

第6章 频谱搬移电路

(10课时)

重点： 1. 振幅调制波的基本特性(数学表达式，波形图，频谱图，带宽，功率)。

2. 振幅解调的基本原理

3. 混频的基本原理

4. 峰值包络检波电路的性能分析

难点： 1. 非线性器件的相乘作用；

2. 峰值包络检波器的工作原理；

3. 三极管混频器的工作原理；

- 通信系统的基本组成电路:

振幅调制、解调、混频、调频、鉴频等电路。

- 这些电路的共同特点是:

将输入信号进行频谱变换, 以获得所需要的频谱输出信号。故称之为频率(频谱)变换电路。

根据频谱变换的不同特点, 频谱变换电路有:

{	频谱搬移电路 (沿频率轴不失真搬移)	(振幅调制与解调、混频)
	非线性频率变换电路	(角度调制与解调: 调频、调相、鉴频、鉴相)

6.1 频谱搬移的基本原理及组成模型

频谱搬移电路包括

- 振幅调制电路
- 调幅信号解调电路
- 混频电路

6.1.1 振幅调制的原理及电路组成模型

调制的定义：在发射端将调制信号从低频端搬移到高频端，便于天线发送或实现不同信号源、不同系统的频分复用。

振幅调制：

- 普通振幅调制：AM (Amplitude Modulation)
- 抑制载波的双边带调制：DSB (Double Sideband Modulation)
- 抑制载波的单边带调制：SSB (Single Sideband Modulation)
- 残留边带调制：VSB (Vestigial Sideband Modulation)

一. 普通调幅信号的基本特性及组成模型

设载波为 $v_c(t) = V_{cm} \cos \omega_c t$

1、单音频调制波

若调制信号 $v_\Omega(t) = V_{\Omega m} \cos \Omega t$

(为单音频信号)，且 $(\Omega \ll \omega_c)$

(1) 普通调幅信号表达式:

$$\begin{aligned} v_{AM}(t) &= (V_{cm} + k_a V_{\Omega m} \cos \Omega t) \cos \omega_c t \\ &= V_{cm} (1 + M_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t \end{aligned}$$

其中

$$M_a = k_a \cdot \frac{V_{\Omega m}}{V_{cm}}, \quad 0 < M_a \leq 1 \quad \text{调幅指数}$$

k_a 为由调制电路决定的比例系数。

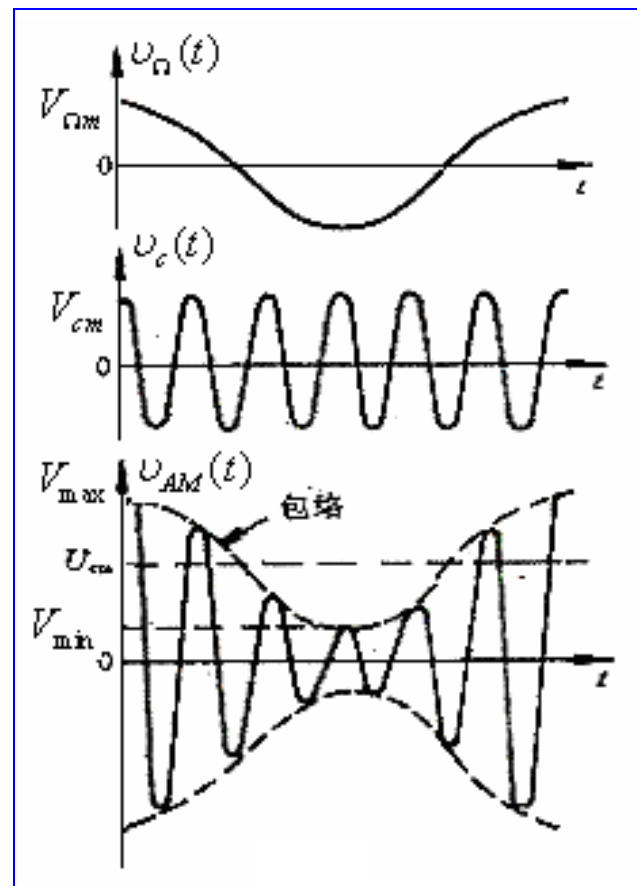
称为调制灵敏度。

(2) 波形图

由图可以得到调幅指数

M_a 的另一表达式:

$$M_a = \frac{V_{\max} - V_{\min}}{V_{\max} + V_{\min}} = \frac{V_{\max} - V_{cm}}{V_{cm}} = \frac{V_{cm} - V_{\min}}{V_{cm}}$$



当 $M_a > 1$ 时, $V_{\min} = (1 - M_a) < 0$, 即在 $\Omega t = \pi$ 附近,
 $v_{AM}(t)$ 为负值, 如图6.1.2 (a) 所示, 它的包络已
不能反映调制信号的变化而造成失真。通常称这种
失真为过调制失真。但在实际调幅电路中, 由于管
子截止, 过调制失真的波形如图6.1.2 (b) 所示。

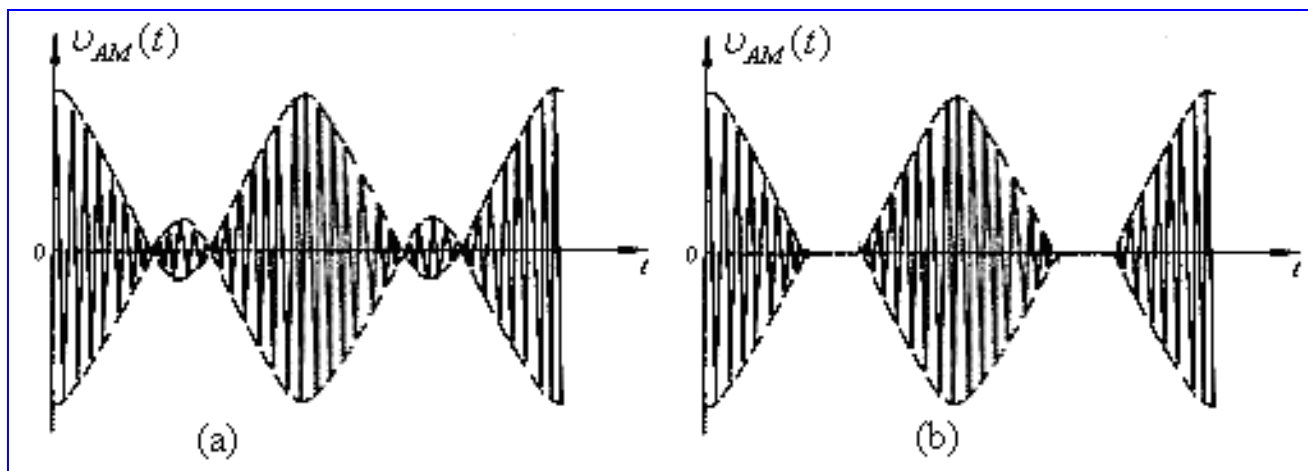


图6.1.2 过调制失真波形

(3) 频谱图:

$$v_{AM}(t) = V_{cm} \cos \omega_c t + \frac{M_a V_{cm}}{2} [\cos(\omega_c + \Omega)t + \cos(\omega_c - \Omega)t]$$

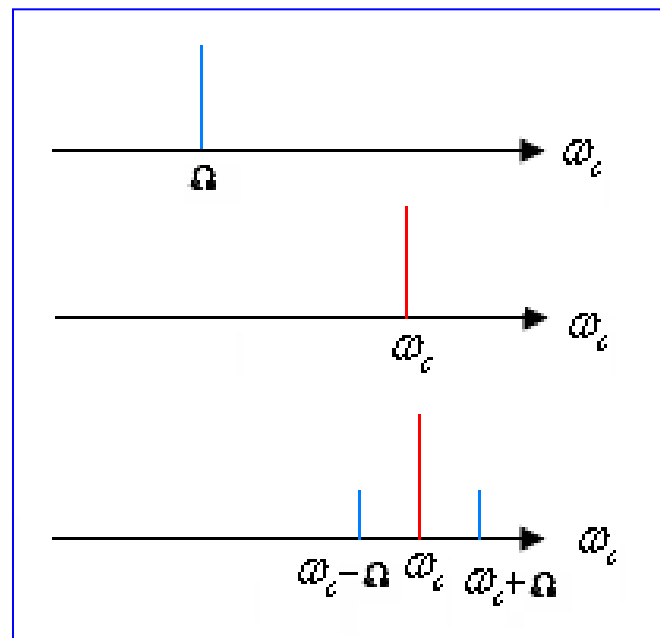
可见, 单频信号调制的AM波, 有一对边频, 对称分布在

ω_c 两边, 振幅均为 $\frac{1}{2} M_a V_{cm}$

(4) 频谱宽度:

$$BW_{AM} = 2F, F = \frac{\Omega}{2\pi}$$

结论: 将 $v_{\Omega}(t)$
的频谱搬移到了载频的左右
两边, 形成了上、下边频。



(5) 功率谱

载波功率为:
$$P_o = \frac{1}{2} \frac{V_{cm}^2}{R_L}$$

两个边频分量产生的平均功率相同, 均为:

$$P_{\omega_c + \Omega} = P_{\omega_c - \Omega} = \frac{1}{2R_L} \left(\frac{M_a V_{cm}}{2} \right)^2 = \frac{1}{4} M_a^2 P_o$$

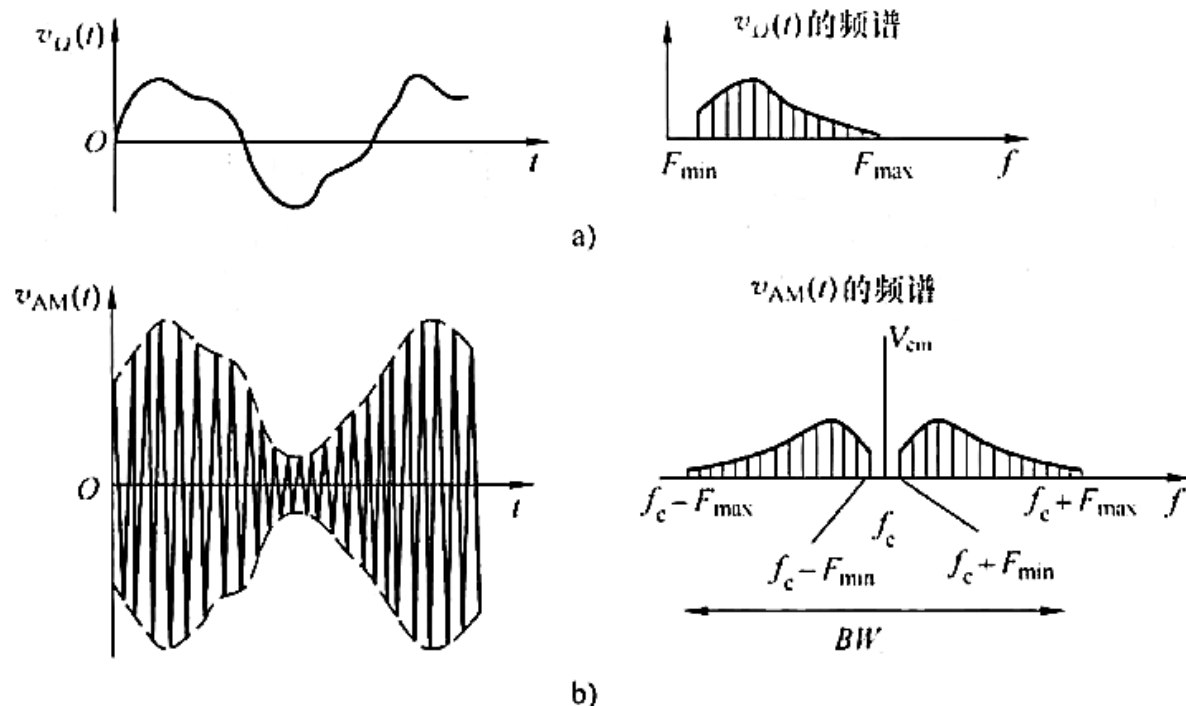
边频总功率为:

$$P_{SB} = 2P_{\omega_c + \Omega} = \frac{1}{2} M_a^2 P_o$$

调幅信号的总平均功率为

$$P_{av} = P_o + P_{SB} = \left(1 + \frac{1}{2} M_a^2 \right) P_o$$

2、多音频调制



多音频调制时调幅波的波形与频谱

$$v_{\Omega}(t) = \sum_{n=1}^{n_{\max}} V_{\Omega mn} \cos \Omega_n t$$

$$M_{an} = k_a \cdot \frac{V_{\Omega mn}}{V_{cm}}$$

$$v_{AM} = V_{cm} \left(1 + \sum_{n=1}^{n_{\max}} M_{an} \cos \Omega_n t \right) \cos \omega_c t \quad \text{带宽 } BW = 2F_{\max}$$

3、AM信号的实现模型

调幅信号的表达式式可以改写为

$$\begin{aligned} v_{AM}(t) &= \left(1 + \frac{k_a}{V_{cm}} V_{\Omega m} \cos \Omega t\right) \cdot V_{cm} \cos \omega_c t \\ &= [1 + k_1 v_{\Omega}(t)] \cdot v_c(t) \quad \text{其中} \quad k_1 = \frac{k_a}{V_{cm}} \end{aligned}$$

实现模型如下图所示，其中带通滤波器的中心频率为 f_c ，带宽为 BW_{AM}

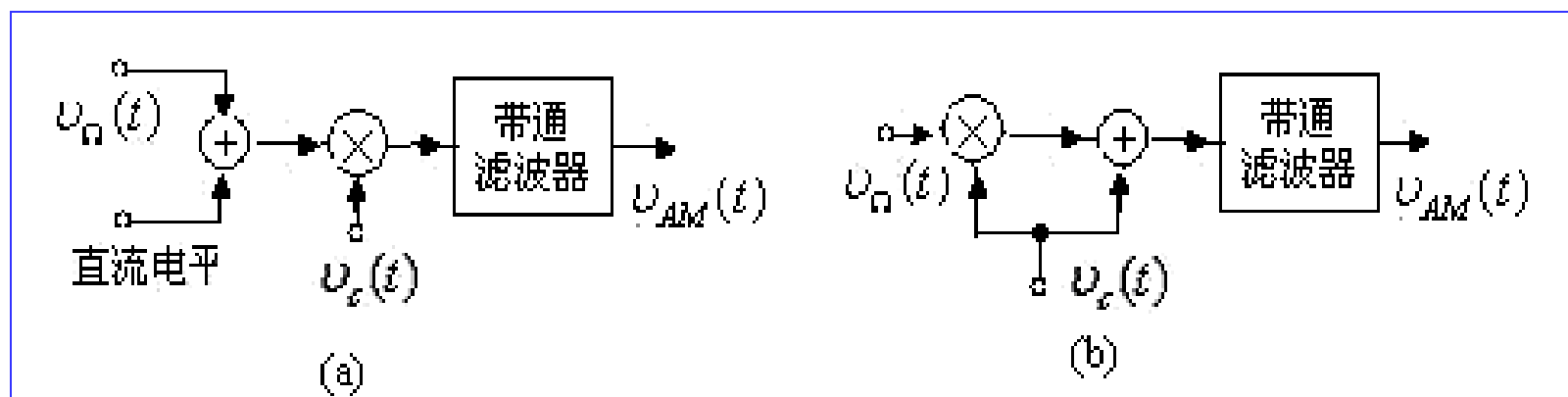


图6.1.4 AM信号的实现方框图

二. 双边带调幅 (DSB) 信号基本特性及其组成模型

1、单频率调制的双边带调幅信号

设载波 $v_c(t) = V_{cm} \cos \omega_c t$

单频率调制信号 $v_\Omega(t) = V_{\Omega m} \cos \Omega t$ 且 $(\Omega \ll \omega_c)$

(1) DSB信号数学表达式为

$$\begin{aligned} v_{DSB}(t) &= k_a v_\Omega(t) v_c(t) \\ &= k_a V_{\Omega m} V_{cm} \cos \Omega t \cos \omega_c t = g(t) \cos \omega_c t \end{aligned}$$

其中 k_a 为由调制电路决定的比例系数。

(2) 波形图和频谱图

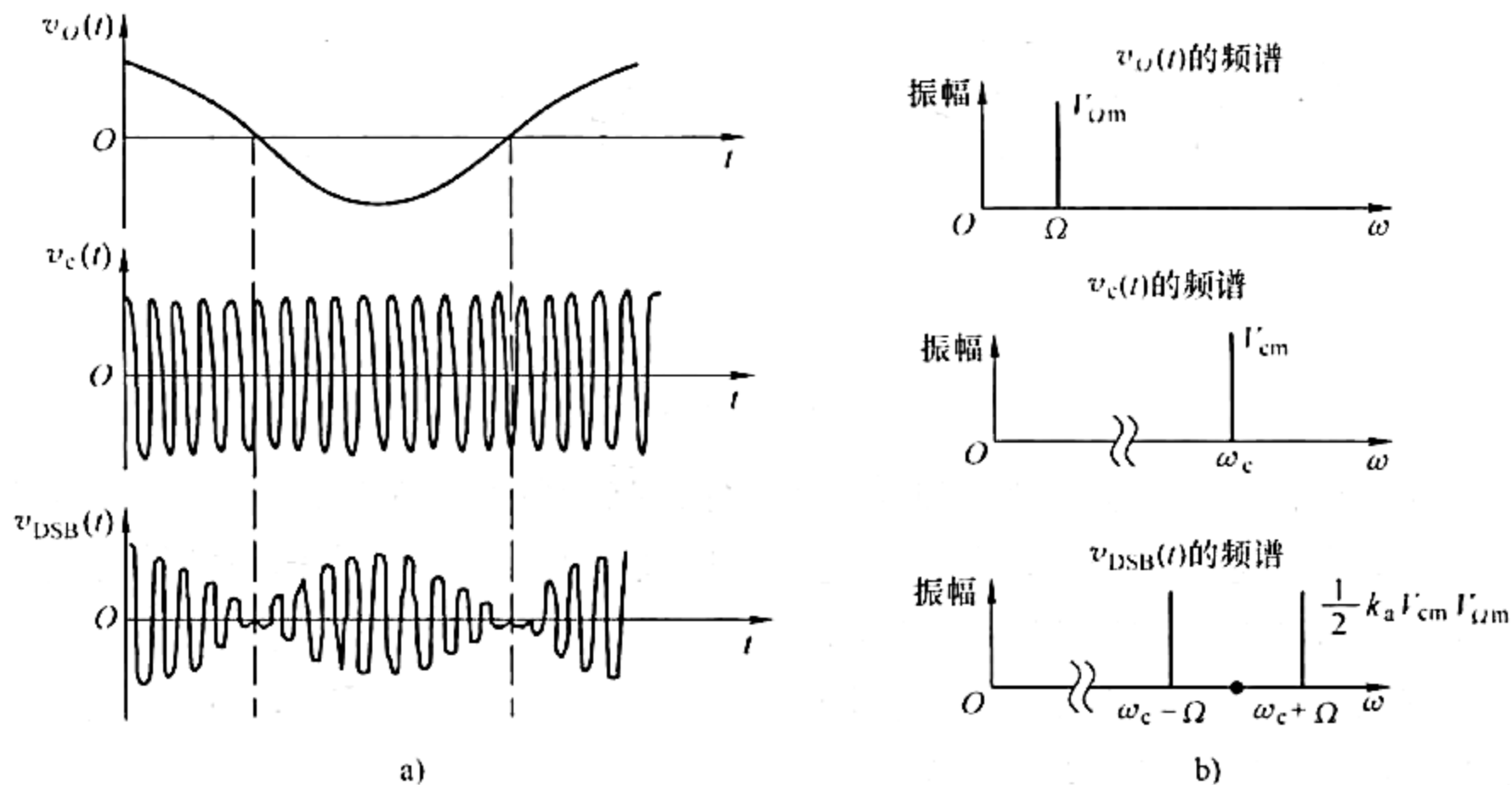


图 6.1.5 单频调制的 DSB 信号的波形图和频谱图

a) DSB 波形图 b) DSB 频谱图

2、多频率调制的双边带调幅信号

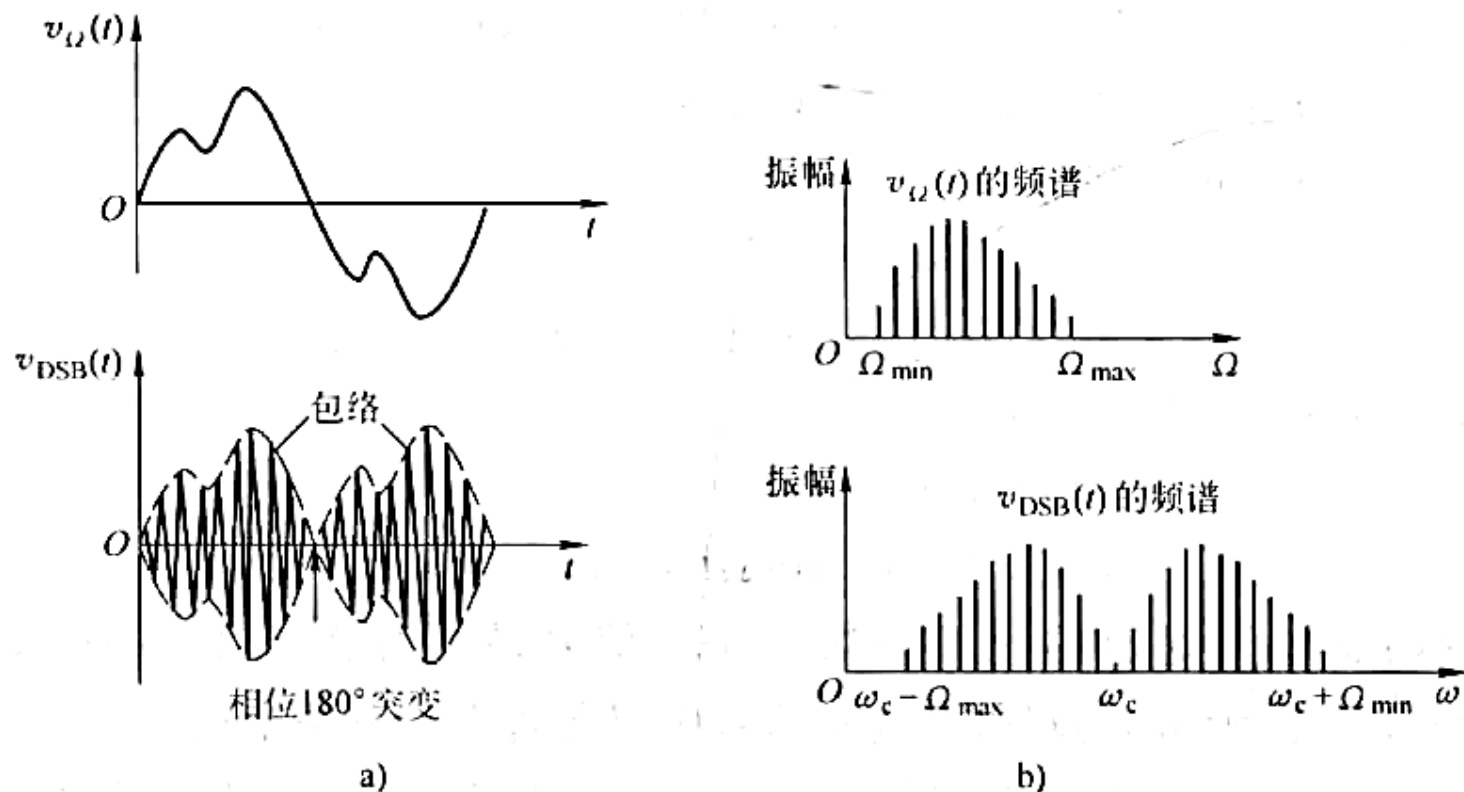


图 6.1.6 DSB 信号的波形图与频谱图

a) 波形图 b) 频谱图

若 $v_{\Omega}(t)$ 非余弦的周期性信号，则 DSB 信号为

$$v_{DSB}(t) = k_a v_{\Omega}(t) v_c(t) = k_a \sum_{n=1}^{n_{max}} V_{\Omega mn} \cos \Omega_n t V_{cm} \cos \omega_c t$$

由以上讨论知，DSB信号与AM信号相比，具有以下特点：

(1) 包络不同。AM信号的包络正比于调制信号 $v_{\Omega}(t)$

而DSB信号的包络 $|g(t)|$ 正比于 $|v_{\Omega}(t)| = |V_{\Omega m} \cos \Omega t|$ ，当调制

信号 $v_{\Omega}(t) = 0$ 时，即 $\cos \Omega t = 0$ ，DSB信号的幅度也为零。

DSB信号的包络已不再反映调制信号 $v_{\Omega}(t)$ 的变化。

(2) DSB信号的高频载波在调制信号自正值或负值通过零点时，出现 180° 的相位突变。因此，严格地讲，DSB信号已非单纯的振幅调制信号，而是既调幅又调相的信号。

(3) DSB信号只有上、下两个边频（带），频谱宽度为

$$BW_{DSB} = 2F_{\max} , \quad F_{\max} = \frac{\Omega_{\max}}{2\pi}$$

与AM信号具有相同的带宽。

(4) 由于DSB信号不含载波，全部功率为边带占有，所以发送的全部功率都载有信息，功率利用率高于AM信号。

3、双边带调幅信号的实现模型

图中带通滤波器应该具有中心频率为 f_c 带宽为

BW_{DSB} 的频率特性。

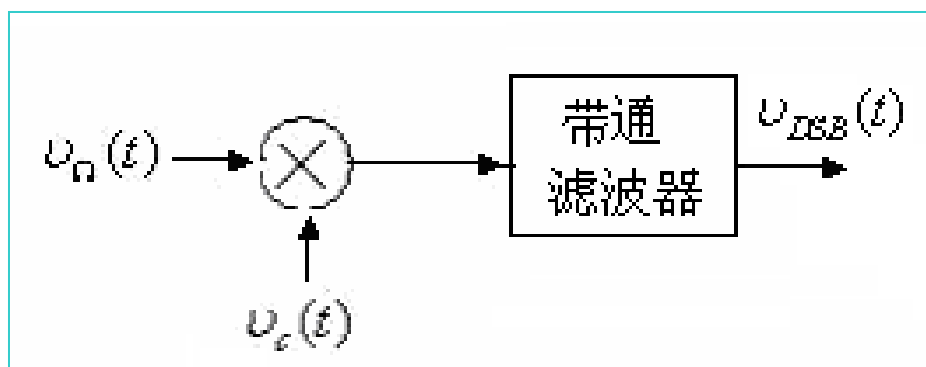


图6. 1. 7 双边带调幅信号的实现模型

三、单边带调幅（SSB）信号的基本特性及实现模型

1、单边带信号的基本特性

在单音频调制时, $v_{DSB}(t) = k_a v_{\Omega}(t) v_c(t)$ 。所以DSB的数学表达式:

$$\text{若取上边带时 } v_{SSB}(t) = \frac{1}{2} k_a V_{\Omega m} V_{cm} \cos(\omega_c + \Omega)t$$

$$\text{取下边带时 } v_{SSB}(t) = \frac{1}{2} k_a V_{\Omega m} V_{cm} \cos(\omega_c - \Omega)t$$

由上式可见, 单频率调制的单边带调幅信号是一个角频率为 $\omega_c + \Omega$ (或 $\omega_c - \Omega$) 的单频正弦波信号, 如图 6.1.8所示。

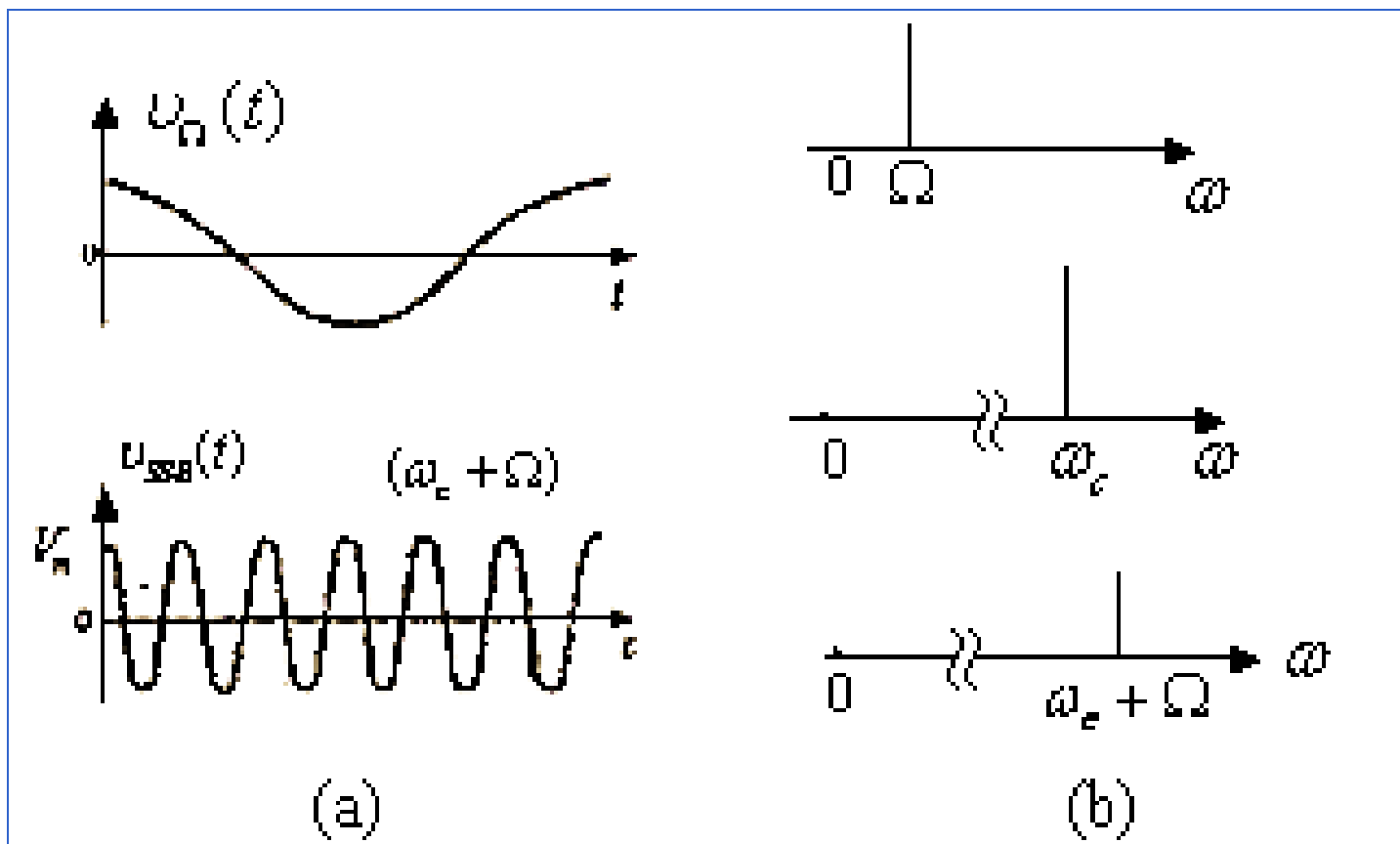


图6.1.8 单频调制时单边带信号的波形图与频谱图

- 一般的单边带调幅信号波形比较复杂（多音调制）。不过有一点是相同的，即单边带调幅信号的包络已不能反映调制信号的变化。
- 单边带调幅信号的带宽与调制信号带宽相同，是普通调幅和双边带调幅信号带宽的一半，即

$$BW_{SSB} = F_{\max}$$

2、产生单边带调幅信号的方法

(1) 滤波法

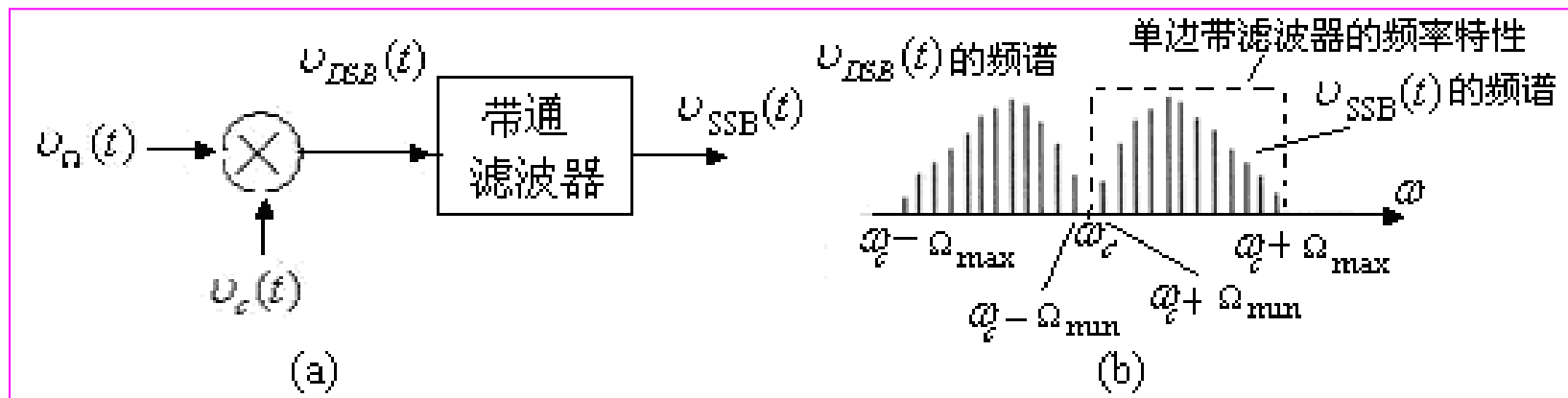


图6.1.9 单边带信号的实现模型

图中，带通滤波器应该采用单边带滤波器。

中心频率为 $f_c \pm \frac{F_{\max}}{2}$

带宽为 $BW = BW_{SSB} = F_{\max}$

这种实现方法电路简单，但其难点在于滤波器的实现。

当调制信号的最低频率 F_{\min} 很小（甚至为0）时，

上、下两个边带的频差 $\Delta f = 2F_{\min}$ 很小，即相对频差值 $\frac{\Delta f}{f_c}$

很小，要求滤波器的矩形系数几乎接近1，导致滤波器的实现十分困难。

在实际设备中可以采用多次搬移法来降低对滤波器的要求，如图6.1.10所示。

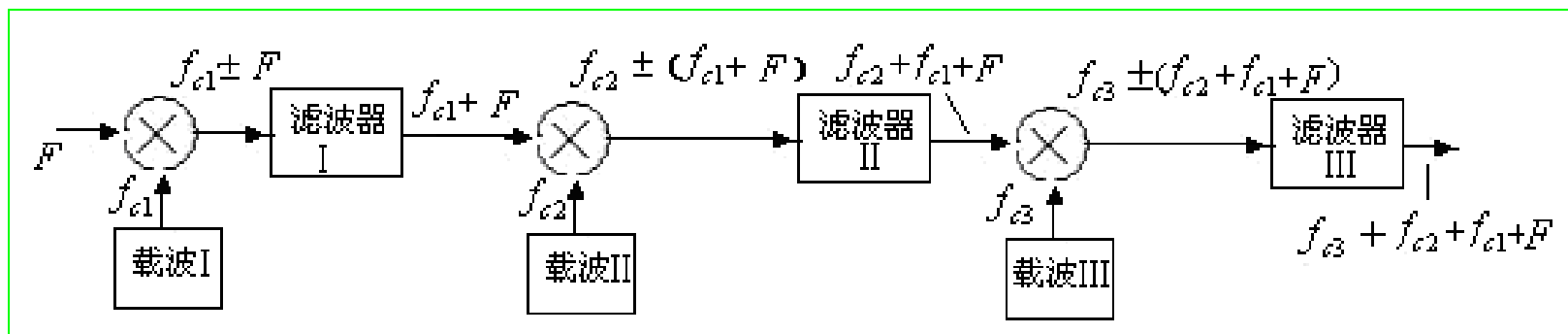


图6.1.10 频谱多次搬移产生单边带信号

- 第一次调制，将音频 F 先搬移到较低的载频 f_{c1} 上，由于载频 f_{c1} 较小，相对值 $2F/f_{c1}$ 较大，滤波器容易制作。
- 然后，将滤波得到的单边带信号的频谱 $f_{c1} + F$ 搬移到载频 f_{c2} 上，得到两个信号 $f_{c2} + (f_{c1} + F)$ 和 $f_{c2} - (f_{c1} + F)$ ，两个信号的频率间隔为 $2(f_{c1} + F)$ 较大，滤波比较容易实现。
- 三次搬移后，最终载频为 $f_c = f_{c3} + f_{c2} + f_{c1}$ ，单边带信号的频谱为 $f_{c3} + f_{c2} + f_{c1} + F$

(2) 相移法

相移法是基于单边带调幅信号的时域表达式实现的。如

$$\begin{aligned}v_{SSB}(t) &= V_m \cos(\omega_c + \Omega)t \\ &= V_m \cos \omega_c t \cos \Omega t - V_m \sin \omega_c t \sin \Omega t\end{aligned}$$

由上式可知，只要用两个 90° 相移器分别将调制信号和载波信号相移 90° ，成为 $\sin \Omega t$ 和 $\sin \omega_c t$ ，然后进行相乘和相减，就可以实现单边带调幅。如图6.1.11所示。

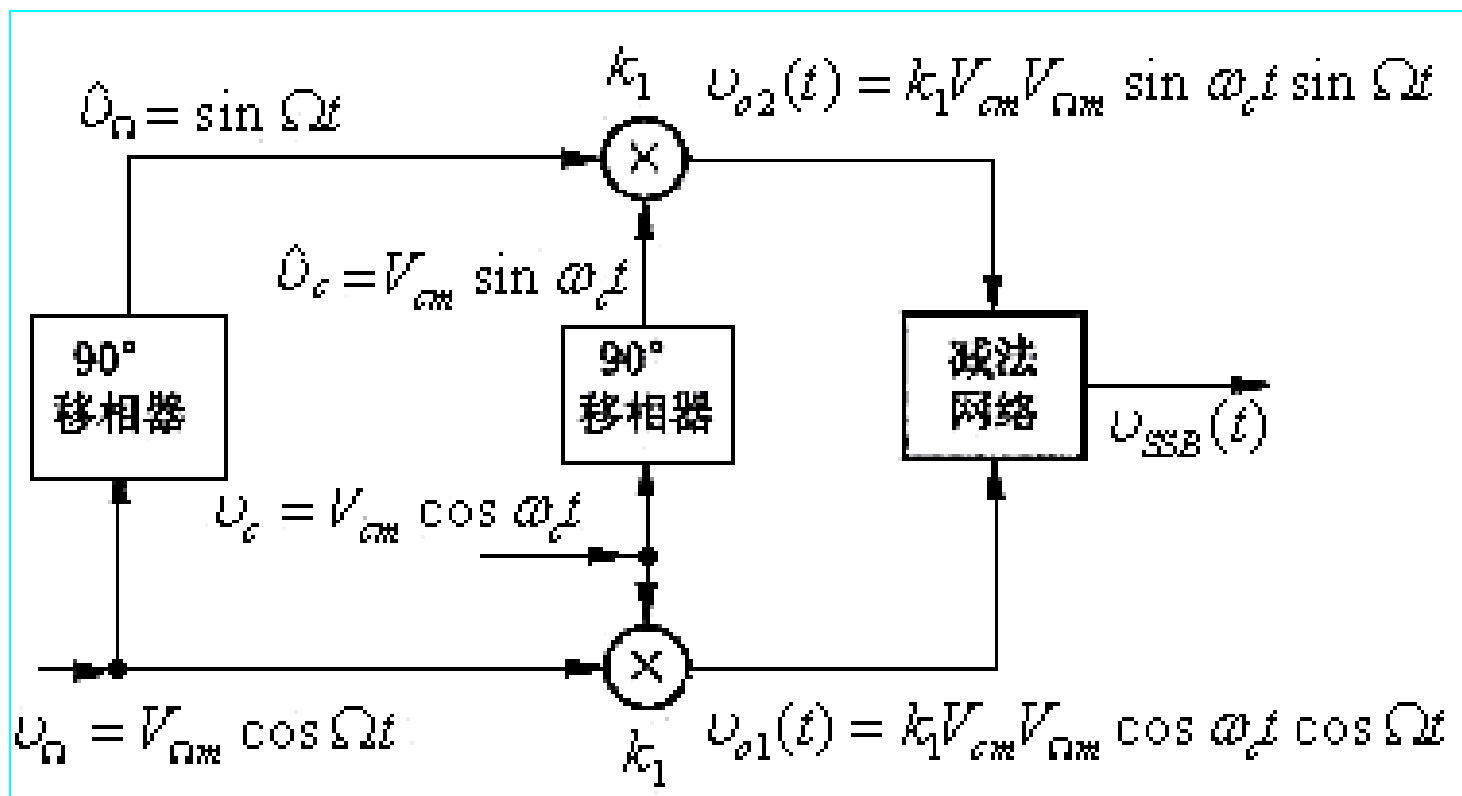


图6.1.11 相移法产生单边带调幅信号

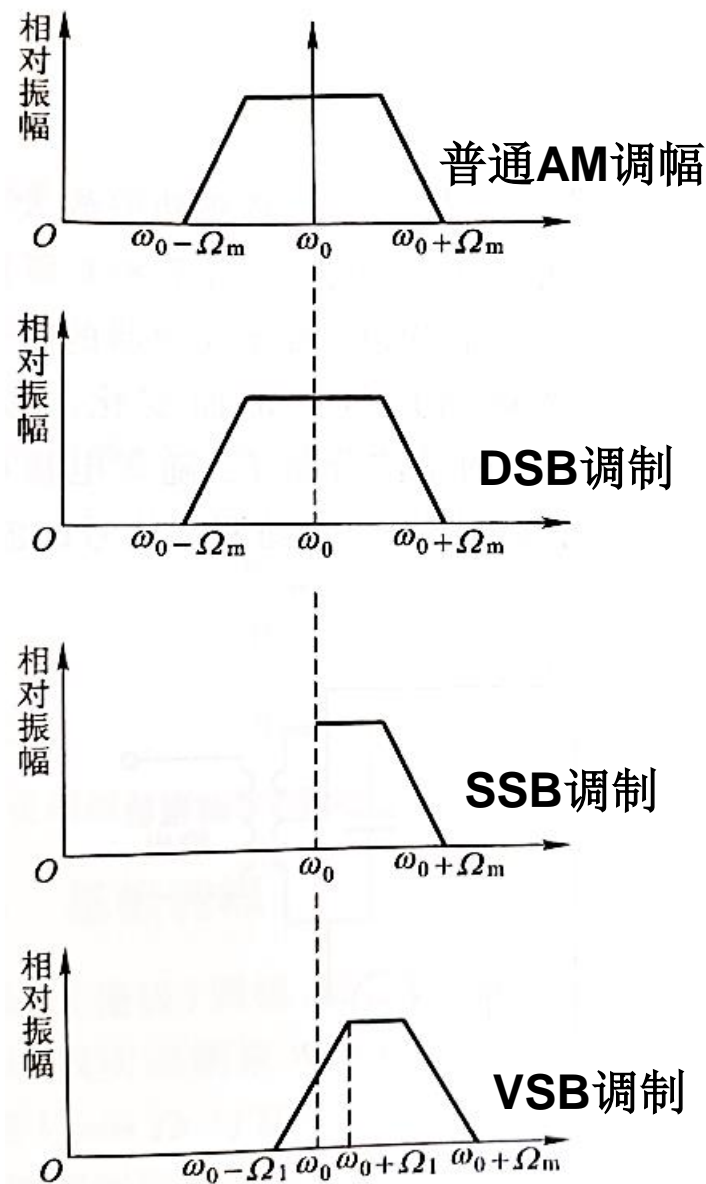
将上两式相加（减），输出为取下（上）边带的单边带调幅信号。即

$$v_{SSB}(t) = \begin{cases} v_{o1}(t) - v_{o2}(t) = k_1 V_{cm} V_{\Omega m} [\cos(\omega_c + \Omega)t] \\ v_{o1}(t) + v_{o2}(t) = k_1 V_{cm} V_{\Omega m} \cos(\omega_c - \Omega)t \end{cases}$$

显然，对单频信号进行 90° 相移比较简单，但是对于一个包含许多频率分量的一般调制信号进行 90° 移相，要保证其中每个频率分量都准确移相 90° ，且幅频特性又应为常数，这是很困难的。

四、残留边带（VSB）调幅

- 相比DSB，SSB能够节约带宽和功率，但是要求滤波器衰减特性陡峭，在低频成分比较多时候，难以实现。
- VSB介于DSB和SSB之间，带宽比单边带稍宽一点，既能节约带宽，又能减少功率消耗，还容易采用滤波器实现。
- VSB特点：传送被抑制边带的一部分，同时将需要传送的边带也抑制掉一部分。为了保证信号无失真传输，这两部分需要互补对称。这样，解调时与载波成对称的各频率分量正好叠加，从而恢复出原调制信号，无失真。



6.1.2 振幅解调的原理及电路组成模型

一、解调的定义:从高频已调信号中恢复出原调制信号

$v_{\Omega}(t)$ 的过程称为解调, 又称为检波。实现检波的电路称为检波电路, 简称为检波器。

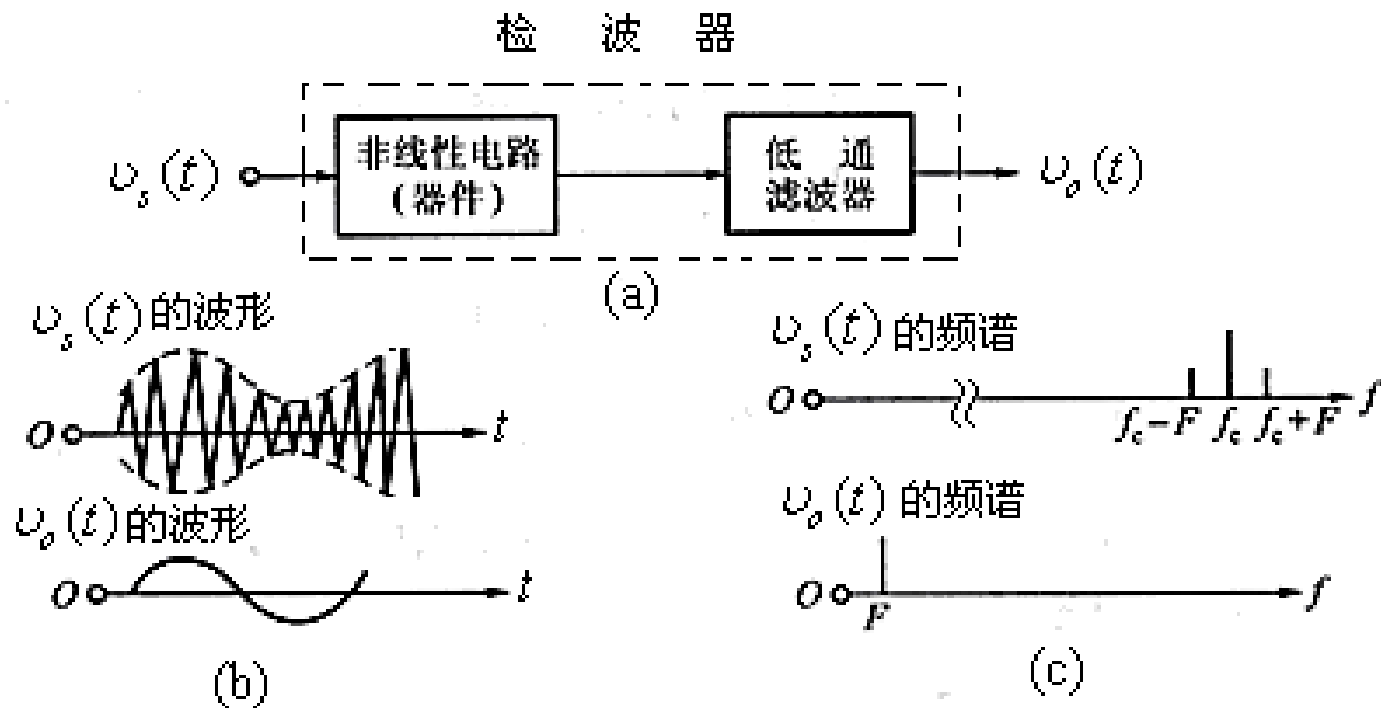


图6.1.13 检波器的功能

(a)组成框图 (b)检波器输入、输出信号的波形 (c) 检波器输入、输出信号的频谱

二、实现模型及原理

解调是调制的逆过程，具有类似于调幅电路的实现模型，如图6.1.14所示。

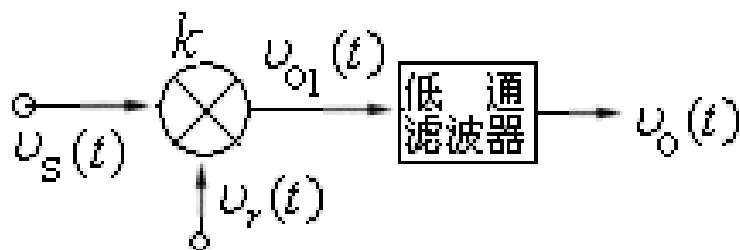


图6.1.14 振幅解调电路的组成模型

图6.1.14中， v_r 为参考信号，必须与发射端载波同步（同频同相），又称同步信号。若

$$v_s(t) = v_{DSB}(t) = \sum_{n=\min}^{\max} V_{mn} \cos \Omega_n t \cos \omega_c t$$

$$\text{则} \quad v_r(t) = V_{rm} \cos \omega_c t$$

此时，相乘器输出为

$$\begin{aligned} v_{o1}(t) &= k v_{DSB}(t) v_r(t) = k V_{rm} \sum_{n=\min}^{\max} V_{mn} \cos \Omega_n t \cos^2 \omega_c t \\ &= \frac{1}{2} k V_{rm} \sum_{n=\min}^{\max} V_{mn} \cos \Omega_n t (1 + \cos 2\omega_c t) \end{aligned}$$

可见， $v_{o1}(t)$ 中包含的频率分量为 $\Omega_{\min} \sim \Omega_{\max}$ 、 $2\omega_c \pm \Omega_{\min} \sim 2\omega_c \pm \Omega_{\max}$ 等。用低通滤波器取出低频分量，滤除高频分量，得到的输出信号为

$$v_o(t) = \frac{1}{2} k V_{rm} \sum_{n=\min}^{\max} V_{mn} \cos \Omega_n t = \sum_{n=\min}^{\max} V_{\Omega mn} \cos \Omega_n t$$

从而实现信号的解调。

三、频谱搬移过程

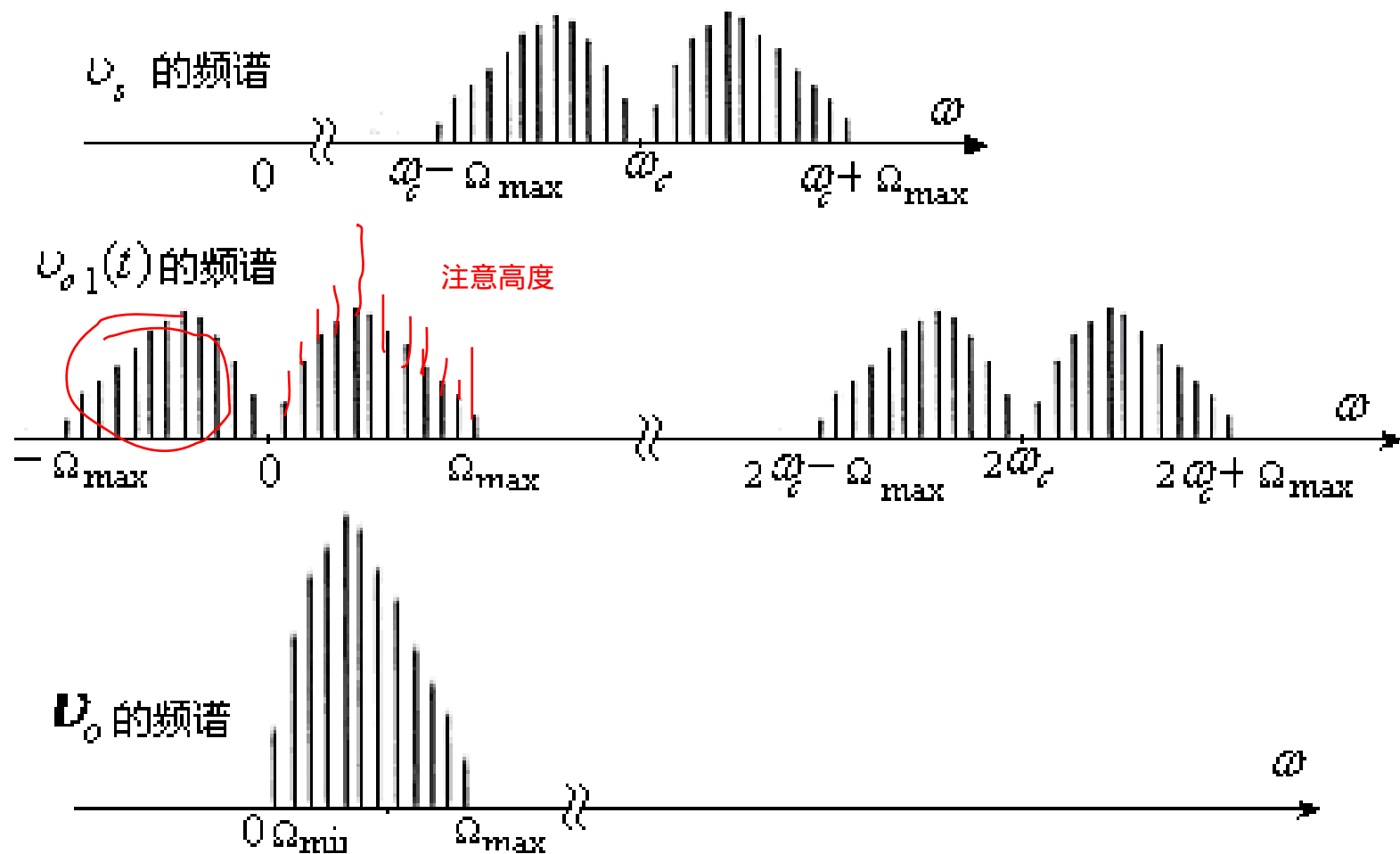


图6.1.15 振幅解调电路的频谱搬移过程

6.1.3 混频的原理及电路组成模型

混频的过程也是一种频谱的线性搬移过程，把载波为 f_c 的已调信号，不失真地变换成载波为 f_L 的已调信号，同时保持调制类型、调制参数不变，即保持原调制规律、频谱结构不变。完成这种功能的电路称为混频器（Mixer）或变频器（Convertor）。

输入信号频率为 f_c ；

本地振荡信号频率为 f_L ；

混频后的信号频率为 f_I 。

超外差式接收机通常满足满足下列关系之一

$$f_I = f_c + f_L$$

$$\text{或 } f_I = \begin{cases} f_c - f_L, & \text{当 } f_c > f_L \text{ 时} \\ f_L - f_c, & \text{当 } f_c < f_L \text{ 时} \end{cases}$$

f_I 大于 f_c 的混频称为上混频, f_I 小于 f_c 的混频称为下混频。调幅广播收音机普遍采用下混频, 中频为465kHz, 调频广播收音机也是采用下混频, 中频为10.7MHz。

混频器也是频率合成器等电子设备的重要组成部分, 用来实现频率加, 减的运算功能。

一、混频器的功能

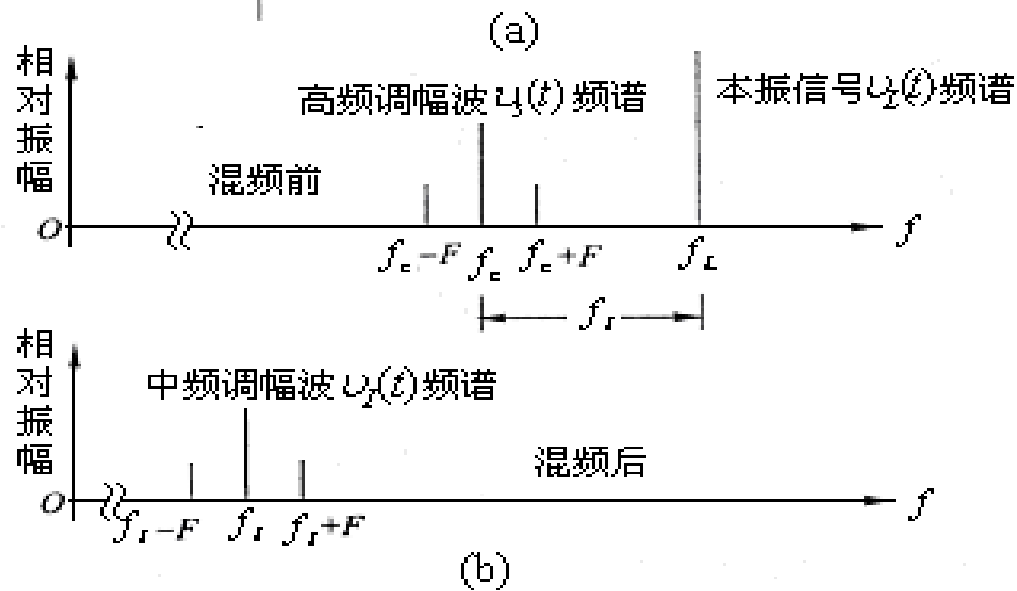
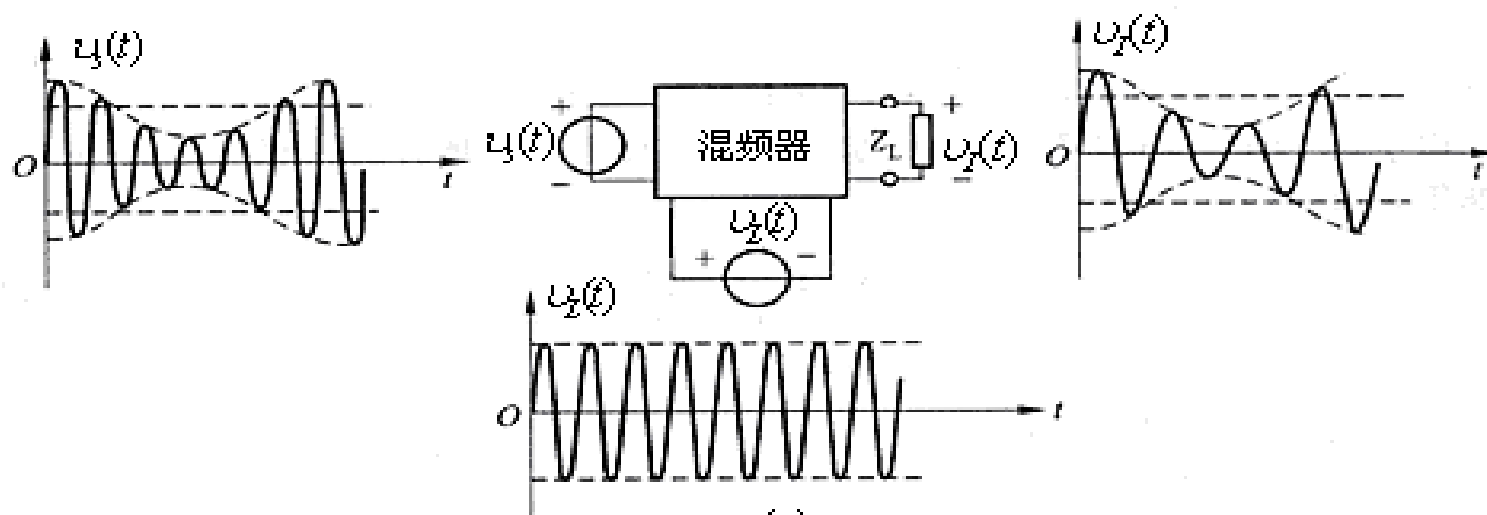


图6.1.16 混频器的功能

(a) 混频前、后的波形图 (b) 混频前、后的频谱图

1、从频谱上看：将接收到的高频已调制的信号搬到中频上。

2、从时域波形上看，混频前后的调制规律保持不变，即输出中频信号的波形与输入高频信号的波形相同，只是载波频率不同，如图6.1.16（a）。

3、从频域角度看，混频前后各频率分量的相对大小和相互间隔并不发生变化，即混频是一种频谱的线性搬移，输出中频信号与输入高频信号的频谱结构相同，唯一不同的也是载频，如图6.1.16（b）所示。

二、混频器的实现模型及简单的工作原理

混频是频谱的线性搬移过程。完成频谱的线性搬移功能的关键是要获得两个输入信号的乘积，实现模型如图6.1.17所示。

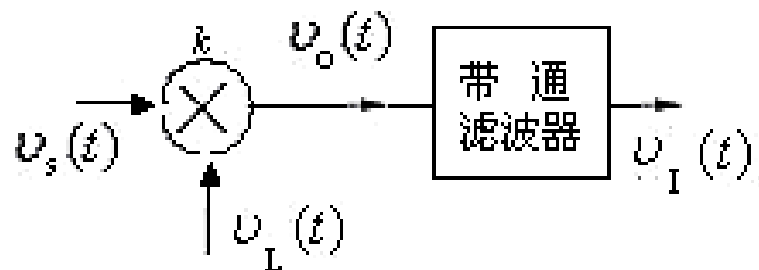


图6.1.17 混频器的实现模型

$$\text{设 } v_s(t) = \sum_{n=\min}^{\max} V_{smn} \cos \Omega_n t \cos \omega_c t$$

$$v_L(t) = V_{Lm} \cos \omega_L t$$

则相乘器的输出为:

$$v_o(t) = kV_{Lm} \sum_{n=\min}^{\max} V_{smn} \cos \Omega_n t \cos \omega_c t \cos \omega_L t$$

$$= \frac{1}{2} kV_{Lm} \sum_{n=\min}^{\max} V_{smn} \cos \Omega_n t [\cos(\omega_L - \omega_c)t + \cos(\omega_L + \omega_c)t]$$

若带通滤波器的中心频率为 $f_I = f_L - f_c$

带宽为 $BW_{0.7} = 2F_{max}$

则输出的中频信号为：

$$\begin{aligned} v_I(t) &= \frac{1}{2}kV_{Lm} \sum_{n=\min}^{\max} V_{smn} \cos \Omega_n t \cos(\omega_L - \omega_c)t \\ &= \sum_{n=\min}^{\max} V_{Imn} \cos \Omega_n t \cos \omega_I t \end{aligned}$$

式中 $V_{Imn} = \frac{1}{2}kV_{Lm}V_{smn}$ 为中频输出电压的振幅。

混频器的频谱搬移过程。

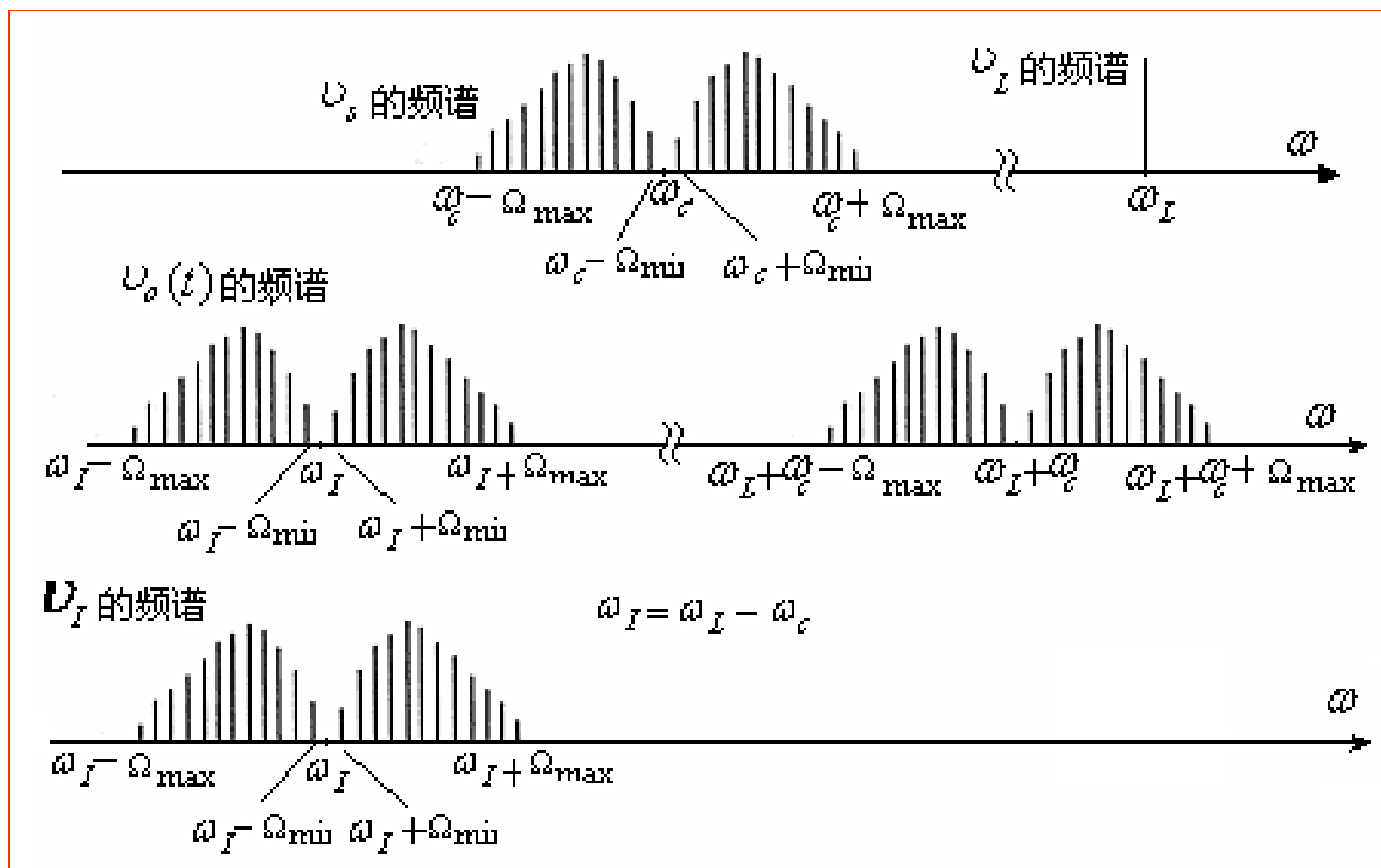


图6.1.18 混频器的频谱搬移过程

6.1.4 小结

1. 振幅调制的过程，是频谱的线性搬移过程，它将调制信号频谱从低频段不失真地搬移到高频载波的两端，成为了上、下边频（带）。
2. 振幅解调是从已调幅信号中不失真的恢复出原调制信号的过程，它也是频谱的线性搬移过程，它将已调制信号的频谱从高频段重新搬回到原来低频的位置。

3. 混频的过程同样是频谱的线性搬移过程，它将输入信号的频谱从一个高频不失真的搬移到另一个高频。
4. 结论：振幅调制与解调、混频电路都是频率变换电路，在频域中起频率加、减的作用，它们同属频谱的线性搬移电路，都可以用乘法器和相应的滤波器组成的模型来实现，如图6.1.19所示。

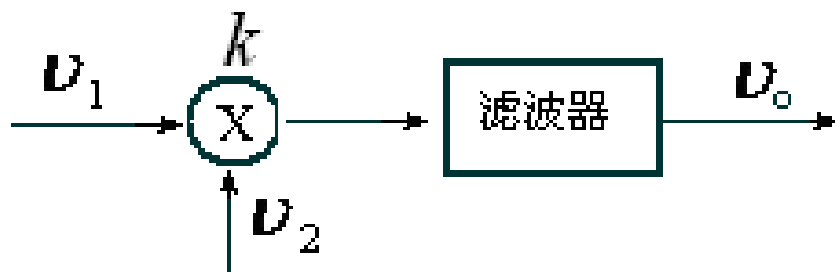


图6.1.19 频谱搬移电路的实现模型

(1) 当 $v_1 = v_\Omega(t)$ 为调制信号, $v_2 = v_c(t) = V_{cm} \cos \omega_c t$ 为载波信号时, 滤波器需要中心频率为 f_c , 带宽为 $BW = 2F_{\max}$ 的高频带通滤波器, 此时电路实现的是振幅调制功能。

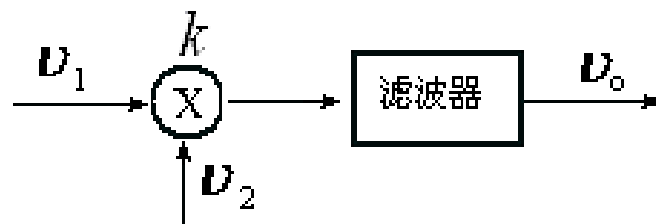


图4.1.19 频谱搬移电路的实现模型

(2) 当 $v_1 = v_s(t)$ 为振幅调制信号 (AM、DSB、SSB), $v_2 = v_r(t) = V_{rm} \cos \omega_c t$ 为同步信号时, 滤波器需要带宽为 $BW = F_{\max}$ 的低通滤波器, 此时电路实现的是解调功能。

(3) 当 $v_1 = v_s(t)$ 为已调制信号, $v_2 = v_L(t) = V_{Lm} \cos \omega_L t$

为本地振荡信号时, 滤波器需要中频带通滤波器,

中心频率为 f_I

带宽为 $BW = 2F_{\max}$

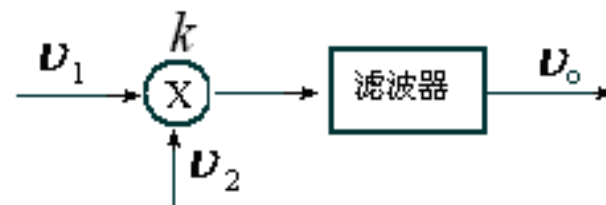


图6.1.19 频谱搬移电路的实现模型

此时电路实现的是混频的功能。

振幅调制、解调、混频电路的共同特点是：相乘器实现将输入信号的频谱不失真的向左、向右搬移一个参考信号频率的位置。不同点是：根据实现功能的不同，相乘器的两个相乘信号不同，滤波器的参数不相同。

作业： 6.1 6.2 6.3 6.4

6.5 6.6

预习： 6.2