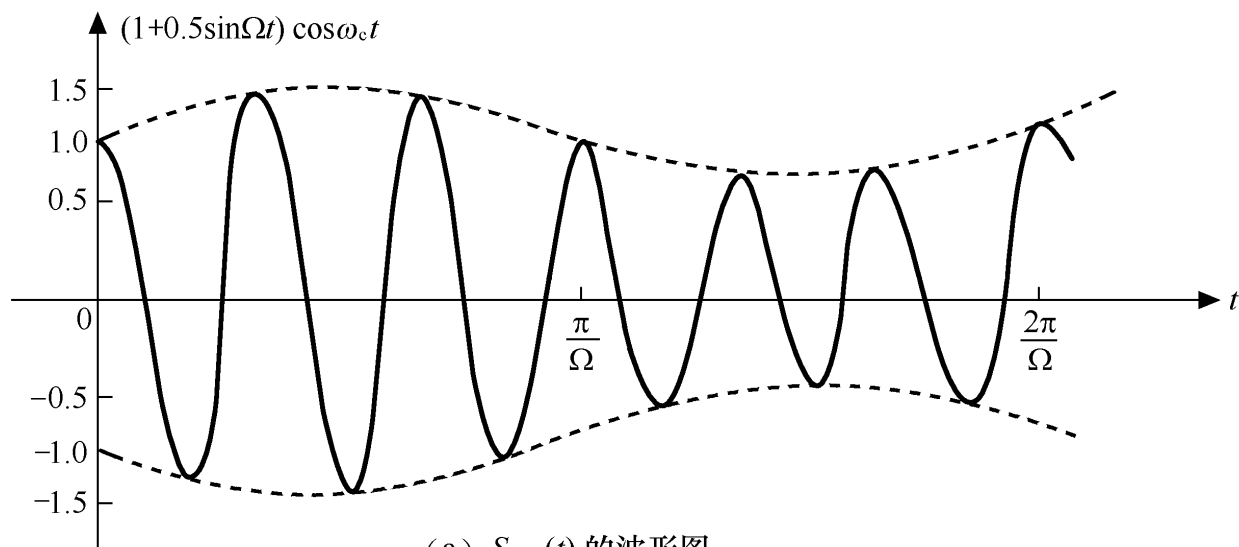
式中， $\omega_c = 6\Omega$ 。试分别画出它们的波形图和频谱图。

解：

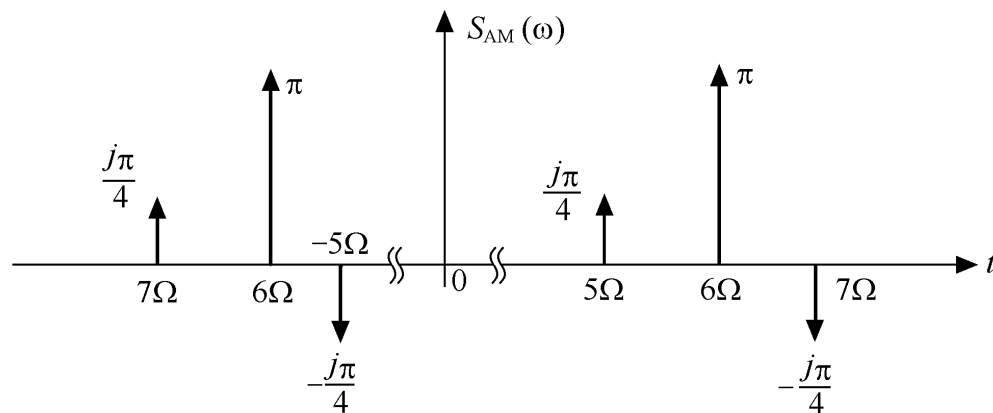
$S_{AM}(t)$ 的波形如图3-5（a）所示，其频谱表达式为

$$\begin{aligned}
 S_{AM}(\omega) &= \pi[\delta(\omega + \omega_c) + \delta(\omega - \omega_c)] \\
 &\quad + \frac{j\pi}{4}[\delta(\omega + \Omega + \omega_c) + \delta(\omega + \Omega - \omega_c) - \delta(\omega - \Omega + \omega_c) - \delta(\omega - \Omega - \omega_c)] \\
 &= \pi[\delta(\omega + 6\Omega) + \delta(\omega - 6\Omega)] \\
 &\quad + \frac{j\pi}{4}[\delta(\omega + 7\Omega) - \delta(\omega - 7\Omega) - \delta(\omega + 5\Omega) + \delta(\omega - 5\Omega)]
 \end{aligned}$$

频谱图如图3-5（b）所示。



(a) $S_{AM}(t)$ 的波形图



(b) $S_{AM}(t)$ 的频谱图

图3-5 波形图和频谱图

3. 2. 3 单边带调制 (SSB)

DSB信号虽然节省了载波功率，调制效率提高了，但它的频带宽度仍是调制信号带宽的两倍，与AM信号带宽相同。由于DSB信号的上、下两个边带是完全对称的，它们都携带了调制信号

的全部信息，因此仅传输其中一个边带即可，这是单边带调制能解决的问题。

产生SSB信号的方法有很多，其中最基本的方法有滤波法和相移法。

一、SSB信号的产生

1、用**滤波法**形成单边带信号

由于单边带调制只传送双边带调制信号的一个边带。因此产生单边带信号的最直观的方法是让双边带信号通过一个单边带滤波器，滤除不要的边带，即可得到单边带信号。我们把这种方法称为滤波法，它是最简单的也是最常用的方法。

滤波法产生SSB信号的数学模型：

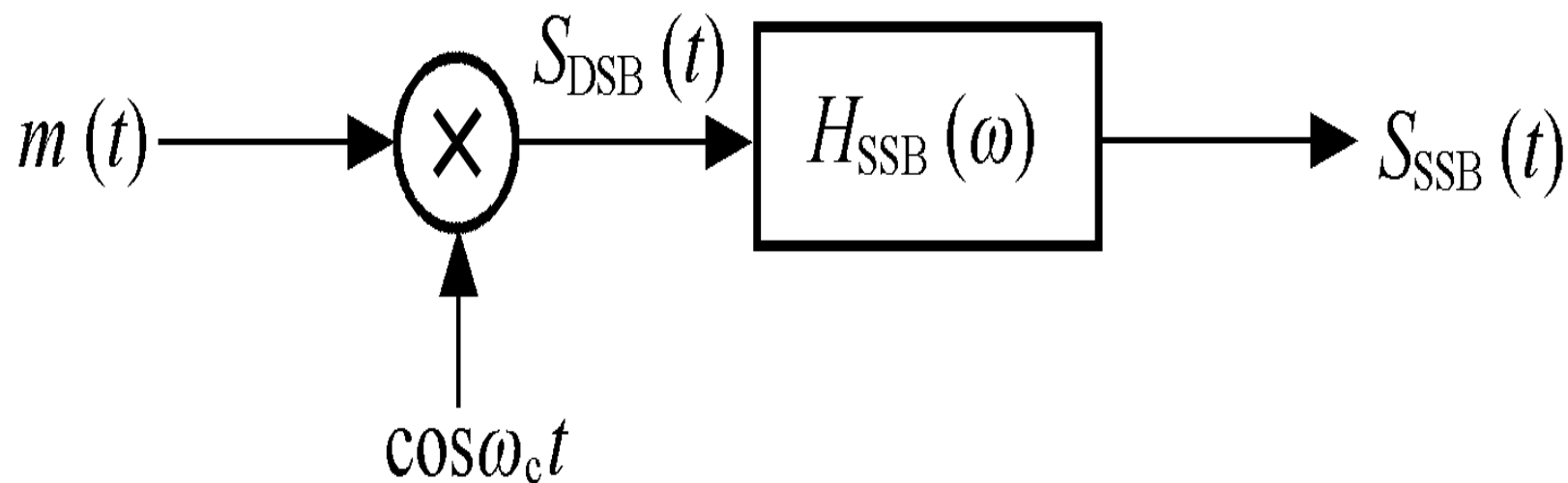


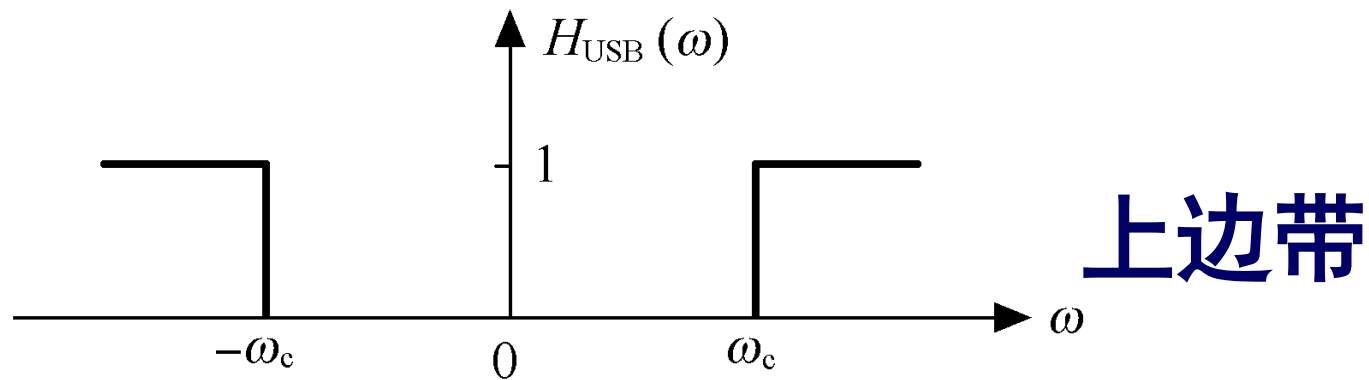
图3-6 SSB信号的滤波法产生

由图3-6可见，只需将滤波器 $H_{SSB}(\omega)$ 设计成如图3-7所示的理想高通特性 $H_{USB}(\omega)$ 或理想低通特性 $H_{LSB}(\omega)$ ，就可以分别得到上边带信号和下边带信号。

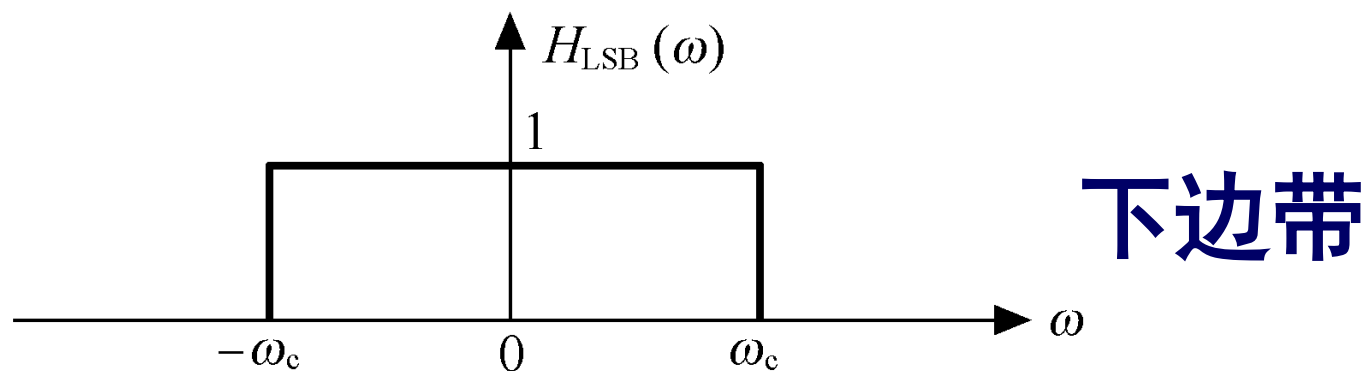
显然，SSB信号的频谱可表示为

$$S_{SSB}(\omega) = S_{DSB}(\omega)H_{SSB}(\omega) = \frac{1}{2}[M(\omega + \omega_c) + M(\omega - \omega_c)]H_{SSB}(\omega) \quad (3.19)$$

滤波法的频谱变换关系如图3-8所示。



(a)



(b)

图3-7 形成SSB信号的滤波特性

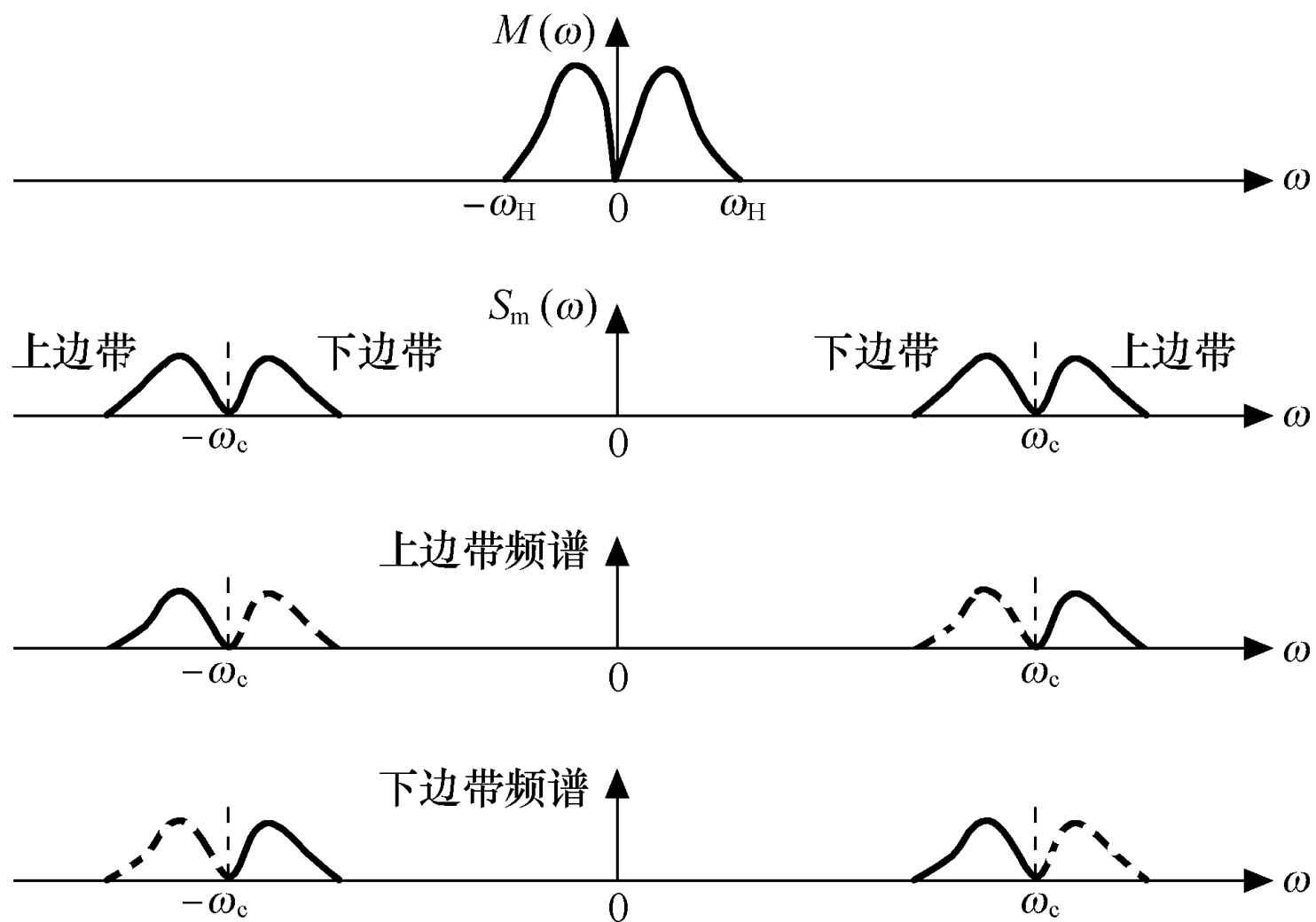
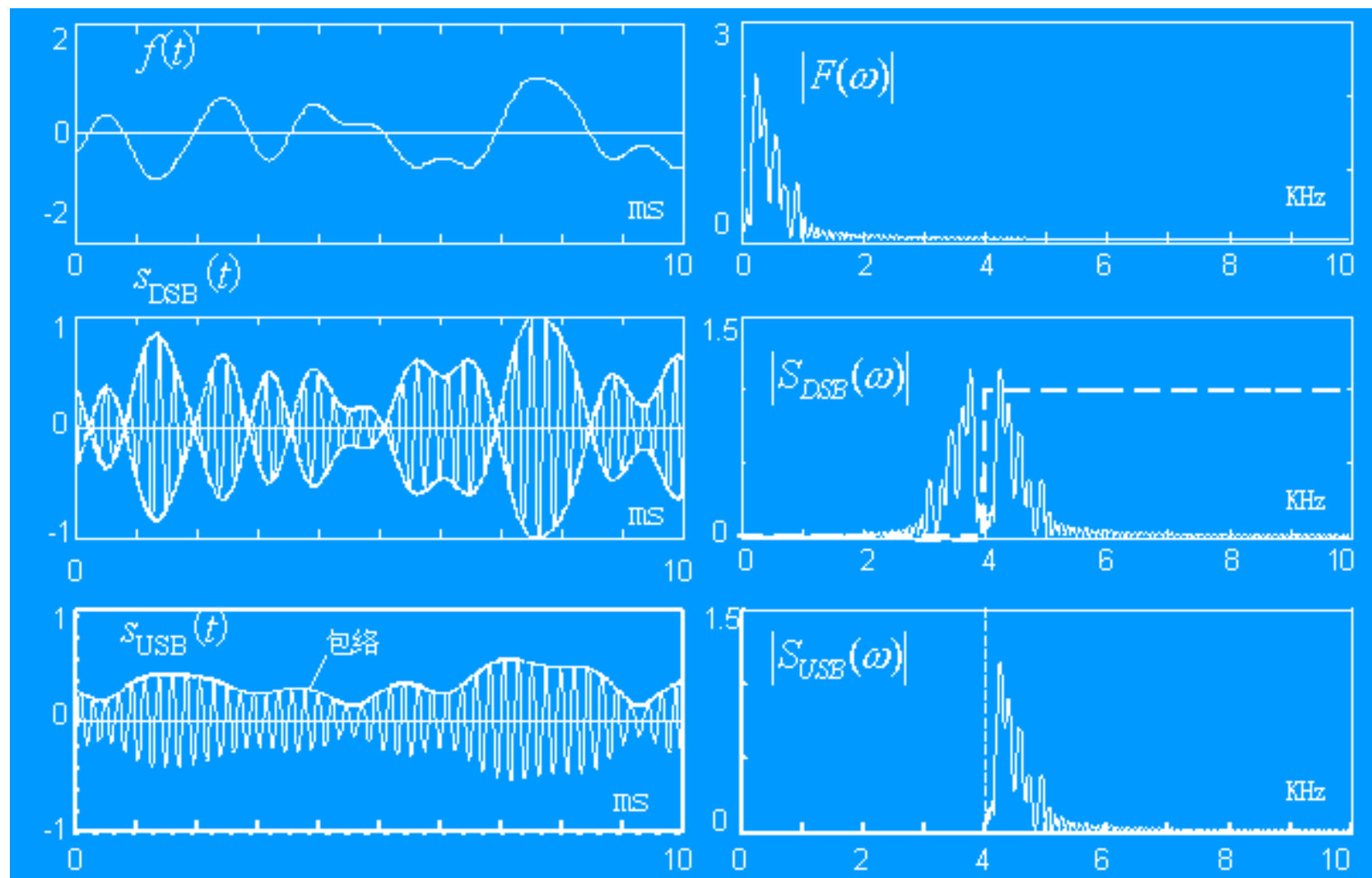


图3-8 单边带信号的频谱



上边带信号的波形及频谱变换

用滤波法形成SSB信号的技术难点是：

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信号的上、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的一个边带。这就使滤波器的设计和制作很困难，有时甚至无法实现。

为此，在工程中往往采用多级调制滤波的方法，即在低载频上形成单边带信号，然后通过变频将频谱搬移到更高的载频。实际上，频谱搬移可以连续分几步进行，直至达到所需的载频为止，如图3-9所示。

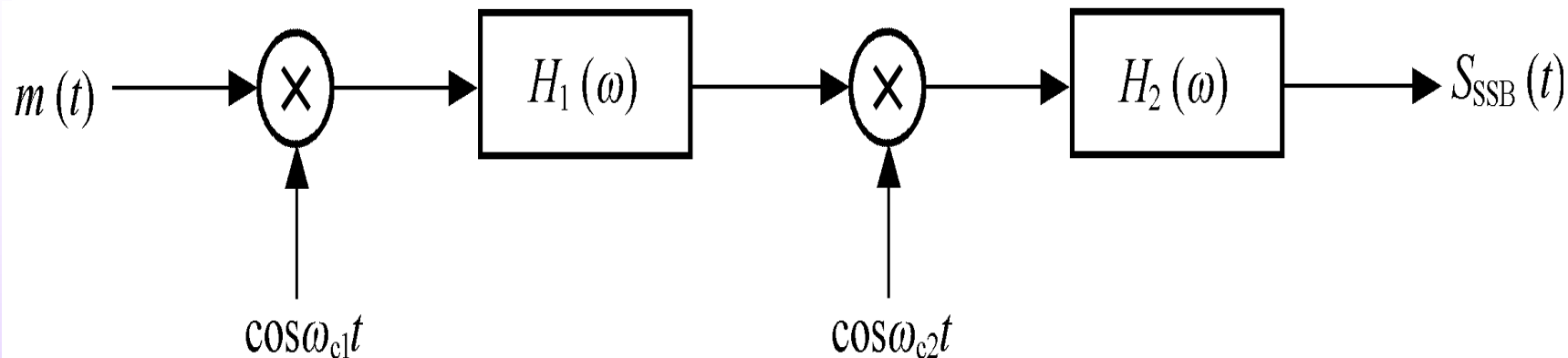


图3-9 滤波法产生SSB的多级频率搬移过程

2、用相移法形成SSB信号

(1)、SSB信号的时域表达式

单边带信号的时域表达式的推导比较困难，一般需借助希尔伯特变换来表述。但我们可以从简单的单频调制出发，得到SSB信号的时域表达式，然后再推广到一般表示式。

设单频调制信号 $m(t) = A_m \cos \omega_m t$

载波为 $c(t) = \cos \omega_c t$

则双边带信号的时域表达式为

$$S_{DSB}(t) = A_m \cos \omega_m t \cos \omega_c t = \frac{1}{2} A_m \cos(\omega_c + \omega_m)t + \frac{1}{2} A_m \cos(\omega_c - \omega_m)t \quad (3. 20)$$

式 (3. 20) 中, 保留上边带的单边带调制信号为

(3. 21)

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

式 (3. 20) 中, 保留下边带的单边带调制信号为

$$\frac{1}{2} A_m \cos(\omega_c - \omega_m)t = \frac{A_m}{2} \cos \omega_c t \cos \omega_m t + \frac{A_m}{2} \sin \omega_c t \sin \omega_m t \quad (3. 22)$$

将式 (3. 21) 和式 (3. 22) 合并起来可以表示为

$$S_{SSB}(t) = \frac{A_m}{2} \cos \omega_c t \cos \omega_m t \mp \frac{A_m}{2} \sin \omega_c t \sin \omega_m t \quad (3. 23)$$

式中，“—”表示上边带信号，“+”表示下边带信号。

$A_m \sin \omega_m t$ 可以看成是 $A_m \cos \omega_m t$ 相移 $-\pi/2$ ，而幅度大小保持不变。我们将这种变换称为希尔伯特变换，记为“ \wedge ”，

即

$$A_m \overset{\wedge}{\cos \omega_m t} = A_m \sin \omega_m t$$

上述关系虽然是在单频调制下得到的，但是它不失一般性，因为任一个基带信号波形总可以表示成许多正弦信号之和。因此，将上述表示方法运用到式(3.23)，就可以得到调制信号为任意信号的SSB信号的时域表达式

$$S_{SSB}(t) = \frac{1}{2}m(t)\cos\omega_c t \mp \frac{1}{2}\hat{m}(t)\sin\omega_c t \quad (3.24)$$

式中， $\hat{m}(t)$ 是 $m(t)$ 的希尔伯特变换。

为更好地理解单边带信号，这里有必要简要叙述希尔伯特变换的概念及其性质。

(2)、希尔伯特变换

设 $f(t)$ 为实函数，称 $\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{f(\tau)}{t - \tau} d\tau$
为 $f(t)$ 的希尔伯特变换，记为

$$\hat{f}(t) = H[f(t)] = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{f(\tau)}{t - \tau} d\tau \quad (3. 25)$$

其反变换为

$$f(t) = H^{-1}[\hat{f}(t)] = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\hat{f}(\tau)}{t - \tau} d\tau \quad (3. 26)$$

由卷积的定义

$$f_1(t) * f_2(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f_1(\tau) f_2(t - \tau) d\tau \quad (3. 27)$$

不难得出希尔伯特变换的卷积形式

$$\hat{f}(t) = f(t) * \frac{1}{\pi t} \quad (3.28)$$

由式（3.28）可见，希氏变换相当于 $f(t)$ 通过一个冲激响应为 $h_h(t) = \frac{1}{\pi t}$ 的线性网络，其等效系统模型如图3-10所示。

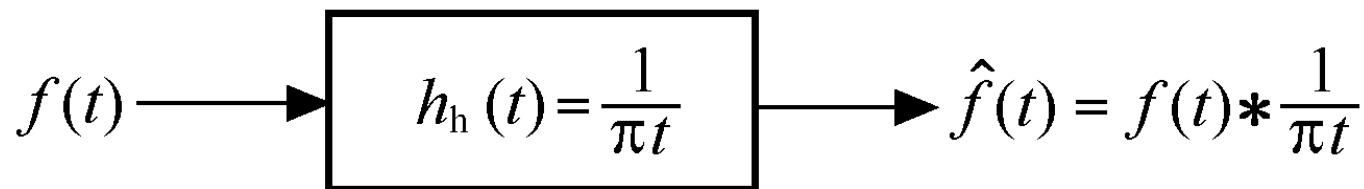


图3-10 希尔伯特变换等效系统

又因为 $\frac{1}{\pi t} \Leftrightarrow -j \operatorname{sgn}(\omega)$ (3. 29)

所以可得 $H_h(\omega) = -j \operatorname{sgn} \omega = \begin{cases} -j & \omega > 0 \\ j & \omega < 0 \end{cases}$ (3. 30)

由式 (3. 24) 可画出单边带调制相移法的模型，如图3-11所示。

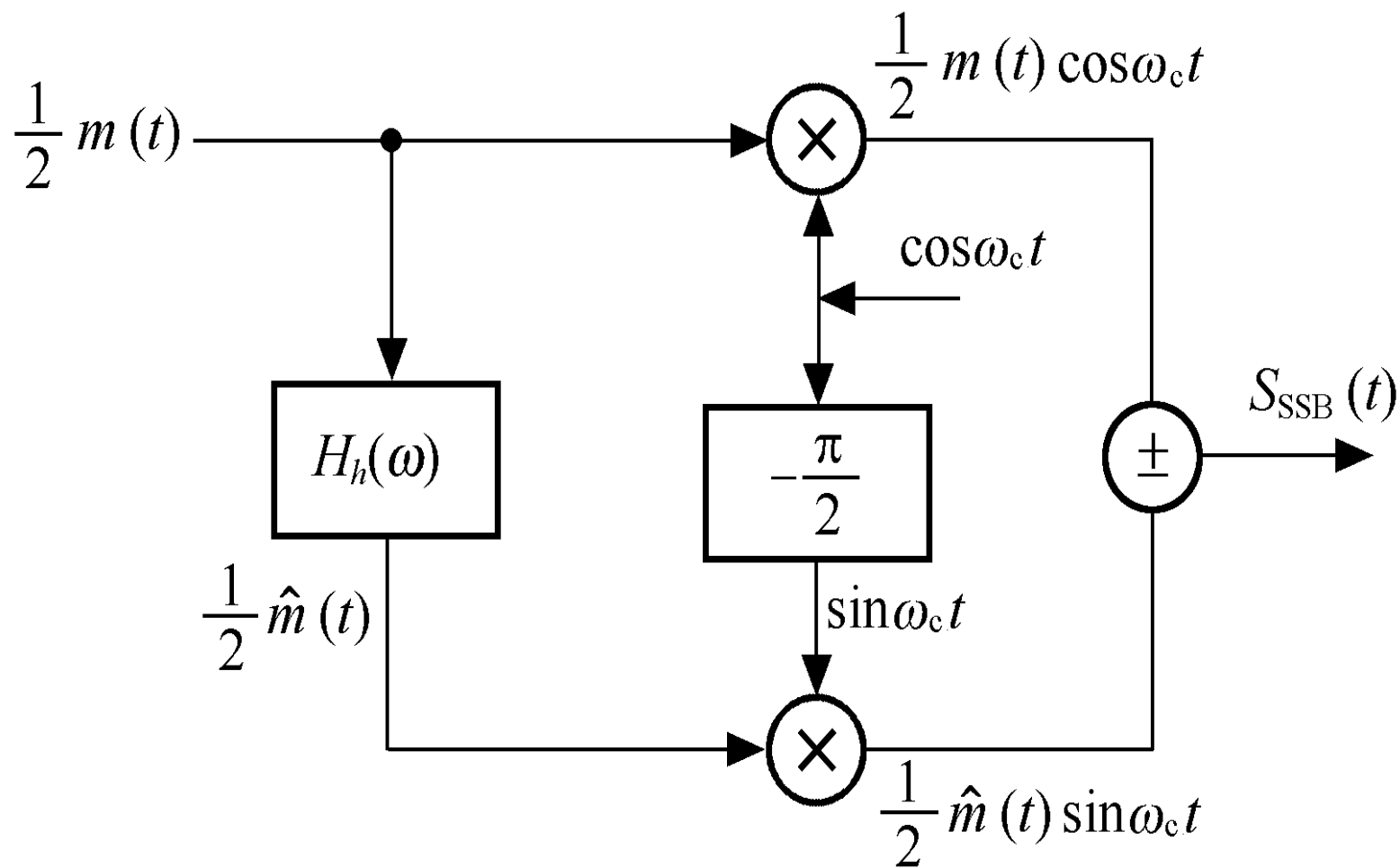


图3-11 相移法形成SSB信号

相移法 形成 SSB信号的 **困难** 在于 **宽带相移网络** 的制作，该网络要对 $m(t)$ 的 所有频率分量 都必须 **严格相移 $\pi/2$** ，这一点即使近似达到也是困难的。

为解决该难题，可采用 **混合法**（也叫 维弗法）。

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** 为 $B_{SSB} = f_H$ ，因此目前已成为 短波通信 中一种重要调制方式。

SSB信号的解调 和 DSB 一样 不能采用 简单的 包络检波， 仍需 采用 **相干解调**。

二、SSB信号的带宽、功率和调制效率

从图3-8可以清楚地看出，SSB信号的频谱是DSB信号频谱的一个边带，其带宽为DSB信号的一半，与基带信号带宽相同，即

$$B_{SSB} = \frac{1}{2} B_{DSB} = f_H \quad (3.31)$$

式中， f_H 为调制信号的最高频率。

由于SSB信号仅包含一个边带，因此其功率为DSB信号的一半，即

$$P_{SSB} = \frac{1}{2} P_{DSB} = \frac{1}{4} \overline{m^2(t)} \quad (3.32)$$

显然，SSB信号的调制效率也为100%。

由于SSB信号也是抑制载波的已调信号，它的包络不能直接反映调制信号的变化，所以SSB信号的解调和DSB一样不能采用简单的包络检波，仍需采用相干解调。

[例3. 3]

已知调制信号 $m(t) = \cos(2000\pi t) + \cos(4000\pi t)$
载波为 $\cos 10^4 \pi t$ ，进行单边带调制，请
写出上边带信号的表达式。

解：根据单边带信号的时域表达式，可
确定上边带信号

$$\begin{aligned} S_{USB}(t) &= \frac{1}{2} m(t) \cos \omega_c t - \frac{1}{2} m(t) \sin \omega_c t \\ &= \frac{1}{2} [\cos(2000\pi t) + \cos(4000\pi t)] \cos 10^4 \pi t \\ &\quad - \frac{1}{2} [\sin(2000\pi t) + \sin(4000\pi t)] \sin 10^4 \pi t \\ &= \frac{1}{2} \cos(12000\pi t) + \frac{1}{2} \cos(14000\pi t) \end{aligned}$$

3. 2. 4 残留边带调制 (VSB)

单边带传输信号具有节约一半频谱和节省功率的优点。但是付出的代价是设备制作非常困难，如用滤波法则边带滤波器不容易得到陡峭的频率特性，如用相移法则基带信号各频率成分不可能都做到 -90° 的移相等。

如果传输电视信号、传真信号和高速数据信号的话，由于它们的频谱范围较宽，而且极低频分量的幅度也比较大，这样边带滤波器和宽带相移网络的制作都更为困难，为了解决这个问题，可以采用残留边带调制（VSB）。

VSB是介于SSB和DSB之间的一个折中方案。

在这种调制中，一个边带绝大部分顺利通过，而另一个边带残留一小部分，如图3-12（d）所示。

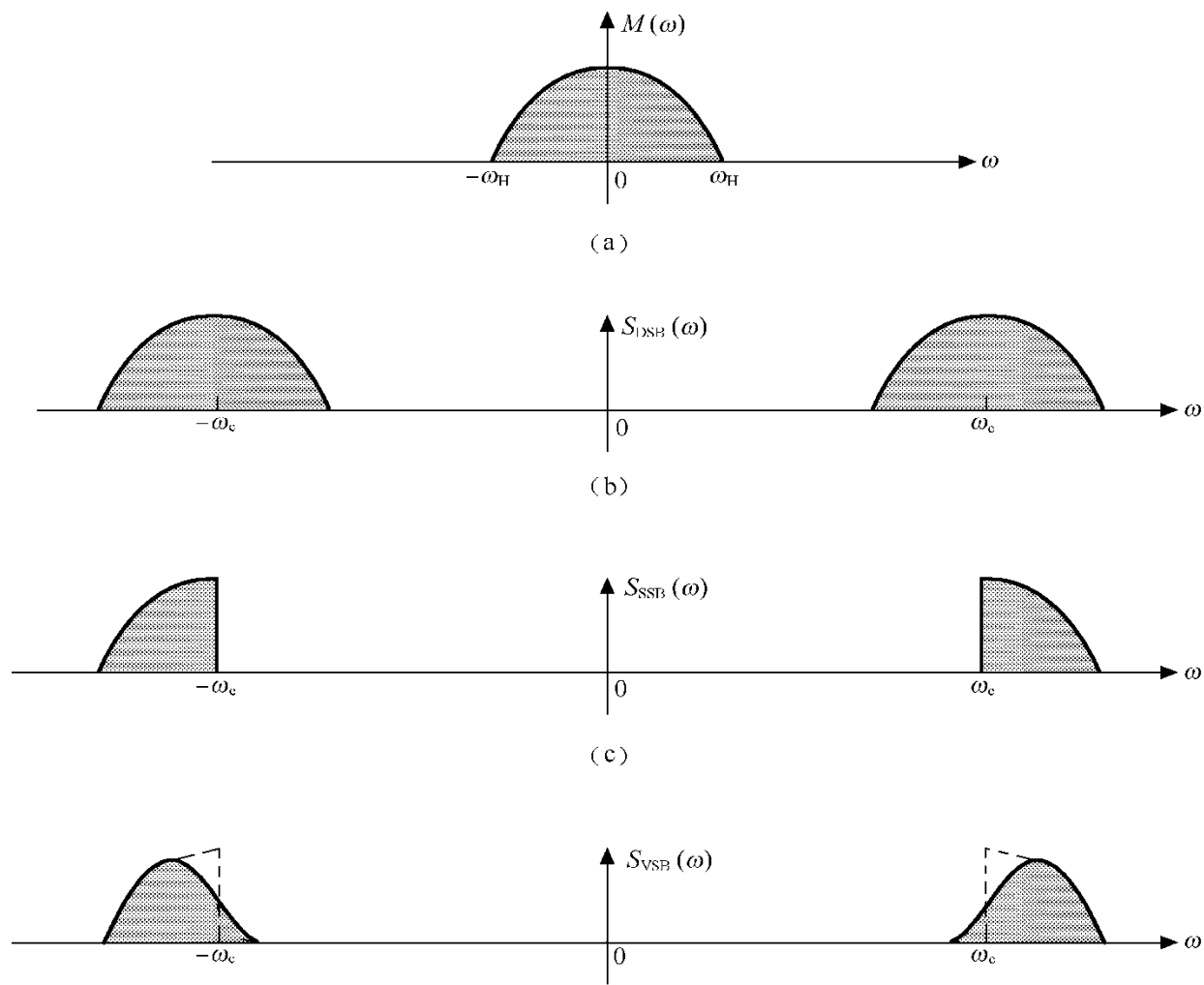


图3-12 DSB、SSB和VSB信号的频谱

1、VSB信号的产生与解调

残留边带调制信号的产生与解调框图
如图3-13所示。

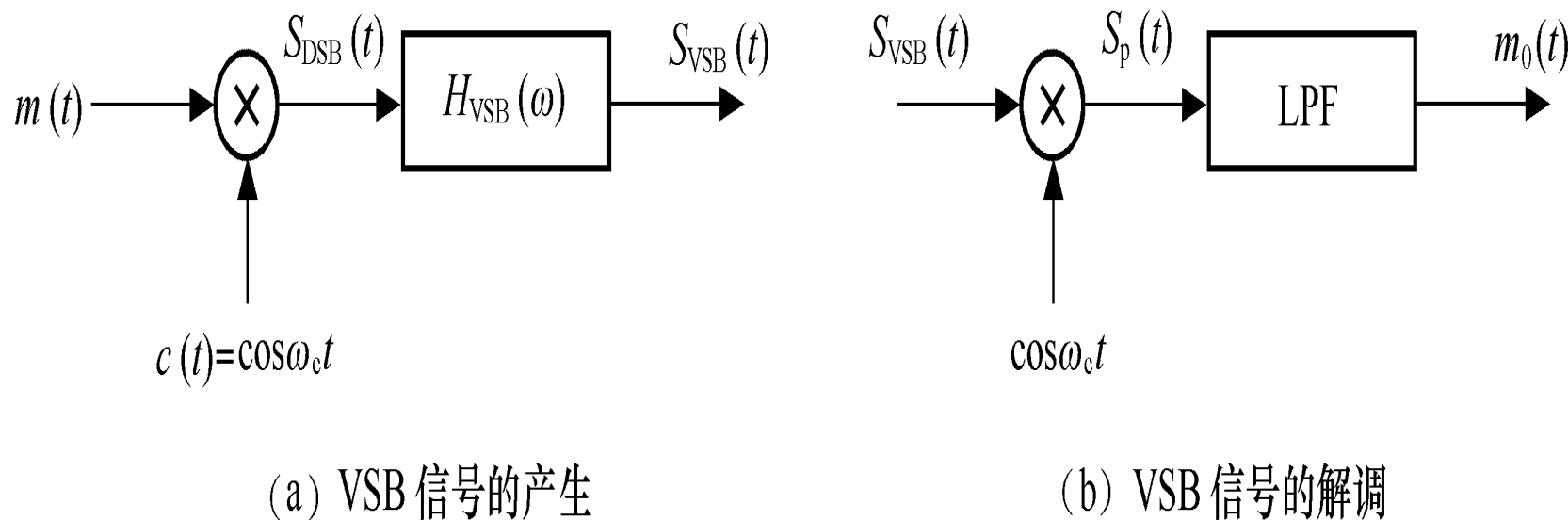


图3-13 VSB信号的产生与解调

由图3-13 (a) 可以看出，VSB信号的产生与DSB、SSB的产生框图相似，都是由基带信号和载波信号相乘后得到双边带信号，所不同的是后面接的滤波器。不同的滤波器得到不同的调制方式。

**如何选择残留边带滤波器的滤波特性
使残留边带信号解调后不产生失真呢？
从图3-12我们直观可以想象，如果解调
后一个边带损失部分能够让另一个边带
保留部分完全补偿的话，那么输出信号
是不会失真的。**

为了确定残留边带滤波器传输特性应满足的条件，我们来分析接收端是如何从该信号中恢复原基带信号的。

2、残留边带滤波器传输特性 $H_{VSB}(\omega)$ 的确定
图3-13 (b) 中， $S_{VSB}(t)$ 信号经乘法器后输出 $S_p(t)$ 的表达式为

$$S_p(t) = S_{VSB}(t) \cos \omega_c t \quad (3.33)$$

上式对应的傅氏频谱为

$$\begin{aligned}
 S_P(\omega) &= \frac{1}{2\pi} S_{VSB}(\omega) * \pi[\delta(\omega + \omega_c) + \delta(\omega - \omega_c)] \\
 &= \frac{1}{2} [S_{VSB}(\omega + \omega_c) + S_{VSB}(\omega - \omega_c)] \quad (3. 34)
 \end{aligned}$$

由图3-13 (a) 知

$$S_{VSB}(\omega) = \frac{1}{2} [M(\omega + \omega_c) + M(\omega - \omega_c)] H_{VSB}(\omega) \quad (3. 35)$$

将式 (3. 35) 带入式 (3. 34) 得

$$S_P(\omega) = \frac{1}{4} \{ [M(\omega + 2\omega_c) + M(\omega)] H_{VSB}(\omega + \omega_c) \} +$$

$$\frac{1}{4} \{ [M(\omega - 2\omega_c) + M(\omega)] H_{VSB}(\omega - \omega_c) \}$$

(3. 36)

理想低通滤波器抑制上式中的二倍载频分量，其输出信号的频谱为

$$M_0(\omega) = \frac{1}{4} M(\omega) [H(\omega + \omega_c) + H(\omega - \omega_c)]$$

(3. 37)

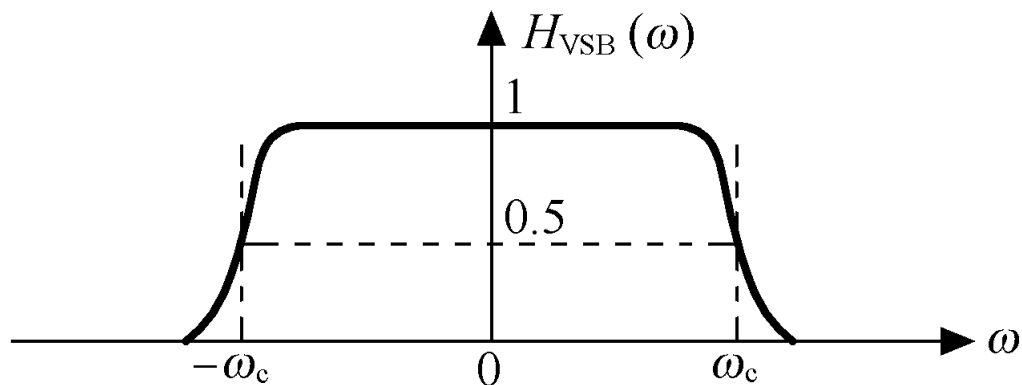
显然，为了在接收端不失真地恢复原基带信号，要求残留边带滤波器传输特性必须满足下述条件

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

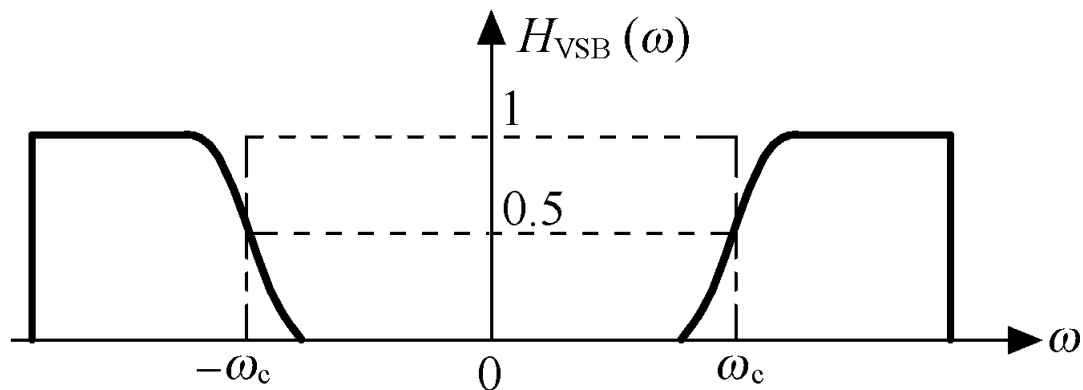
(3. 38)

上式中， ω_H 是基带信号的最高截止角频率。式（3.38）的物理含义是：残留边带滤波器的传输函数在载频 $|\omega_c|$ 附近必须具有**互补对称性**。

图3-14示出的是满足该条件的典型实例：上边带残留的下边带滤波器传输函数如图3-14（a）所示，下边带残留的上边带滤波器的传递函数如图3-14（b）所示。

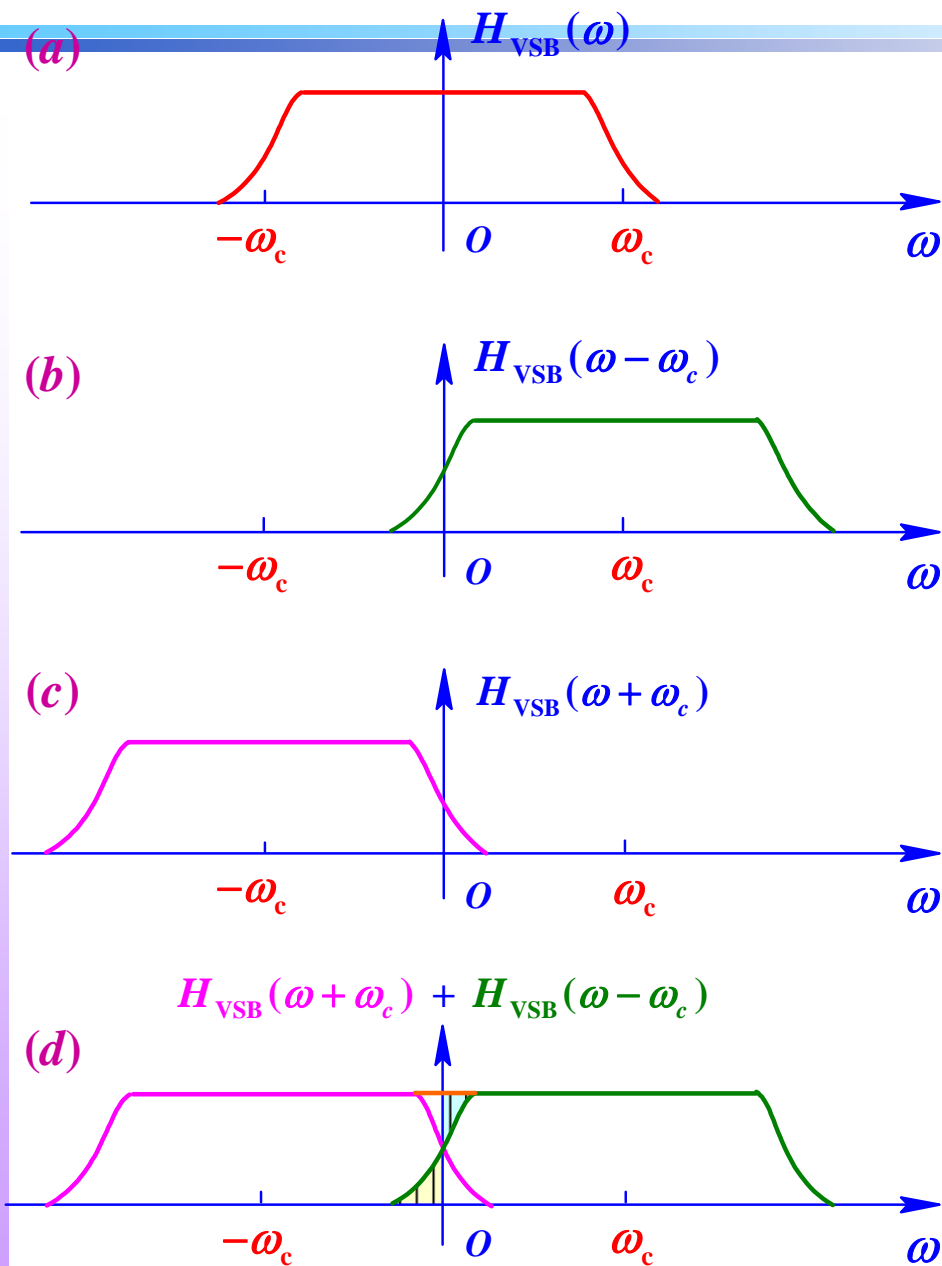


(a) 残留部分上边带的滤波器特性



(b) 残留部分下边带的滤波器特性

图3-14 残留边带滤波器特性



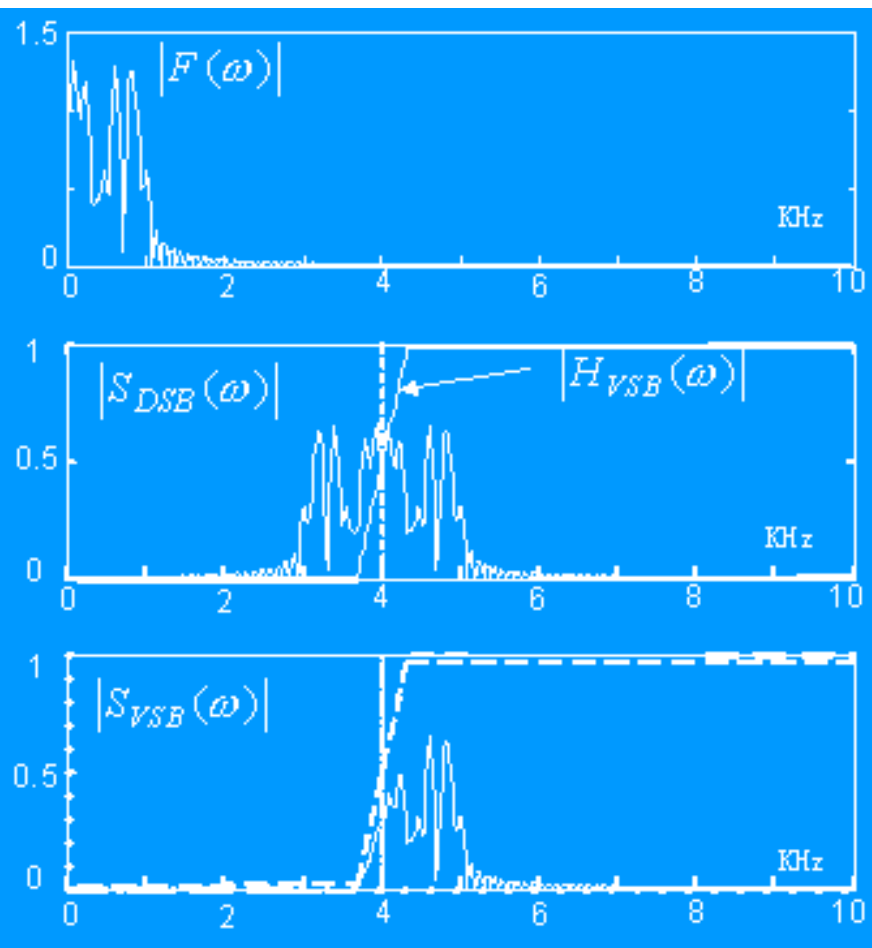
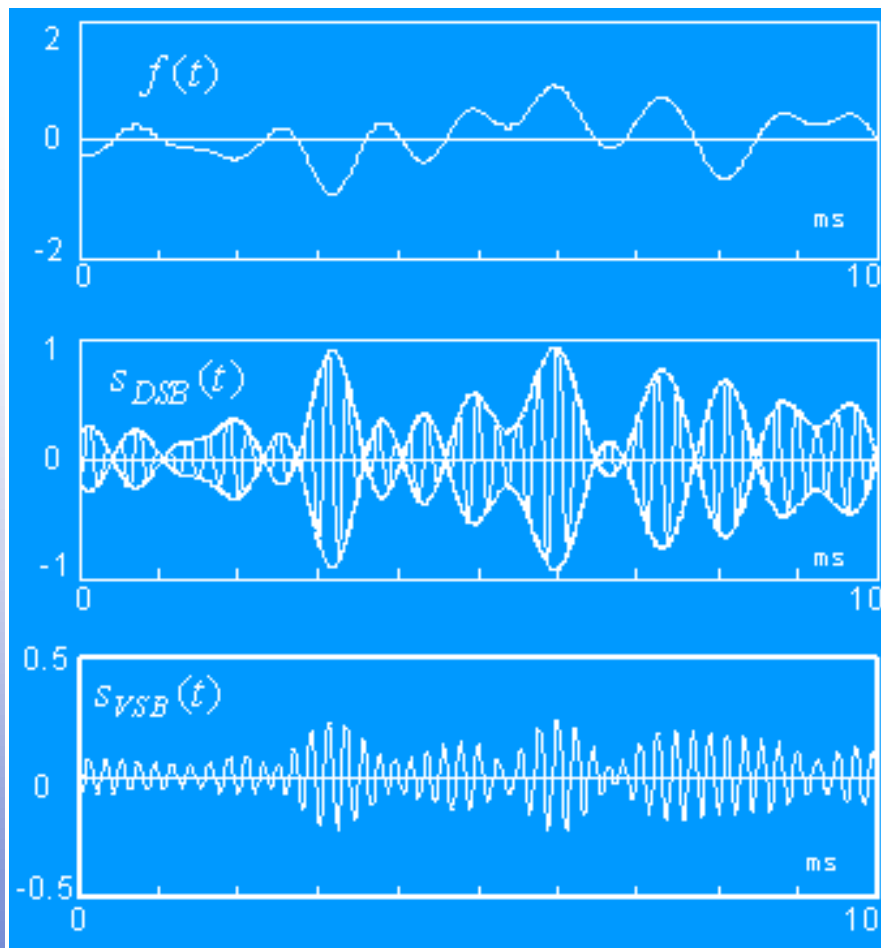
以 **残留上边带的滤波器** 为例，它是一个 **低通滤波器**。使 **上边带** 小部分残留，而使 **下边带** 绝大部分通过。

在 $\omega = 0$ 处 具有 **互补对称的滚降特性**

残留边带滤波器的特性：在 $\pm \omega_c$ 处 具有 **互补对称 (奇对称) 特性**。

那么，采用 **相干解调法** 解调 残留边带信号 就能够准确地 恢复 所需的基带信号。

图 4-2-18 残留边带滤波器的几何解释

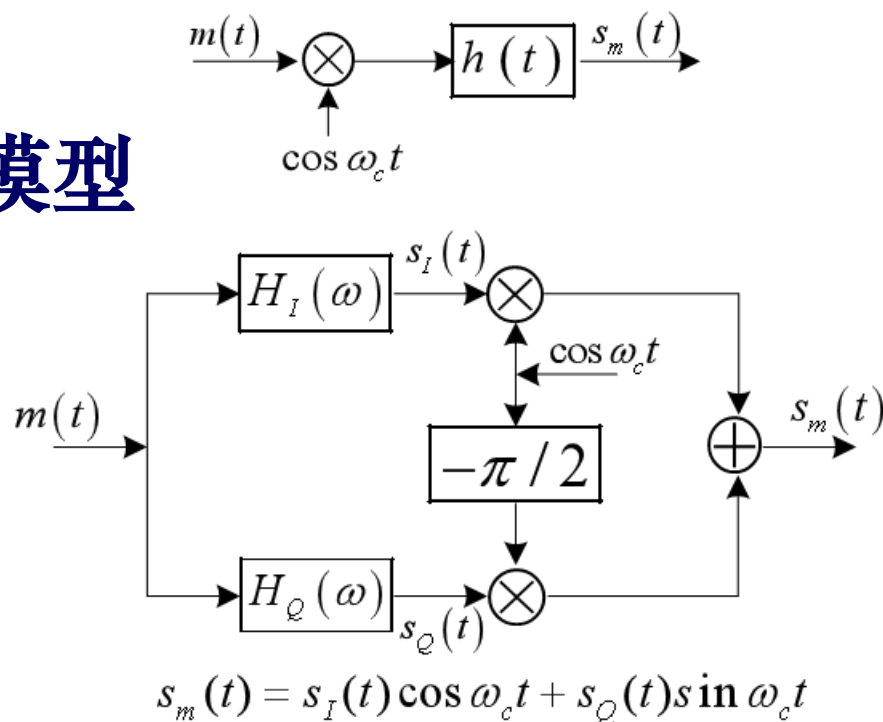


残留下边带调制的波形及频谱变换

讨论

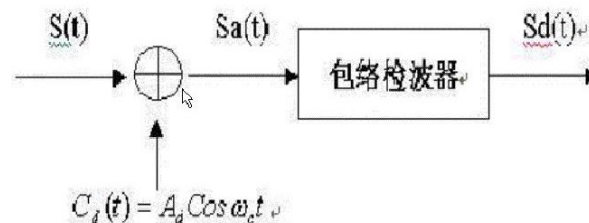
□ 线性调制的一般模型

- ?
- $h_I(t) = h(t) \cos \omega_c t$
 - $h_Q(t) = h(t) \sin \omega_c t$



□ 插入载波的包络检波

- $S_I(t) = h_I(t) * m(t) \propto m(t)$?



3.3 线性调制系统的解调

调制过程是一个频谱搬移的过程，它是将低频信号的频谱搬移到载频位置。而解调是将位于载频的信号频谱再搬回来，并且不失真地恢复出原始基带信号。

解调的方式有两种：相干解调与非相干解调。相干解调适用于各种线性调制系统，非相干解调一般只适用幅度调制（AM）信号。

3.3.1 线性调制系统的相干解调

所谓相干解调是为了从接收的已调信号中，不失真地恢复原调制信号，要求本地载波和接收信号的载波保证同频同相。相干解调的一般数学模型如图3-15所示。

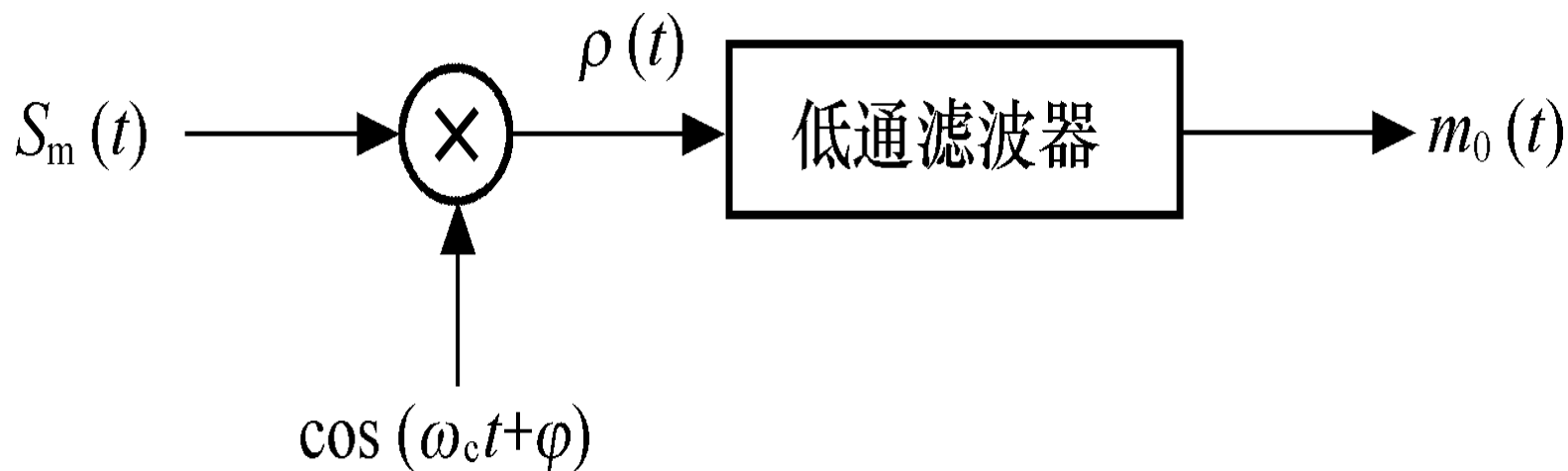


图3-15 相干解调器的数学模型

1、幅度调制（AM）和双边带调制（DSB）信号的解调

设图3-15的输入为AM信号

$$S_m(t) = S_{AM}(t) = [A_0 + m(t)] \cos(\omega_c t + \varphi_0)$$

乘法器输出为

$$\begin{aligned} \rho(t) &= [A_0 + m(t)] \cos(\omega_c t + \varphi_0) \cos(\omega_c t + \varphi) \\ &= \frac{1}{2} [A_0 + m(t)] [\cos(\varphi_0 - \varphi) + \cos(2\omega_c t + \varphi_0 + \varphi)] \end{aligned}$$

(3. 39)

通过低通滤波器后

$$m_0(t) = \frac{1}{2}[A_0 + m(t)]\cos(\varphi_0 - \varphi) \quad (3.40)$$

当 $\varphi_0 = \varphi = \text{常数}$ 时，解调输出信号为

$$m_0(t) = \frac{1}{2}[A_0 + m(t)] \quad (3.41)$$

上式含有直流分量，通常在低通滤波器后加一简单隔直流电容，隔去无用的直流，从而恢复原信号。

可见，只有当本地载波与接收的已调信号同频同相时，信号才能正确地恢复，否则就会产生失真。

同理，当时 $A_0 = 0$ ，上述分析即为DSB的结果。其解调输出信号为

$$m_0(t) = \frac{1}{2} m(t) \quad (3.42)$$

2、单边带（SSB）信号的解调

设图3-15的输入为SSB信号

$$S_m(t) = S_{SSB}(t) = \frac{1}{2}m(t)\cos(\omega_c t + \varphi_0) \mp \frac{1}{2}\hat{m}(t)\sin(\omega_c t + \varphi_0)$$

与本地载波 $\cos(\omega_c t + \varphi)$ 相乘后输出为

$$\rho(t) = \frac{1}{4} [m(t) \cos(\varphi_0 - \varphi) \mp \hat{m}(t) \sin(\varphi_0 - \varphi)] \\ + \frac{1}{4} [m(t) \cos(2\omega_c t + \varphi_0 + \varphi) \mp \hat{m}(t) \sin(2\omega_c t + \varphi_0 + \varphi)]$$

经低通滤波后的解调输出为

$$m_0(t) = \frac{1}{4} [m(t) \cos(\varphi_0 - \varphi) \mp \hat{m}(t) \sin(\varphi_0 - \varphi)]$$

当 $\varphi_0 = \varphi = \text{常数}$ 时，解调输出信号为

$$m_0(t) = \frac{1}{4} m(t) \quad (3.43)$$

可见，只有当本地载波与接收的已调信号同频同相时，才能得到无失真的调制信号。

VSB信号的解调方式与上面类似。当满足同步条件时，经分析可得解调输出信号为：

$$m_0(t) = \frac{1}{4} m(t)$$

3.3.2 线性调制系统的非相干解调

所谓非相干解调就是在接收端解调信号时不需要本地载波，而是利用已调信号中的包络信息来恢复原基带信号。因此，非相干解调一般只适用幅度调制

(AM) 系统。由于包络解调器电路简单，效率高，所以几乎所有的幅度调制 (AM) 接收机都采用这种电路。图3-16为串联型包络检波器的具体电路。

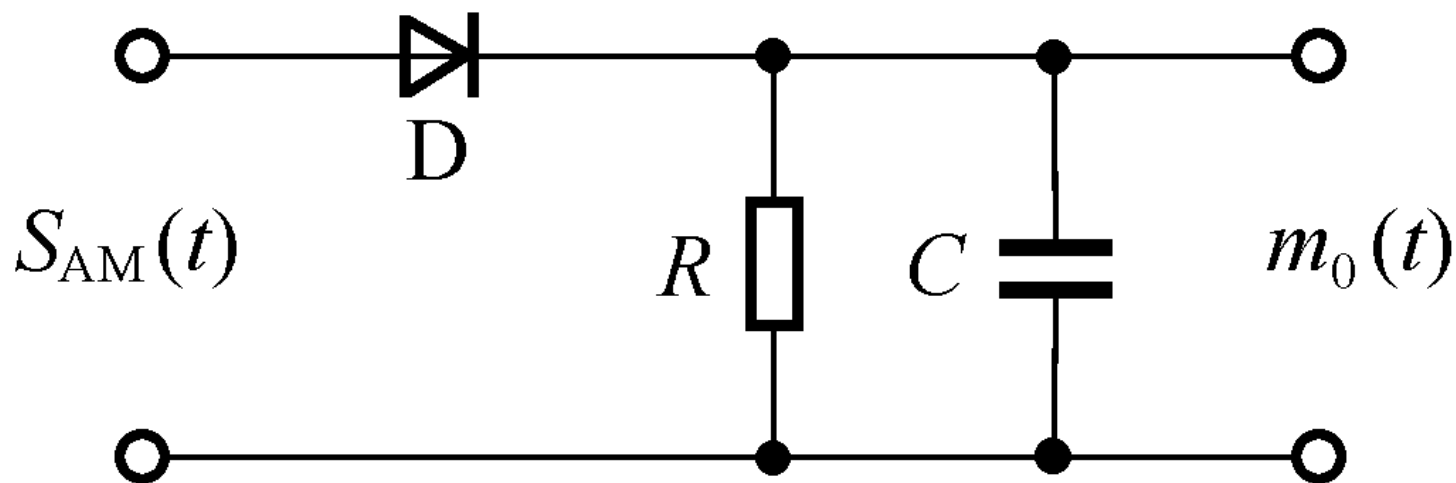
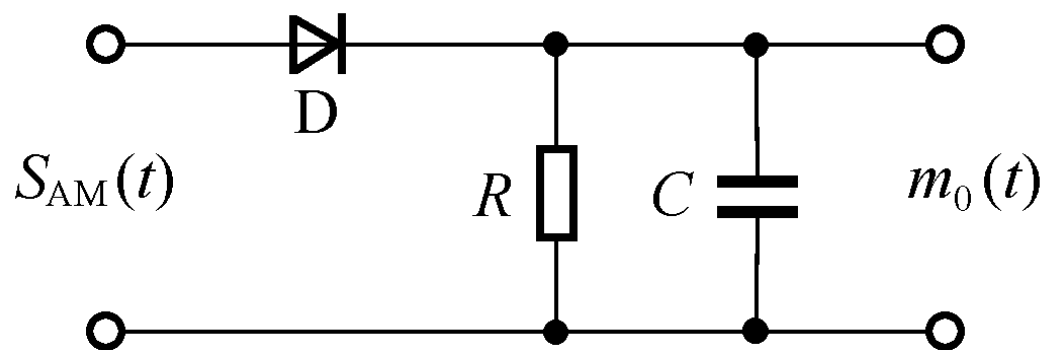


图3-16 串联型包络检波器电路

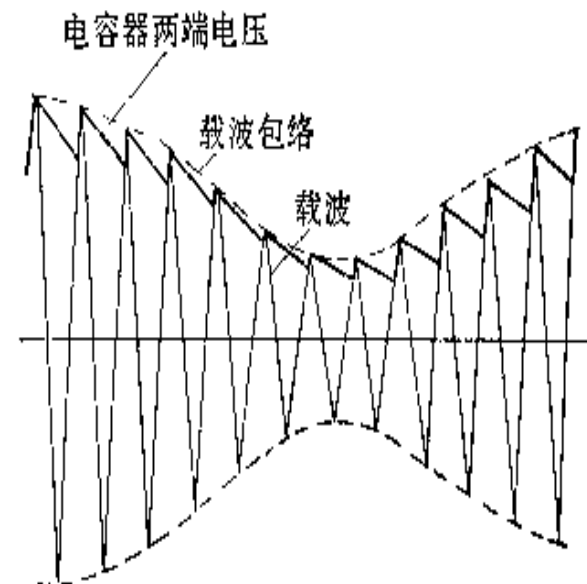
AM信号的解调

$$\because |m(t)| \leq 1,$$

$$\therefore A_c[1 + m(t)] > 0$$



$$1/\omega_c \ll RC \ll 1/\omega_H$$



当RC满足条件 $1/\omega_c \ll RC \ll 1/\omega_H$ 时，包络检波器的输出基本上与输入信号的包络变化呈线性关系，即

$$m_0(t) = A_0 + m(t) \quad (3.44)$$

其中， $A_0 \geq |m(t)|_{\max}$ 。隔去直流后就得到原信号 $m(t)$ 。

[例3.4] 某调制系统如图3-17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 $c_2(t)$ 。

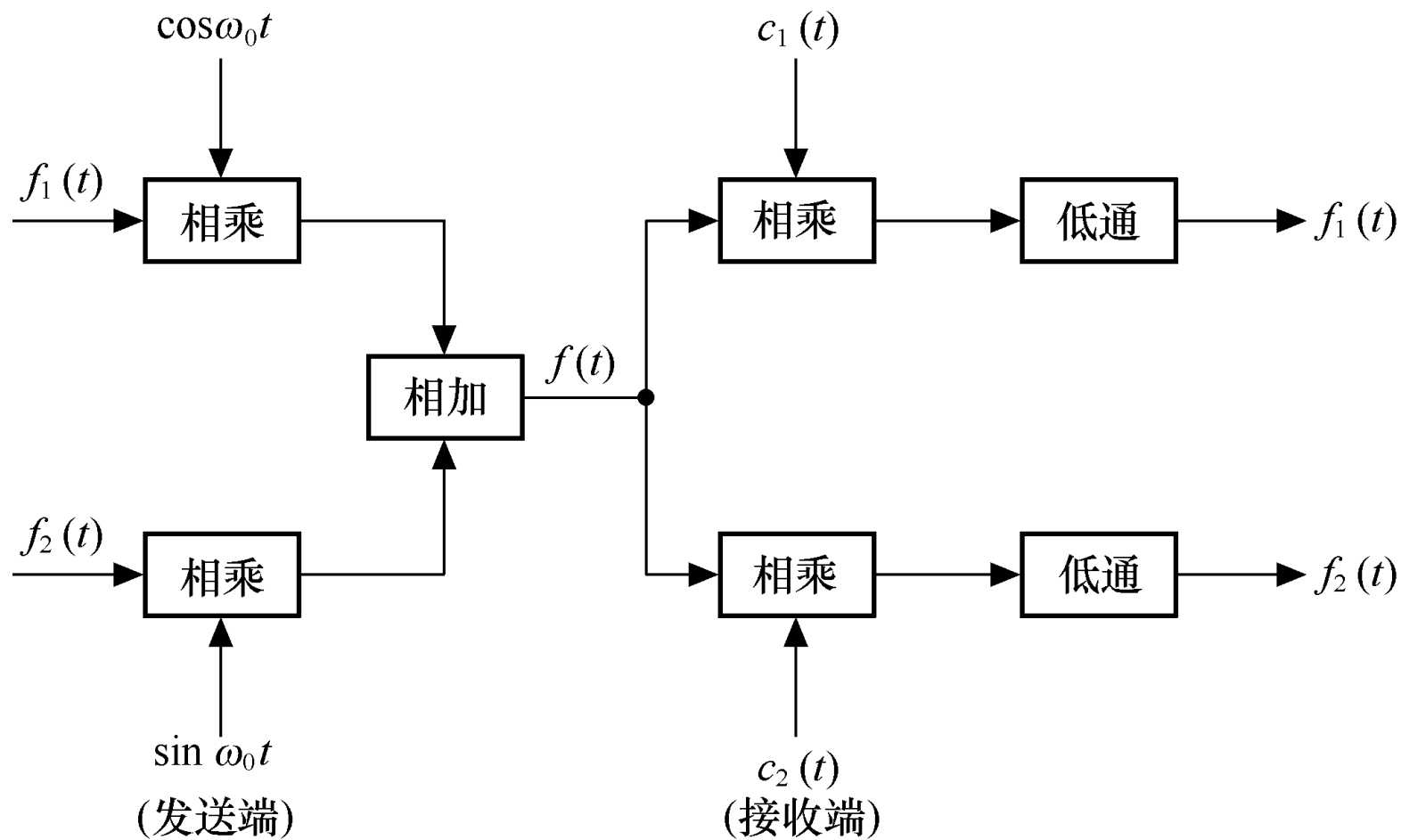


图3-17

解：发送端的合成信号

$$f(t) = f_1(t) \cos \omega_0 t + f_2(t) \sin \omega_0 t$$

根据图3-17的原理框图可知，接收端采用的是相干解调，若假设相干载波为 $\cos \omega_0 t$ ，则解调后的输出

$$\begin{aligned} f_0(t) &= f(t) \cos \omega_0 t \big|_{LPF} \\ &= [f_1(t) \cos \omega_0 t + f_2(t) \sin \omega_0 t] \cos \omega_0 t \big|_{LPF} \\ &= \left[\frac{1}{2} f_1(t) + \frac{1}{2} f_1(t) \cos 2\omega_0 t + \frac{1}{2} f_2(t) \sin 2\omega_0 t \right] \big|_{LPF} \\ &= \frac{1}{2} f_1(t) \end{aligned}$$

这时可以得到 $f_1(t)$ 。

同理，假设接收端的相干载波为 $\sin \omega_0 t$
则解调后的输出为

$$\begin{aligned} f_0(t) &= f(t) \sin \omega_0 t \big|_{LPF} \\ &= [f_1(t) \cos \omega_0 t + f_2(t) \sin \omega_0 t] \sin \omega_0 t \big|_{LPF} \\ &= \left[\frac{1}{2} f_2(t) + \frac{1}{2} f_1(t) \sin 2\omega_0 t - \frac{1}{2} f_2(t) \cos 2\omega_0 t \right] \big|_{LPF} \\ &= \frac{1}{2} f_2(t) \end{aligned}$$

综上所述，可以确定

$$c_1(t) = \cos \omega_0 t$$

$$c_2(t) = \sin \omega_0 t$$

小复习

线性调制:

AM

DSB

SSB

VSF

相干解调

包络解调

中大光信息

3. 4线性调制系统的抗噪声性能分析

3. 4. 1 抗噪声性能的分析模型

各种线性已调信号在传输过程中不可避免地要受到噪声的干扰，为了讨论问题的简单起见，我们这里只研究加性噪声对信号的影响。因此，接收端收到的信号是发送信号与加性噪声之和。

由于加性噪声只对已调信号的接收产生影响，因而调制系统的抗噪声性能主要用解调器的抗噪声性能来衡量。为了对不同调制方式下各种解调器性能进行度量，通常采用信噪比增益 G （又称调制制度增益）来表示解调器的抗噪声性能，即

$$G = \frac{\text{输出信噪比}}{\text{输入信噪比}} = \frac{S_0 / N_0}{S_i / N_i} \quad (3.45)$$

有加性噪声时解调器的数学模型如图3-18所示。

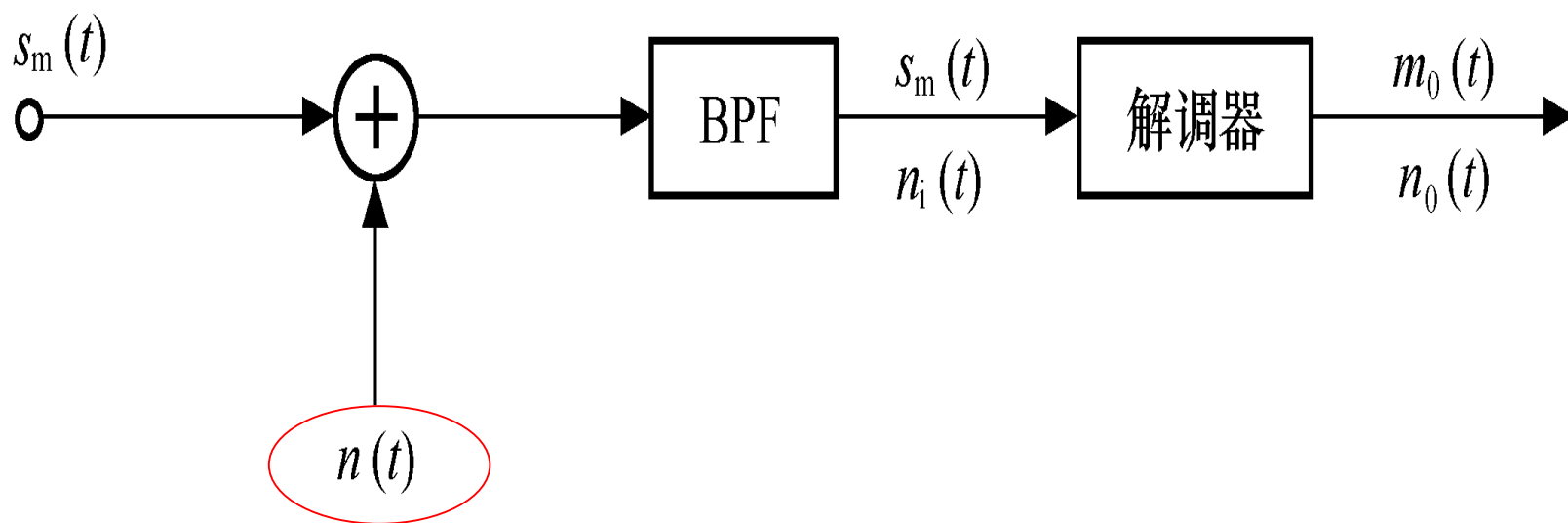


图3-18 有加性噪声时解调器的数学模型

图中 $s_m(t)$ 为已调信号， $n(t)$ 为加性高斯白噪声。 $s_m(t)$ 和 $n(t)$ 首先经过一带通滤波器，滤出有用信号，滤除带外的噪声。

经过带通滤波器后到达解调器**输入端**的信号为 $s_m(t)$ 、噪声为**高斯窄带噪声** $n_i(t)$ ，显然解调器输入端的噪声带宽与已调信号的带宽是相同的。最后经解调器解调**输出**的有用信号为 $m_o(t)$ ，噪声为 $n_o(t)$ 。

由式 (2.131) 可知，高斯窄带噪声 $n_i(t)$ 可表示为

$$n_i(t) = n_c(t) \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t \quad (3.46)$$

其中，高斯窄带噪声 $n_i(t)$ 的同相分量 $n_c(t)$ 和正交分量 $n_s(t)$ 都是高斯变量，它们的均值都为0，方差（平均功率）都与 $n_i(t)$ 的方差相同，即

$$\sigma_{n_i}^2 = \sigma_{n_c}^2 = \sigma_{n_s}^2 \quad (3.47)$$

或者记为

$$\overline{n_c^2(t)} = \overline{n_s^2(t)} = \overline{n_i^2(t)} = N_i \quad (3.48)$$

式中， N_i 为解调器的输入噪声功率。

若高斯白噪声的双边功率谱密度为 $n_0/2$ ，带通滤波器的传输特性是高度为1、带宽为B的理想矩形函数，其传输特性如图3-19所示，则 $N_i = n_0 B$ (3.49)

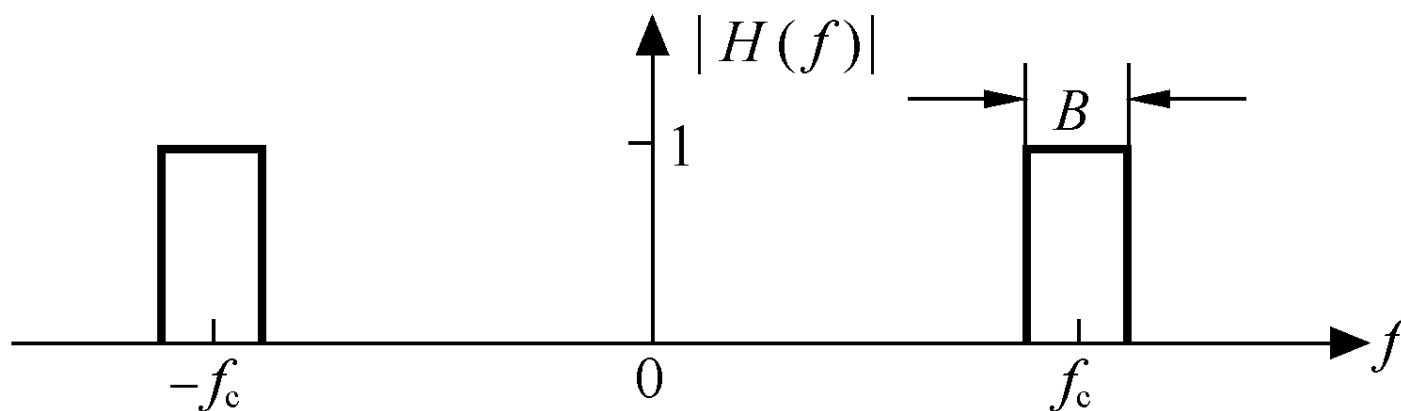


图3-19 带通滤波器传输特性

为了使已调信号无失真地进入解调器，同时又最大限度地抑制噪声，带通滤波器的带宽 **B** 应等于已调信号的带宽。

3.4.2 相干解调的抗噪声性能

各种线性调制系统的相干解调模型如图3-20所示。图中 $S_m(t)$ 可以是各种调幅信号，如AM、DSB、SSB和VSB，带通滤波器的带宽等于已调信号带宽。下面讨论各种线性调制系统的抗噪声性能。

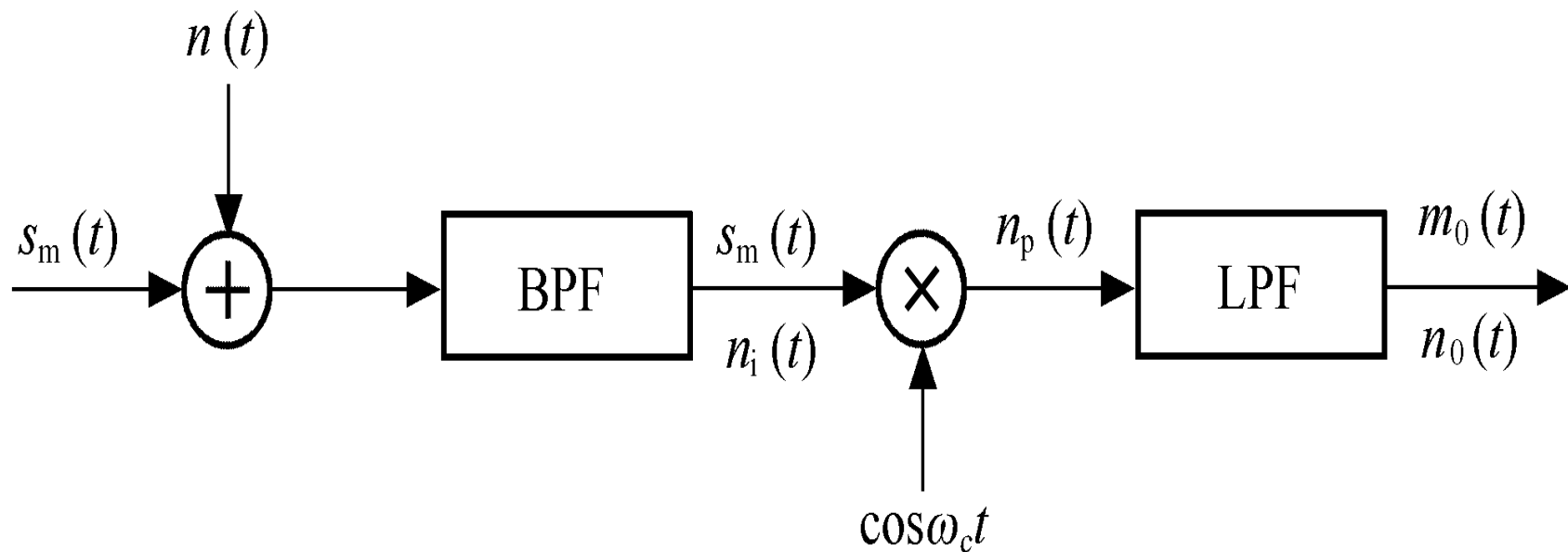


图3-20 有加性噪声的相干解调模型

一、解调器的输入信噪比 S_i

1、解调器的输入信号功率

由前面的分析已知，各**线性调制**系统已调信号的时域表达式分别为

$$S_{AM}(t) = [A_0 + m(t)] \cos \omega_c t \quad (3.50)$$

$$S_{DSB}(t) = m(t) \cos \omega_c t \quad (3.51)$$

$$S_{SSB}(t) = \frac{1}{2} m(t) \cos \omega_c t \mp \frac{1}{2} \hat{m}(t) \sin \omega_c t \quad (3.52)$$

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

由前面的分析已知，各输入已调信号的平均功率为

$$(S_i)_{AM} = \frac{A_0^2}{2} + \frac{\overline{m^2(t)}}{2} \quad (3.53)$$

$$(S_i)_{DSB} = \frac{1}{2} \overline{m^2(t)} \quad (3.54)$$

$$(S_i)_{SSB} = \frac{1}{4} \overline{m^2(t)} \quad (3.55)$$

2、解调器的输入噪声功率 N_i 由前面分析已知

$$N_i = n_0 B \quad (3.56)$$

上式中， B 表示各已调信号的带宽。

3、解调器的输入信噪比

由上面的分析可得各种线性调制信号在解调器的输入信噪比分别为

输入信噪比：

$$(S_i / N_i)_{AM} = \frac{\overline{A_0^2 + m^2(t)}}{2n_0 B_{AM}} = \frac{\overline{A_0^2 + m^2(t)}}{4n_0 f_H} \quad (3.57)$$

$$(S_i / N_i)_{DSB} = \frac{\overline{m^2(t)}}{2n_0 B_{DSB}} = \frac{\overline{m^2(t)}}{4n_0 f_H} \quad (3.58)$$

$$(S_i / N_i)_{SSB} = \frac{\overline{m^2(t)}}{4n_0 B_{SSB}} = \frac{\overline{m^2(t)}}{4n_0 f_H} \quad (3.59)$$

二、解调器的输出信噪比 S_0/N_0

1、解调器的输出信号功率

由前面分析已知，AM、DSB调制信号经相干解调器的输出信号为

$$m_0(t) = \frac{1}{2} m(t) \quad (3.60)$$

因此，AM、DSB解调后的输出信号的功率为

$$(S_0)_{AM, DSB} = \overline{m_0^2(t)} = \frac{1}{4} \overline{m^2(t)} \quad (3.61)$$

由式 (3.43) 可知, SSB调制信号经过相干解调器的输出信号为

$$m_0(t) = \frac{1}{4} m(t) \quad (3.62)$$

因此, SSB解调后输出信号的功率为

$$(S_0)_{SSB} = \overline{m_0^2(t)} = \frac{1}{16} \overline{m^2(t)} \quad (3.63)$$

2、解调器的输出噪声功率 N_0

在图3-20中，各线性调制系统的输入噪声通过带通滤波器（BPF）之后，变成窄带噪声 $n_i(t)$ ，经乘法器相乘后的输出噪声为

$$\begin{aligned} n_p(t) &= n_i(t) \cos \omega_c t = [n_c(t) \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t] \cos \omega_c t \\ &= \frac{1}{2} n_c(t) + \frac{1}{2} [n_c(t) \cos 2\omega_c t - n_s(t) \sin 2\omega_c t] \end{aligned} \quad (3.64)$$

经LPF后, $n_0(t) = \frac{1}{2} n_c(t)$

因此, 解调器输出的噪声功率为

$$N_0 = \overline{n_0^2(t)} = \frac{1}{4} \overline{n_c^2(t)} = \frac{1}{4} N_i \quad (3.65)$$

$$N_i = n_0 B$$

3、解调器的输出信噪比

由上面的分析可得各种线性已调信号经过解调器后的输出信噪比分别为

$$(S_0 / N_0)_{AM, DSB} = \frac{\overline{m^2(t)}}{n_0 B} = \frac{\overline{m^2(t)}}{2n_0 f_H} \quad (3.66)$$

$$(S_0 / N_0)_{SSB} = \frac{\overline{m^2(t)}}{4n_0 B} = \frac{\overline{m^2(t)}}{4n_0 f_H} \quad (3.67)$$

三、解调器的信噪比增益

由上面分析的解调器输入信噪比和输出信噪比，可得各种线性调制系统的**信噪比增益**为：

$$G_{AM} = \frac{S_o / N_o}{S_i / N_i} = \frac{\overline{2m^2(t)}}{A_0^2 + \overline{m^2(t)}} \quad (3.68)$$

$$G_{DSB} = \frac{\frac{\overline{m^2(t)}}{n_0 B}}{\frac{\overline{m^2(t)}}{2n_0 B}} = 2 \qquad G_{SSB} = \frac{\frac{\overline{m^2(t)}}{4n_0 B}}{\frac{\overline{m^2(t)}}{4n_0 B}} = 1$$

注意：然而并不意味着DSB比SSB更好，实际两者性能是一样的。又定义一个调制系统增益 G_{SYS} ，相对基带的信噪比改善。

四、VSB调制系统的抗噪声性能

VSB调制系统抗噪声性能的分析方法与上面类似。但是，由于所采用的残留边带滤波器的频率特性形状可能不同，所以难以确定抗噪声性能的一般计算公式。

不过，在残留边带滤波器滚降范围不大的情况下，可将VSB信号近似看成SSB信号，

即：

$$S_{VSB}(t) \approx S_{SSB}(t) \quad (3.71)$$

在这种情况下，VSB调制系统的抗噪声性能与SSB系统相同。

还有一种评价方法——调制系统增益：

为比较各种频带传输系统的总体性能，通常与基带传输系统作比较。假定：

基带系统

- (1) 实际系统与虚拟系统接收到的信号功率 P_r 相同；
- (2) 实际系统与虚拟系统的噪声功率谱密度 $N_0/2$ 相同。

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{baseband} = \frac{P_r}{N_0 B}$$

基带信噪比与解调器输入信噪比（注意到 $P_r = P_s$ ）之间的关系：

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{baseband} = \frac{P_s}{N_0 B_T} \times \frac{B_T}{B} = \left(\frac{S}{N}\right)_i \times \left(\frac{B_T}{B}\right)$$

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{baseband} = \left(\frac{S}{N}\right)_i \times \left(\frac{B_T}{B}\right)$$

系统增益：反映某一调制解调系统相对于基带传输系统的总体增益，定义为

$$G_{SYS} = \frac{(S/N)_o}{(S/N)_{baseband}} = G_{DEM} \times \left(\frac{B}{B_T}\right) \quad G_{DEM} = \frac{(S/N)_o}{(S/N)_i}$$

对比制度增益 G_{DEM} ：了解不同频带传输系统的解调器对信噪比的改善；

对比 G_{SYS} ：了解不同频带传输系统之间在信噪比上的整体优劣。**即比较不同频带传输系统抗噪性能的优劣。**

讨论:

$$G_{SYS} = G_{DEM} \times \left(\frac{B}{B_T} \right)$$

$$G_{DEM_DSB} = 2 \quad G_{SYS_DSB} = 2 \times \frac{B}{2B} = 1$$

$$G_{DEM_SSB} = 1 \quad G_{SYS_SSB} = 1 \times \frac{B}{B} = 1$$

$$G_{DEM_AM} = \frac{\overline{2m^2(t)}}{\overline{A_o + m^2(t)}}$$

$$G_{SYS_AM} = \frac{\overline{2m^2(t)}}{\overline{A_o + m^2(t)}} \times \frac{B}{2B} = \frac{\overline{m^2(t)}}{\overline{A_o + m^2(t)}}$$

3.4.3 非相干解调的抗噪声性能

只有AM信号可以直接采用非相干解调。实际中，AM信号常采用包络检波器解调，有噪声时包络检波器的数学模型如图3-21所示。

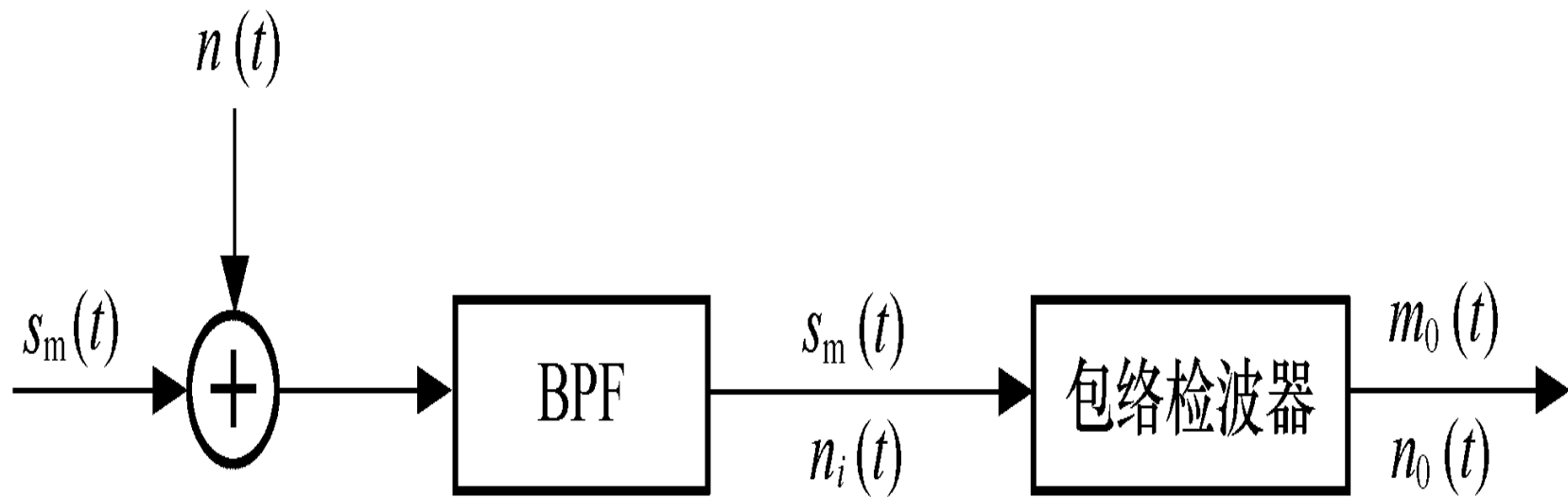


图3-21 有噪声时的包络检波器模型

设包络检波器输入信号 $S_m(t)$ 为

$$S_m(t) = [A_0 + m(t)] \cos \omega_c t \quad (3.72)$$

式中, $A_0 \geq |m(t)|_{\max}$

输入噪声 $n_i(t)$ 为

$$n_i(t) = n_c(t) \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t \quad (3.73)$$

显然, 解调器输入的信号功率 S_i 和噪声功率 N_i 为

$$S_i = \frac{A_0^2}{2} + \frac{\overline{m^2(t)}}{2}$$

$$N_i = \overline{n_i^2(t)} = n_0 B \quad (3.74)$$

为了求得包络检波器输出端的信号功率 S_0 和噪声功率 N_0 ，可以从包络检波器输入端的信号加噪声的合成包络开始分析。由式 (3.72) 和式 (3.73) 可得

$$\begin{aligned} S_m(t) + n_i(t) &= [A_0 + m(t) + n_c(t)] \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t \\ &= E(t) \cos[\omega_c t + \varphi(t)] \end{aligned} \quad (3.75)$$

其中

$$E(t) = \sqrt{[A_0 + m(t) + n_c(t)]^2 + n_s^2(t)} \quad (3.76)$$

由于包络检波时相位不起作用，我们感兴趣的是包络，而包络中的信号与噪声存在非线性关系。因此，如何从 $E(t)$ 中求出有用调制信号功率和无用的噪声功率，这是我们需要解决的问题。

但作一般的分析比较困难。为了使问题简化起见，我们来考虑两种特殊的情形。

1、大信噪比情况

所谓**大信噪比**是指输入信号幅度远大于噪声幅度。即满足下列条件

$$A_0 + m(t) \gg n_i(t)$$

则式（3.76）可变为

$$\begin{aligned}
 E(t) &= \sqrt{[A_0 + m(t)]^2 + 2[A_0 + m(t)]n_c(t) + n_c^2(t) + n_s^2(t)} \\
 &\approx \sqrt{[A_0 + m(t)]^2 + 2[A_0 + m(t)]n_c(t)} \\
 &\approx [A_0 + m(t)]\sqrt{1 + \frac{2n_c(t)}{A_0 + m(t)}} \\
 &\approx [A_0 + m(t)][1 + \frac{n_c(t)}{A_0 + m(t)}] \\
 &\approx A_0 + m(t) + n_c(t)
 \end{aligned}
 \tag{3.77}$$

这里，我们采用了近似公式

$$(1+x)^{1/2} \approx 1 + \frac{x}{2}, \quad \text{当}|x| \ll 1 \text{时}$$

由此可见，包络检波器输出的有用信号是 $m(t)$ ，输出噪声是 $n_c(t)$ ，信号与噪声是分开的。直流成分 A_0 可被低通滤波器滤除。故输出的平均信号功率及平均噪声功率分别为

$$S_0 = \overline{m^2(t)}$$

$$N_0 = \overline{n_c^2(t)} = \overline{n_i^2(t)} = n_0 B \quad (3.78)$$

于是，可以得到

$$G_{AM} = \frac{S_0 / N_0}{S_i / N_i} = \frac{\overline{2m^2(t)}}{A_0^2 + \overline{m^2(t)}} \quad (3.79)$$

此结果与相干解调时得到的信噪比增益公式相同。可见，在大信噪比情况下，AM信号包络检波器的性能几乎与相干解调性能相同。

2、小信噪比情况

所谓**小信噪比**是指噪声幅度远大于信号幅度。

在此情况下，包络检波器会把有用信号扰乱成噪声，即有用信号“淹没”在噪声中，这种现象通常称为**门限效应**。进一步说，所谓门限效应，就是当包络检波器的输入信噪比降低到一个特定的数值后，检波器输出信噪比出现急剧恶化的一种现象。

小信噪比输入时，包络检波器输出信噪比计算很复杂，而且详细计算它一般也无必要。根据实践及有关资料可近似认为

$$S_0 / N_0 \approx 0.925(S_i / N_i)^2 \quad S_i / N_i \ll 1$$

(3.80)

由于在相干解调器中不存在门限效应，所以在噪声条件恶劣的情况下常采用相干解调。

[例3.5] 某线性调制系统的输出信噪比为20dB，输出噪声功率为 10^{-9}W ，由发射机输出端到解调器输入之间总的传输损耗为100dB，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。**

解：（1）在DSB/SC方式中，信噪比增益 $G=2$ ，则调制器输入信噪比为

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{1}{2} \frac{S_o}{N_o} = \frac{1}{2} \times 10^{\frac{20}{10}} = 50$$

同时，在相干解调时 $N_i = 4N_o = 4 \times 10^{-9} W$

因此解调器输入端的信号功率

$$S_i = 50N_i = 2 \times 10^{-7} W$$

考虑发射机输出端到解调器输入端之间的100dB传输损耗，可得发射机输出功率

$$S_{\text{发}} = 10^{\frac{100}{10}} \times S_i = 2 \times 10^3 W$$

(2) 在SSB/SC方式中，信噪比增益 $G=1$ ，则调制器输入信噪比为

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{S_o}{N_o} = 100 \quad N_i = 4N_o = 4 \times 10^{-9} W$$

因此，解调器输入端的信号功率

$$S_i = 100N_i = 4 \times 10^{-7} W$$

发射机输出功率

$$S_{\text{发}} = 10^{10} \times S_i = 4 \times 10^3 W$$

小复习

加性噪声：窄带高斯噪声

(相干解调)

AM、DSB

SSB

信噪比增益 (调制制度增益)

(包络解调)

AM

门限效应 (门限值)

中大光信息