

# 第五章

## 幅度调制系统



- 5.1 引言
- 5.2 标准幅度调制 (AM)
- 5.3 抑制载波双边带调制 (DSB)
- 5.4 单边带调制 (SSB)
- 5.5 残留边带调制 (VSB)
- 5.6 幅度调制系统的一般模型
- 5.7 幅度调制信号解调的一般模型
- 5.8 幅度调制系统的抗噪声性能



## 5.1 引言

**基带信号：**信源产生的原始信号，通常具有较低的频谱分量。

- 大多数信道具有带通特性，基带信号并不能在大多数信道中直接传输。
- 为在信道中传输和实现信道复用，基带信号在通信系统的发送端需要进行**调制**，再送入信道传输，在接收端则进行相反的变换，即**解调**。



## 5.1 引言

**调制：**按调制信号（基带信号）的变化规律去改变载波的某些参数的过程。

**解调：**相反的变换过程，即由载波参数的变化去恢复基带信号。

**调制的功能：**

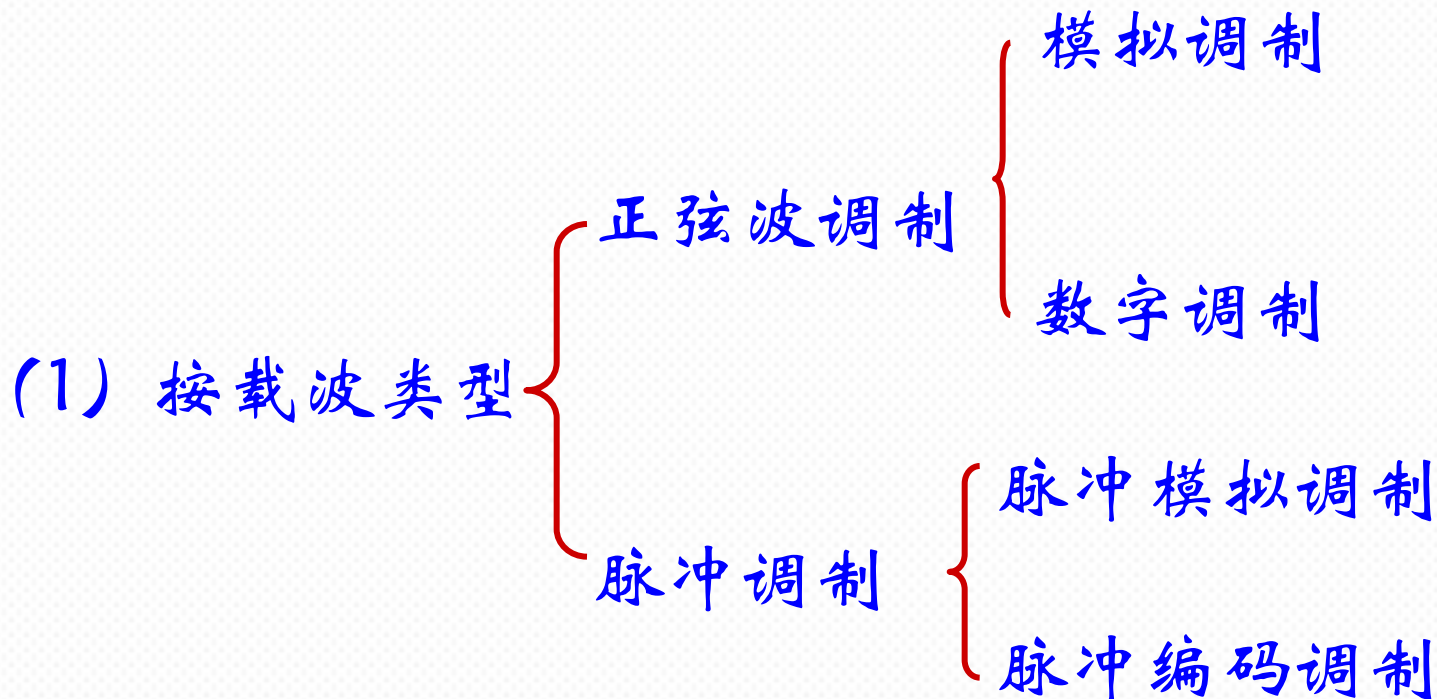
(1) 频率变换；

为有效辐射电磁波，天线长度应在 $1/4$ 波长左右。

如： $f=3\text{kHz}$ ，波长为 $10^5$ 米（100 km）； $f=30\text{ MHz}$ ，波长为10米

(2) 实现信道复用；(3) 提高抗干扰性。

## 调制的分类:





## (2) 按已调信号的频谱与调制信号频谱之间关系



**线性调制：**载波调制系统中已调信号频谱为调制信号频谱的平移及线性变换。

**非线性调制：**已调信号频谱中出现与调制信号频谱无对应线性关系的分量。



# 5.1 引言

正弦波调制——按改变载波的参数

幅度调制

频率调制

相位调制

典型幅度调制系统：标准幅度调制 (AM)

抑制载波双边带调制 (DSB-SC)

单边带调制 (SSB)

残留边带调制 (VSB)



## 5.2 标准幅度调制 (AM)

幅度调制：高频正弦载波的幅度随调制信号作线性变化的过程。

标准幅度调制 (*AM-Amplitude Modulation*)

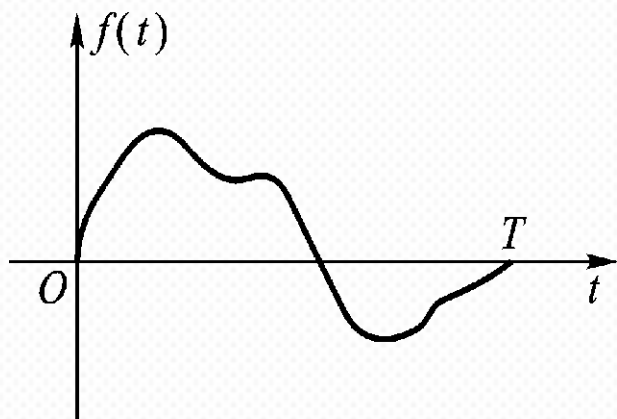
最基本的幅度调制方式。



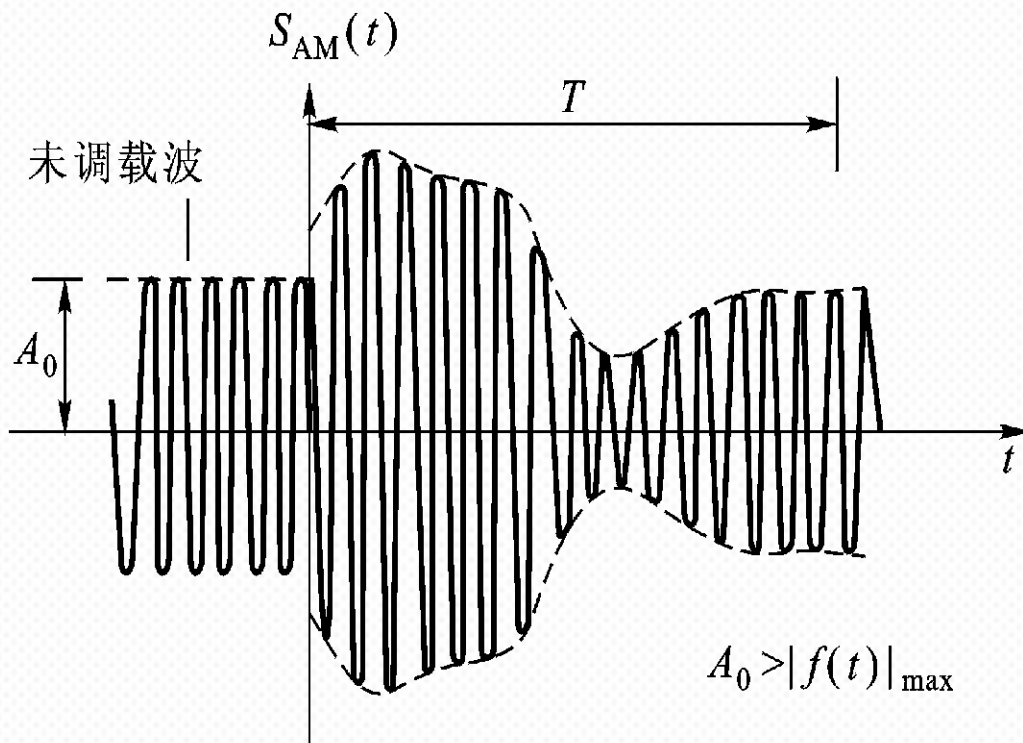


# 5.2.1 AM信号的时域及频域表示

## 典型的标准幅度调制信号波形



(a) 基带信号波形



(b) AM信号波形



## 5.2.1 AM信号的时域及频域表示

### 1. 时域表示

设  $f(t)$  为一无直流分量的基带信号，其频谱为  $F(\omega)$ 。

高频正弦载波信号为

$$C(t) = A \cos(\omega_0 t + \theta_0)$$

AM信号时域表示为

$$S_{AM}(t) = [A_0 + f(t)] \cos \omega_0 t$$

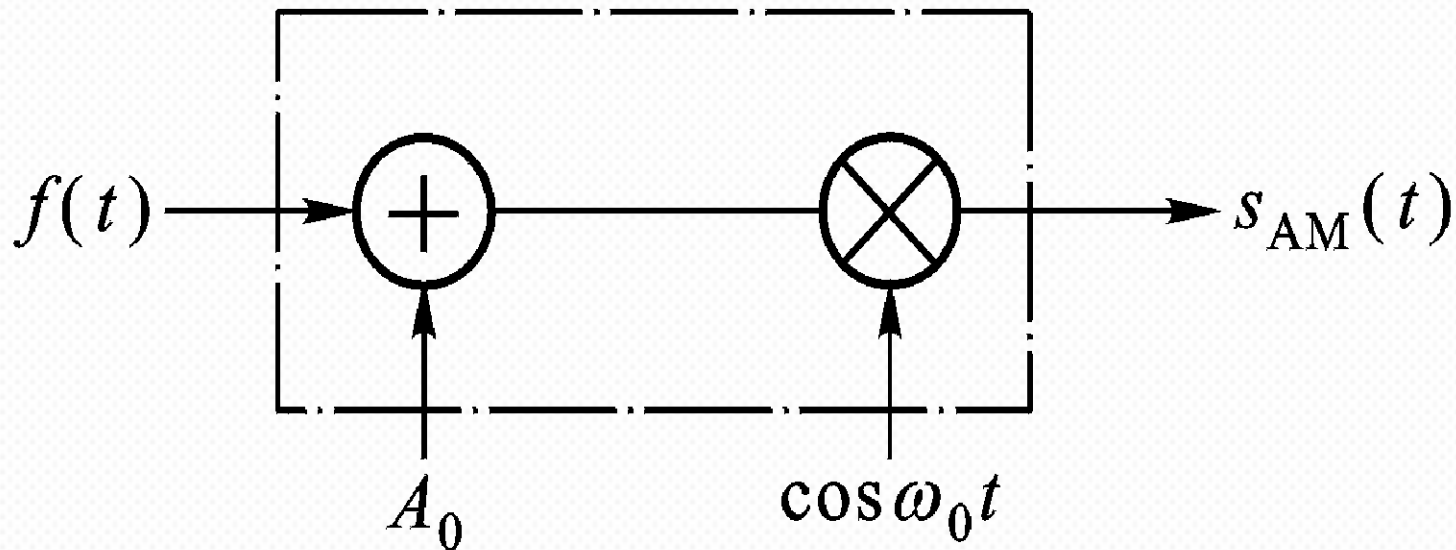
式中， $A_0$  为外加的直流分量，且要  $[A_0 + f(t)] \geq 0$  或  $A_0 \geq |f(t)|_{\max}$ 。

否则将出现过调制现象。



## 5.2.1 AM信号的时域及频域表示

### 2. 产生标准幅度调制信号的模型



5-1



## 5.2.1 AM信号的时域及频域表示

### 调幅指数定义

$$m = \frac{|f(t)|_{\max}}{A_0} \quad 0 \leq m \leq 1$$

当 $m$ 值大于1时，有可能出现过调制，这种情况是不允许出现的。

出现过调制现象时，AM信号的包络不能反映调制信号的变化规律，利用包括检波会出现严重的失真。



## 5.2.1 AM信号的时域及频域表示

### 3. 标准幅度调制信号频谱结构

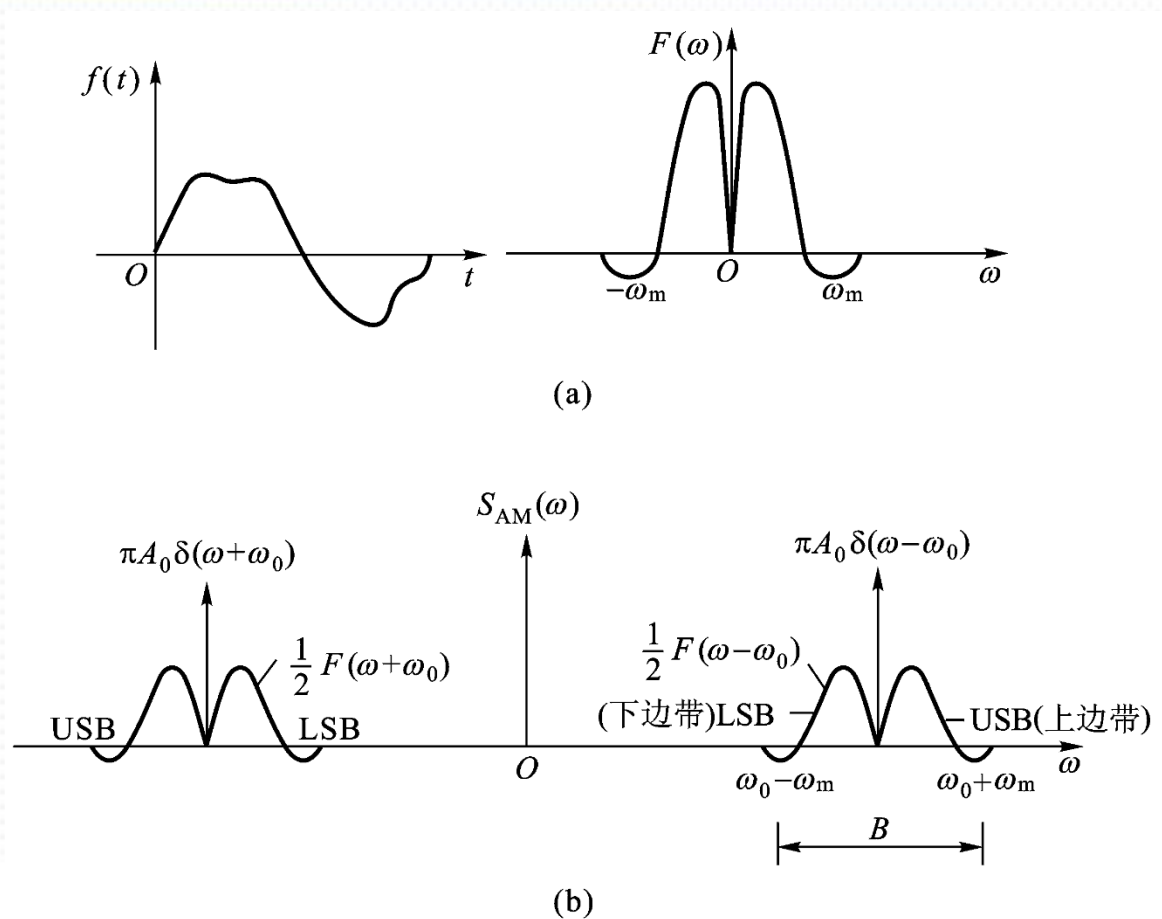
$$S_{AM}(t) = [A_0 + f(t)]\cos \omega_0 t$$

由傅里叶变换性质，可得AM信号的频谱为：

$$S_{AM}(\omega) = \pi A_0 [\delta(\omega - \omega_0) + \delta(\omega + \omega_0)] + \frac{1}{2} [F(\omega - \omega_0) + F(\omega + \omega_0)]$$



# 5.2.1 AM信号的时域及频域表示



## 调制前后的频谱



## 5.2.1 AM信号的时域及频域表示

由图看出：

(1) AM是一种线性调制方式。

(2) 上下边带完全对称。

上边带 (Upper Sideband) : 正频谱经搬移后的部分。

下边带 (Lower Sideband) : 负频谱经搬移后的部分。

当调制信号为实信号时，上边带下边带相同。

(3) 若调制信号最高频率为 $\omega_m$ ，则已调信号的频谱带宽扩展了2倍，因而标准幅度调制信号带宽为

$$B = 2f_m \text{ (Hz)}$$

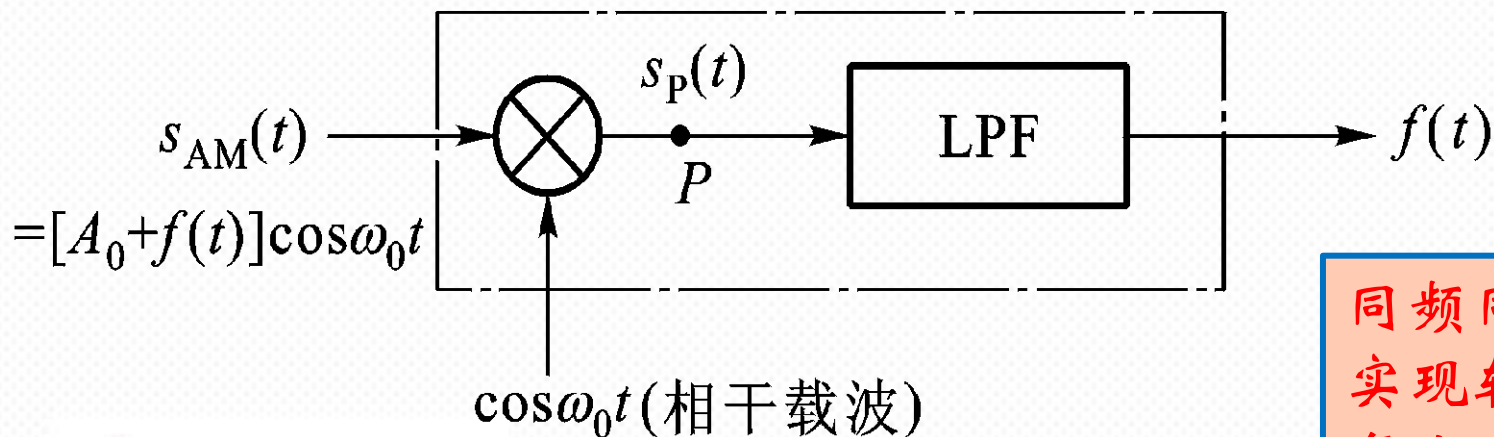




## 5.2.2 AM信号的解调

解调方式：同步解调、包络解调

同步解调，也称为相干解调，解调器由乘法器和低通滤波器组成。



同频同相，  
实现较为  
复杂！

AM信号同步解调模型





## 5.2.2 AM信号的解调

### AM信号同步解调过程

$p$ 点的信号为

$$S_p(t) = S_{AM}(t) \cos \omega_0 t = [A_0 + f(t)] \cos^2 \omega_0 t = \frac{1}{2} [A_0 + f(t)] (1 + \cos 2\omega_0 t)$$

其中：基带信号  $\frac{1}{2} [A_0 + f(t)]$

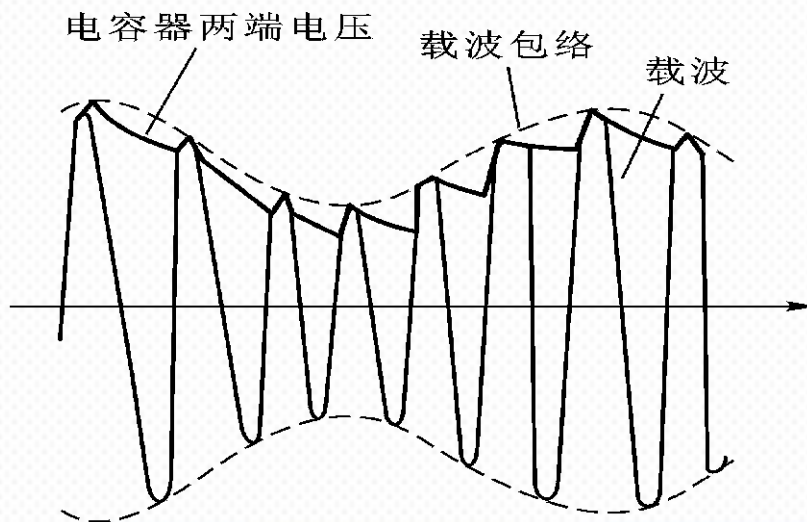
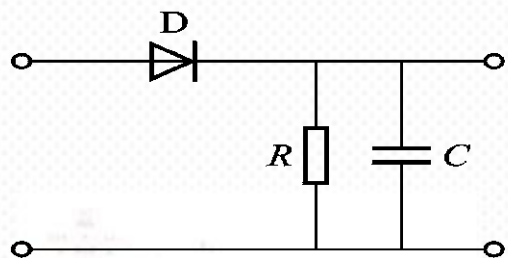
标准幅度调制信号  $\frac{1}{2} [A_0 + f(t)] \cos 2\omega_0 t$



## 5.2.2 AM信号的解调

### AM信号的包络解调（非相干解调）

- 由包络检波器来完成。
- 包络检波器优点: 电路简单, 不需要提取相干载波。
- 抗噪声的能力上, 包络解调法不如相干解调法。



## 5.2.3 AM信号功率分布和调制效率



若调制信号为随机信号（假定是满足各态历经性的平稳随机信号），需要讨论AM信号的自相关函数和功率谱密度。

### AM信号自相关函数

$$B_{AM}(\tau) = E[S_{AM}(t)S_{AM}(t+\tau)] = \overline{S_{AM}(t)S_{AM}(t+\tau)}$$

将  $S_{AM}(t) = [A_0 + f(t)]\cos\omega_0 t$  代入

最后得：
$$B_{AM}(\tau) = \frac{A_0^2}{2}\cos\omega_0\tau + \frac{1}{2}B_f(\tau)\cos\omega_0\tau$$

式中， $B_f(\tau)$  为  $f(t)$  的自相关函数。

## 5.2.3 AM信号功率分布和调制效率



### AM信号功率谱密度函数

$$P_{AM}(\omega) = \mathfrak{F}[B_{AM}(\tau)] = \int_{-\infty}^{\infty} B_{AM}(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau$$

由傅里叶变换的性质，可得

$$P_{AM}(\omega) = \frac{\pi A_0^2}{2} [\delta(\omega - \omega_0) + \delta(\omega + \omega_0)] + \frac{1}{4} [P_f(\omega - \omega_0) + P_f(\omega + \omega_0)]$$

式中， $P_f(\omega) = \mathfrak{F}[B_f(\tau)]$  为调制信号的功率谱密度函数。

载波功率谱，平均功率为  $A_0^2/2$

边带功率谱，平均功率为  $\overline{f^2(t)}/2$

## 5.2.3 AM信号功率分布和调制效率



### AM信号的调制效率

为表征AM信号的功率利用程度，定义AM信号的边带功率与平均功率之比为**调制效率**。即

$$\eta_{AM} = \frac{P_{fB}}{P_{AM}} = \frac{P_{fB}}{P_0 + P_{fB}} = \frac{\overline{f^2(t)}}{A_0^2 + \overline{f^2(t)}}$$

可见，由于 $A_0$ 的存在，AM信号调制效率不高。调制效率最高为50%。

最高调制效率发生在调制信号为幅度 $A_0$ 的方波时。

## 5.2.3 AM信号功率分布和调制效率



如果调制信号是单频余弦波，其幅度为 $A_m$ ，此时有

$$\overline{f^2(t)} = \overline{A_m^2 \cos^2(\omega_m t + \theta_m)} = \frac{A_m^2}{2}$$

故得 
$$\eta_{AM} = \frac{A_m^2}{2A_0^2 + A_m^2} = \frac{\beta_{AM}^2}{2 + \beta_{AM}^2}$$

其中， $\beta_{AM} = \frac{A_m}{A_0}$  为调幅指数。

因此，当取  $\beta_{AM} = 1$  的极限值时，调制效率有最大值为

$$\eta_{AM} = \frac{1}{3} = 33\%$$

## 5.2.3 AM信号功率分布和调制效率



实际通信系统（如AM广播）中， $\beta_{AM}$ 取值远小于1，约为0.3，此时  $\eta_{AM} = 0.043 = 4.3\%$ 。

可见，AM信号的调制效率是非常低的，大部分发射功率消耗在不携带信息的载波上了。



## 5.2.3 AM信号功率分布和调制效率



### 几点结论:

- (1) AM信号包络与调制信号成正比，因而应用包络检波器就可以解调信号，这样解调器结构简单，造价低。
- (2) AM信号带宽是调制信号最高频率的两倍。
- (3) AM信号的调制效率非常低。

为提高AM信号调制效率，可以抑制AM信号中的载波信号，从而得到调制效率为100%的双边带信号。





## 5.3 抑制载波双边带调制

在AM信号表示式中，设 $A_0=0$ ，可以得到抑制载波的双边带调制（DSB-SC---*Double-Sideband Suppressed-Carrier*）信号，简称为双边带调制（DSB）信号。



## 5.3.1 DSB信号的时域表示

由表示式  $S_{AM}(t) = [A_0 + f(t)]\cos\omega_0t$

可得DSB信号的时域表示式:

$$S_{DSB}(t) = f(t)\cos\omega_0t$$

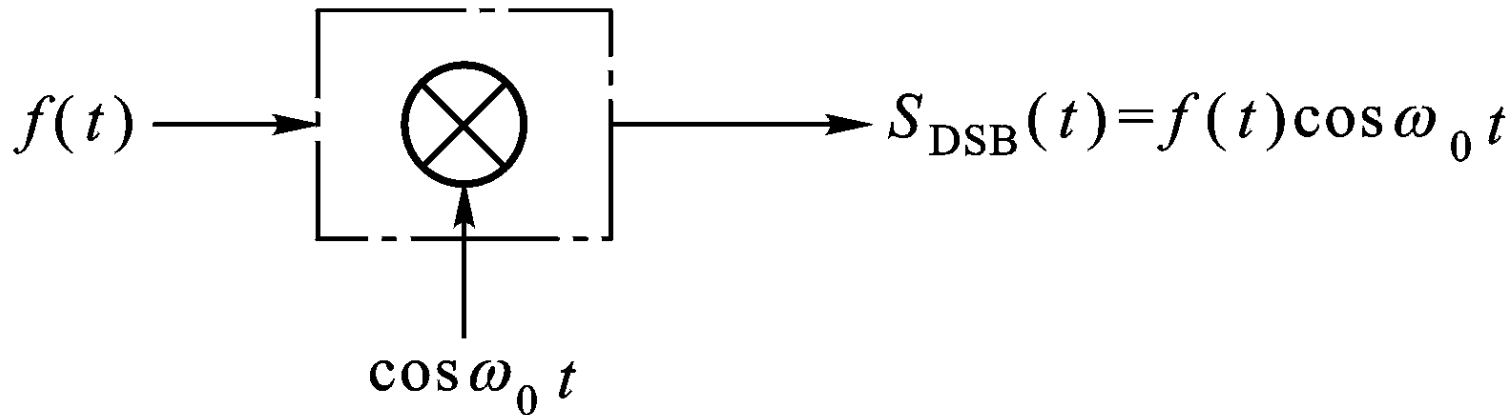
由于  $f(t)$  为正时,  $S_{DSB}(t) = f(t)\cos\omega_0t$

$f(t)$  为负时,  $S_{DSB}(t) = -f(t)\cos\omega_0t = f(t)\cos(\omega_0t - \pi)$

因此, 在DSB信号时间波形中, 当改变极性时会出现反相点。这样, DSB信号的包络并不反映调制信号的变化规律, 所以, DSB信号不能采用包络检波器来进行解调。

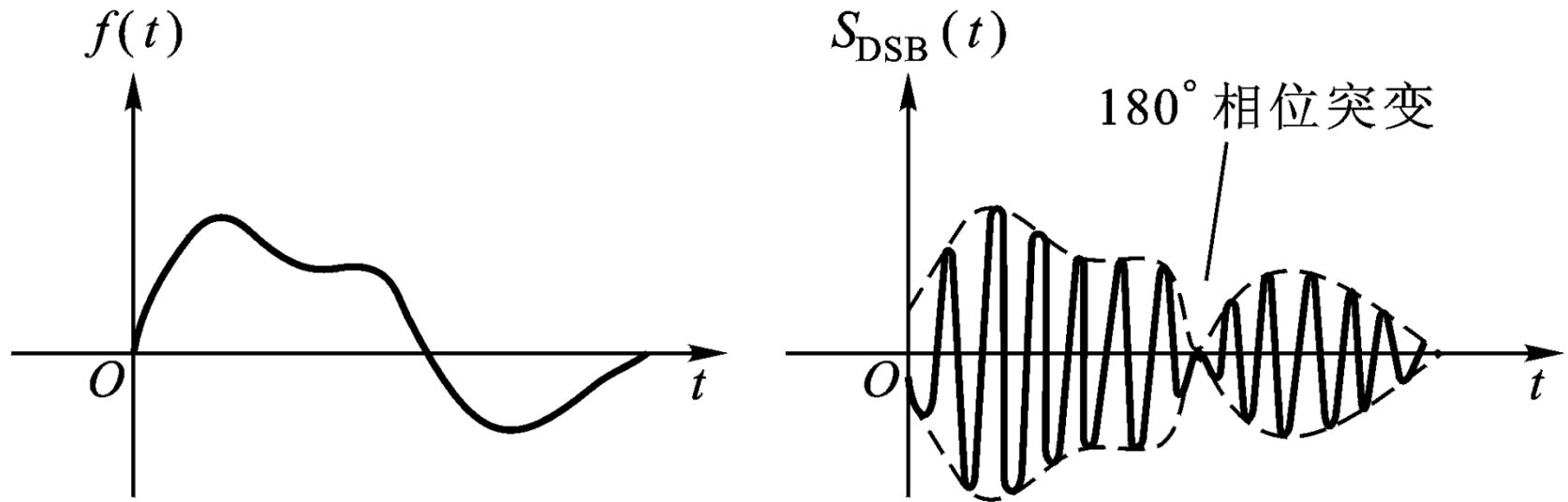


## 5.3.1 DSB信号的时域表示



DSB信号产生的模型

## 5.3.1 DSB信号的时域表示



DSB信号波形

# 5.3.2 DSB信号的频域表示

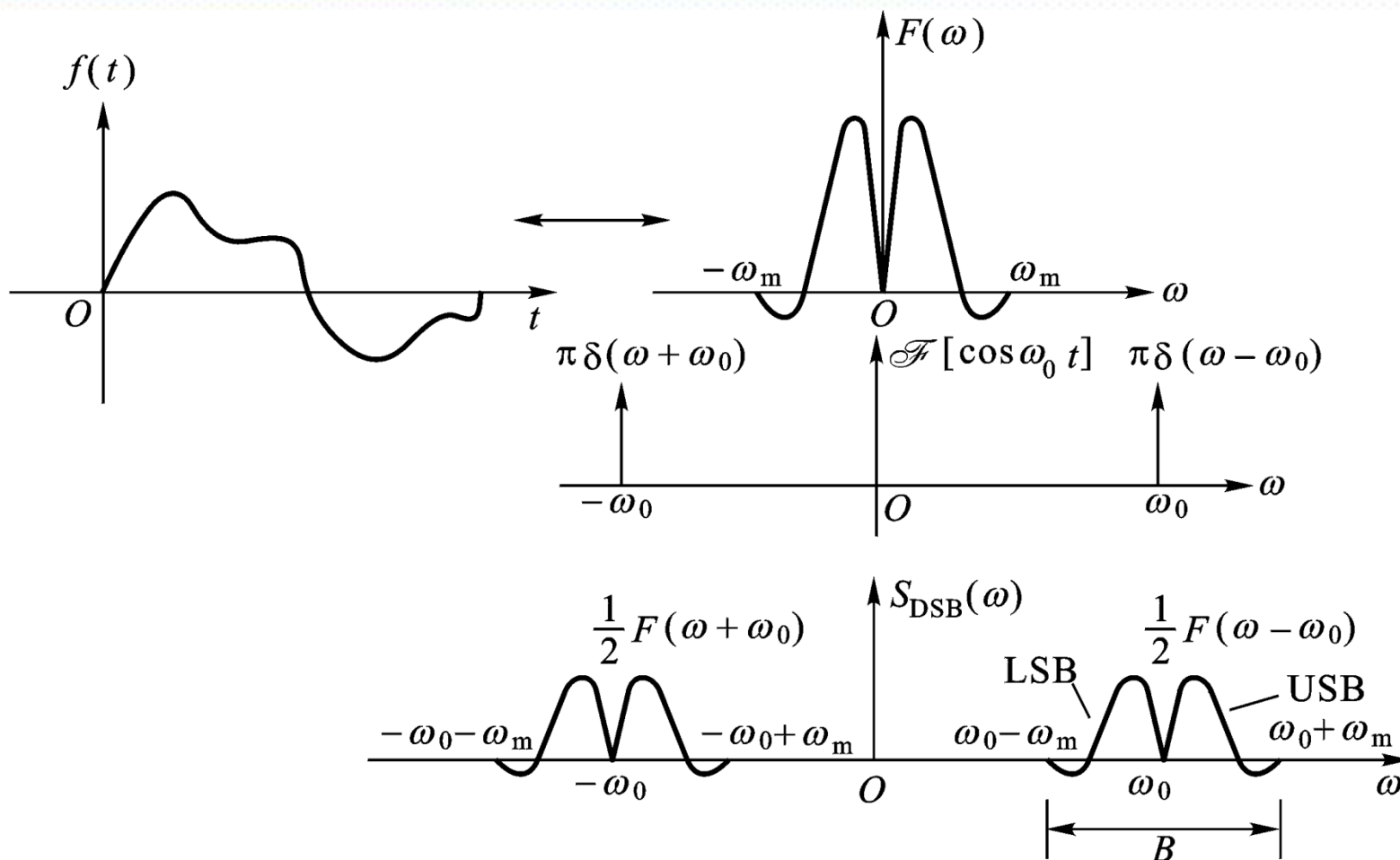


图5.9 双边带信号的频谱结构图



## 5.3.2 DSB信号的频域表示

### DSB信号的频谱密度函数

利用傅里叶变换的频移定理，可以得到

$$S_{DSB}(\omega) = \frac{1}{2} [F(\omega - \omega_0) + F(\omega + \omega_0)]$$

频谱结构如图5.9所示。由图看出：

(1) DSB信号带宽为调制信号频谱最高角频率两倍。

$$B = 2f_m (\text{赫兹})$$

(2) DSB信号是一种线性调制。



## 5.3.2 DSB信号的解调

### DSB信号的解调方式：同步解调

利用同步解调方法可以完成对DSB信号解调，如图所示。图中 $p$ 点为输出信号为

$$S_p(t) = f(t) \cos^2 \omega_0 t = \frac{1}{2} f(t) [1 + \cos 2\omega_0 t]$$

对应的频谱为

$$S_p(\omega) = \frac{1}{2} F(\omega) + \frac{1}{4} [F(\omega - 2\omega_0) + F(\omega + 2\omega_0)]$$

上式经过理想低通滤波器后，第二项高频分量将被滤除，滤波器的输出为调制信号。





## 5.3.2 DSB信号的解调

### 结论:

- (1) DSB信号只能用同步解调法进行解调，而不能采用包络检波器进行解调。
- (2) DSB信号的带宽与AM信号的带宽相同，为调制信号最高频率的两倍。
- (3) DSB信号的调制效率为100%，但在实际系统中很少采用。





## 5.4 单边带调制 (SSB)

单边带调制 (SSB---*Single-Sideband*)，是通过某种方法，只传送DSB信号中的一个边带的调制方式。它的最大优点是比DSB信号或AM信号节省一半的带宽，因而提高了系统的**频带利用率**。



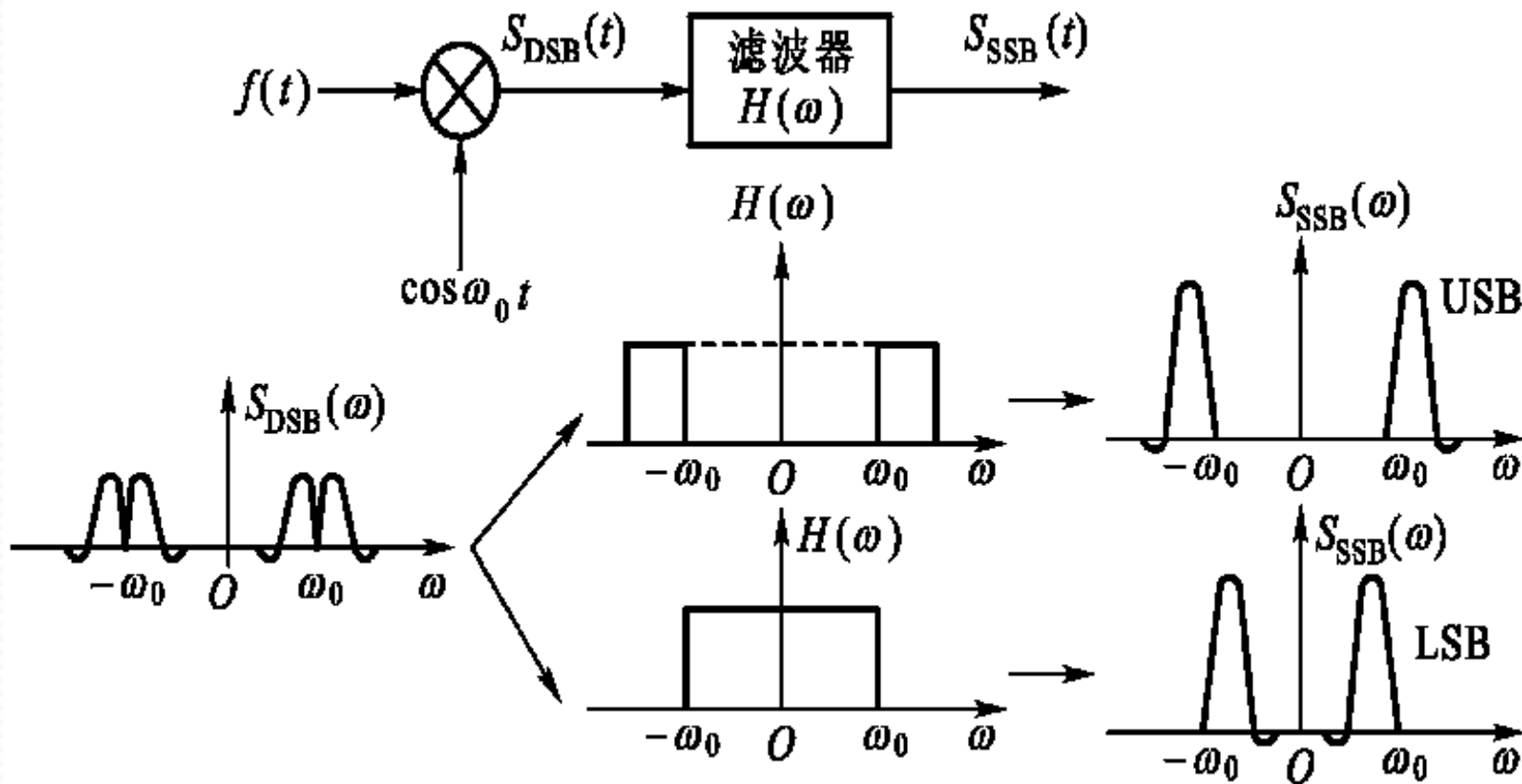
### SSB调制（滤波法）模型

SSB信号产生模型由DSB调制器及边带滤波器组成。

边带滤波器的作用是让有用边带通过，而抑制无用边带。选择不同传输特性的边带滤波器就可以得到不同类型的单边带信号。这种通过滤波器得到SSB信号的方法称为滤波法。



# 5.4.1 SSB调制模型及已调信号频谱



SSB信号产生模型及信号频谱

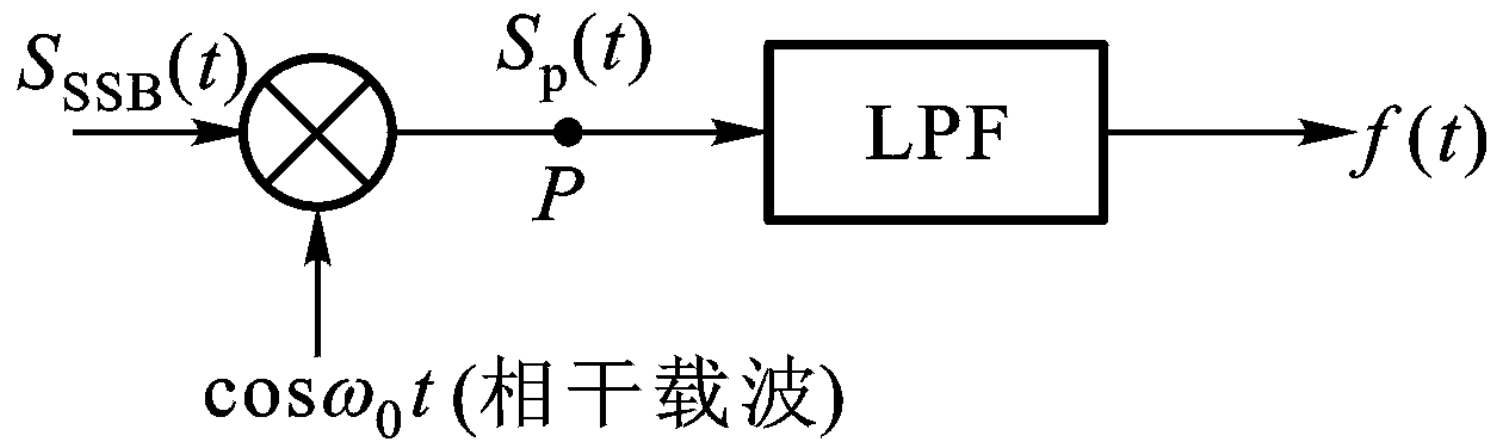


## 5.4.2 SSB信号的解调

### 解调方式：同步解调

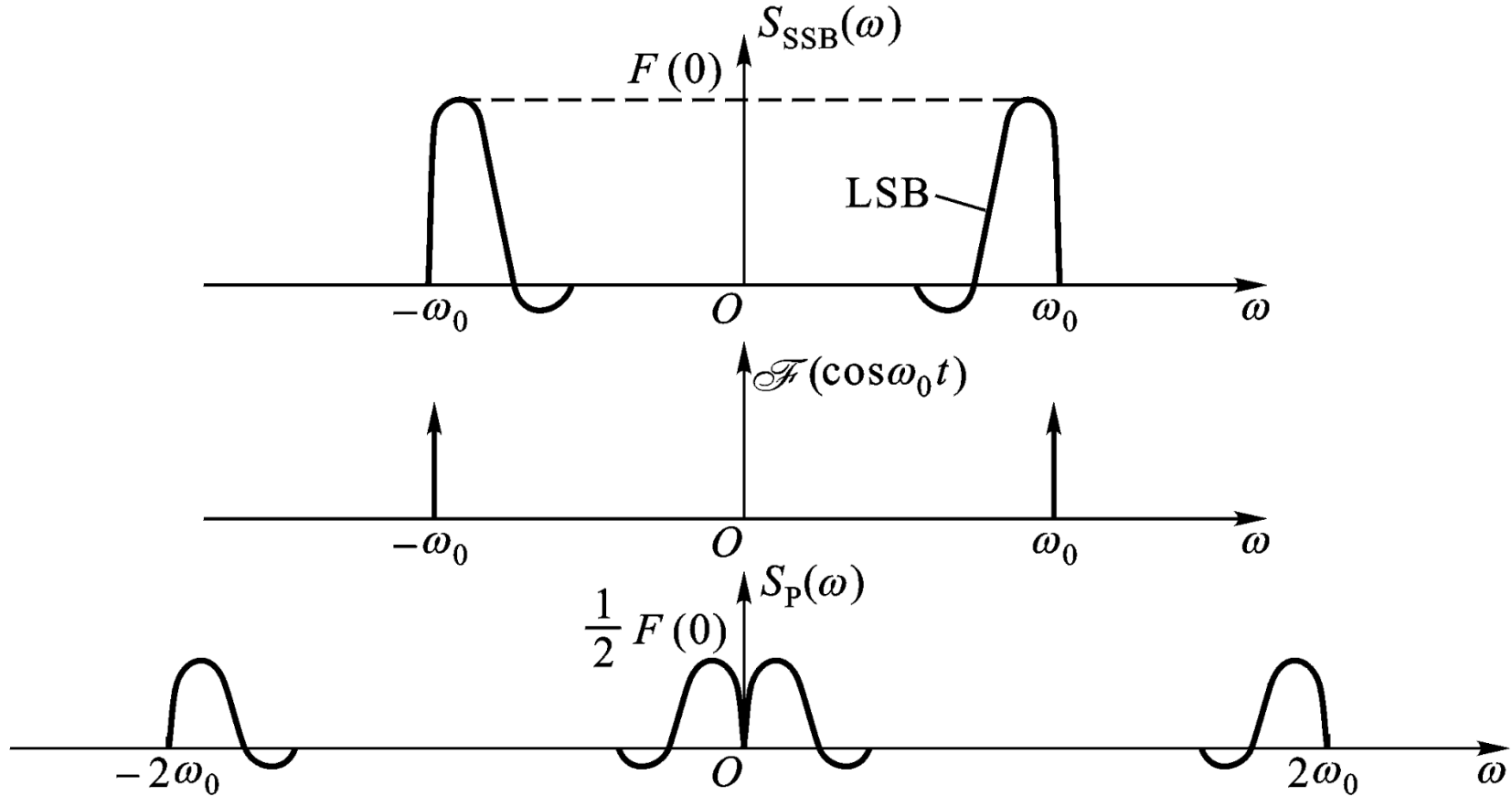
利用卷积图解法可以直观地看出解调过程。图中乘法器的输出频谱为单边带信号的频谱与两个冲激函数的卷积结果。由冲激函数的性质可知，卷积结果中必具有调制信号的成分，理想低通滤波器滤除其它高频分量后，就能在时域内复现基带信号。

## 5.4.2 SSB信号的解调



### SSB信号的同步解调模型

# 5.4.2 SSB信号的解调



## SSB信号的同步解调过程



## 5.4.3 SSB信号的时域波形

以单频余弦调制信号为例来讨论

设  $f(t) = A_m \cos \omega_m t$ , 载波信号  $c(t) = \cos \omega_0 t$

则双边带信号为

$$S_{DSB}(t) = A_m \cos \omega_0 t \cos \omega_m t = \frac{A_m}{2} \cos(\omega_0 + \omega_m)t + \frac{A_m}{2} \cos(\omega_0 - \omega_m)t$$

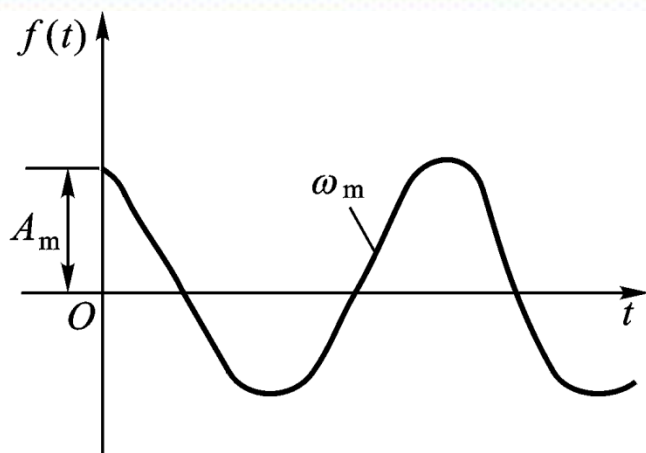
将上式通过具有理想带通（或高通）特性的滤波器，滤除下边带信号，得到上边带SSB信号为

$$S_{SSB}(t) = \frac{A_m}{2} \cos(\omega_0 + \omega_m)t$$

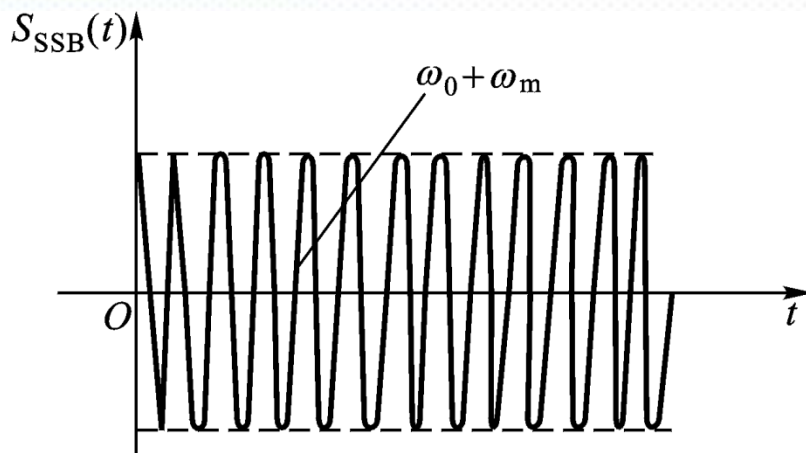




## 5.4.3 SSB信号的时域波形



(a)



(b)

### 单频余弦信号调制时的单边带信号波形

利用傅里叶变换性质，得对应的频谱为

$$S_{SSB}(\omega) = \frac{A_m \pi}{2} [\delta(\omega - \omega_0 - \omega_m) + \delta(\omega + \omega_0 + \omega_m)]$$





## 5.4.3 SSB信号的时域波形

结论:

(1) 由SSB信号的频谱图可见, SSB信号的带宽为

$$B = f_m (\text{赫兹})$$

即, SSB信号的带宽等于基带信号的带宽, 与DSB及AM信号相比, 带宽节省了一半。由于这一特点, 使得SSB调制在短波通信系统中获得了广泛地应用。

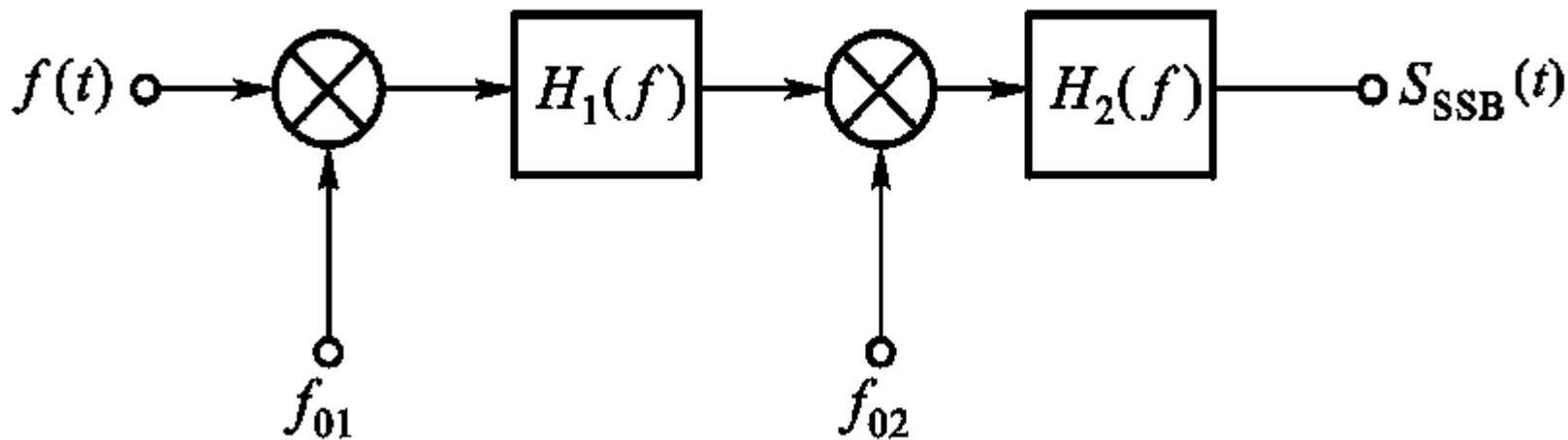


## 5.4.3 SSB信号的时域波形

- (2) 从单频余弦调制信号产生的单边带信号波形中，可以看出SSB信号的包络与基带信号不成线性关系，因此单边带信号必须用**同步解调**。
- (3) 用滤波法来产生单边带信号直观、简单。但是这种方法对边带滤波器的性能要求很高，有时甚至难以实现。



## 5.4.3 SSB信号的时域波形



$f_{01} : 100\text{kHz}, f_{02} : 10\text{MHz}$

二级变频产生单边带信号



## 5.4.3 SSB信号的时域波形

### 一次调制后

上边带频谱为  $100.3\sim 103\text{kHz}$  (设话音频谱范围为  $300\sim 3000\text{Hz}$ )

### 二次调制后

产生  $9.897\sim 9.8997\text{MHz}$  和  $10.1003\sim 10.103\text{MHz}$  的上、下两个边带信号, 这时上、下两个边带的过渡带为  $200.6\text{kHz}$ , 在  $10\text{MHz}$  载频上用边带滤波器将上、下两个边带分开就不困难了。

如果直接在  $10\text{MHz}$  载频上产生单边带信号, 由于下边带  $9.997\sim 9.9997\text{MHz}$  和上边带  $10.0003\sim 10.003\text{MHz}$  之间只有  $600\text{Hz}$  的过渡带, 因此实际上是无法实现的。



## 5.5 残留边带调制 (VSB)

### 残留边带调制的引入:

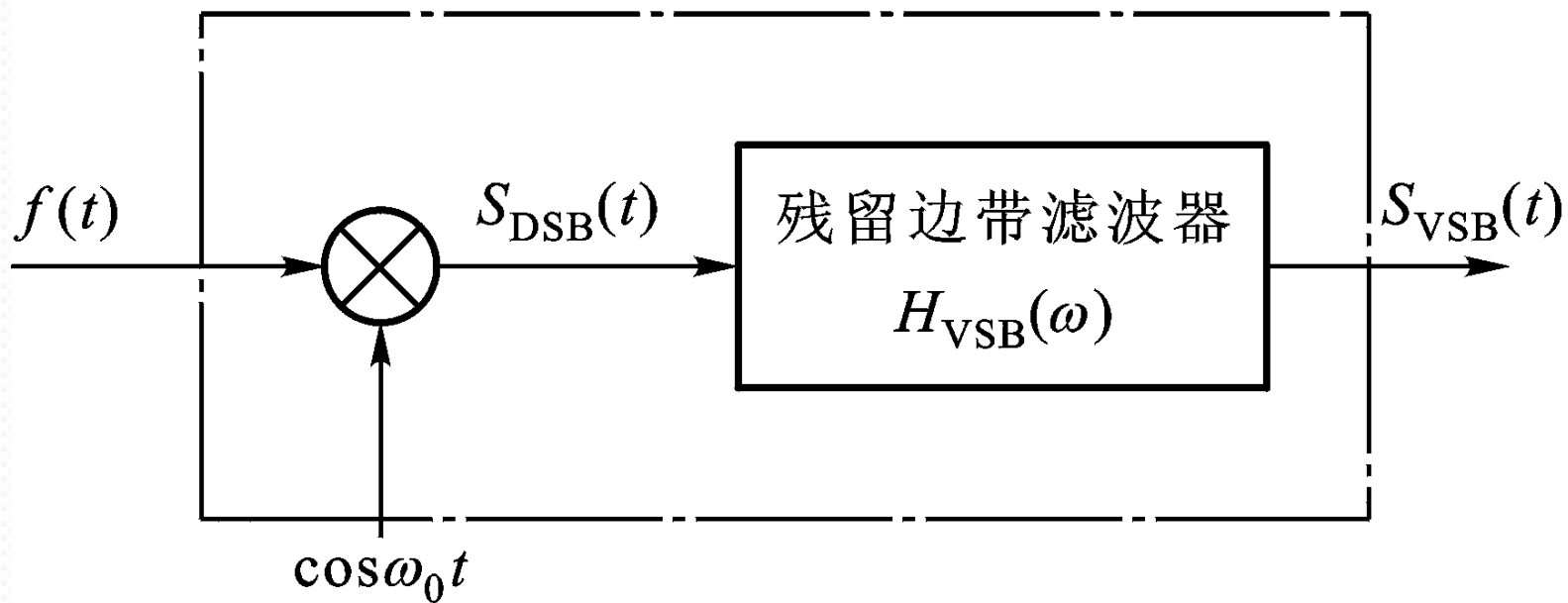
如果调制信号的**低端频谱接近于零频**，用滤波法来提取单边带信号，容易产生信号不纯（有不需要的边频分量漏出），从而在解调时会带来失真。解决这个问题**的办法是残留边带调制**。

### 残留边带调制 (VSB --- Vestigial Sideband):

介于单边带调制与双边带调制之间的一种调制方式。在VSB中除了传送一个边带外，还保留另外一个边带的一部分。



## 5.5.1 VSB调制模型

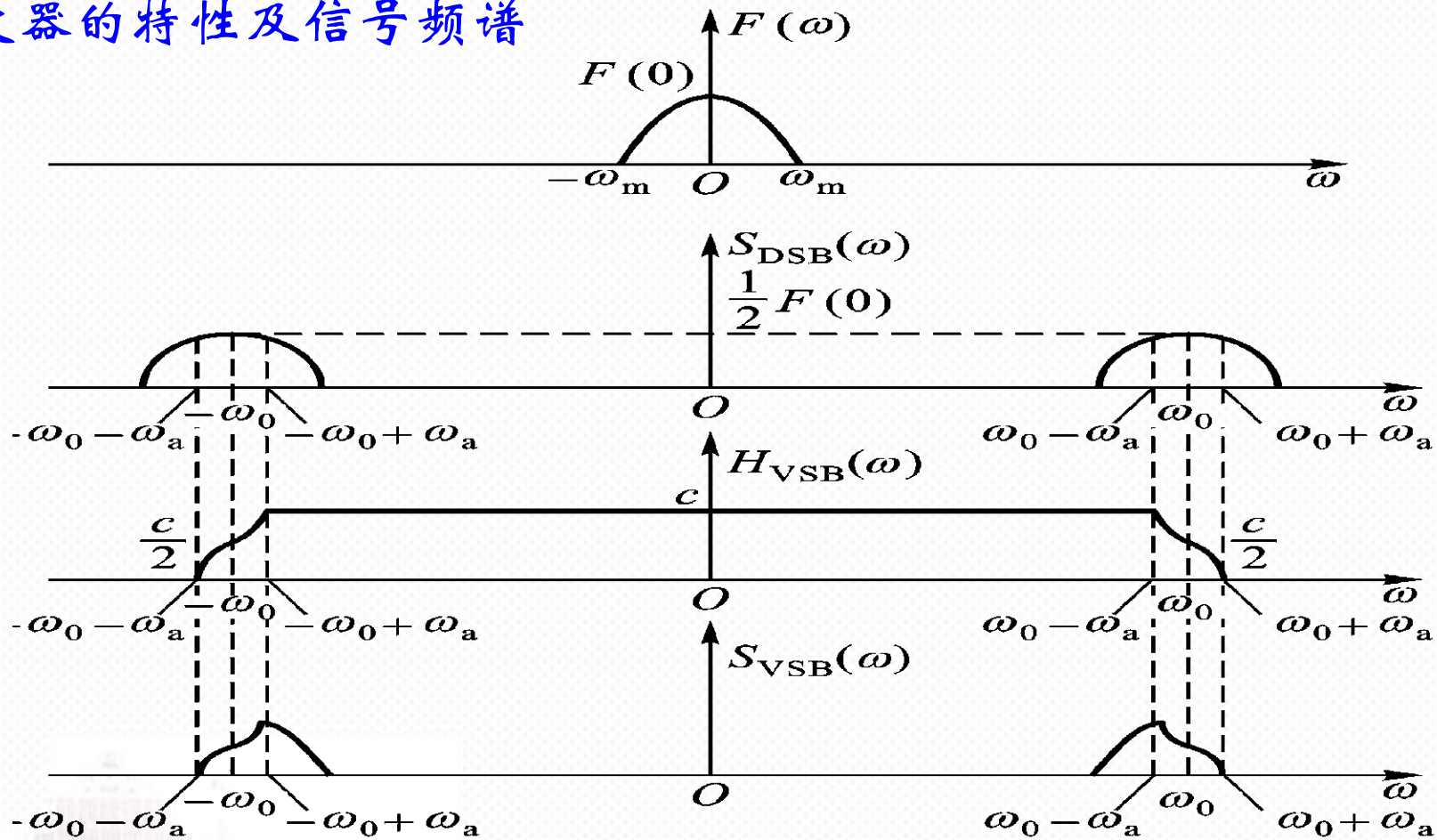


滤波法实现残留边带调制的原理图



# 5.5.1 VSB调制模型

## 滤波器的特性及信号频谱



5-18





## 5.5.1 VSB调制模型

残留边带滤波器的特性：

- (1) 在载频两侧有一定宽度的过渡带；
- (2) 过渡特性在载频处具有任意奇对称特性，它保证了接收端在采用同步解调时，无失真地恢复出调制信号。

上边带残留边带信号：双边带信号通过残留边带滤波器后，输出信号中保留上边带的绝大部分和下边带的一下小部分。

下边带残留边带信号：反之。



## 5.5.1 VSB调制模型

滤波器的任意奇对称、互补滚降特性

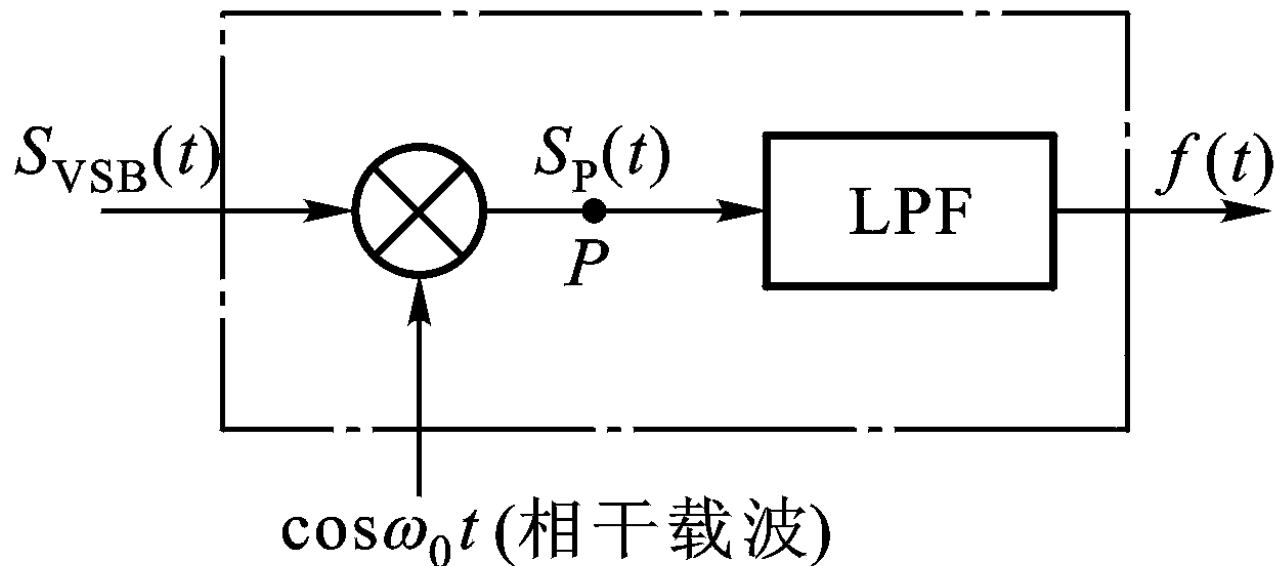
$$H_{VSB}(\omega) = \begin{cases} H_l(\omega) & -\omega_0 - \omega_a \leq \omega \leq -\omega_0 + \omega_a \\ 1 & -\omega_0 + \omega_a \leq \omega \leq \omega_0 - \omega_a \\ H_r(\omega) & \omega_0 - \omega_a \leq \omega \leq \omega_0 + \omega_a \end{cases}$$

式中,  $H_l(\omega)$  为左边特性,  $H_r(\omega)$  为的右边特性, 它们在  $|\omega| = \omega_0$  处具有任意奇对称特性。  $2\omega_a$  是残留边带滤波器要求的过渡带宽。



## 5.5.2 VSB信号的解调

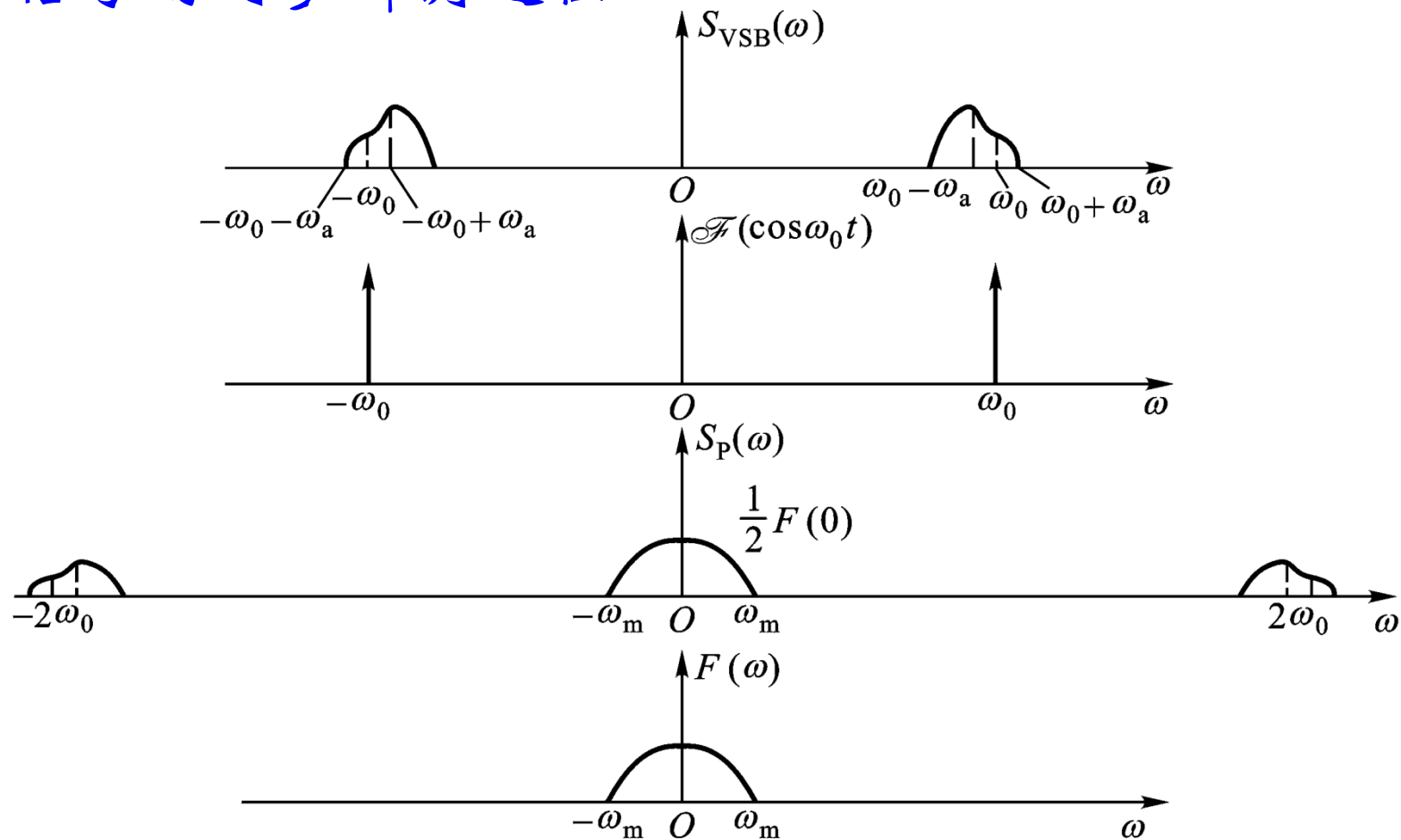
解调方式：同步解调





# 5.5.2 VSB信号的解调

## VSB信号的同步解调过程





## 5.5.2 VSB信号的解调

### VSB调制方式特点:

- (1) VSB调制是对于具有丰富低频分量及直流分量的基带信号的特殊单边带调制。

VSB信号的带宽为

$$B = f_m + f_a \text{ (赫兹)}$$



## 5.5.2 VSB信号的解调

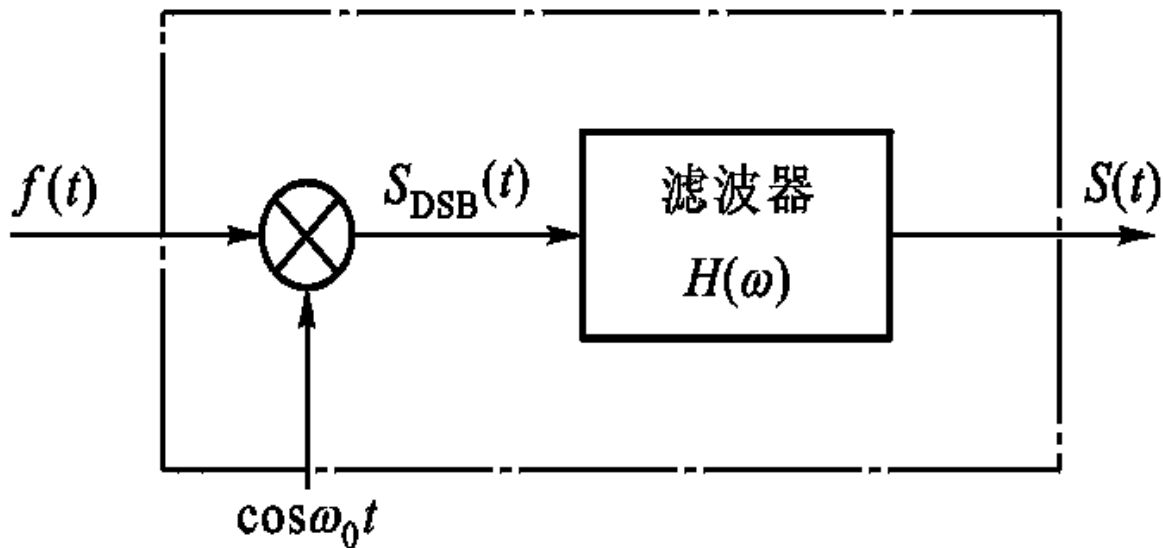
(2)VSB信号的解调原则上要采用同步解调。

(3)VSB调制目前广泛应用于电视系统的图象传输过程中。

但如果要求电视接收机采用同步解调方式，则势必造成电视机价格的上升。因此在实际的电视传输系统中，采用在VSB信号中适当地加入载波分量，形成近似的AM信号，从而在接收端采用简易的包络解调方式来复现图象信号，这样既降低了电视机的造价，又节省了传输电视信号的带宽。



## 5.6.1 幅度调制信号产生的一般模型



滤波法 (适用于SSB、VSB)

**缺点：要已知信号的频谱；对滤波器要求较高；没有直接的数学表达式，不利于理论分析**



## 5.6.1 幅度调制信号产生的一般模型



另一种调制产生模型：相移法

$$S(t) = S_{DSB}(t) * h(t) = f(t)\cos\omega_0 t * h(t)$$

$$S(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t-\tau)\cos\omega_0(t-\tau)h(\tau)d\tau$$

滤波器的冲激响应

$$= \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)f(t-\tau)\cos\omega_0\tau\cos\omega_0 t d\tau + \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)f(t-\tau)\sin\omega_0\tau\sin\omega_0 t d\tau$$

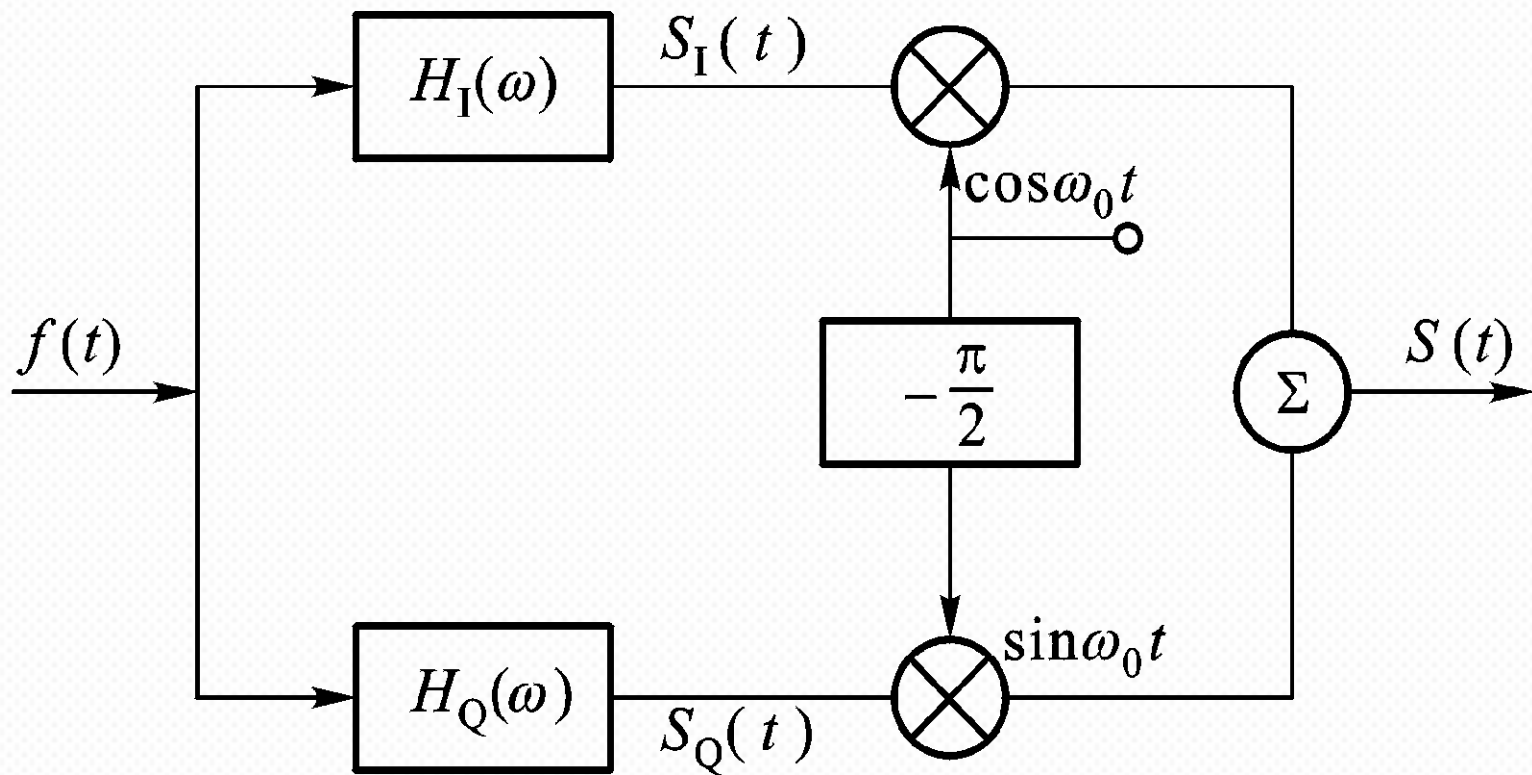
$$= [f(t) * h(t)\cos\omega_0 t]\cos\omega_0 t + [f(t) * h(t)\sin\omega_0 t]\sin\omega_0 t$$

记：  $h_I(t) = h(t)\cos\omega_0 t$ ,  $h_Q(t) = h(t)\sin\omega_0 t$

$$\begin{aligned} \text{有 } S(t) &= [f(t) * h_I(t)]\cos\omega_0 t + [f(t) * h_Q(t)]\sin\omega_0 t \\ &= S_I(t)\cos\omega_0 t + S_Q(t)\sin\omega_0 t \end{aligned}$$



## 5.6.1 幅度调制信号产生的一般模型



相移法调制模型

## 5.6.1 幅度调制信号产生的一般模型



幅度调制信号频谱表达式为：

$$S(\omega) = \frac{1}{2}[S_I(\omega - \omega_0) + S_I(\omega + \omega_0)] - \frac{j}{2}[S_Q(\omega - \omega_0) - S_Q(\omega + \omega_0)]$$
$$\left( = S_I(t) \cos \omega_0 t + S_Q(t) \sin \omega_0 t \right)$$

对DSB及AM信号，滤波法及相移法模型并无任何区别。

DSB信号，有

$$S(t) = S_{DSB}(t) = f(t) \cos \omega_0 t$$

AM信号，须加直流分量，有

$$S(t) = S_{AM}(t) = [A_0 + f(t)] \cos \omega_0 t$$

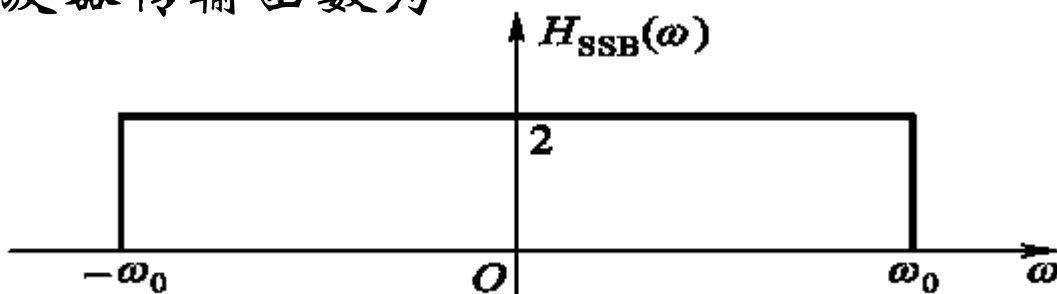
而对SSB及VSB信号来说，滤波法及相移法是两种不同的产生已调信号的方法。



## 5.6.2 SSB调制模型

以产生下边带SSB信号为例具体讨论

边带滤波器传输函数为



$$H_{SSB}(\omega) = \begin{cases} 2 & |\omega| < \omega_0 \\ 0 & |\omega| \geq \omega_0 \end{cases}$$



## 5.6.2 SSB调制模型

相移法产生同相、正交两路信号的网络的传输函数为

$$( h_I(t) = h(t) \cos \omega_0 t \quad h_Q(t) = h(t) \sin \omega_0 t )$$

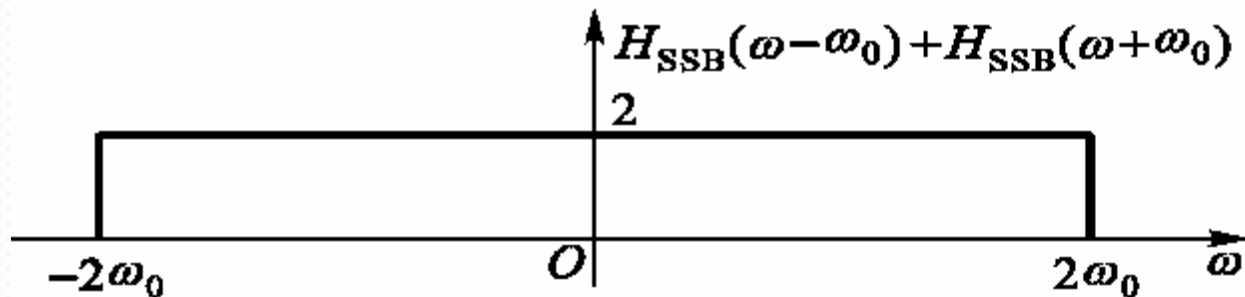
$$H_I(\omega) = \frac{1}{2} [H_{SSB}(\omega - \omega_0) + H_{SSB}(\omega + \omega_0)]$$

$$H_Q(\omega) = -\frac{j}{2} [H_{SSB}(\omega - \omega_0) - H_{SSB}(\omega + \omega_0)]$$



## 5.6.2 SSB调制模型

由传输函数特性可得：



由图可以得到

$$H_I(\omega) = \frac{1}{2} [H_{SSB}(\omega - \omega_0) + H_{SSB}(\omega + \omega_0)]$$

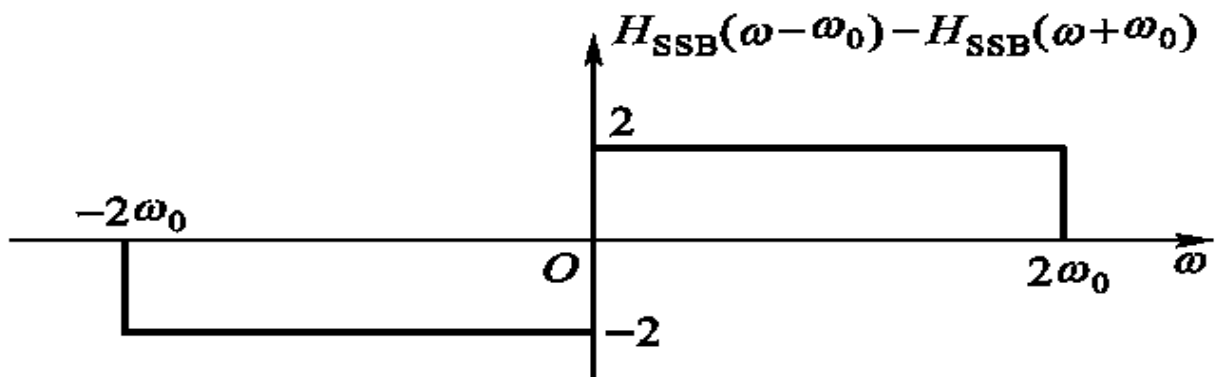
$$H_I(\omega) = 1 \quad -2\omega_0 \leq \omega \leq 2\omega_0$$

因此， $I$ 网络实际上使 $f(t)$ 直接通过，即 $S_I(t) = f(t)$



## 5.6.2 SSB调制模型

同样



$$H_Q(\omega) = -\frac{j}{2} [H_{SSB}(\omega - \omega_0) - H_{SSB}(\omega + \omega_0)]$$

由图可以得到  $H_Q(\omega) = -j \operatorname{sgn}(\omega)$

即  $Q$ 网络是希尔伯特 (Hilbert) 滤波器





## 5.6.2 SSB调制模型

由此得到下边带SSB信号时域表示式为

$$S_{SSB}(t) = f(t)\cos\omega_0 t + \hat{f}(t)\sin\omega_0 t$$

$$(S_{SSB}(t) = S_I(t)\cos\omega_0 t + S_Q(t)\sin\omega_0 t)$$

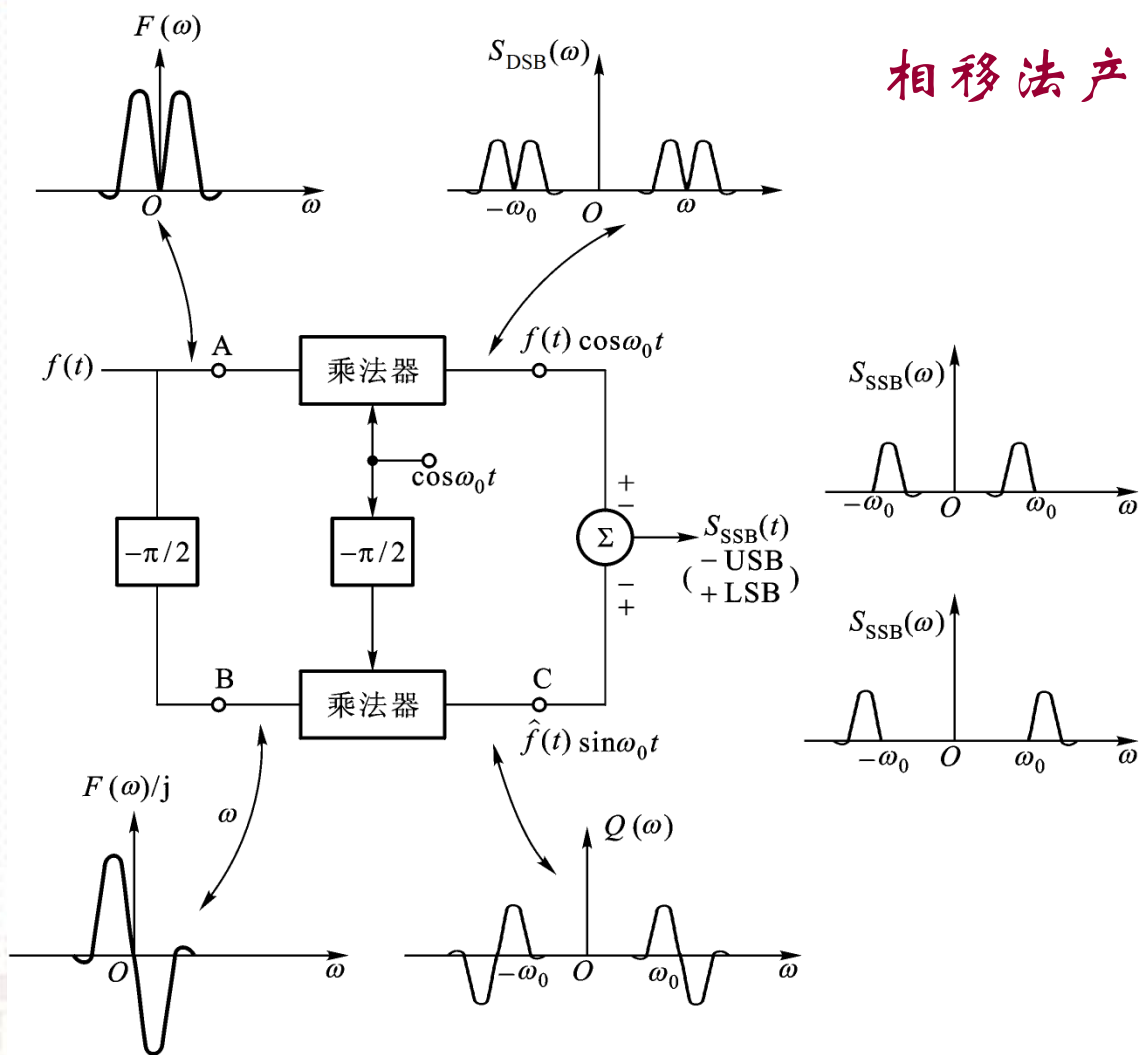
相应的频谱密度函数为

$$S_{SSB}(\omega) = \frac{1}{2}[F(\omega - \omega_0) + F(\omega + \omega_0)] \\ - \frac{1}{2}[F(\omega - \omega_0)\text{sgn}(\omega - \omega_0)] + \frac{1}{2}[F(\omega + \omega_0)\text{sgn}(\omega + \omega_0)]$$



# 5.6.2 SSB调制模型

## 相移法产生SSB信号的方框图





## 5.6.2 SSB调制模型

相移法：

1. 不用边带滤波器，使设备大为简化
2. 对于带宽较大的信号，要实现全带宽移相，较为困难
3. 对边带抑制性能上劣于滤波法

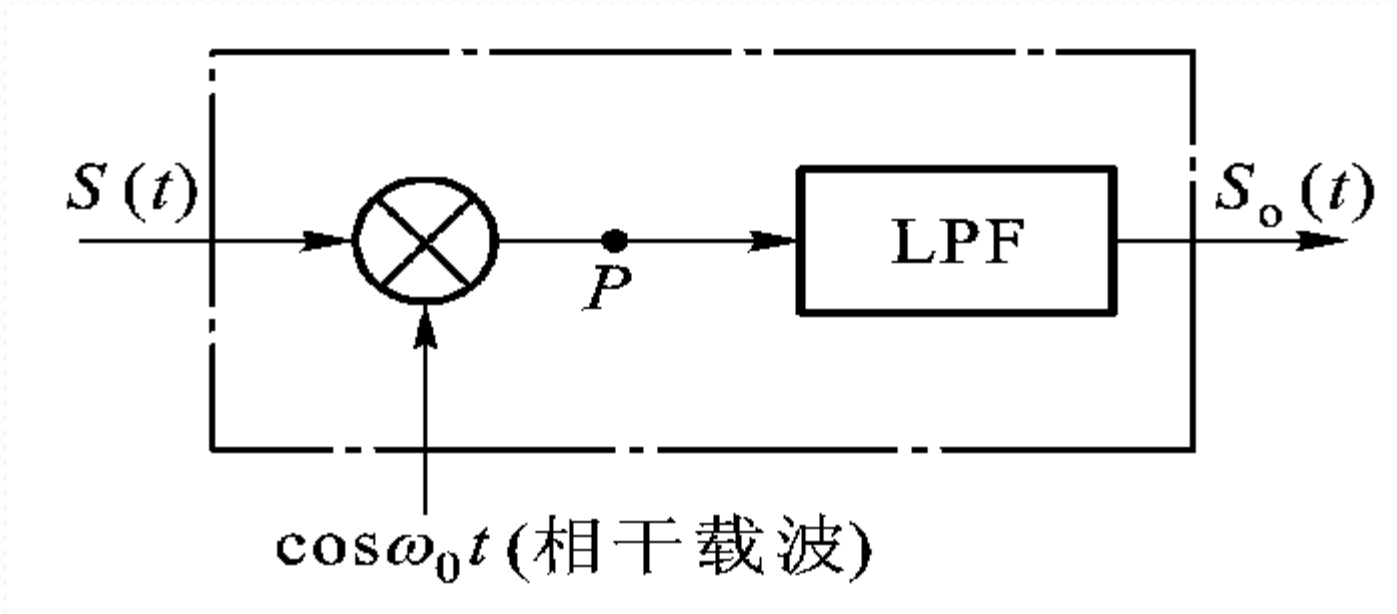


## 5.7 幅度调制信号解调的一般模型

幅度调制信号解调一般方法：同步解调、包络解调

- 同步解调(相干解调)从原理上看, 适合于所有的幅度调制信号。
- 同步解调关键在于接收端产生与发送端载波同频同相的相干载波, 实际系统中并不容易实现。
- 同步解调只用在要求比较高的通信系统中。

# 5.7.1 同步解调



同步解调的一般模型



## 5.7.2 包络解调

### AM信号:

包络完全反映基带信号变化, 可用包络检波法解调。广泛应用于普通AM接收机中。

### DSB、SSB、VSB信号:

不能采用简单包络检波法解调。但若插入大载波信号后则可用包络检波法来解调这些信号。

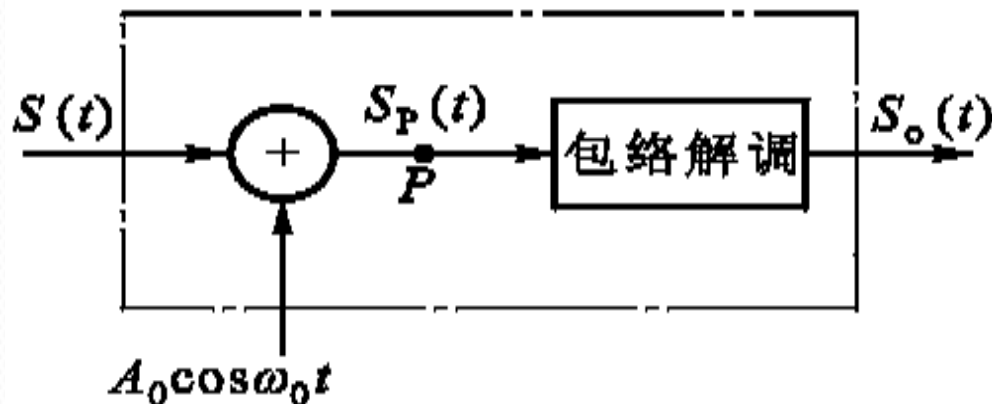


## 5.7.2 包络解调

加入载波后的信号为

$$S_p(t) = S(t) + A_0 \cos \omega_0 t$$

$$= A(t) \cos[\omega_0 t + \theta(t)]$$



5-31

式中，瞬时幅度为

$$A(t) = \left[ A_0^2 + S_I^2(t) + 2A_0 S_I(t) + S_Q^2(t) \right]^{\frac{1}{2}}$$

瞬时相位为  $\theta(t) = \arctan \left\{ S_Q(t) / [A_0 + S_I(t)] \right\}$





## 5.7.2 包络解调

当  $A_0 \gg |f(t)|$  时

$$A(t) \approx [A_0^2 + 2A_0 S_I(t)]^{\frac{1}{2}} = A_0 \left[ 1 + \frac{2S_I(t)}{A_0} \right]^{\frac{1}{2}}$$

对上式，有

$$A(t) \approx A_0 + S_I(t)$$

因此，包络检波后的输出信号即为基带信号。



## 5.7.2 包络解调

**结论:** 插入大载波信号后的DSB、SSB、VSB信号，都可用包络检波法近似地恢复基带信号。

**例:** 广播电视图象信号发送过程中，采用了在**发送端**插入载波信号的方法，即电视台发出的是具有大载波的VSB信号，从而使得电视接收机可以直接使用包络解调，达到了既节省频带又接收简易的目的。

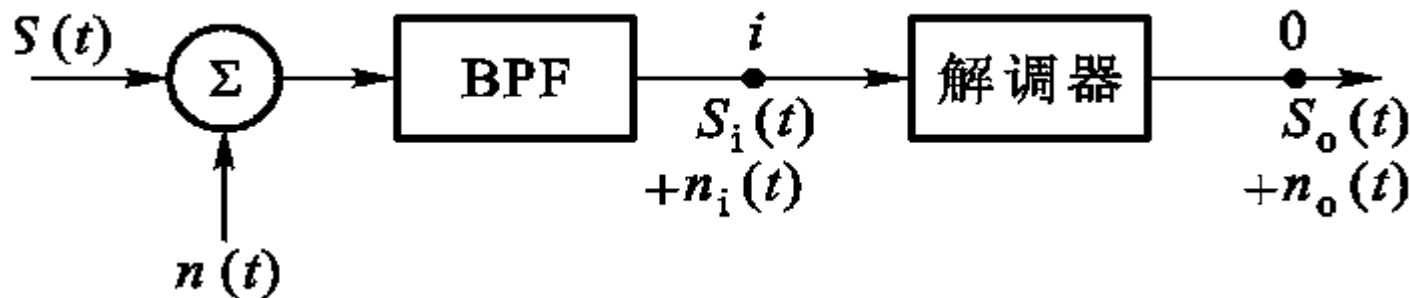


## 5.8 幅度调制系统的抗噪声性能

通信系统的抗噪声性能可以用解调器的抗噪声性能来衡量

对模拟通信系统来说，系统抗噪声性能常用解调器输出端的信噪比来衡量。

(与解调器输入端信噪比有关，亦与调制及解调方式有关)



通信系统抗噪声性能分析模型

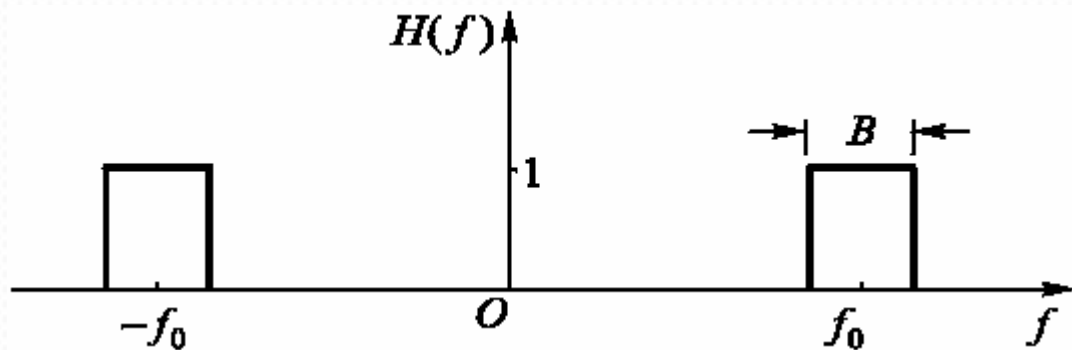


## 5.8.1 通信系统抗噪声性能分析模型

参考3.9节，窄带噪声可以表示为

$$n_i(t) = n_c(t)\cos\omega_0 t - n_s(t)\sin\omega_0 t = R(t)\cos[\omega_0 t + \theta(t)]$$

对不同类型的幅度调制信号，可有不同带宽的带通滤波器。



解调AM及DSB信号时带通滤波器传输特性

窄带噪声  $n_i(t)$  的功率为

$$N_i = \overline{n_i^2(t)} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P_{n_i}(\omega) d\omega \quad P_{n_i}(\omega) = \frac{n_0}{2} |H(\omega)|^2$$



## 5.8.1 通信系统抗噪声性能分析模型

噪声功率为

$$N_i = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{n_0}{2} |H(\omega)|^2 d\omega = n_0 B$$

式中， $B$ 为理想带通滤波器带宽，等于AM及DSB信号频带宽度。

上式也适合于SSB或VSB信号解调时使用，此时， $B$ 应等于SSB或VSB信号的频带宽度。



## 5.8.1 通信系统抗噪声性能分析模型

为比较不同调制方式下解调器的抗噪声性能，定义了  
**调制制度增益**为

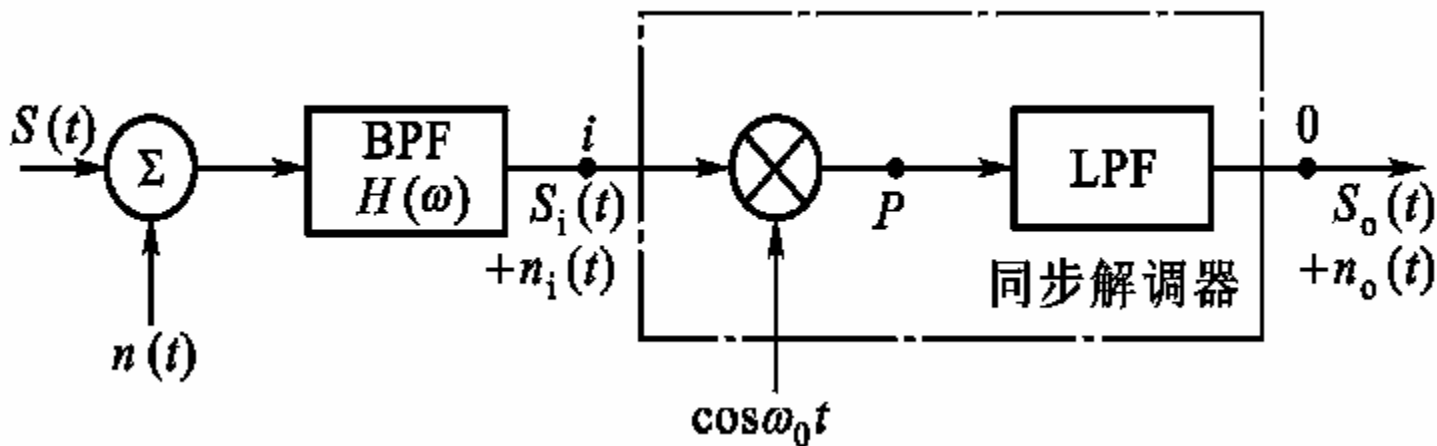
$$G = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i}$$

- ✓ 它实际上是解调器的处理增益，也称为信噪比增益
- ✓ 它表明了在一特定的调制及解调方式下，系统信噪比的改善程度

## 5.8.2 幅度调制系统同步解调时抗噪性能



同步解调器可视为线性网络，因此信号及噪声可以分别进行处理。



幅度调制系统同步解调模型





## 5.8.2 幅度调制系统同步解调时抗噪性能

### 1. AM系统的抗噪性能

解调器输入端信号为  $S_i(t) = [A_0 + f(t)]\cos\omega_0 t$

解调器输入端信号平均功率为

$$S_i = \overline{S_i^2(t)} = \overline{[A_0 + f(t)]^2 \cos^2 \omega_0 t} = \frac{1}{2} \left[ A_0^2 + \overline{f^2(t)} \right]$$

解调器输入端的噪声的平均功率为

$$N_i = \overline{n_i^2(t)} = n_0 B_{AM} = 2n_0 f_m$$

输出信号平均功率为

$$S_o = \overline{S_o^2(t)} = \frac{1}{4} \overline{f^2(t)}$$

## 5.8.2 幅度调制系统同步解调时抗噪性能



输出噪声平均功率为

$$N_o = \frac{1}{4} \overline{n_i^2(t)} = \frac{1}{4} N_i = \frac{1}{2} n_0 f_m$$

解调器输入信噪比为

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{A_0^2 + \overline{f^2(t)}}{4n_0 f_m}$$

解调器输出信噪比为

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{\overline{f^2(t)}}{2n_0 f_m}$$

AM系统调制制度增益为

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



## 5.8.2 幅度调制系统同步解调时抗噪性能

### 2. DSB系统的抗噪性能

解调器输入端信号平均功率为

$$S_i = \overline{S_i^2(t)} = \overline{f^2(t) \cos^2 \omega_0 t} = \frac{1}{2} \overline{f^2(t)}$$

输入端噪声平均功率为

$$N_i = \overline{n_i^2(t)} = n_0 B_{DSB} = 2n_0 f_m$$

解调器输入端信噪比为

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{1}{4} \frac{\overline{f^2(t)}}{n_0 f_m}$$

## 5.8.2 幅度调制系统同步解调时抗噪性能



解调器输出信号为

$$S_o(t) = \frac{1}{2} f(t)$$

解调器输出噪声为

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

解调器输出信噪比为

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{\frac{1}{4} \overline{f^2(t)}}{\frac{1}{2} n_0 f_m} = \frac{\overline{f^2(t)}}{2n_0 f_m}$$

输出信号平均功率为

$$S_o = \overline{S_o^2(t)} = \frac{1}{4} \overline{f^2(t)}$$

输出噪声平均功率为

$$N_o = \overline{n_o^2(t)} = \frac{1}{4} \overline{n_c^2(t)} = \frac{1}{4} N_i = \frac{1}{2} n_0 f_m$$

DSB系统调制制度增益为

$$G_{DSB} = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} = 2$$

## 5.8.2 幅度调制系统同步解调时抗噪性能



### 3. SSB系统的抗噪性能

SSB调制时，信号为  $S(t) = S_{SSB}(t) = f(t) \cos \omega_0 t \mp \hat{f}(t) \sin \omega_0 t$

解调器输入端信号平均功率为(上边带)

$$\begin{aligned} S_i &= \overline{S_i^2(t)} = \overline{S_{SSB}^2(t)} = \overline{[f(t) \cos \omega_0 t - \hat{f}(t) \sin \omega_0 t]^2} \\ &= \overline{[f(t) \cos \omega_0 t]^2} - 2 \overline{f(t) \hat{f}(t) \cos \omega_0 t \sin \omega_0 t} + \overline{[\hat{f}(t) \sin \omega_0 t]^2} = \overline{f^2(t)} \end{aligned}$$

解调器输入端噪声平均功率为

$$N_i = \overline{n_i^2(t)} = n_0 B_{SSB} = n_0 f_m$$

解调器输入端信噪比为

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{\overline{f^2(t)}}{n_0 f_m}$$



## 5.8.2 幅度调制系统同步解调时抗噪性能

输出信号平均功率为  $S_o = \overline{S_o^2(t)} = \frac{1}{4} \overline{f^2(t)}$

输出噪声平均功率为

$$N_o = \overline{n_o^2(t)} = \frac{1}{4} \overline{n_c^2(t)} = \frac{1}{4} N_i = \frac{1}{4} n_0 f_m$$

解调器输出信噪比为

SSB系统的调制制度增益为

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{\overline{f^2(t)}}{n_0 f_m}$$

$$G_{SSB} = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} = 1$$

残留边带 (VSB) 信号的调制制度增益与单边带信号 (SSB) 相同。

## 5.8.2 幅度调制系统同步解调时抗噪性能



$$G_{\text{AM}} = \frac{2\overline{f^2(t)}}{A_0^2 + \overline{f^2(t)}} < 1$$

$$G_{\text{DSB}} = 2$$

$$G_{\text{SSB}} = G_{\text{VSB}} = 1$$

问题: DSB系统抗噪性能最好?

- ✓ 调制制度增益表示不同调制方式对输出信噪比的影响
- ✓  $G$ 并不能用来比较不同调制系统的抗噪性能, 原因是不同系统解调器输入端的信噪比不同

不能说DSB系统的抗噪性能比SSB系统的强一倍





## 5.8.2 幅度调制系统同步解调时抗噪性能

比较方法：

- ✓ 相同的输入信号功率  $S_i$
- ✓ 相同的噪声功率谱密度  $P_{n_i}$ 
  - (不同的调制方式带宽不同, 对应的输入噪声功率不同)
- ✓ 相同的基带信号带宽  $B$

考察输出信噪比  $S_o/N_o$



## 5.8.2 幅度调制系统同步解调时抗噪性能

AM系统: 
$$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{\text{AM}} = \frac{\overline{f^2(t)}}{2n_0f_m} = \frac{\overline{f^2(t)}}{A_0^2 + \overline{f^2(t)}} \cdot \frac{S_i}{n_0f_m}$$

其中,  $S_i = S_{\text{AM}} = \frac{1}{2} \left[ A_0^2 + \overline{f^2(t)} \right]$  为输入的AM信号功率。

DSB、SSB (VSB) 系统: 
$$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{\text{DSB}} = \left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{\text{SSB(VSB)}} = \frac{S_i}{n_0f_m}$$

其中,  $S_i = S_{\text{DSB}} = \frac{1}{2} \overline{f^2(t)}$  ---DSB信号功率

$S_i = S_{\text{SSB(VSB)}} = \overline{f^2(t)}$  ---SSB (VSB) 信号功率

## 5.8.2 幅度调制系统同步解调时抗噪性能



### 结论:

- (1) DSB系统及SSB系统 (VSB系统) 同步解调时具有**相同的输出信噪比**，而AM系统的则要低一些。
- (2) DSB系统和SSB系统具有**相同的抗噪性能**，但DSB信号所占用的传输带宽为SSB信号的两倍。它们都比AM系统的抗噪能力强。
- (3) 在AM系统中，为防止过调制应使  $|f(t)|_{\max} \leq A_0$ ，即  $\overline{f^2(t)} / [A_0^2 + \overline{f^2(t)}]$  不超过0.5，因此DSB及SSB系统与AM系统相比，输出信噪比至少改善3dB。



结论(续):

(4) 同步解调方式适用于所有线性调制系统，性能较好，且没有门限效应。

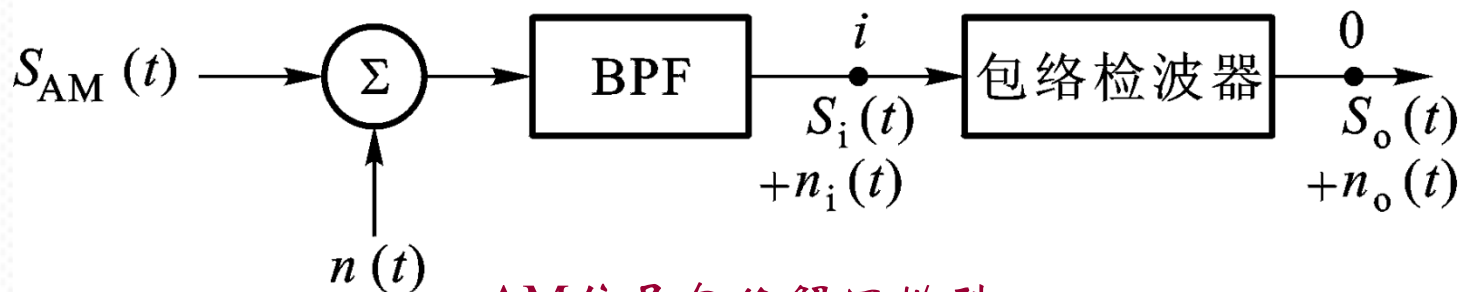
(5) 同步解调时系统设备复杂。

在接收端提供一个与发送端载波同频同相的本地载波（相干载波）。

## 5.8.3 幅度调制系统包络解调时抗噪性能



以AM信号为例来分析



AM信号包络解调模型

包络解调器输入端信噪比为  $\frac{S_i}{N_i} = \frac{A_0^2 + \overline{f^2(t)}}{4n_0f_m}$

解调器输入端合成信号为

$$\begin{aligned} S_i(t) + n_i(t) &= [A_0 + f(t)] \cos \omega_0 t + n_c(t) \cos \omega_0 t - n_s(t) \sin \omega_0 t \\ &= A(t) \cos [\omega_0 t + \theta(t)] \end{aligned}$$



## 5.8.3 幅度调制系统包络解调时抗噪性能

上式中，合成信号包络为：

$$A(t) = \sqrt{\left[ A_0 + f(t) + n_c(t) \right]^2 + n_s^2(t)}$$

$A(t)$ 即为包络解调器的输出

- ✓ 输出信号中 useful 信号与噪声无法完全分开，直接计算输出信噪比有困难
- ✓ 为了得到输出信噪比，考虑以下两种特殊的情况：  
大信噪比、小信噪比



## 5.8.3 幅度调制系统包络解调时抗噪性能



### (1) 大信噪比情况

此时  $[A_0 + f(t)] \gg \sqrt{n_c^2(t) + n_s^2(t)}$

$$\begin{aligned} A(t) &= \sqrt{[A_0 + f(t) + n_c(t)]^2 + n_s^2(t)} = [A_0 + f(t)] \sqrt{1 + \frac{2n_c(t)}{A_0 + f(t)} + \frac{n_c^2(t) + n_s^2(t)}{[A_0 + f(t)]^2}} \\ &\approx [A_0 + f(t)] \sqrt{1 + \frac{2n_c(t)}{A_0 + f(t)}} \approx [A_0 + f(t)] \left[ 1 + \frac{n_c(t)}{A_0 + f(t)} \right] = [A_0 + f(t) + n_c(t)] \end{aligned}$$

输出有用信号功率为

$$S_o = \overline{f^2(t)}$$

输出信噪比为

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{\overline{f^2(t)}}{2n_0 f_m}$$

输出噪声功率为

$$N_o = \overline{n_c^2(t)} = \overline{n_i^2(t)} = 2n_0 f_m$$





### (2) 小信噪比情况

此时  $\sqrt{n_c^2(t) + n_s^2(t)} \gg [A_0 + f(t)]$

$$\begin{aligned} \text{这时, 可得 } A(t) &= \sqrt{[A_0 + f(t)]^2 + 2[A_0 + f(t)]n_c(t) + n_c^2(t) + n_s^2(t)} \\ &\approx \sqrt{n_c^2(t) + n_s^2(t)} + \frac{n_c(t)}{\sqrt{n_c^2(t) + n_s^2(t)}} [A_0 + f(t)] \end{aligned}$$

输出信号中有用信号与噪声无法分开, 有用信号“淹没”在了噪声之中。这时输出信噪比不按比例随输入信噪比下降, 而是急剧恶化。

**门限效应:** 输入信噪比下降引起输出信噪比急剧恶化的现象。开始出现门限效应时的输入信噪比称“**门限值**”。

## 5.8.3 幅度调制系统包络解调时抗噪性能



- **门限效应**是由包络检波器的非线性解调过程引起的。
- 对同步解调过程来说，由于有用信号和噪声可以视为分别处理，因而解调器输出端总是存在单独的有用信号项，所以**同步解调时不存在门限效应**
- 门限效应也不只存在于包络检波方式中，角度调制信号解调过程中也存在门限效应。



## 本章要求

- 理解线性调制、相干解调、非相干解调的概念
- 掌握各类线性调制系统时域及频域特性
- 掌握各类线性调制系统的性能分析方法
- 了解各类调制的应用



本章习题：*pp.180*

5-6、 5-10、 5-14、 5-17、 5-19