



成都信息工程大学
Chengdu University of Information Technology

高频电子线路

第五章 线性频谱搬移电路

调制与解调

概述

调制：让高频载波信号的某个参数，如振幅、频率、相位，随调制信号的大小而线性变化的过程。

解调：从已调信号中还原出调制信号。

调制过程发生在通信系统的发送端。受调制前的高频振荡波称为**载波**，已调制后的高频振荡信号称为**已调信号**。

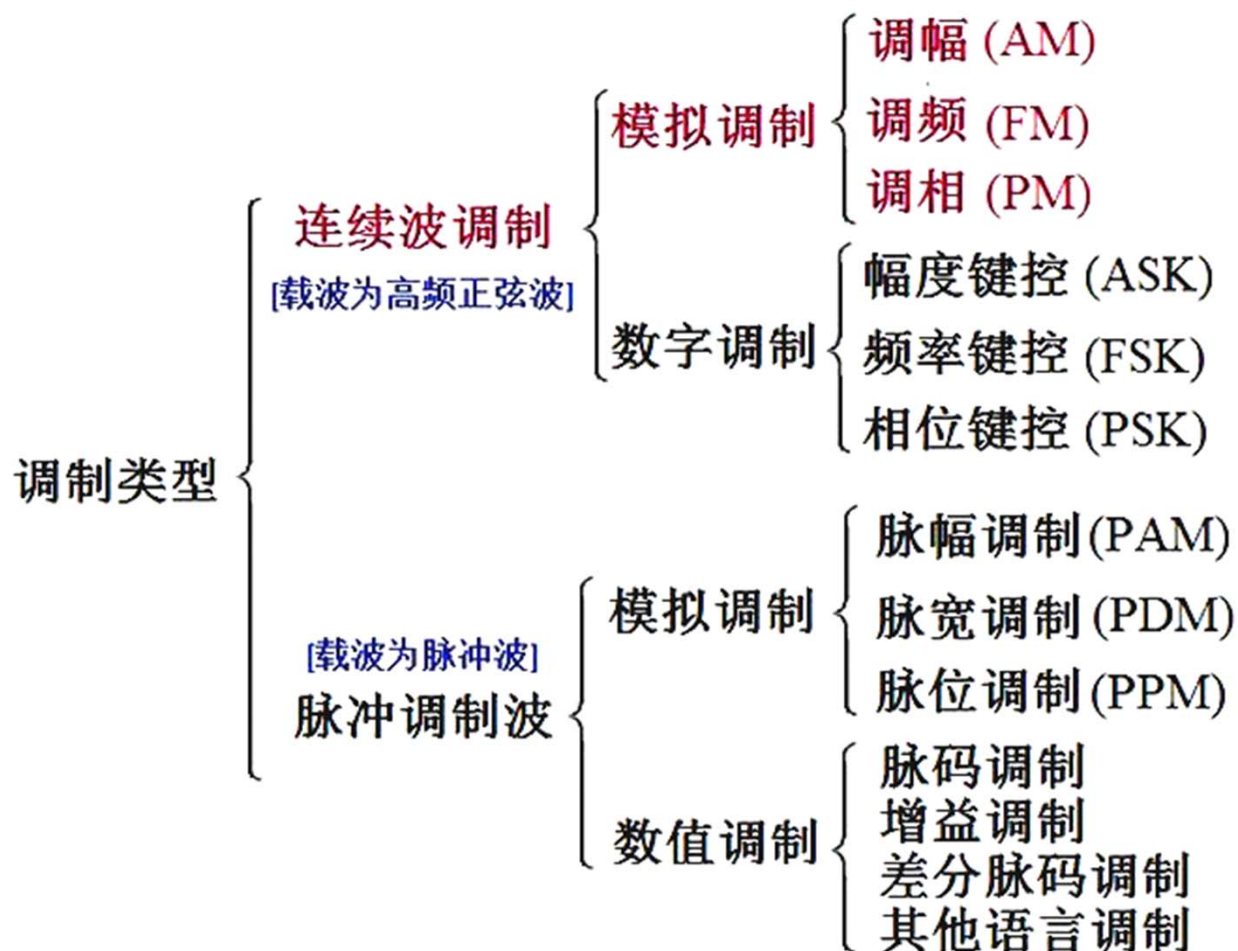
混频：将已调信号的载波载频变成另一个载频。

射频通信中为什么要调制

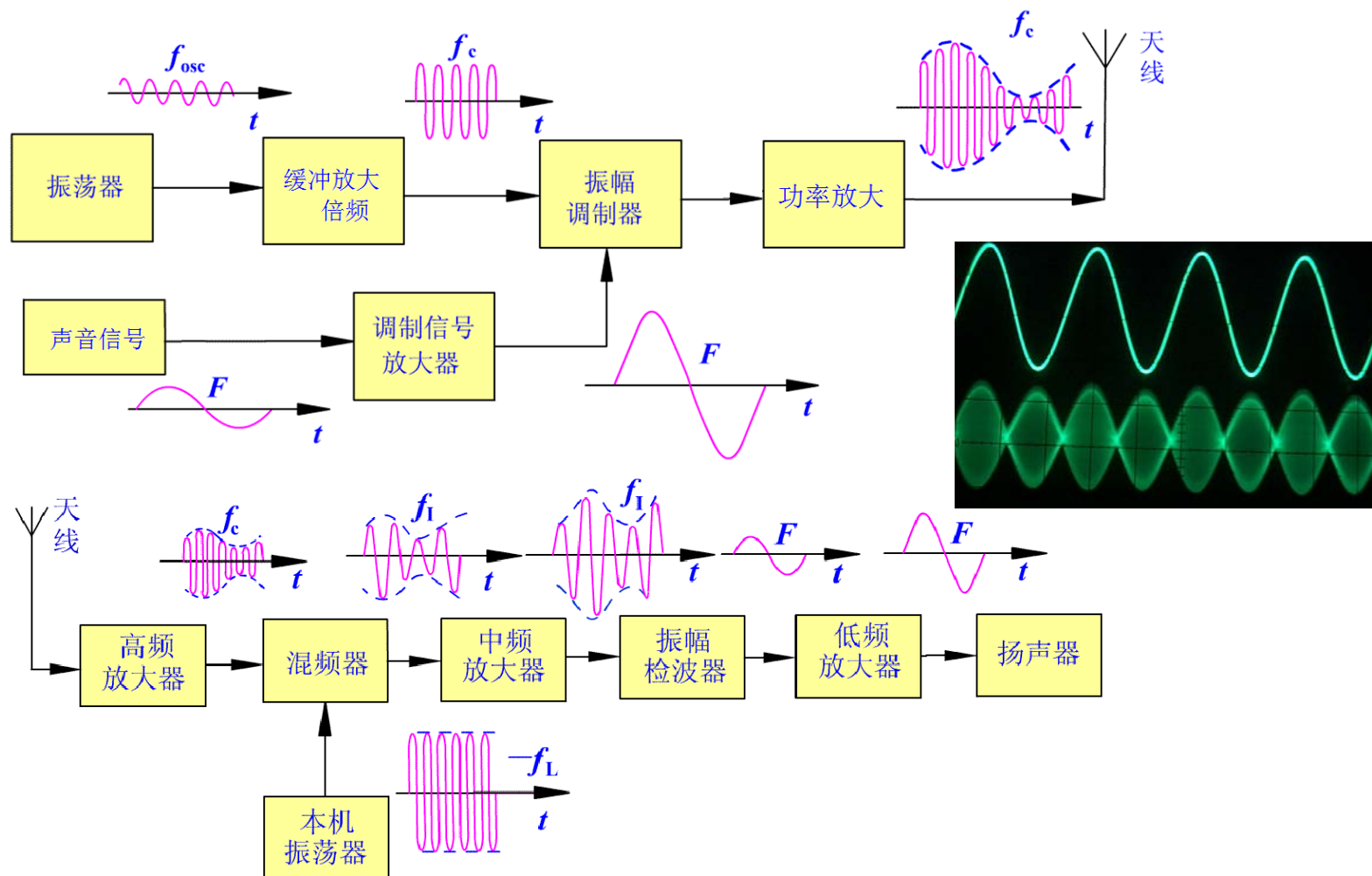
- 1) 高频电磁波的天线尺寸小便于携带，辐射效率高。
- 2) 高频无线通信容量大。



调制与解调



无线电调幅广播发射和接收设备



振幅调制与解调

幅度调制 (AM) 是指载波的振幅随调制信号 $f(t)$ 成比例变化, 而其角频率和初相位均为常数。

将调制信号频谱搬到载波一侧或两侧的过程, 称为振幅调制。

幅度调制有如下方式:

标准幅度调制 (Standard AM)

双边带幅度调制 (Double Sideband AM, 记为DSB AM) 这种调幅方式又称抑制载波调幅 (Suppressed Carrier AM, 简记为SC AM)

单边带幅度调制 (Single Sideband AM, 记为SSB AM)

残留边带幅度调制 (Vestigial Sideband AM, 简记为VSB AM)

正交幅度调制 (Quadrature AM)

数字信号调幅: (ASK , Amplitude Shift Keying , 幅度键控)



AM调幅波的数学表达式

正弦波一般可表示为： $u(t) = U_m \cos(\omega t + \varphi)$

设：单音调制信号 $u_\Omega = U_{\Omega m} \cos \Omega t$

载波 $u_c = U_{cm} \cos \omega_c t \quad \omega_c \gg \Omega$

调幅信号（已调波） $u_{AM} = U_m(t) \cos \omega_c t$

包络函数



包络函数

$$\begin{aligned}U_m(t) &= U_{cm} + k_a u_{\Omega}(t) \\&= U_{cm} \left(1 + \frac{k_a U_{\Omega m}}{U_{cm}} \cos \Omega t\right) = U_{cm} (1 + m_a \cos \Omega t)\end{aligned}$$

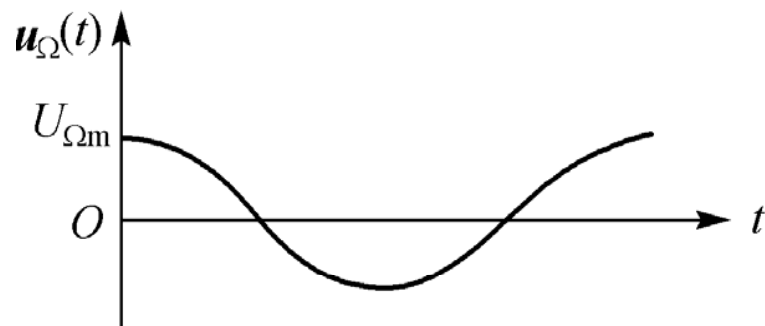
$$\begin{aligned}u_{AM}(t) &= U_{AM}(t) \cos \omega_c t = U_{cm} \left(1 + \frac{k_a U_{\Omega m}}{U_{cm}} \cos \Omega t\right) \cos \omega_c t \\&= U_{cm} (1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t\end{aligned}$$

m_a 称为调幅度、调幅指数或调制系数。

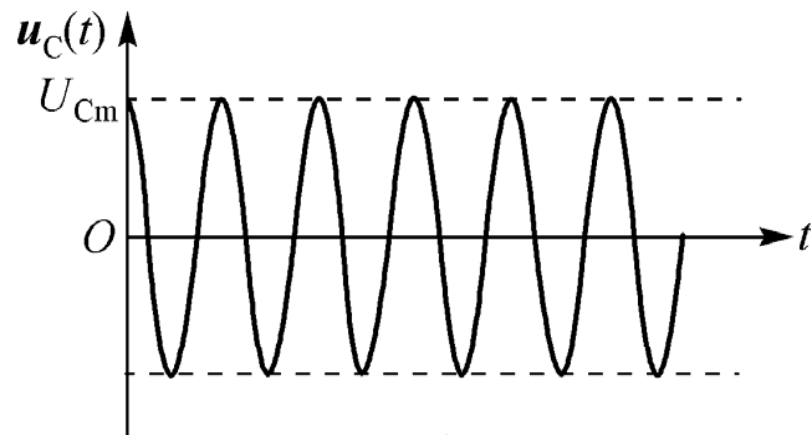
k_a 为比例系数，称为调制灵敏度。



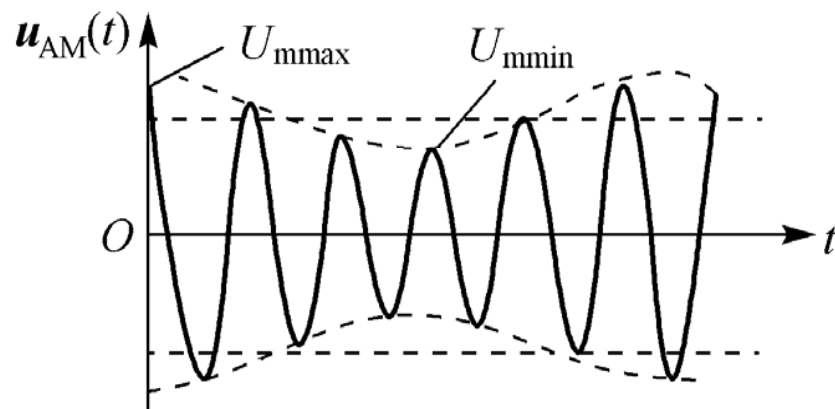
调幅信号的波形



(a) 调制信号



(b) 载波信号



(c) 普通调幅波

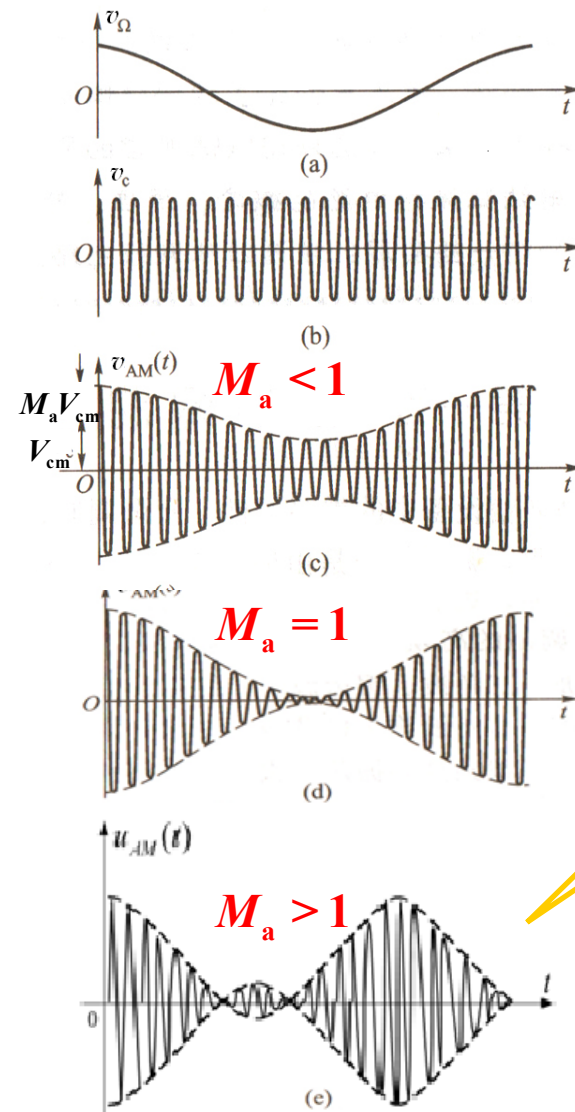
高频电子线路

$$u_{\text{AM}} = U_{\text{cm}}(1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t$$

包络函数:

$$U_m(t) = U_{\text{cm}}(1 + m_a \cos \Omega t)$$

$$0 < m_a \leq 1$$



高频电子线路

$$U_m(t) = U_{cm}(1 + m_a \cos \Omega t)$$

最大振幅:

$$U_{AM}(t)_{\max} = U_{cm}(1 + m_a)$$

最小振幅:

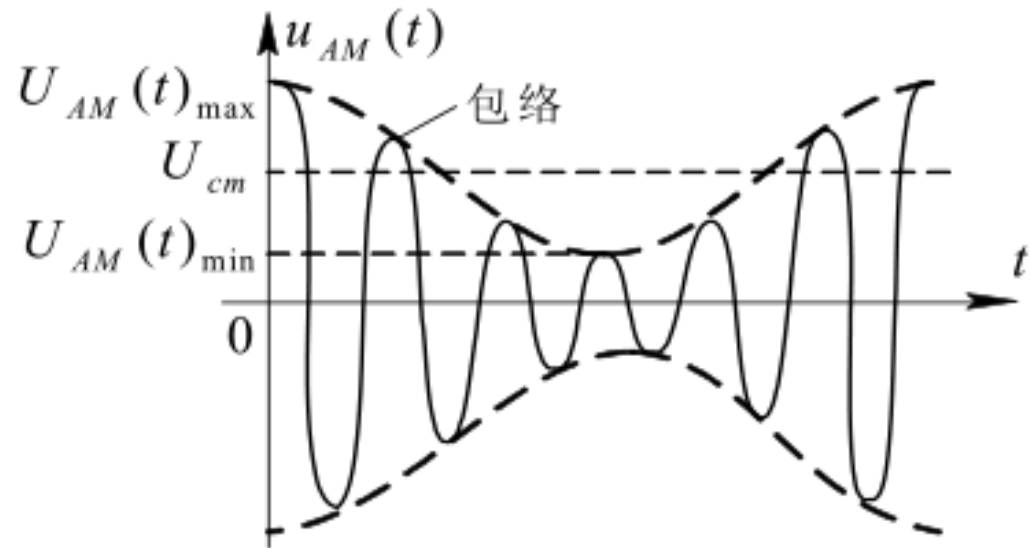
$$U_{AM}(t)_{\min} = U_{cm}(1 - m_a)$$

包络的振幅为:

$$U_m = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{2} = U_{cm} m_a$$

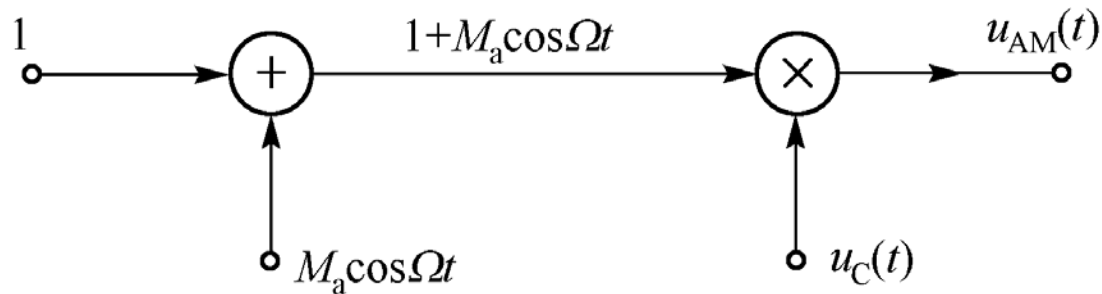
调制度

$$m_a = \frac{\text{包络振幅}}{\text{载波振幅}} = \frac{U_m}{U_{cm}} = \frac{U_{AM}(t)_{\max} - U_{AM}(t)_{\min}}{2U_{cm}} = \frac{U_{AM}(t)_{\max} - U_{AM}(t)_{\min}}{U_{AM}(t)_{\max} + U_{AM}(t)_{\min}}$$

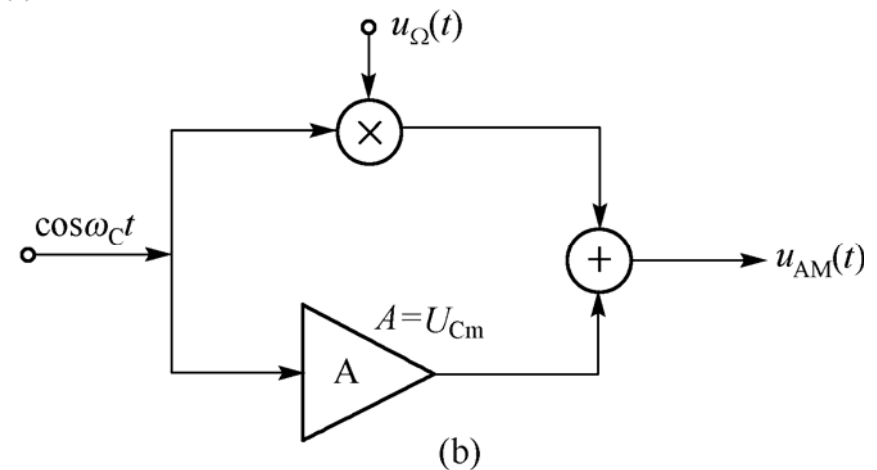


实现AM调幅波的数学模型

$$\begin{aligned}u_{\text{AM}} &= U_{\text{cm}}(1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t \\&= U_{\text{cm}} \cos \omega_c t + \frac{m_a U_{\text{cm}}}{2} \cos(\omega_c + \Omega)t + \frac{m_a U_{\text{cm}}}{2} \cos(\omega_c - \Omega)t\end{aligned}$$



(a)



(b)

AM调幅波的频谱及带宽

$$u_{\text{AM}} = U_{\text{cm}} (1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t$$

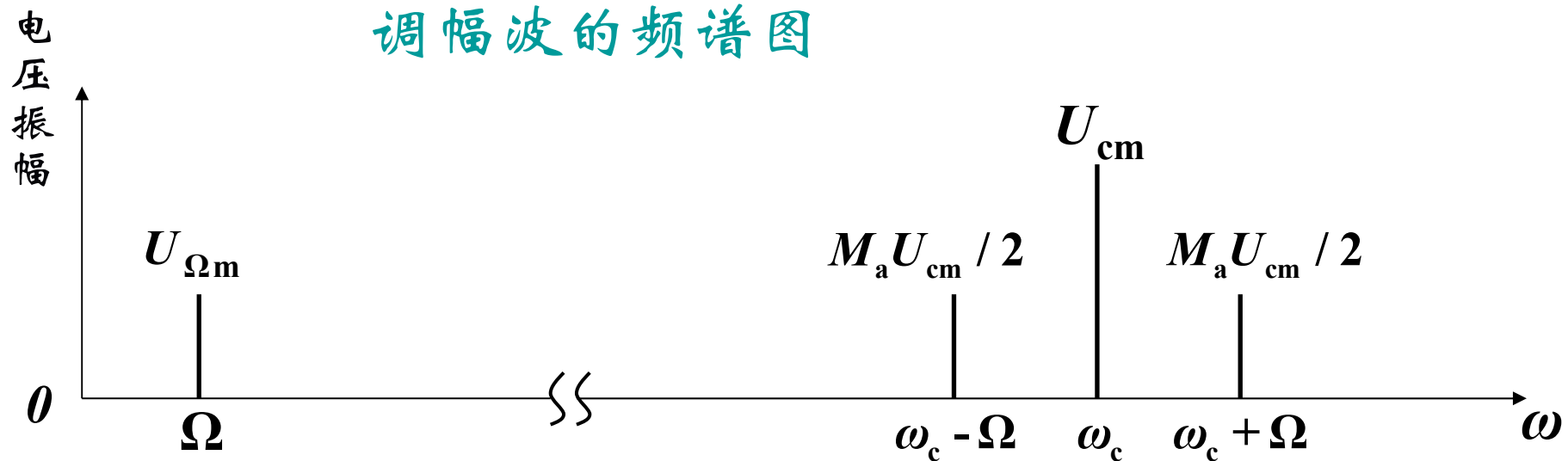
$$= U_{\text{cm}} \cos \omega_c t + \frac{m_a U_{\text{cm}}}{2} \cos(\omega_c + \Omega)t + \frac{m_a U_{\text{cm}}}{2} \cos(\omega_c - \Omega)t$$

载波分量

上边带分量

下边带分量

调幅波的频谱图

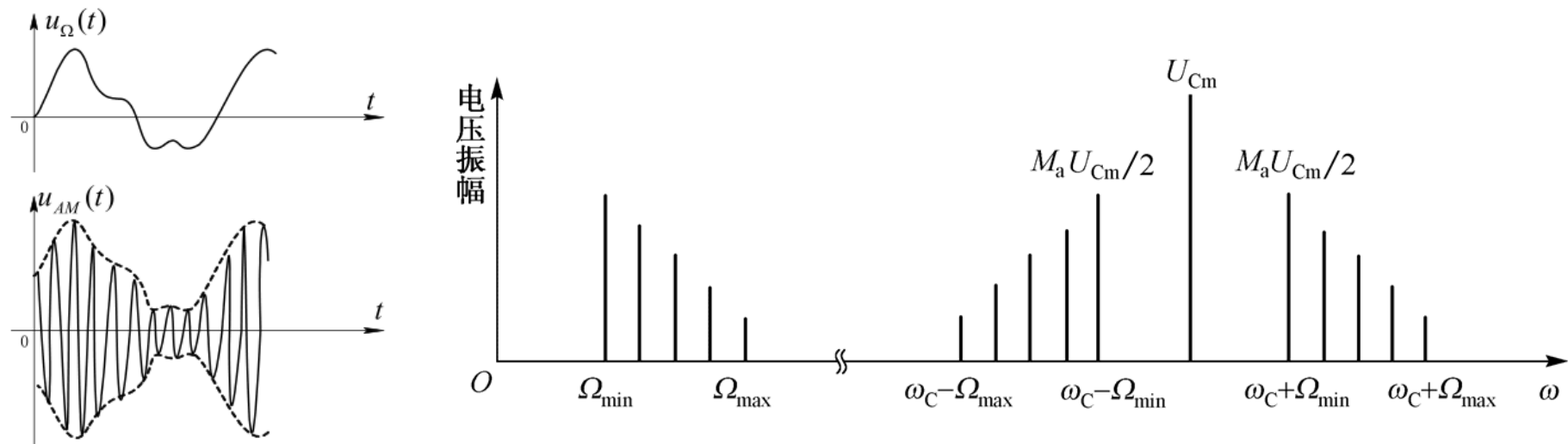


高频电子线路

单音调幅波频谱宽度等于调制信号频率 $F = \frac{\Omega}{2\pi}$ 的二倍即

$$BW_{AM} = 2F$$

多音调幅波的频谱

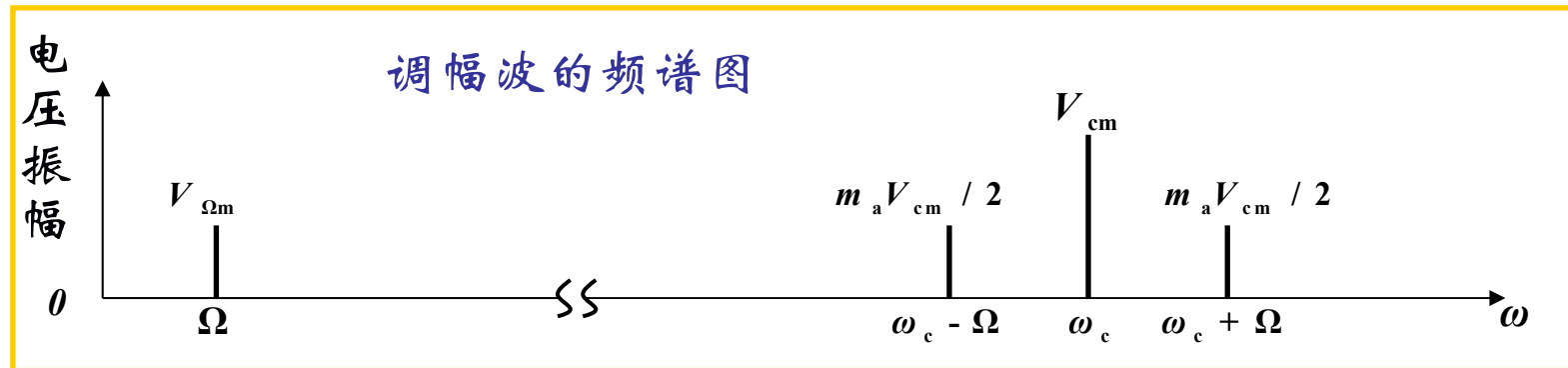


频谱宽度是最高频率 $F_{\max} = \frac{\Omega_{\max}}{2\pi}$ 的二倍即：

$$BW_{AM} = 2F_{\max}$$



AM调幅波功率分配



$$u_{AM} = U_{cm}(1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t$$

$$= U_{cm} \cos \omega_c t + \frac{m_a U_{cm}}{2} \cos(\omega_c + \Omega)t + \frac{m_a U_{cm}}{2} \cos(\omega_c - \Omega)t$$

将单音调幅波电压加到电阻 R_L 两端，得调幅波各频率分量在 R_L 上消耗的功率分别是：

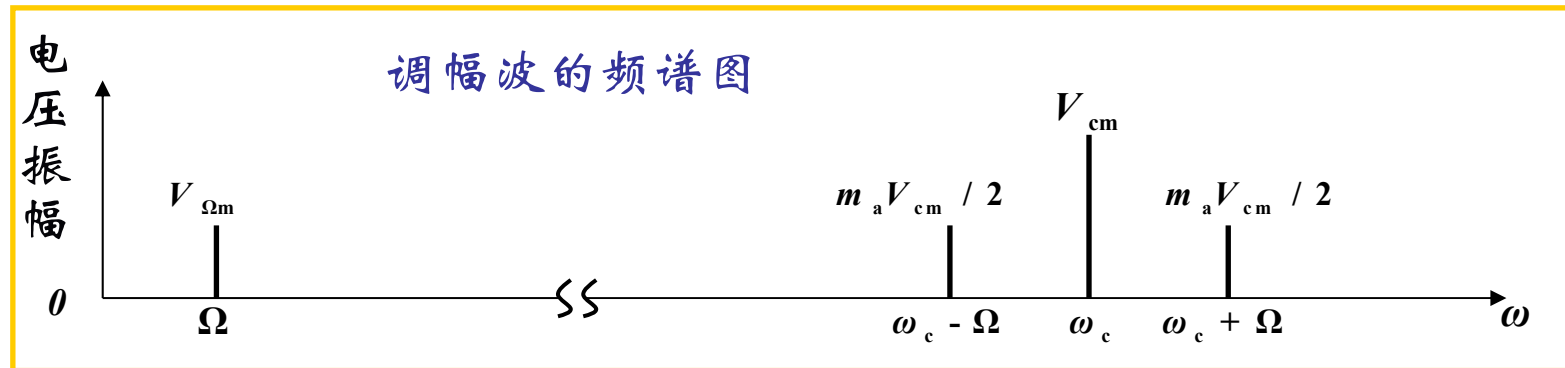
载波功率

$$P_c = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T (U_{cm} \cos \omega_c t)^2 dt}{R_L} = \frac{1}{2} \frac{U_{cm}^2}{R_L}$$

上边带或下边带功率

$$P_{SSB} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T \left[\frac{m_a U_{cm}}{2} \cos(\omega_c + \Omega)t \right]^2 dt}{R_L} = \frac{1}{4} m_a^2 P_c$$

AM调幅波功率分配



上下边带总功率 $P_{DSB} = 2 \frac{\left(\frac{1}{2} m_a U_{cm}\right)^2}{2R_L} = \frac{m_a^2}{2} P_c$

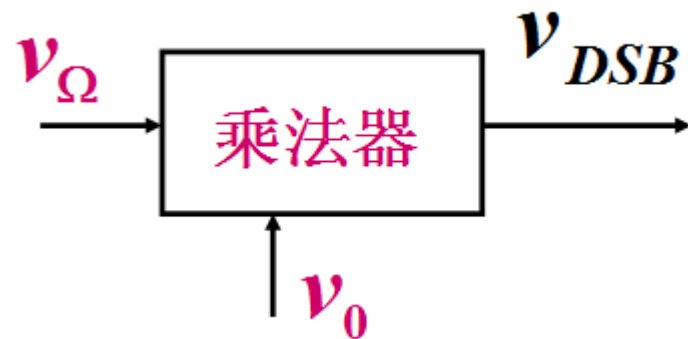
传输给负载的总功率 $P_{AM} = P_c + P_{DSB} = \left(1 + \frac{1}{2} m_a^2\right) P_c$

当 m_a 最大为1时，边带功率只占整个调幅波功率的1/3。

结论：能量传送时，由AM传送改为边带传送可节约能量。

双边带调幅信号 (DSB)

在AM调制过程中，如果将载波分量抑制掉，就可形成双边带信号。

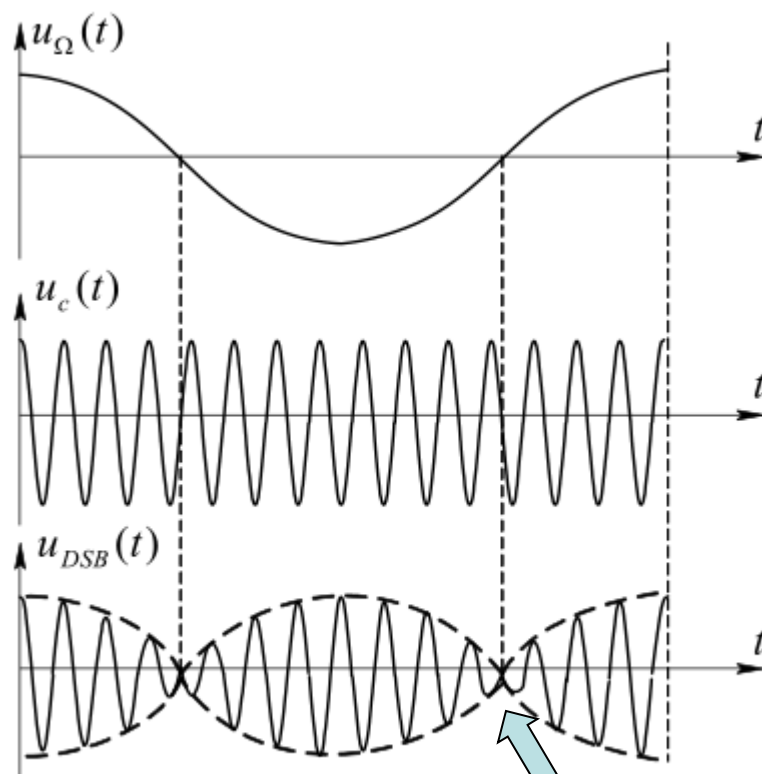


DSB波数学表达式:

$$\begin{aligned} u_{DSB} &= m_a U_{cm} \cos \Omega t \cos \omega_c t \\ &= \frac{m_a U_{cm}}{2} \cos(\omega_c + \Omega)t + \frac{m_a U_{cm}}{2} \cos(\omega_c - \Omega)t \end{aligned}$$

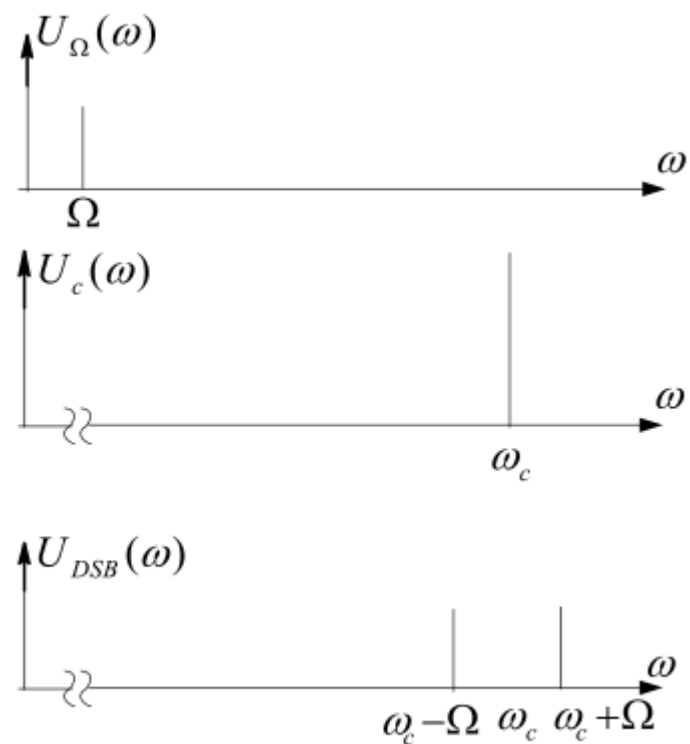
DSB波的波形与频谱:

单音DSB调幅波



(a) 时域波形

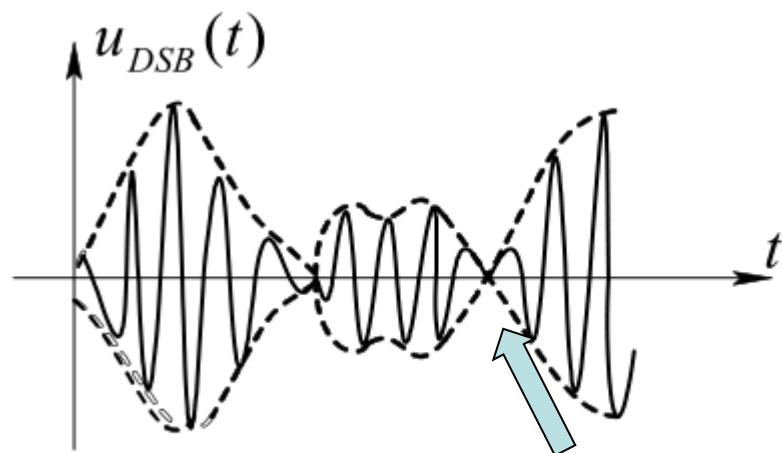
载波相位突变



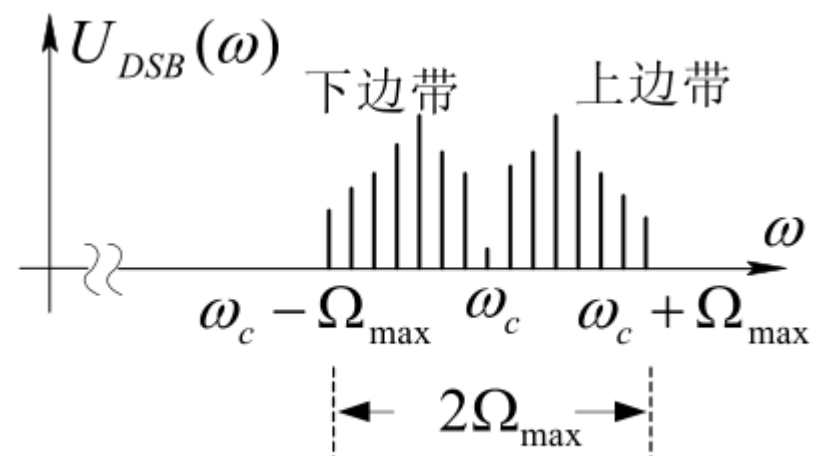
(b) 频谱图

DSB波的波形与频谱:

多音DSB调幅波



(a) 时域波形 载波相位突变



(b) 频谱图

单边带调幅信号 (SSB)

双边带调制波的上下边带包含的信息相同，两个边带发射是多余的，为节省频带，提高系统的功率和频带的利用率，常采用单边带调制系统。

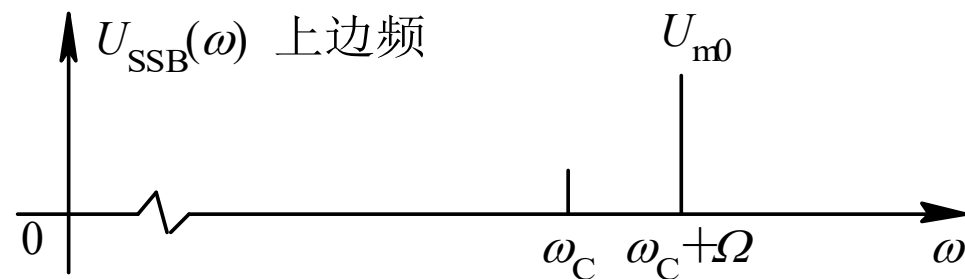
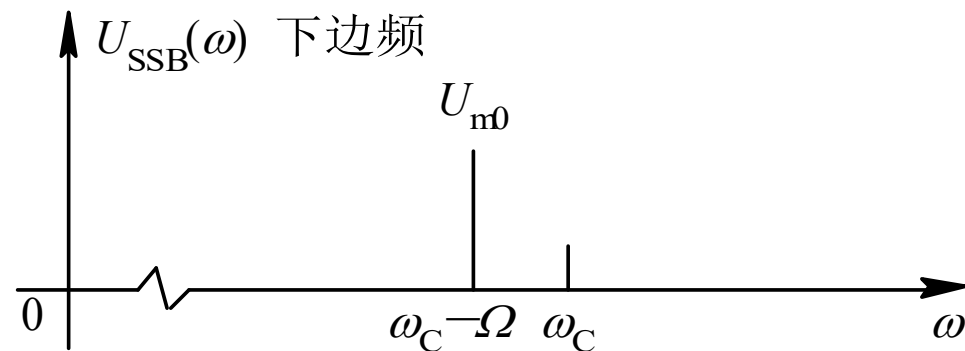
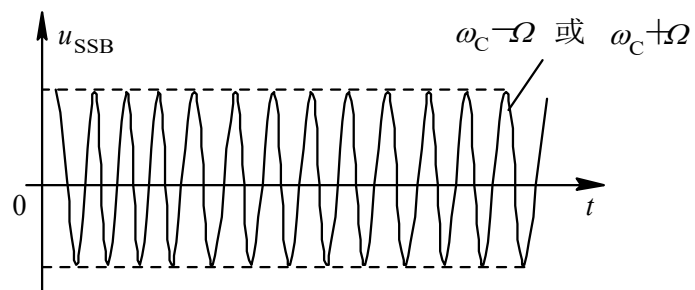
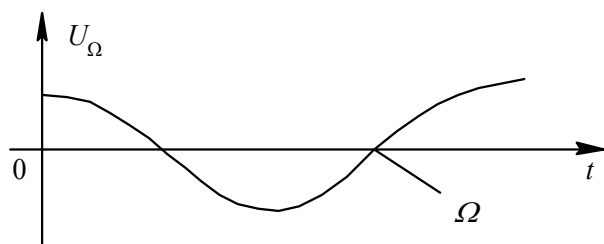
SSB的数学表达式

$$u_{\text{SSB}} = \frac{m_a U_{\text{cm}}}{2} \cos(\omega_c + \Omega)t \quad \text{上边带}$$

$$\text{或} = \frac{m_a U_{\text{cm}}}{2} \cos(\omega_c - \Omega)t \quad \text{下边带}$$

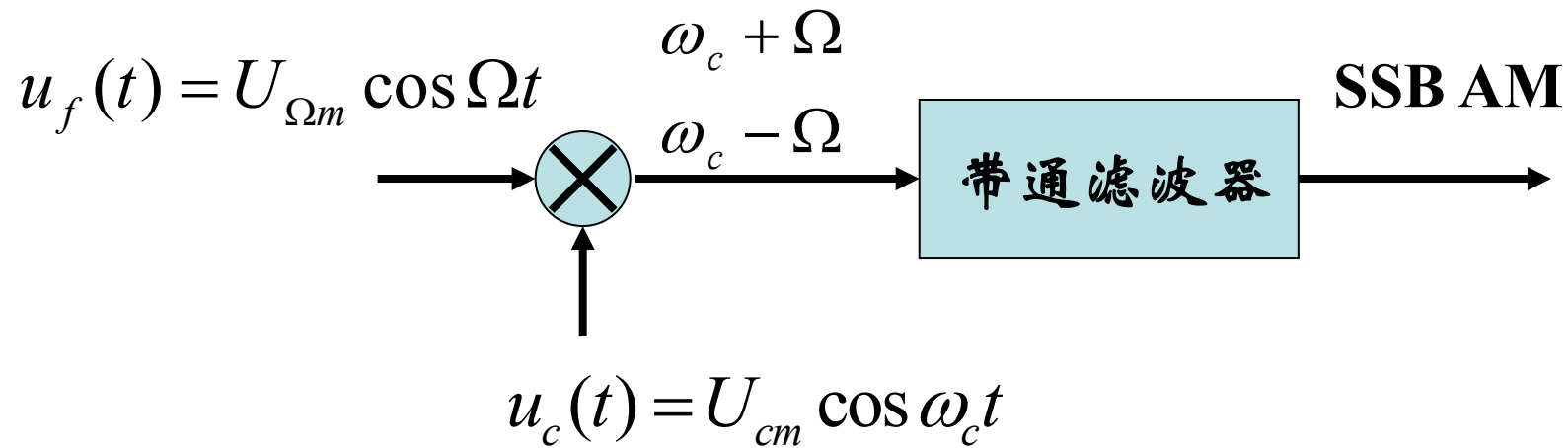


SSB的波形图与频谱图



实现单边带调幅的电路：

滤波法：用带通滤波器滤掉其中一个边带



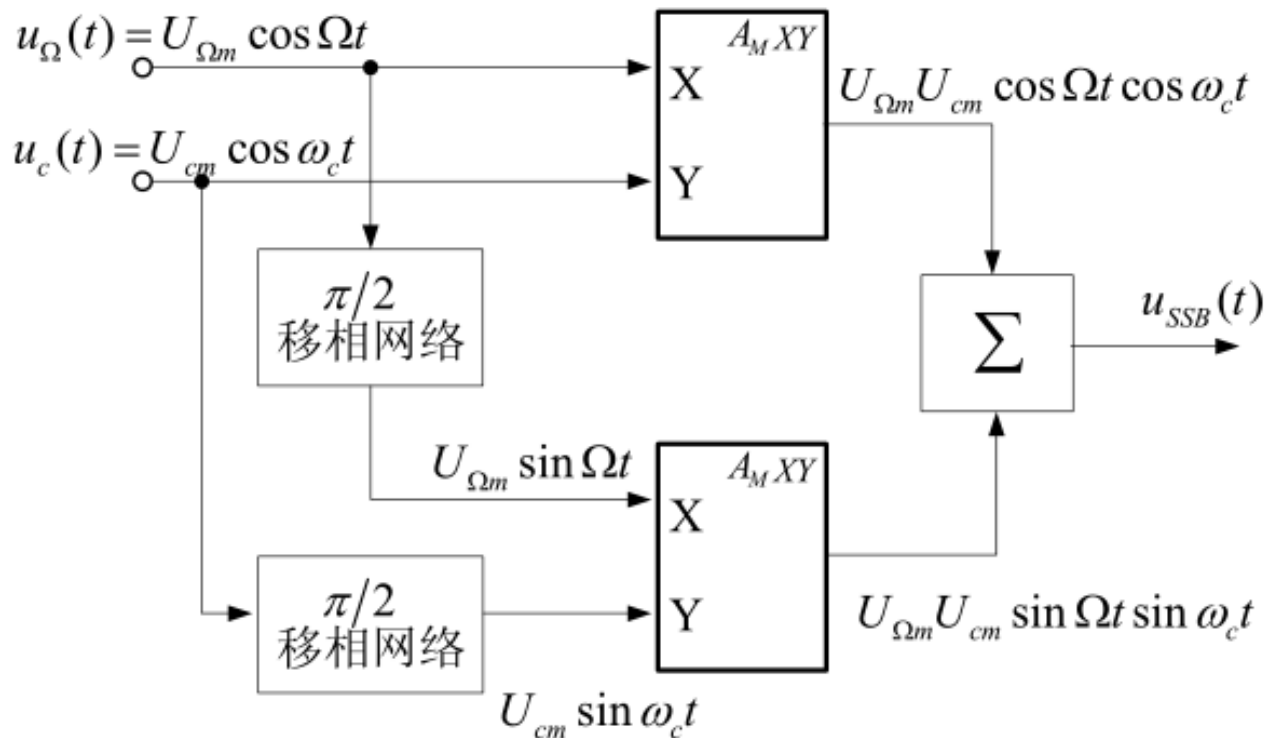
存在问题：当调制信号中含有低频分量时，滤波器的实现困难

高频电子线路

相移法：在调制过程直接将一个边带抵消而形成。

$$\begin{aligned}u_{SSBH}(t) &= kU_{\Omega m} U_{cm} \cos(\omega_c + \Omega)t \\&= kU_{\Omega m} U_{cm} \cos \Omega t \cos \omega_c t - kU_{\Omega m} U_{cm} \sin \Omega t \sin \omega_c t\end{aligned}$$

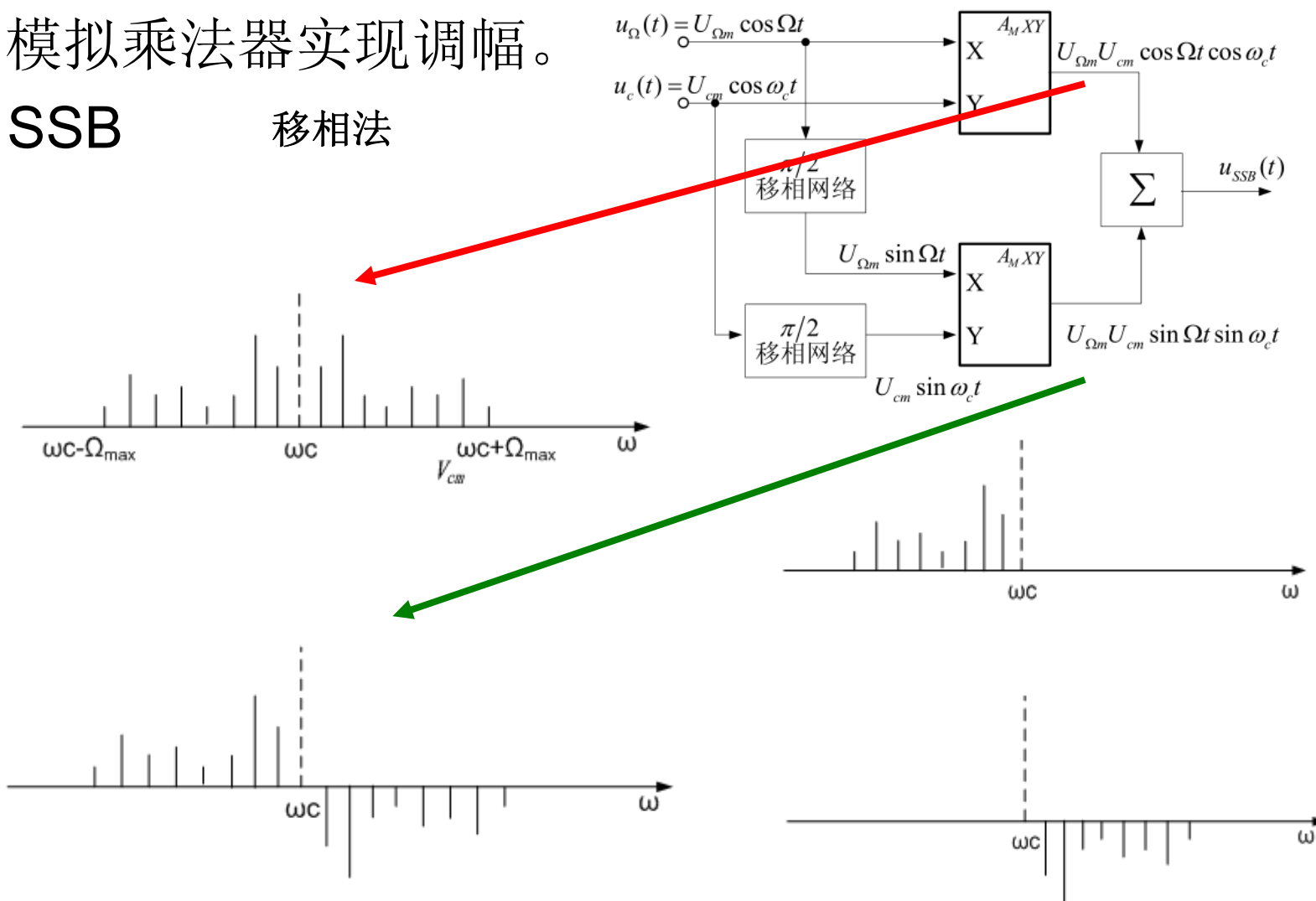
$$\begin{aligned}u_{SSBL}(t) &= kU_{\Omega m} U_{cm} \cos(\omega_c - \Omega)t \\&= kU_{\Omega m} U_{cm} \cos \Omega t \cos \omega_c t + kU_{\Omega m} U_{cm} \sin \Omega t \sin \omega_c t\end{aligned}$$



高频电子线路

用模拟乘法器实现调幅。

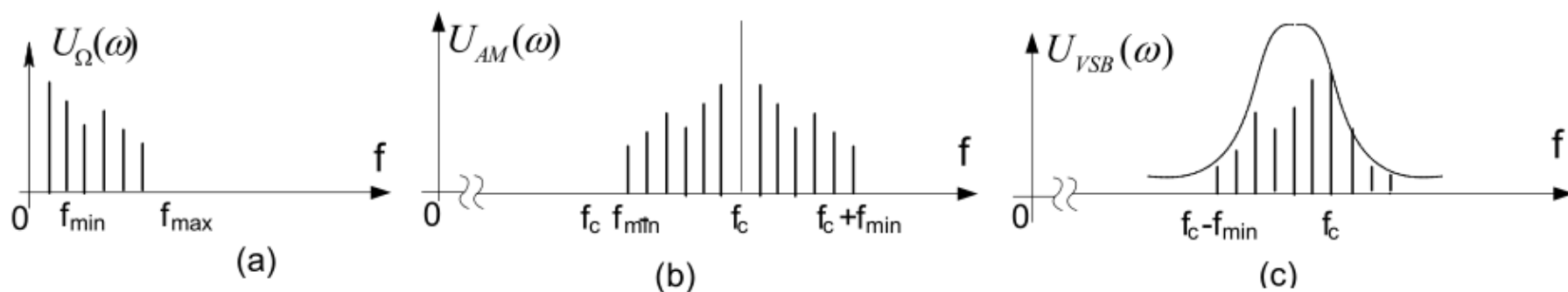
- SSB 移相法



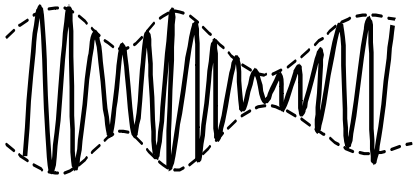

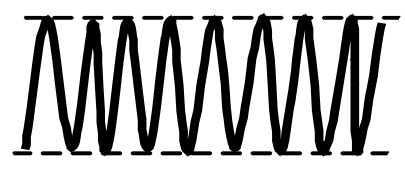
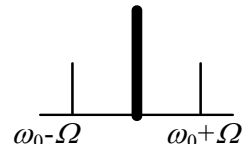
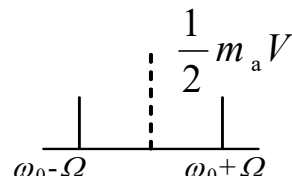
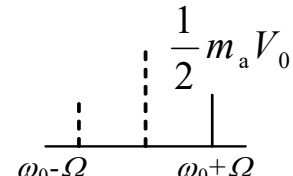
残留边带调幅 (Vestigial Sideband AM, 简记为VSB AM)

在单边带调幅和双边带调幅之间找到了一种折衷方式，这就是残留边带调幅，简记为VSBAM。

在VSBAM方式中，不是将一个边带完全滤除，而是保留一部分。下图所示为VSBAM信号幅度谱的示意图。



三种振幅调制信号

电压表达式	普通调幅波 $V_0(1+m_a \cos\Omega t)\cos\omega_0 t$	载波被抑制双边带调幅波 $m_a V_0 \cos\Omega t \cos\omega_0 t$	单边带信号 $\frac{m_a}{2} V_0 \cos(\omega_0 - \Omega)t$ (或 $\frac{m_a}{2} V_0 \cos(\omega_0 + \Omega)t$)
波形图			
频谱图			
信号带宽	$2(\frac{\Omega}{2\pi})$	$2(\frac{\Omega}{2\pi})$	$\frac{\Omega}{2\pi}$

例

试分别画出下列电压表示式的波形和频谱图，并说明它们各为何种信号。

(令 $\omega_c = 9\Omega$)

$$(1) u(t) = [1 + \cos(\Omega t)] \cos(\omega_c t) ;$$

$$(2) u(t) = \cos(\Omega t) \cos(\omega_c t) ;$$

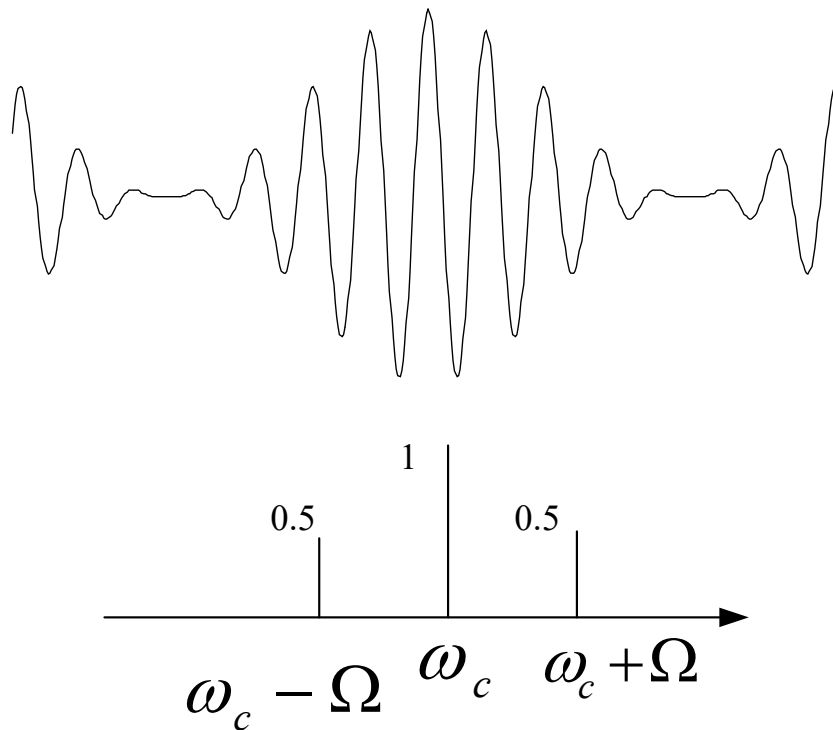
$$(3) u(t) = \cos[(\omega_c + \Omega) t] ;$$

$$(4) u(t) = \cos(\Omega t) + \cos(\omega_c t)$$



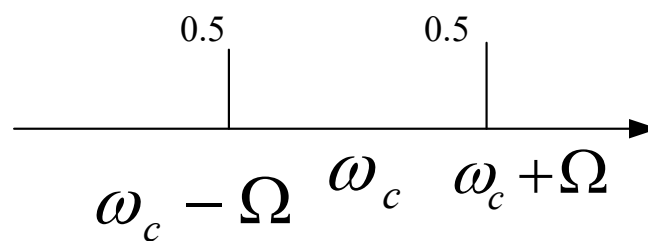
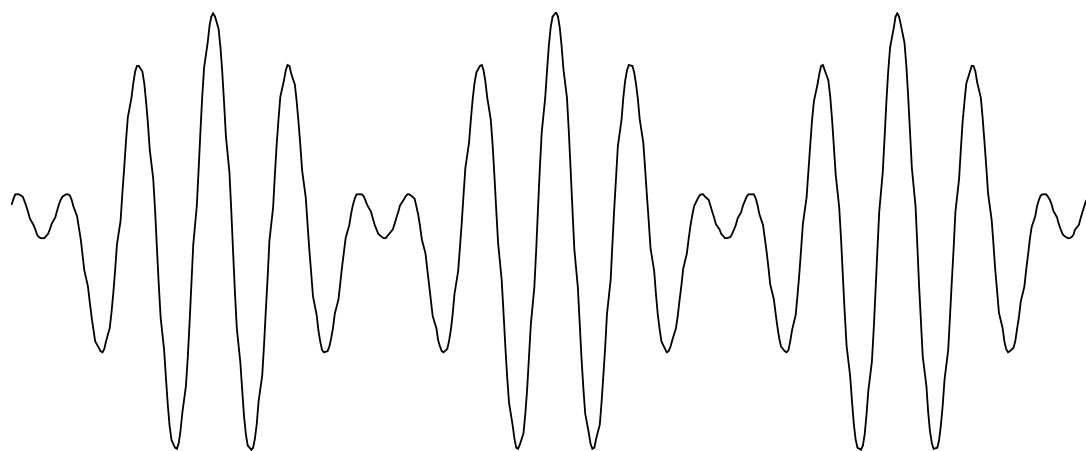
$$u(t) = [1 + \cos(\Omega t)] \cos(\omega_c t)$$

普通调幅信号 $m_a = 1$



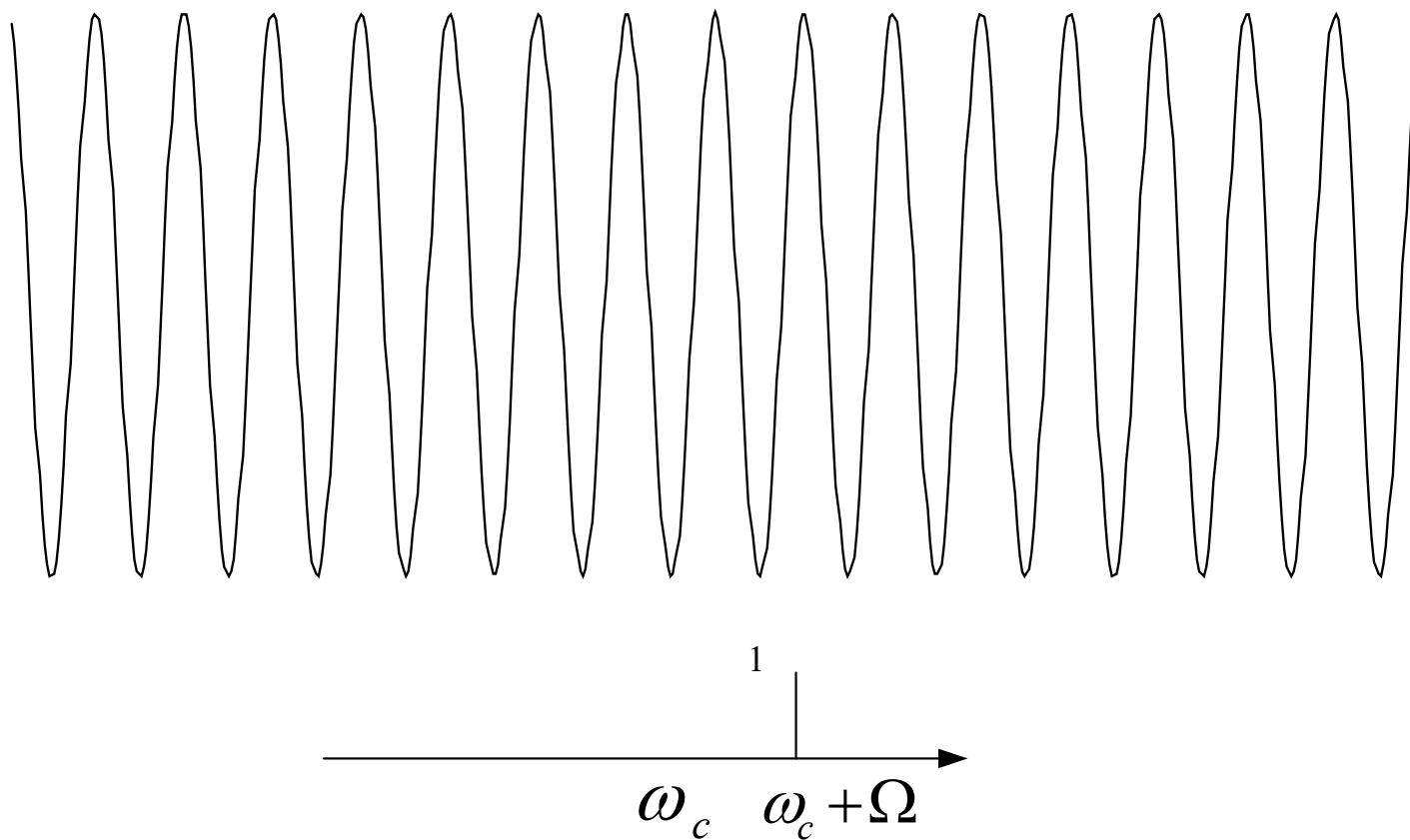
$$u(t) = \cos(\Omega t) \cos(\omega_c t)$$

抑载频双边带调幅信号



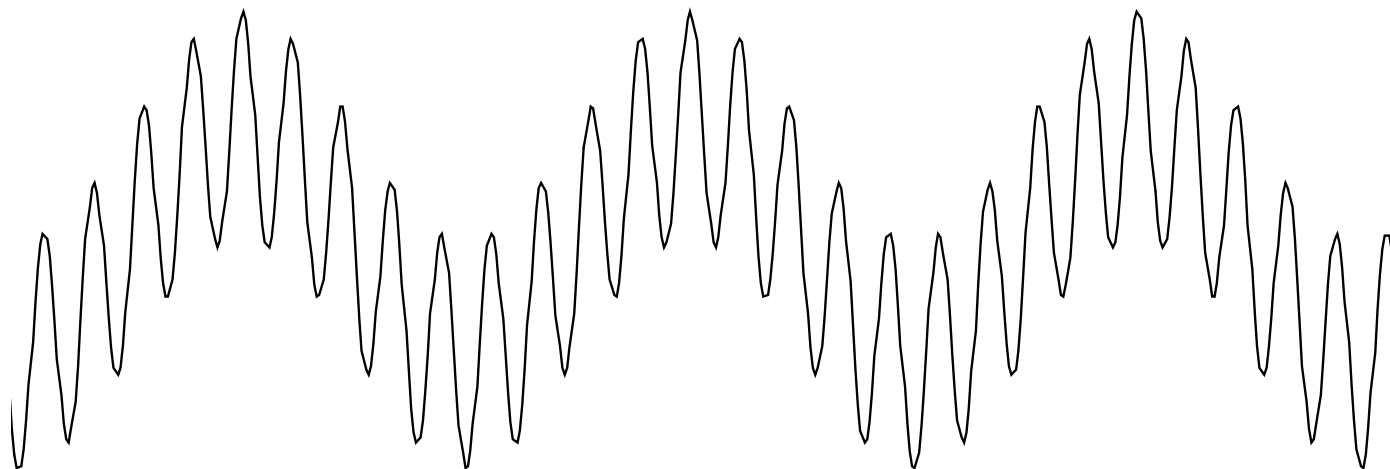
$$u(t) = \cos[(\omega_c + \Omega)t]$$

单频调制的单边带调幅信号



$$u(t) = \cos(\Omega t) + \cos(\omega_c t)$$

低频信号与高频信号相叠加



小结

- 调幅电路
 - 由频率变换作用的乘法器+滤波器等组成
- 乘法器电路
 - 二极管、三极管、模拟IC芯片
- 滤波器的任务
 - 取出有用的双边带或单边带分量
 - 滤除无用的边带及非线性电路可能产生的其它无用频率分量



非线性电路的线性时变分析法

若一个非线性电路有两个不同频率的交流信号同时输入，如果其中一个交流信号的振幅远远小于另一个交流信号的振幅时，可以采用下面介绍的线性时变分析法来分析该电路的输出频谱分量。

设一个非线性器件的伏安特性为 $i=f(u)$ ，器件上的电压 $u=U_Q+u_1+u_2$ ，其中 U_Q 是静态偏置电压， u_1 和 u_2 都是交流信号。如果 u_2 足够小，则可以认为器件的工作状态主要由 U_Q 与 u_1 决定，若在交变工作点 (U_Q+u_1) 处将输出电流 i 展开为幂级数，可以得到：

$$i = f(u) = f(U_Q + u_1 + u_2) = f(U_Q + u_1) + f'(U_Q + u_1)u_2 + \frac{1}{2!} f''(U_Q + u_1)u_2^2 + \dots \\ + \frac{1}{n!} f^{(n)}(U_Q + u_1)u_2^n + \dots$$



$$i = f(u) = f(U_Q + u_1 + u_2) = f(U_Q + u_1) + f'(U_Q + u_1)u_2 + \frac{1}{2!}f''(U_Q + u_1)u_2^2 + \dots \\ + \frac{1}{n!}f^{(n)}(U_Q + u_1)u_2^n + \dots$$

忽略高次项，得到：

$$i = f(U_Q + u_1 + u_2) = f(U_Q + u_1) + f'(U_Q + u_1)u_2 = I_0(t) + g(t)u_2$$

其中： $I_0(t) = f(U_Q + u_1)$, $g(t) = f'(U_Q + u_1)$

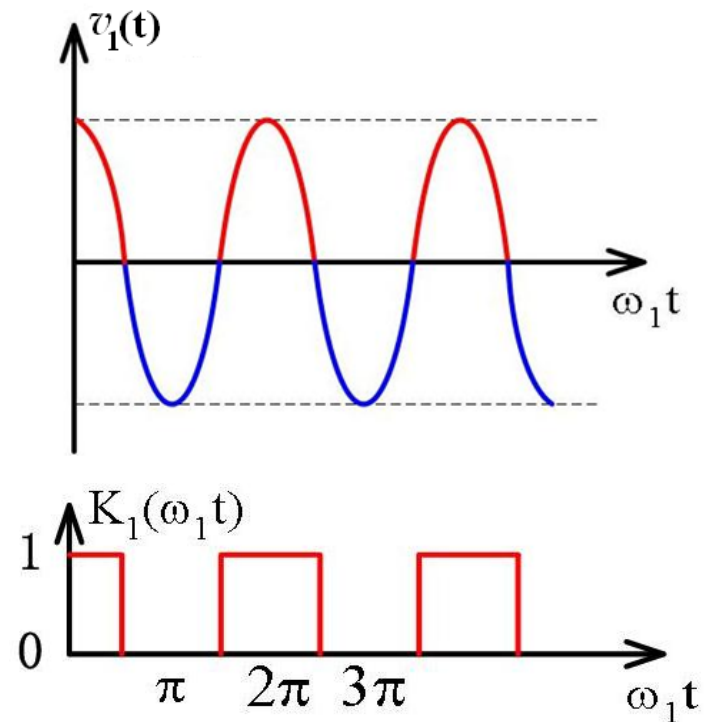
$I_0(t)$ 与 $g(t)$ 分别称为电导和跨导。



开关函数

(1) 单向正向余弦型 开关函数

$$K_1(\omega t) = \begin{cases} 1 & (2n\pi - \frac{\pi}{2}) < \omega t < (2n\pi + \frac{\pi}{2}) \\ 0 & (2n\pi + \frac{\pi}{2}) < \omega t < (2n\pi + \frac{3\pi}{2}) \end{cases}$$
$$n = 0, 1, 2, 3, \dots$$

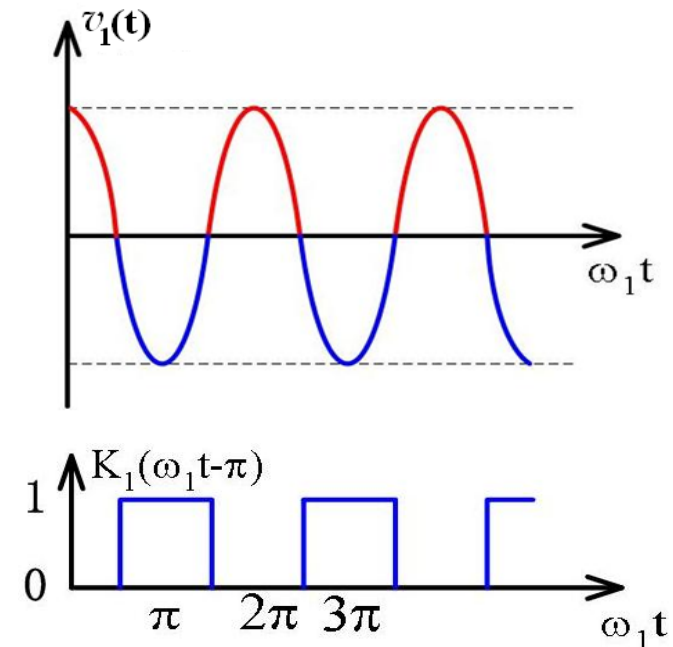


将 $K_1(\omega t)$ 波形按傅氏级数展开，表示为

$$K_1(\omega t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega t + \dots$$

(2) 单向反相余弦型 开关函数

$$K_1(\omega t - \pi) = \begin{cases} 1 & (2n\pi + \frac{\pi}{2}) < \omega t < (2n\pi + \frac{3\pi}{2}) \\ 0 & (2n\pi - \frac{\pi}{2}) < \omega t < (2n\pi + \frac{\pi}{2}) \end{cases}$$
$$n = 0, 1, 2, 3, \dots$$



将 $K_1(\omega t - \pi)$ 波形按傅氏级数展开，表示为

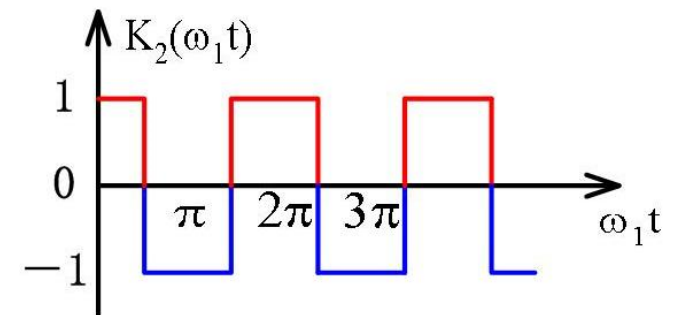
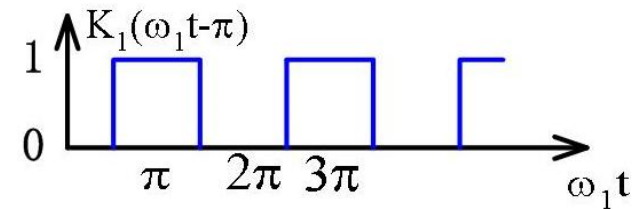
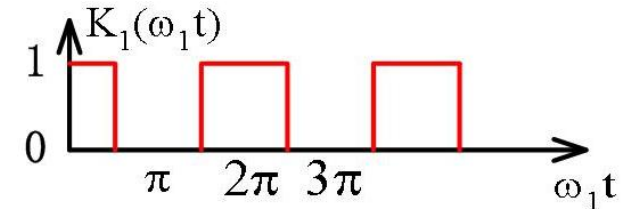
$$K_1(\omega t - \pi) = \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \cos \omega t + \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega t + \dots$$

(3) 双向余弦开关函数

$$K_2(\omega t) = K_1(\omega t) - K_1(\omega t - \pi)$$

$$K_2(\omega t) = \begin{cases} 1 & (2n\pi - \frac{\pi}{2}) < \omega t < (2n\pi + \frac{\pi}{2}) \\ -1 & (2n\pi + \frac{\pi}{2}) < \omega t < (2n\pi + \frac{3\pi}{2}) \end{cases}$$
$$n = 0, 1, 2, 3, \dots$$

$$K_2(\omega t) = \frac{4}{\pi} \cos \omega t - \frac{4}{3\pi} \cos 3\omega t + \dots$$



(4) 正弦型

若 $v_1(t) = V_{1m} \sin \omega_1 t$

➤ 单向正相正弦开关函数

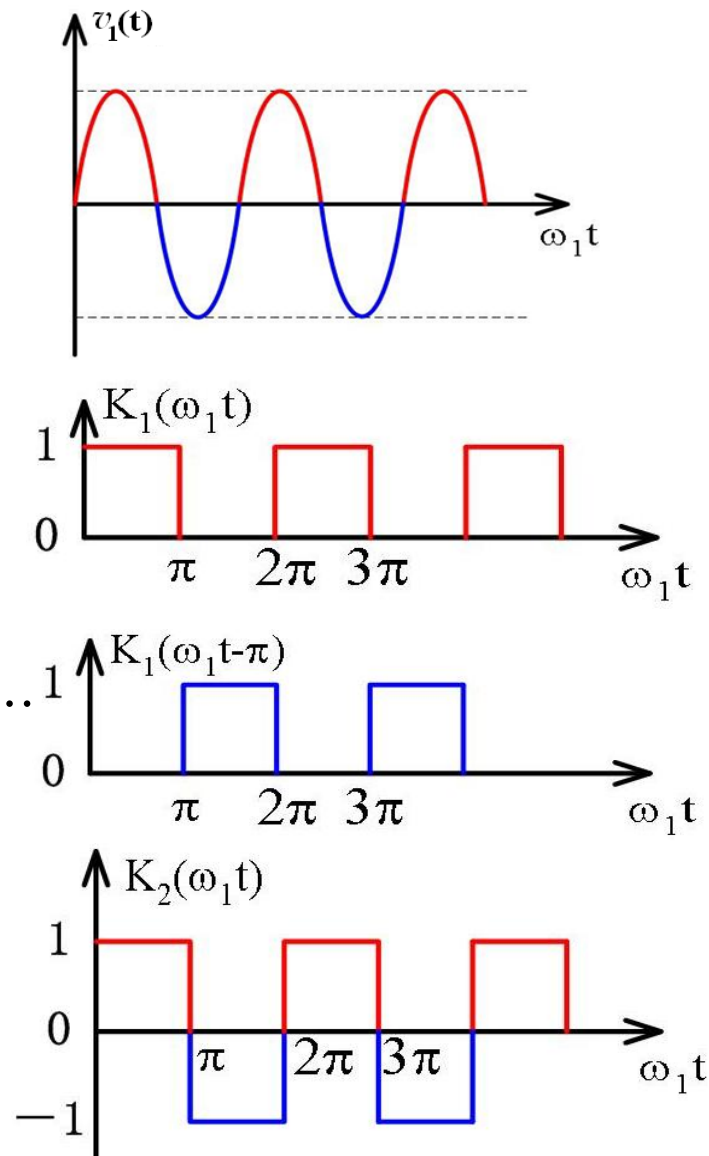
$$K_1(\omega_1 t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sin \omega_1 t + \frac{2}{3\pi} \sin 3\omega_1 t + \dots$$

➤ 单向反相正弦开关函数

$$K_1(\omega_1 t - \pi) = \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \sin \omega_1 t - \frac{2}{3\pi} \sin 3\omega_1 t + \dots$$

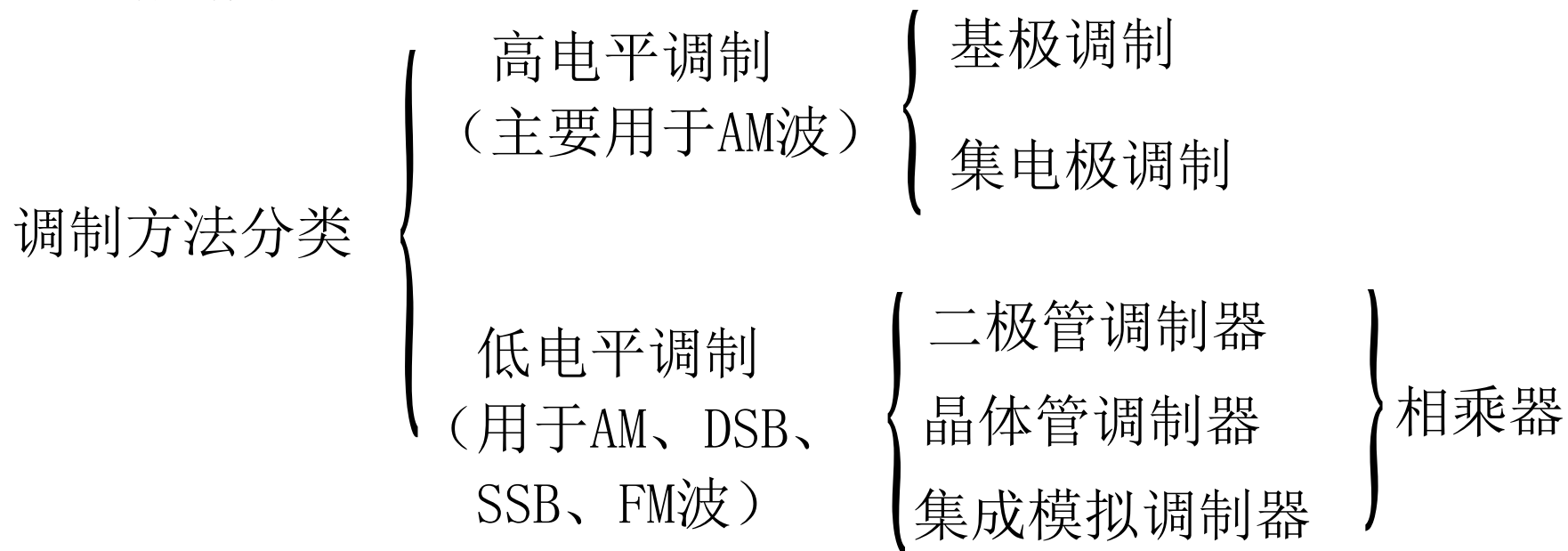
➤ 双向正弦开关函数

$$K_2(\omega_1 t) = \frac{4}{\pi} \sin \omega_1 t + \frac{4}{3\pi} \sin 3\omega_1 t + \dots$$



振幅调制电路

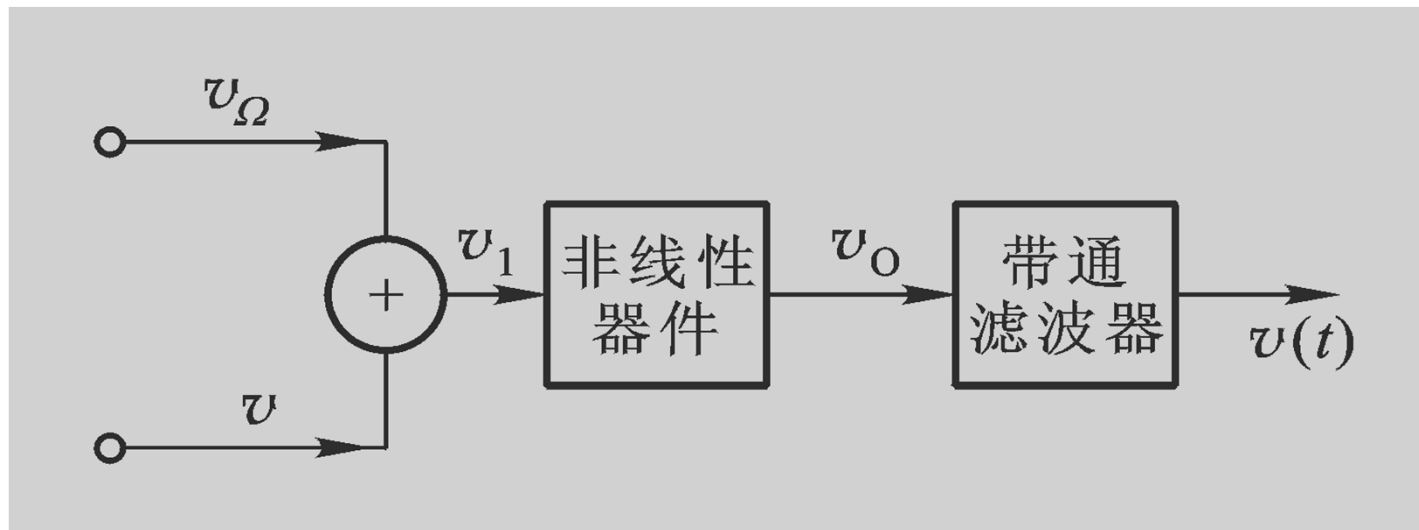
调幅过程是把调制信号的频谱从低频搬移到载频的两侧，搬移过程中，频谱的结构不发生变化，属于频谱的线性搬移。



调幅电路工作原理

调幅波的共同之处都是在调幅前后产生了新的频率分量，也就是说都需要用非线性器件来完成频率变换。

这里将调制信号 v_{Ω} 与载波信号 v_{ω_0} 相加后，同时加入非线性器件，然后通过中心频率为 ω_0 的带通滤波器取出输出电压 v_o 中的调幅波成分。



调幅电路工作原理

二极管的特性可表示为: $i \approx I_s e^{\frac{qu}{kT}}$

幂级数展开: $i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3 + \dots$

输入电压为: $u = U_m \cos \omega t$

代入上式, 化解得:

$$\begin{aligned} i &= a_0 + a_1 U_m \cos \omega t + a_2 U_m^2 \cos^2 \omega t \\ &= (a_0 + \frac{1}{2} a_2 U_m^2) + a_1 U_m \cos \omega t + \frac{1}{2} a_2 U_m^2 \cos 2\omega t \\ &= I_0 + I_{1m} \cos \omega t + I_{2m} \cos 2\omega t \end{aligned}$$

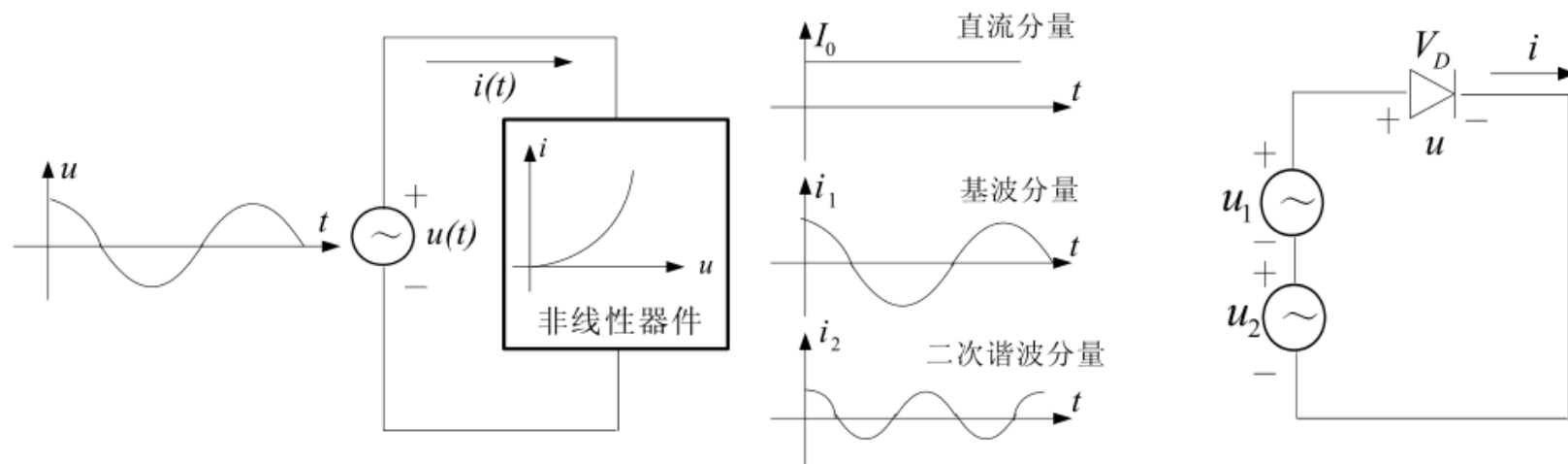
- (1) 二极管非线性特性使电流中有了新的频率成分, 其具备频率变换作用。
- (2) 新的频率分量中, 直流分量 I_0 较起始电流 a_0 有一个增量, 它与特性曲线的偶次项系数 a_2 以及交流电压振幅 U_m 的平方有关。基波分量由奇次项产生, 二次谐波分量由二次以上偶次项产生。



工作原理

输入电压为: $u = u_1 + u_2 = U_{\Omega m} \cos \Omega t + U_{cm} \cos \omega_c t$

代入化解得:

$$\begin{aligned} i &= a_0 + a_1(U_{\Omega m} \cos \Omega t + U_{cm} \cos \omega_c t) + a_2(U_{\Omega m} \cos \Omega t + U_{cm} \cos \omega_c t)^2 \\ &= (a_0 + \frac{a_2}{2} U_{\Omega m}^2 + \frac{a_2}{2} U_{cm}^2) + a_1(U_{\Omega m} \cos \Omega t + U_{cm} \cos \omega_c t) \\ &\quad + \frac{a_2}{2} (U_{\Omega m}^2 \cos 2\Omega t + U_{cm}^2 \cos 2\omega_c t) \\ &\quad + a_2 U_{\Omega m} U_{cm} [\cos(\omega_c + \Omega)t + \cos(\omega_c - \Omega)t] \end{aligned}$$


高频电子线路

注意问题: $i = a_0 + a_1(u_1 + u_2) + a_2(u_1 + u_2)^2 + \dots + a_n(u_1 + u_2)^n + \dots$

(1) 在非线性函数的幂级数分析方法中, 根据需要只选择前面几项进行分析即可, 一般取 $n=2\sim 3$ 。

(2) 若幂多项式最高次数为 n , 则电流中的最高谐波次数不超过 n ; 组合频率 $p\omega_2 \pm q\omega_1$ 中, $p + q \leq n$ 。

例如: $n=2$, 且 $\omega_2 > \omega_1$ 则电流中的频率成分有:

$$\omega_1、\omega_2; \quad 2\omega_1、2\omega_2; \quad \omega_2 + \omega_1、\omega_2 - \omega_1;$$

若 $n=3$, 且 $\omega_2 > \omega_1$ 则电流中的频率成分有:

$$\omega_1、\omega_2; \quad 2\omega_1、2\omega_2; \quad 3\omega_1、3\omega_2;$$

$$\omega_2 + \omega_1、\omega_2 - \omega_1; \quad 2\omega_2 + \omega_1、2\omega_2 - \omega_1;$$

$$\omega_2 + 2\omega_1、\omega_2 - 2\omega_1;$$

(3) 所有组合频率都是成对出现的。



(4) 电流中的直流成分、偶次谐波以及系数之和 $(p+q)$ 为偶数的各种组合频率成分，其振幅均只与幂级数的偶次项系数（包括常数项）有关，而与奇次项系数无关。类似地，奇次谐波以及系数之和为奇数的各种组合频率成分，其振幅只与幂级数的奇次项系数有关，而与偶次项系数无关。

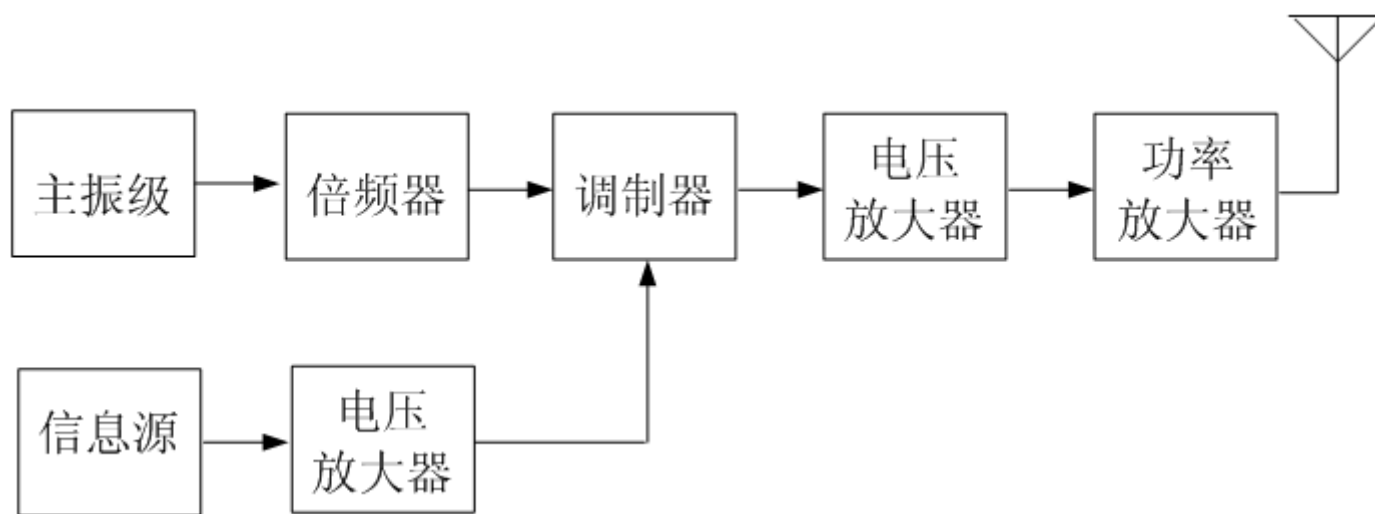
(5) m 次谐波以及系数之和等于 m 的个组合频率成分，其振幅只与幂级数中等于及高于 m 次的各项系数有关。

(6) 在实际工作中，非线性元件的主要作用在于进行频率变换，线性网络的主要作用在于选频或滤波。所以常用具有选频作用的某种线性网络作为非线性元件的负载，以便从非线性元件的输出电流中取出所需要的频率成分，滤除无用的干扰频率成分，从而实现频率的搬移功能。



低电平调幅电路

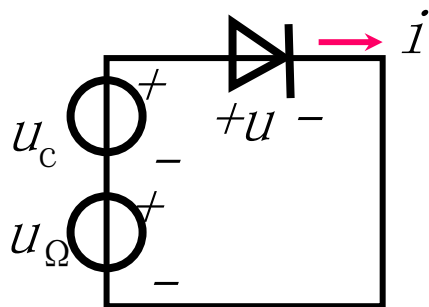
重要基础内容



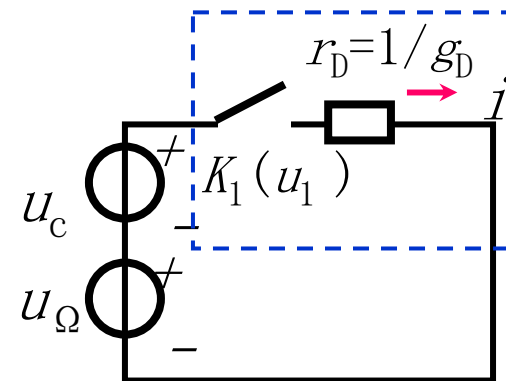
先在发射机的末前级产生高频调幅信号，再经过线性高频功率放大器放大后达到所需要的发射功率

二极管低电平调幅电路

- 二极管的开关工作状态
- 工作条件
 - u_c 信号足够大 \rightarrow 器件工作于开关状态
 - u_Ω 信号应足够小



$$\begin{aligned} u_c &= U_{cm} \cos \omega_c t \\ u_\Omega &= U_{\Omega m} \cos \Omega t \\ U_{cm} &\gg U_{\Omega m}, \\ u_c &\text{控制V开关工作} \end{aligned}$$



单向开关函数-开关状态的数学表达

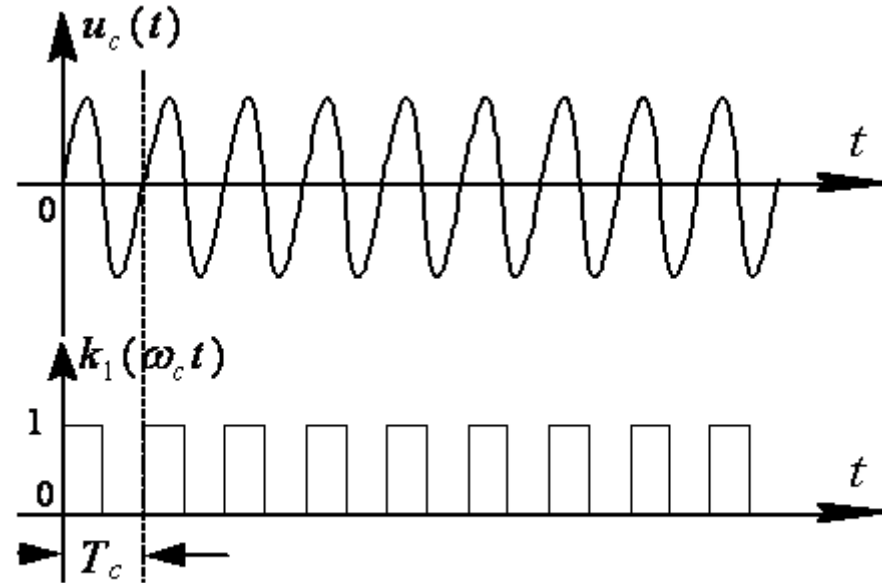
- 开关函数反映 u_c 控制二极管的通断情况
- 频率与载频相等！

$$k_1(\omega_c t) = \begin{cases} 1 & u_c \geq 0 \\ 0 & u_c < 0 \end{cases}$$

其傅里叶级数展开式:

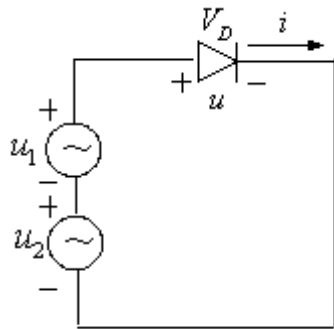
$$k_1(\omega_c t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_c t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_c t + \frac{2}{5\pi} \cos 5\omega_c t + \dots$$

$$\begin{aligned} k_2(\omega_c t) &= -k_1(\omega_c t) \\ &= \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \cos \omega_c t + \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_c t - \frac{2}{5\pi} \cos 5\omega_c t + \dots \end{aligned}$$



与载波对应的单向开关函数

利用开关函数分析二极管相乘电路



$$i = g_D(u_1)(u_1 + u_2) = g_D K_1(u_1)(u_1 + u_2)$$

$$K_1(\omega_1 t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_1 t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_1 t + \dots$$

$$i = g_D K_1(\omega_1 t)(u_1 + u_2)$$

$$= g_D \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_1 t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_1 t + \dots \right) (U_{1m} \cos \omega_1 t + U_{2m} \cos \omega_2 t)$$

高频电子线路

$$\begin{aligned} i &= g_D K_1(\omega_1 t)(u_1 + u_2) \\ &= g_D \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_1 t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_1 t + \dots \right) (U_{1m} \cos \omega_1 t + U_{2m} \cos \omega_2 t) \\ &= \frac{g_D}{\pi} U_{1m} + \frac{g_D}{2} U_{1m} \cos(\omega_1 t) + \frac{g_D}{2} U_{2m} \cos(\omega_2 t) + \\ &\quad \frac{g_D}{\pi} U_{2m} [\cos(\omega_1 + \omega_2)t] + \frac{g_D}{\pi} U_{2m} [\cos(\omega_1 - \omega_2)t] + \\ &\quad \frac{2g_D}{3\pi} U_{1m} \cos(2\omega_1 t) - \frac{g_D}{3\pi} U_{1m} \cos(4\omega_1 t) - \frac{g_D}{3\pi} U_{2m} \\ &\quad \cos[(3\omega_1 + \omega_2)t] - \frac{g_D}{3\pi} U_{2m} \cos[(3\omega_1 - \omega_2)t] + \dots \end{aligned}$$

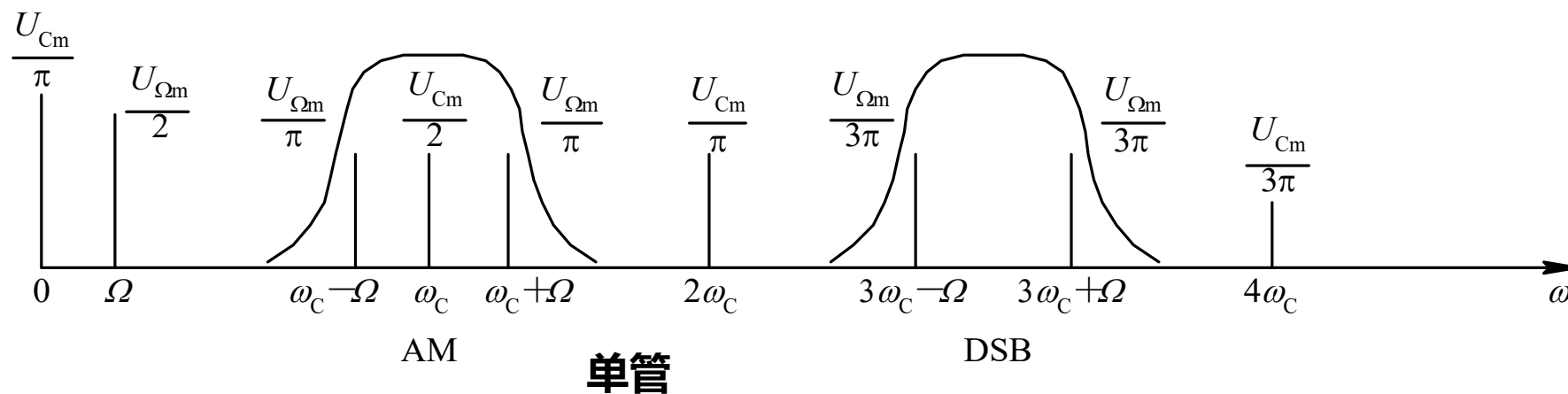
频率有 $\pm \omega_1, \pm \omega_1 \pm \omega_1, \pm \omega_1 \pm 3\omega_1 \dots$

$\pm \omega_2, \pm \omega_2 \pm \omega_1, \pm \omega_2 \pm 3\omega_1 \dots$

实际上只是频率的叠加
不需要完整的表达式



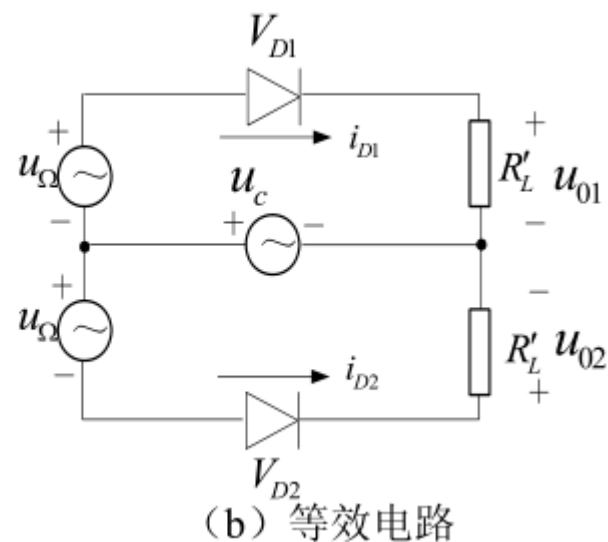
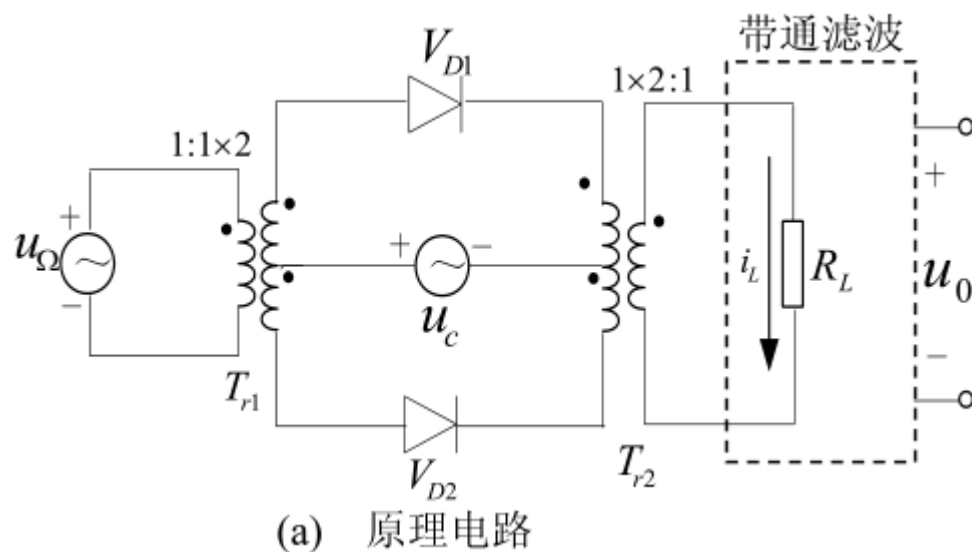
频谱结构



低电平调幅电路

1. 二极管电路

(1) 二极管平衡调制器



该电路的元件挑选原则是：两只二极管应该具有完全相同伏安特性，变压器 T_{r1} 的次级线圈以及 T_{r2} 的初级线圈中心抽头的上下绕组匝数要求完全相等。

低电平调幅电路

1. 二极管电路

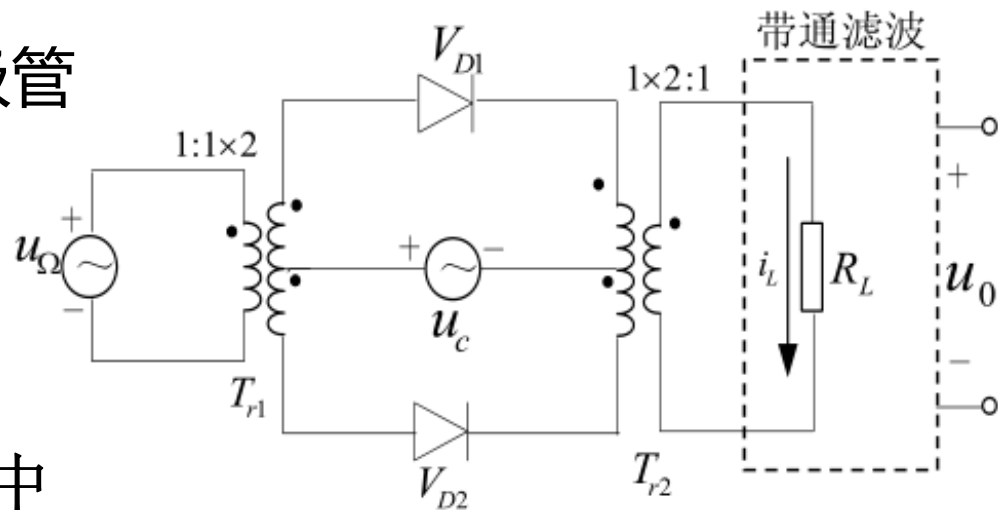
(1) 二极管平衡调制器

a) D_1 、 D_2 为理想开关二极管

b) u_c 同相加到 D_1 、 D_2 上,
 u_Ω 反相加到 D_1 、 D_2 上。

c) T_{r1} 次级与 T_{r2} 初级具有中心抽头，并上下严格对称。

d) 差动输出电流 $i = i_{D1} - i_{D2}$



(1) 二极管平衡调制器

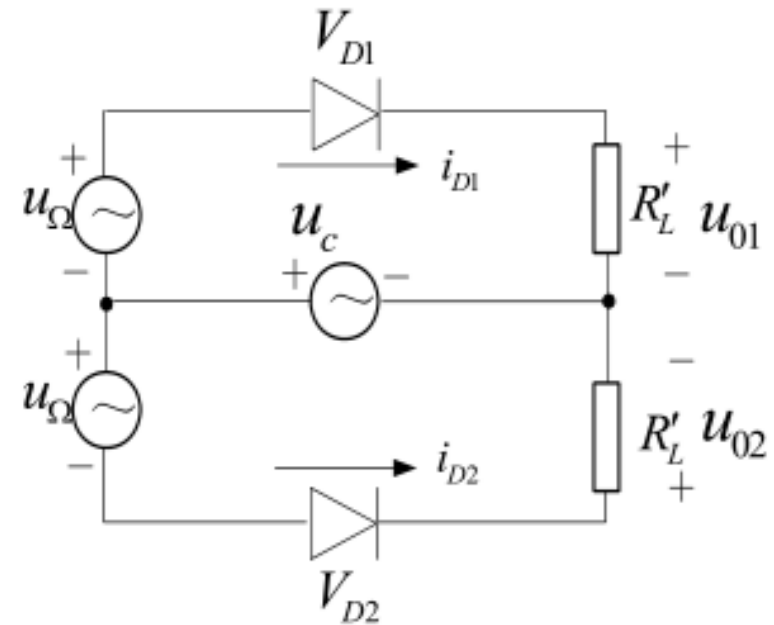
设: $u_{\Omega}(t) = U_{\Omega m} \cos \Omega t$

$$u_c(t) = U_{cm} \cos \omega_c t$$

$$U_{cm} \gg U_{\Omega m}$$

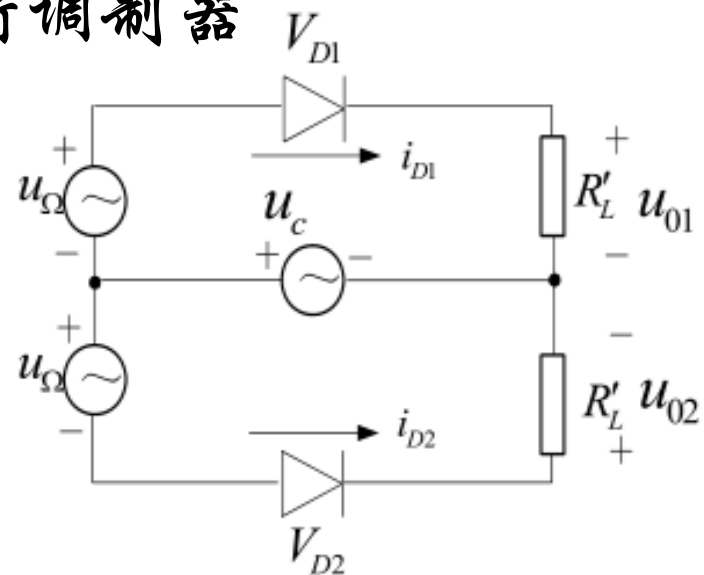
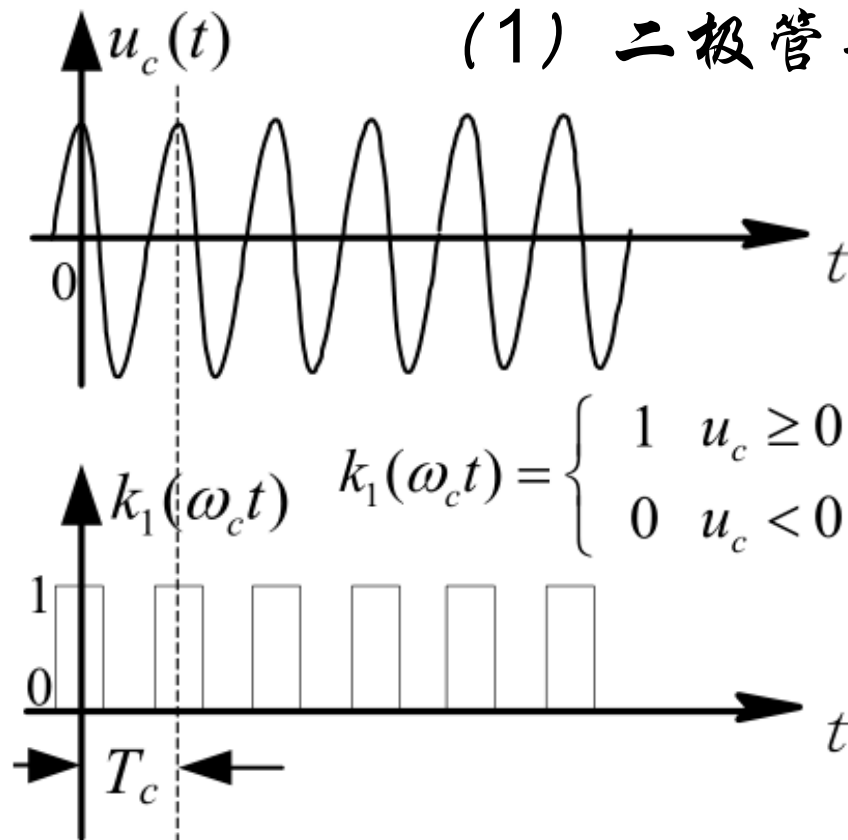
$$u_{01}(t) = u_c + u_{\Omega}$$

$$u_{02}(t) = u_c - u_{\Omega}$$



u_c 控制二极管 D_1 、 D_2 开关工作

(1) 二极管平衡调制器



$$u_{01}(t) = (u_c + u_\Omega)k_1(\omega_c t)$$

$$u_{02}(t) = (u_c - u_\Omega)k_1(\omega_c t)$$

$$u_0 = (u_{01} - u_{02}) = (u_c + u_\Omega)k_1(\omega_c t) - (u_c - u_\Omega)k_1(\omega_c t) = 2u_\Omega \cdot k_1(\omega_c t)$$

(1) 二极管平衡调制器

$$\left. \begin{aligned} u_{\Omega} &= U_{\Omega m} \cos \Omega t \\ k_1(\omega_c t) &= \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_c t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_c t + \frac{2}{5\pi} \cos 5\omega_c t + \dots \\ u_0 &= 2u_{\Omega} \cdot k_1(\omega_c t) \end{aligned} \right\}$$

$$u_0 = 2u_{\Omega} \cdot k_1(\omega_c t)$$

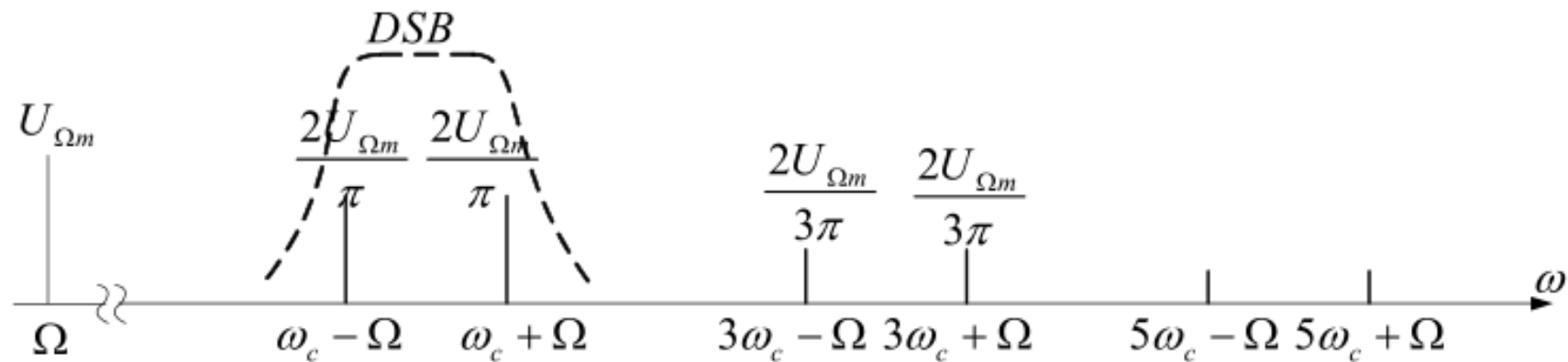
$$= 2U_{\Omega m} \cos \Omega t \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_c t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_c t + \frac{2}{5\pi} \cos 5\omega_c t + \dots \right)$$

$$= U_{\Omega m} \cos \Omega t + \frac{4U_{\Omega m}}{\pi} \cos \Omega t \cdot \cos \omega_c t - \frac{4U_{\Omega m}}{3\pi} \cos \Omega t \cdot \cos 3\omega_c t + \dots$$



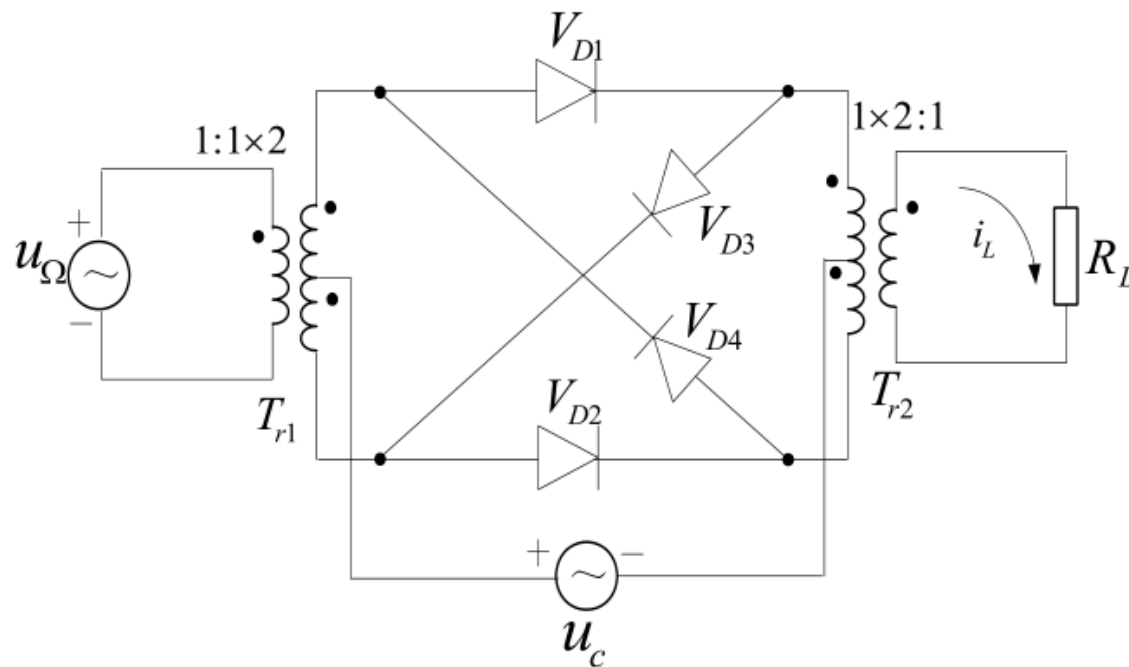
(1) 二极管平衡调制器

$$u_0 = U_{\Omega m} \cos \Omega t + \frac{4U_{\Omega m}}{\pi} \cos \Omega t \cdot \cos \omega_c t - \frac{4U_{\Omega m}}{3\pi} \cos \Omega t \cdot \cos 3\omega_c t + \dots$$



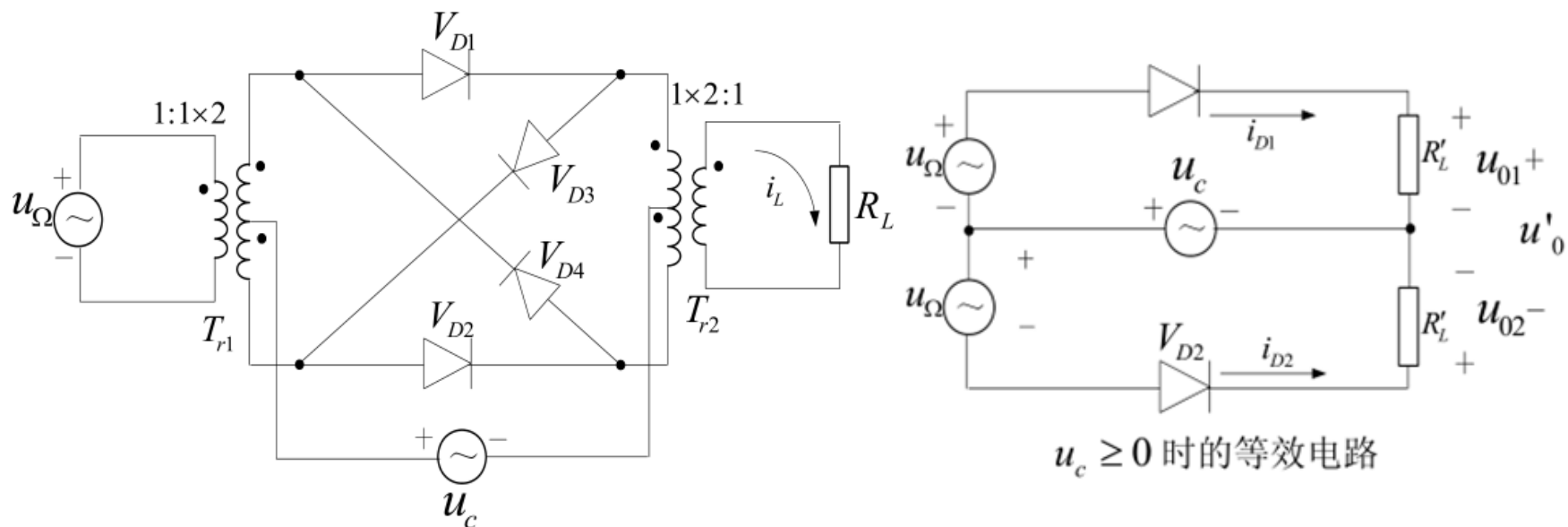
输出中没有载波分量，有上、下边带 $(\omega_c \pm \Omega)$ 与调制信号频率 Ω 、 $(n\omega_c \pm \Omega)$ (n 为不小于3的奇整数) 等无用组合频率分量

(2) 二极管环形调制器



电路元件的挑选原则是：四只二极管应具有完全相同伏安特性，两变压器中心抽头上下绕组的匝数也应完全相等。

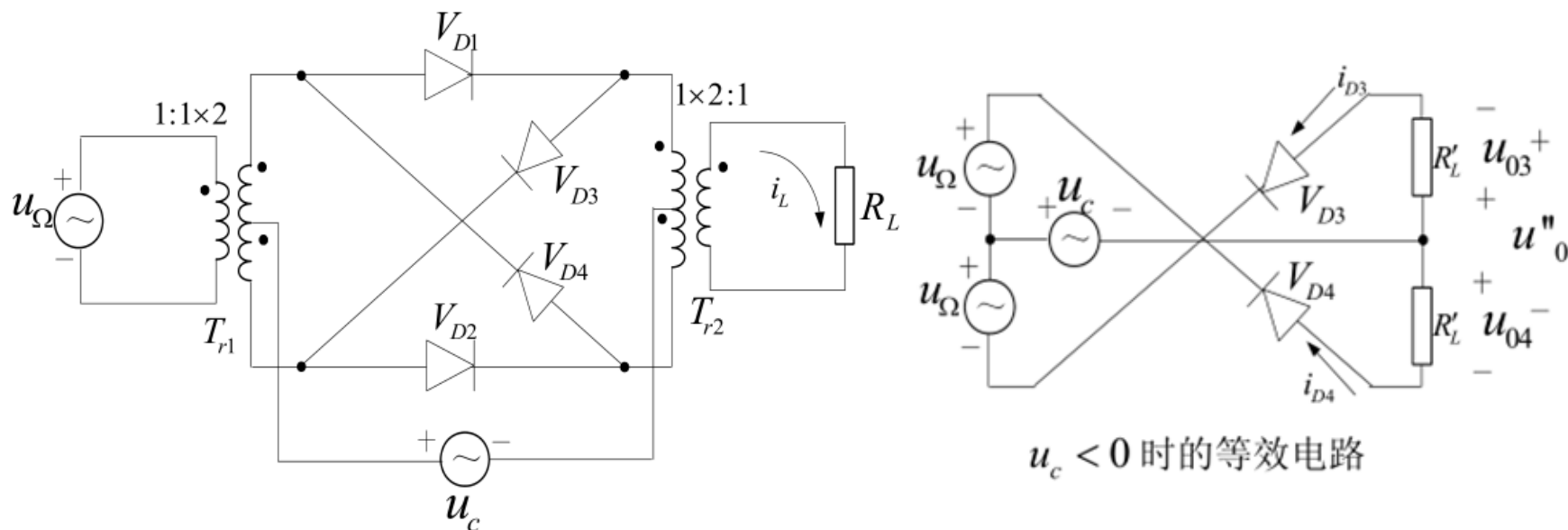
(2) 二极管环形调制器



当 $u_c \geq 0$ 时，二极管 V_{D1} 和 V_{D2} 导通，而 V_{D3} 和 V_{D4} 截止。

当 $u_c < 0$ 时，二极管 V_{D1} 和 V_{D2} 截止，而 V_{D3} 和 V_{D4} 导通。

(2) 二极管环形调制器



当 $u_c \geq 0$ 时，二极管 V_{D1} 和 V_{D2} 导通，而 V_{D3} 和 V_{D4} 截止。

当 $u_c < 0$ 时，二极管 V_{D1} 和 V_{D2} 截止，而 V_{D3} 和 V_{D4} 导通。

(2) 二极管环形调制器

信号电压 $u_{\Omega}(t) = U_{\Omega m} \cos \Omega t$

载波电压 $u_c(t) = U_{cm} \cos \omega_c t$

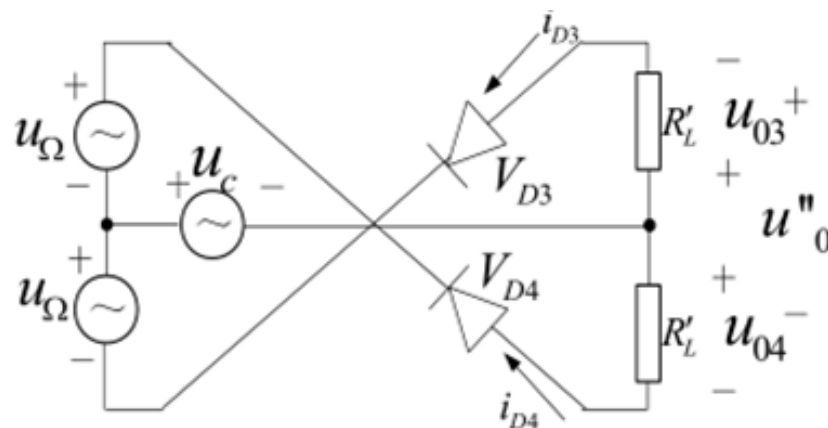
$u_c \geq 0$ 时 $u'_{0} = 2u_{\Omega} \cdot k_1(\omega_c t)$

$u_c < 0$ 时 $u_{03}(t) = u_{\Omega} - u_c$
 $u_{04}(t) = -u_c - u_{\Omega}$

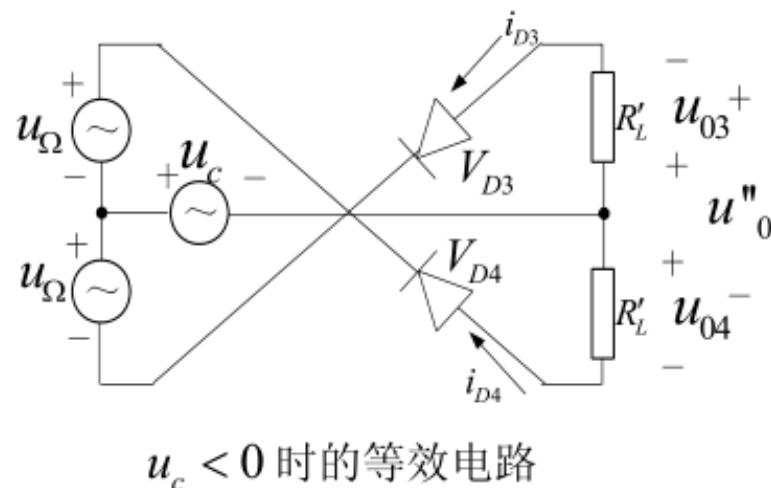
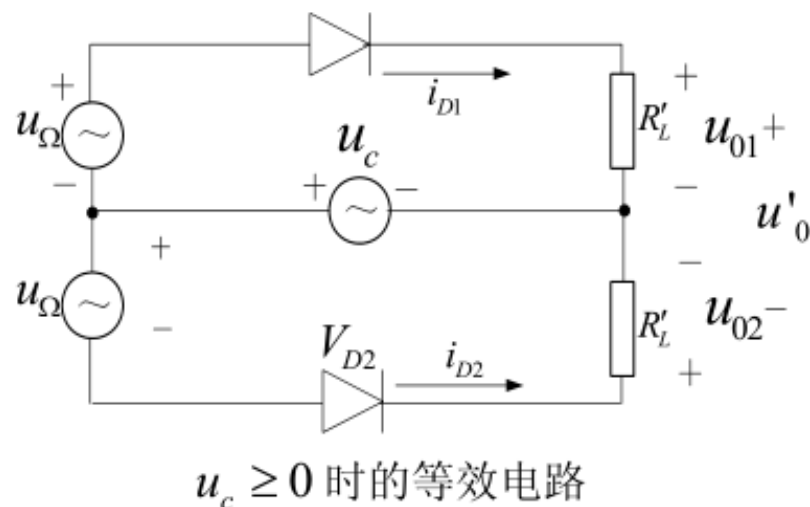
反向开关函数 $k_2(\omega_c t) = \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \cos \omega_c t + \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_c t - \frac{2}{5\pi} \cos 5\omega_c t + \dots$

$$k_2(\omega_c t) = \begin{cases} 0 & u_c \geq 0 \\ 1 & u_c < 0 \end{cases} \quad \begin{aligned} u_{03}(t) &= (u_{\Omega} - u_c) k_2(\omega_c t) \\ u_{04}(t) &= (-u_c - u_{\Omega}) k_2(\omega_c t) \end{aligned}$$

$$u''_0 = (u_{04} - u_{03}) k_2(\omega_c t) = -2u_{\Omega} \cdot k_2(\omega_c t)$$



(2) 二极管环形调制器

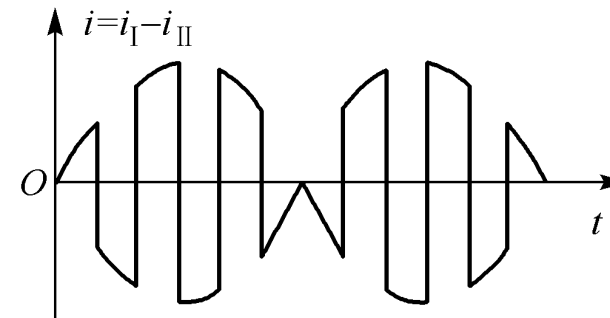
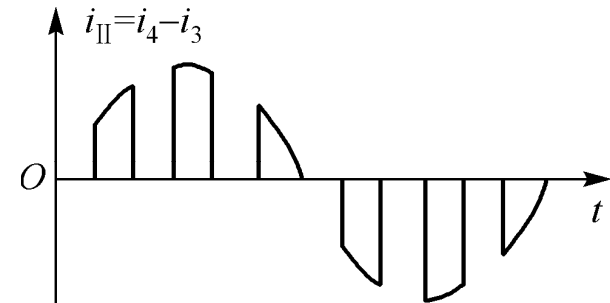
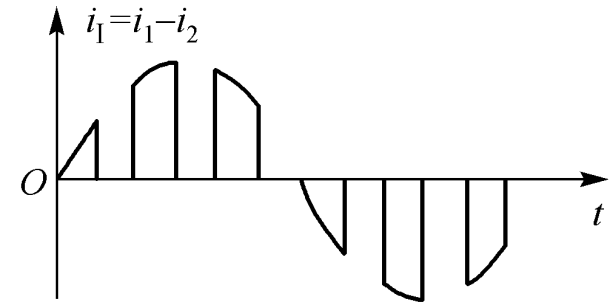


$$u_0 = u'_0 + u''_0 = 2u_\Omega \cdot [k_1(\omega_c t) - k_2(\omega_c t)] = 2u_\Omega k(\omega_c t)$$

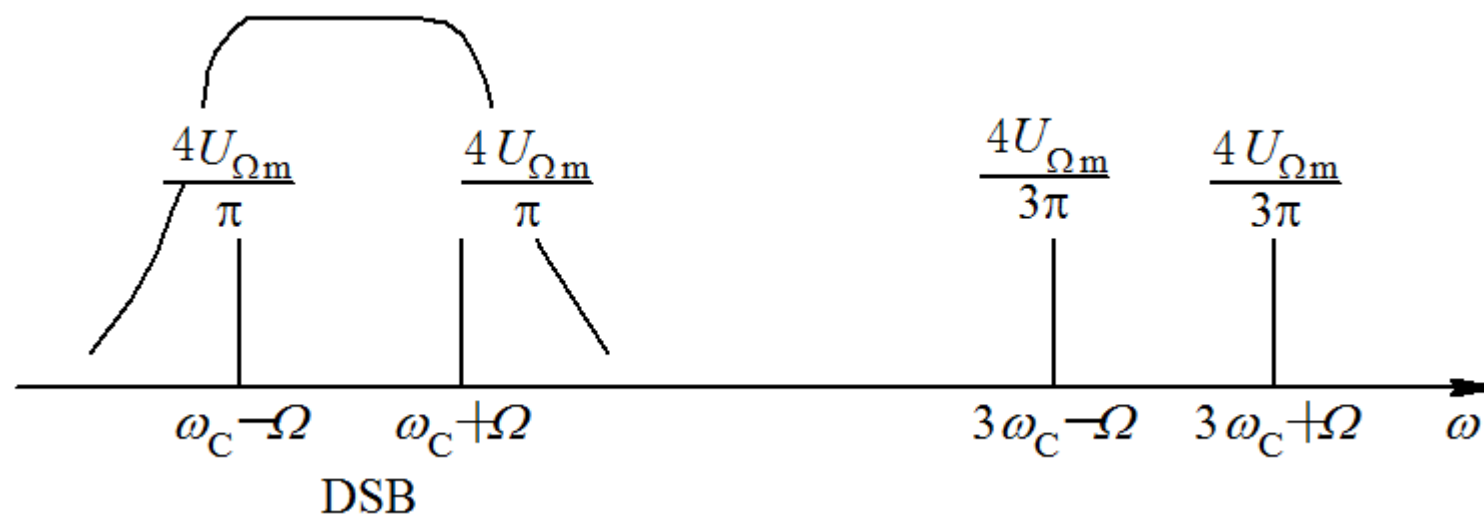
双向开关函数 $k(\omega_c t) = \begin{cases} +1 & u_c \geq 1 \\ -1 & u_c < 0 \end{cases} = \frac{4}{\pi} \cos \omega_c t - \frac{4}{3\pi} \cos 3\omega_c t + \frac{4}{5\pi} \cos 5\omega_c t + \dots$

(2) 二极管环形调制器

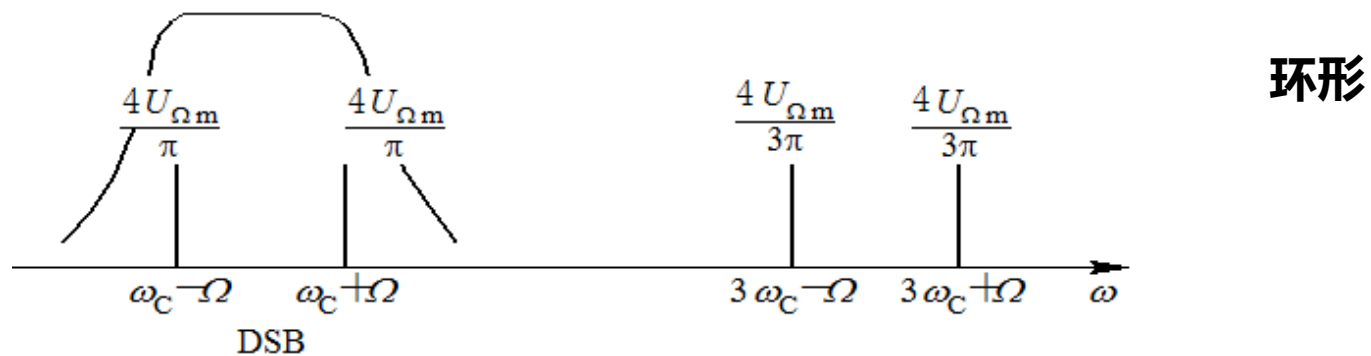
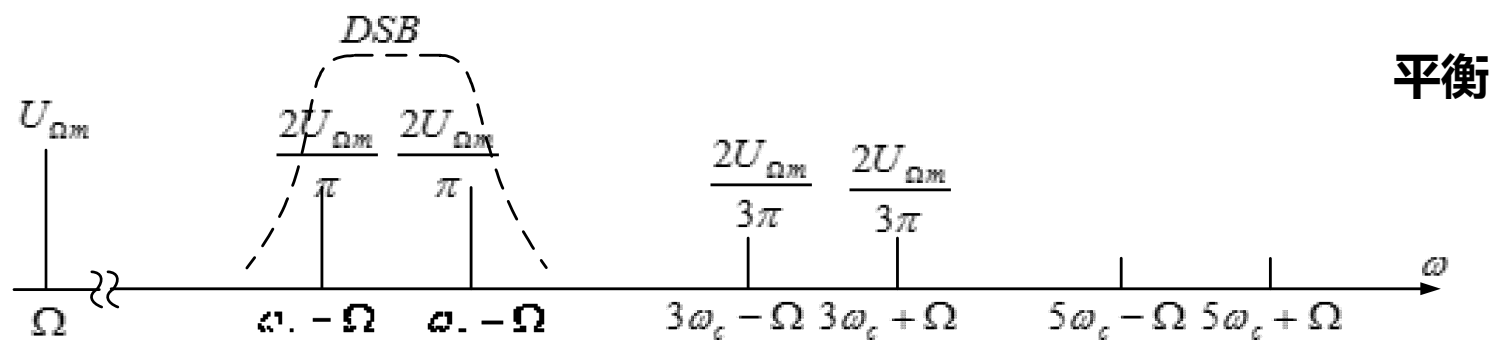
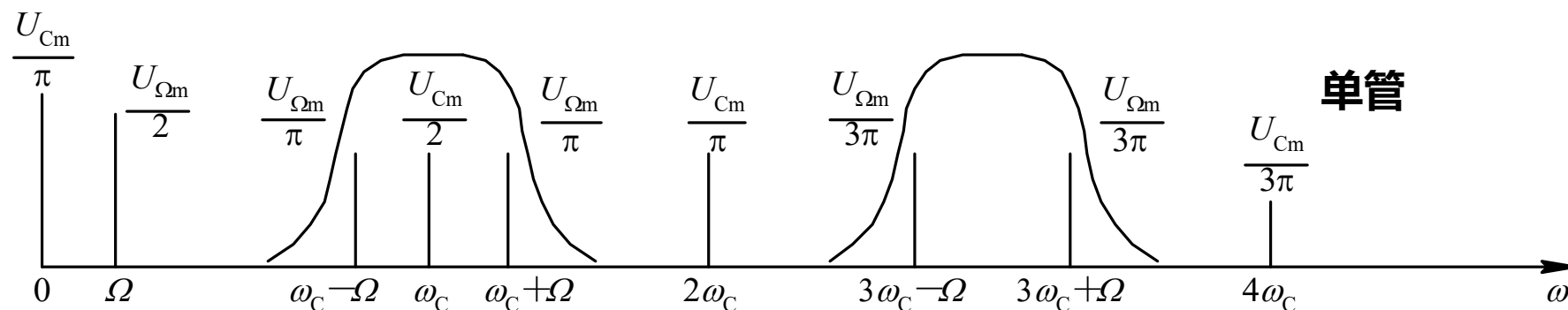
$$\begin{aligned}u_0 &= 2u_{\Omega} \cdot k(\omega_c t) \\&= 2U_{\Omega m} \cos \Omega t \cdot \left(\frac{4}{\pi} \cos \omega_c t - \frac{4}{3\pi} \cos 3\omega_c t + \frac{4}{5\pi} \cos 5\omega_c t + \dots \right) \\&= \frac{8U_{\Omega m}}{\pi} \cos \Omega t \cdot \cos \omega_c t - \frac{8U_{\Omega m}}{3\pi} \cos \Omega t \cdot \cos 3\omega_c t + \dots \\&= \frac{4U_{\Omega m}}{\pi} [\cos(\omega_c + \Omega)t + \cos(\omega_c - \Omega)t] \\&\quad - \frac{4U_{\Omega m}}{3\pi} [\cos(3\omega_c + \Omega)t + \cos(3\omega_c - \Omega)t] + \dots\end{aligned}$$



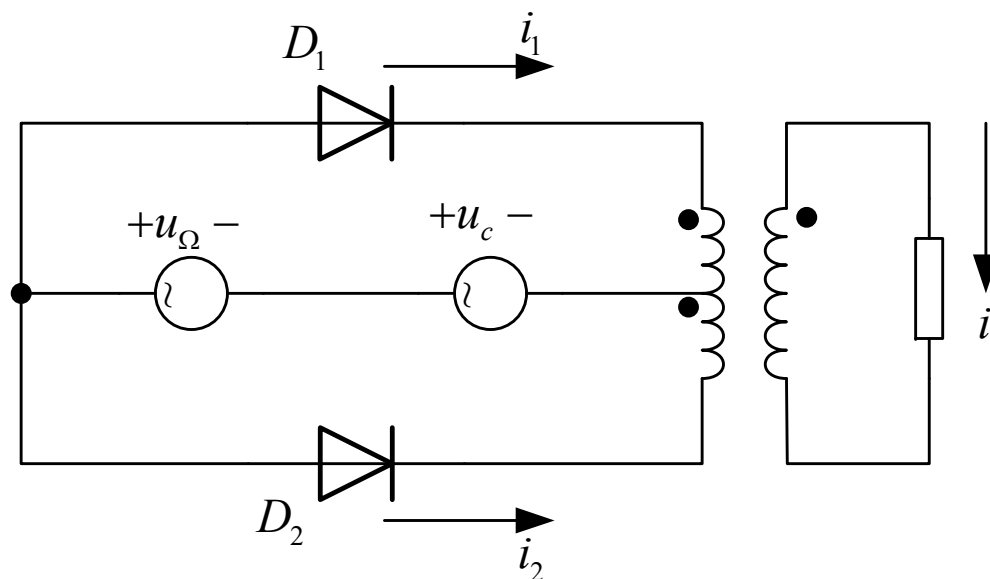
频谱



高频电子线路



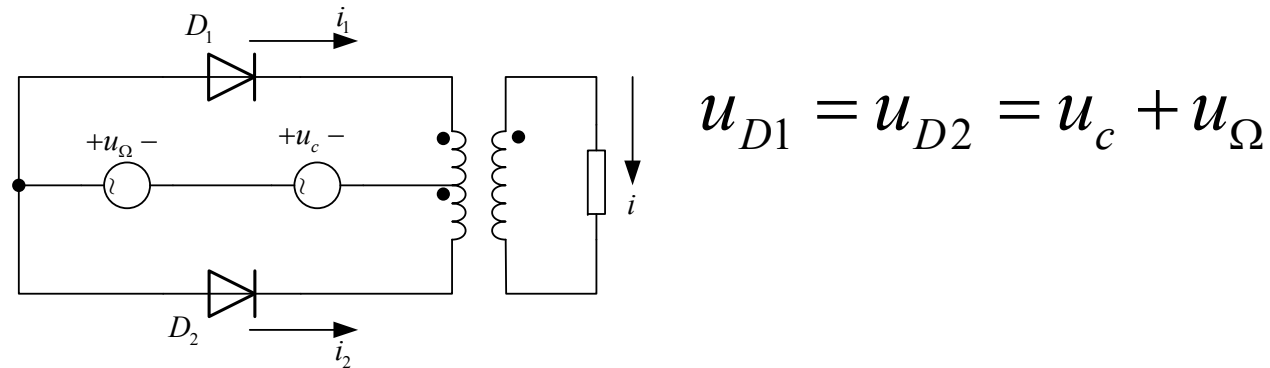
- 分析下列电路能否实现DSB调制



目标:分析 i 的频率成分

方法: $u_c + u_\Omega$;以 u_c 来决定D的导通状态

并且用开关函数表示

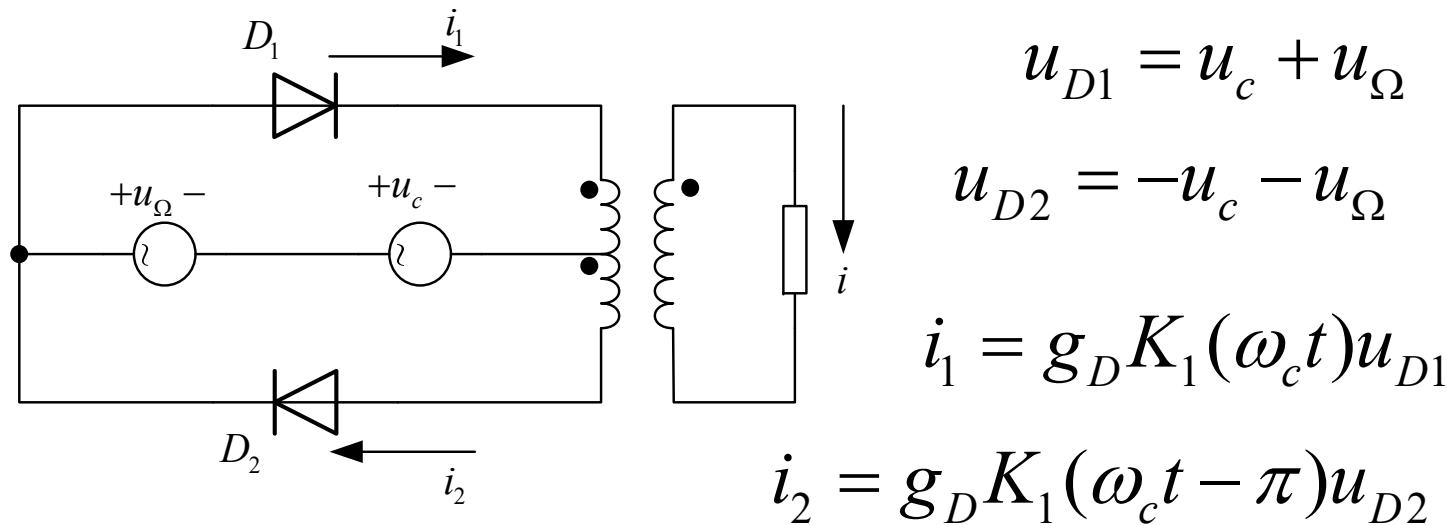


g_D 为二极管的伏安特性曲线的斜率

$$i_1 = g_D K_1(\omega_c t) u_{D1}; i_2 = g_D K_1(\omega_c t) u_{D2}$$

$i = i_1 - i_2 = 0$ 不能实现DSB

高频电子线路



$$i = i_1 + i_2 = g_D [K_1(\omega_c t) - K_1(\omega_c t - \pi)] (u_c + u_{\Omega})$$
$$= g_D K_2(\omega_c t) (u_c + u_{\Omega})$$

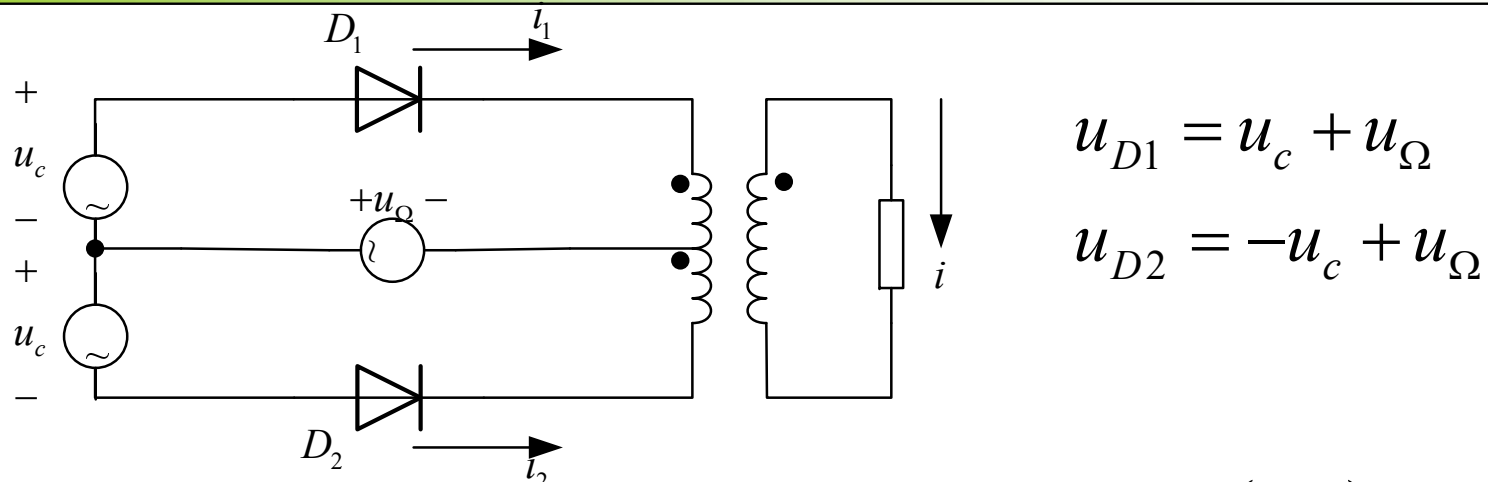
频率成分: $\omega_c \pm \omega_c; 3\omega_c \pm \omega_c \dots$

$\omega_c \pm \Omega; 3\omega_c \pm \Omega \dots$

有DSB信号



高频电子线路



$$u_{D1} = u_c + u_{\Omega}$$

$$u_{D2} = -u_c + u_{\Omega}$$

$$u_c \text{ 正向加到 } D_1 \text{ 反向加到 } D_2 \quad \therefore i_1 = g_D K_1(\omega_c t) u_{D1}$$

$$\therefore i_2 = g_D K_1(\omega_c t - \pi) u_{D2}$$

$$\therefore i = i_1 - i_2$$

$$= g_D K_1(\omega_c t) (u_c + u_{\Omega}) - g_D K_1(\omega_c t - \pi) (-u_c + u_{\Omega})$$

$$= g_D [K_1(\omega_c t) + K_1(\omega_c t - \pi)] u_c$$

$$+ g_D [K_1(\omega_c t) - K_1(\omega_c t - \pi)] u_{\Omega}$$



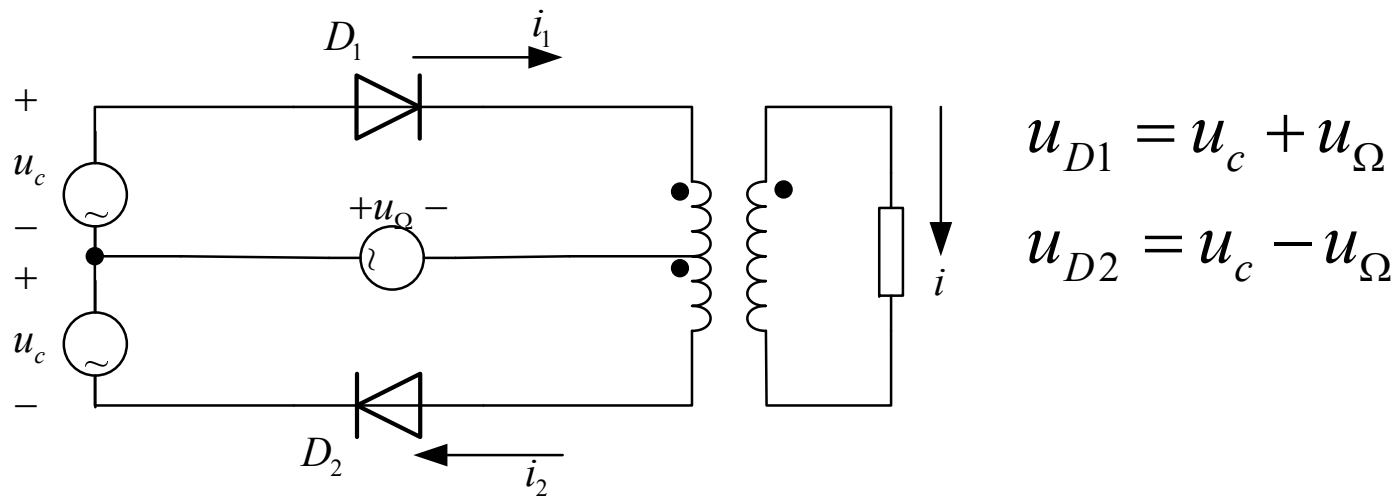
$$\begin{aligned}\therefore i &= g_D[K_1(\omega_c t) + K_1(\omega_c t - \pi)]u_c \\ &+ g_D[K_1(\omega_c t) - K_1(\omega_c t - \pi)]u_\Omega \\ &= g_D u_c + g_D K_2(\omega_c t)u_\Omega\end{aligned}$$

产生的频率： ω_c
 $\omega_c \pm \Omega; 3\omega_c \pm \Omega \dots$

可以得到AM



高频电子线路



$$i_1 = g_D K_1(\omega_c t) u_{D1}; i_2 = g_D K_1(\omega_c t) u_{D2}$$

$$i = i_1 + i_2 = g_D K_1(\omega_c t) (u_{D1} + u_{D2})$$

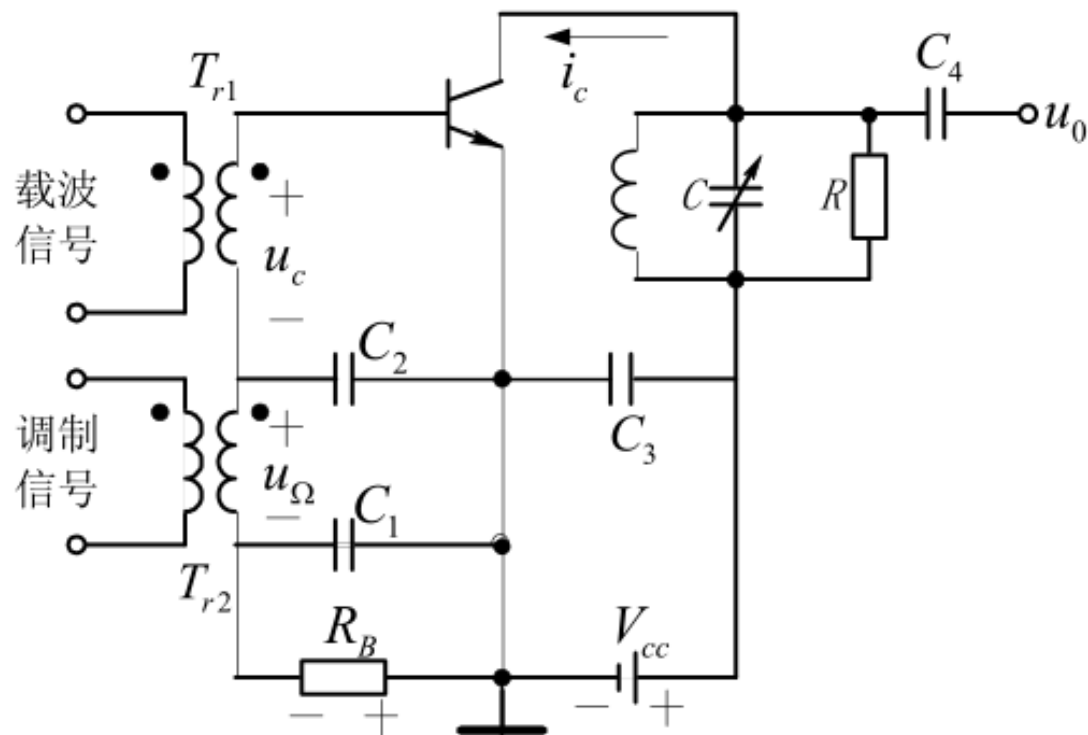
$$= 2g_D K_1(\omega_c t) u_c$$

不包含调制信号,不能调制



高电平调幅电路

(1) 基级调幅电路



C_2 为高频旁路电容 C_1 为低频旁路电容 C_3 为高频旁路电容 C_4 为耦合电容

集电极谐振回路调谐在 f_c 上

高电平调幅电路

(1) 基级调幅电路

载波信号电压

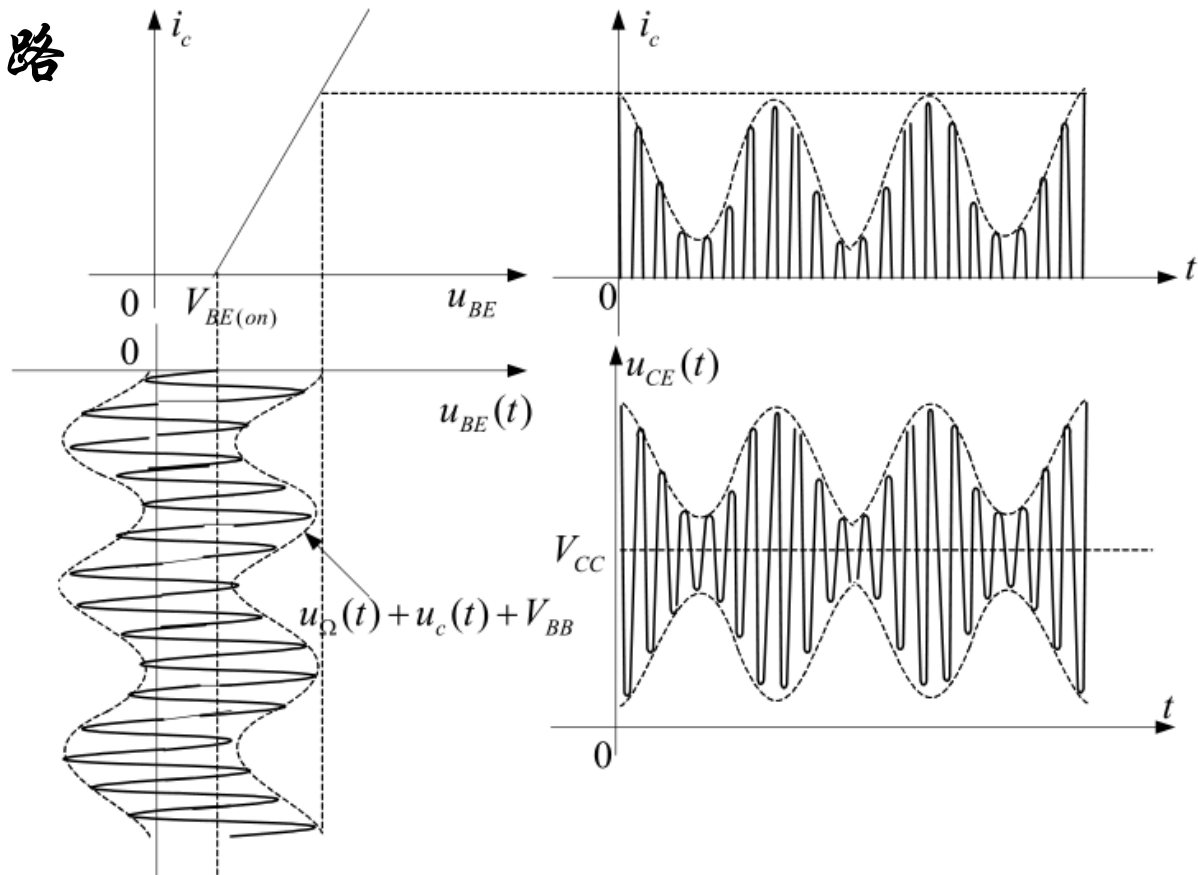
$$u_c(t) = U_{cm} \cos \omega_c t$$

调制信号电压

$$u_{\Omega}(t) = U_{\Omega m} \cos \Omega t$$

晶体管 BE 间电压

$$u_{BE} = (V_{BB} + U_{\Omega m} \cos \Omega t) + U_{cm} \cos \omega_c t = V_{BB}(t) + U_{cm} \cos \omega_c t$$

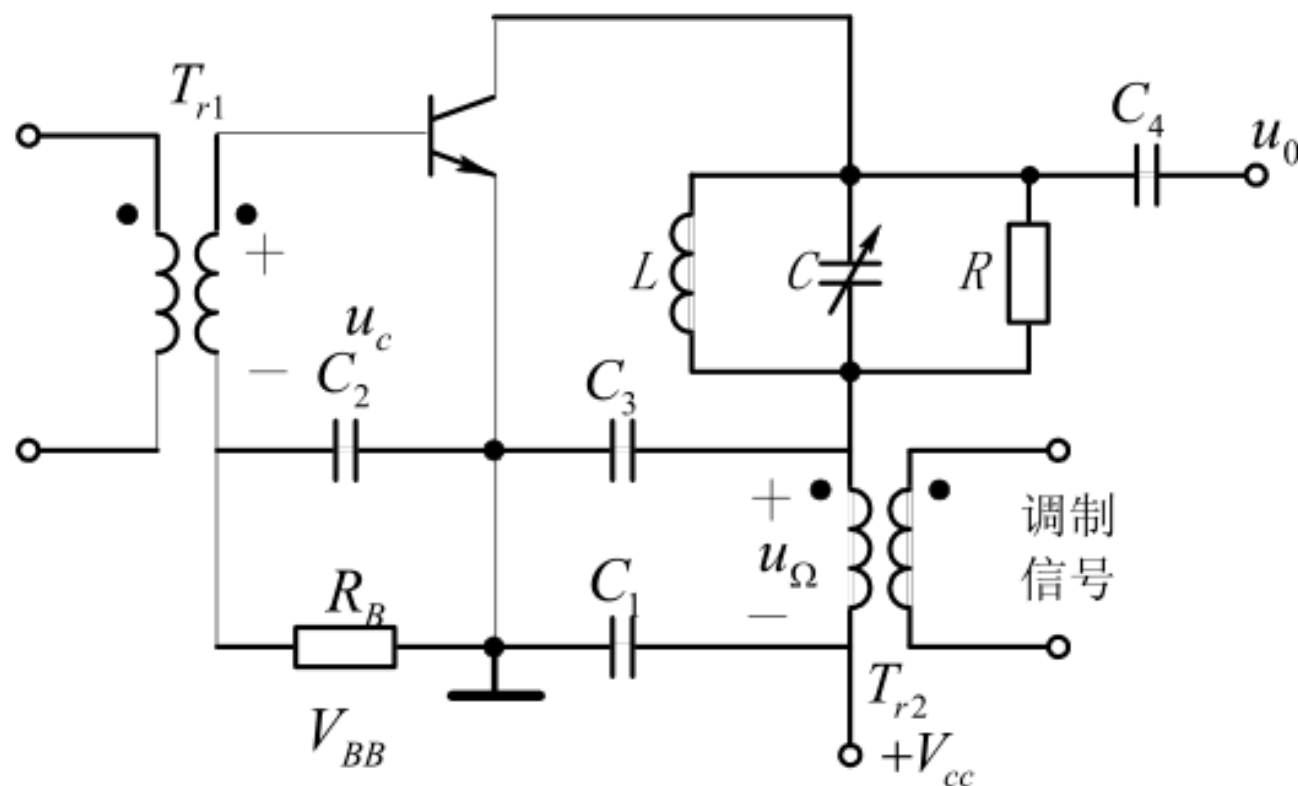


(1) 基级调幅电路

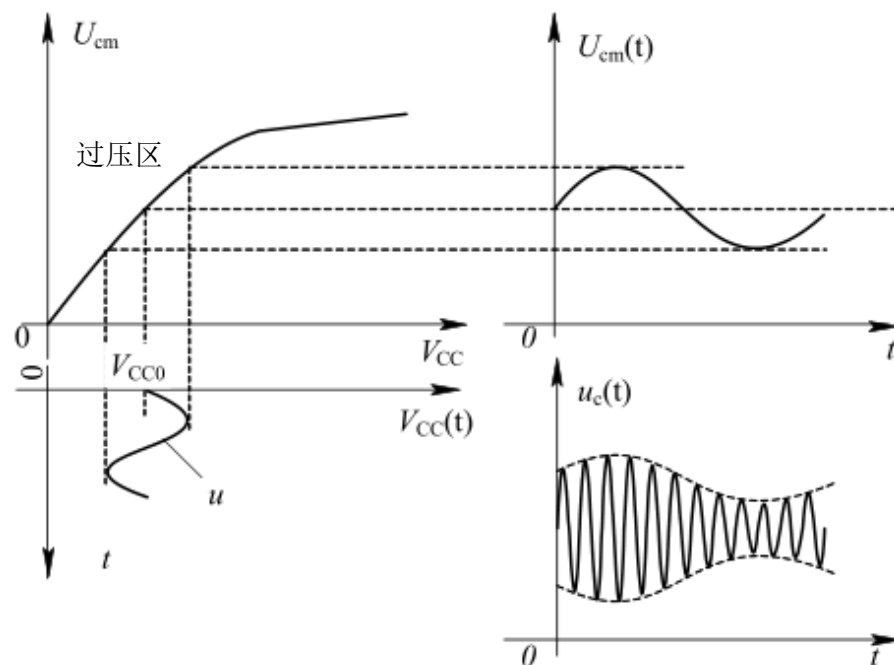
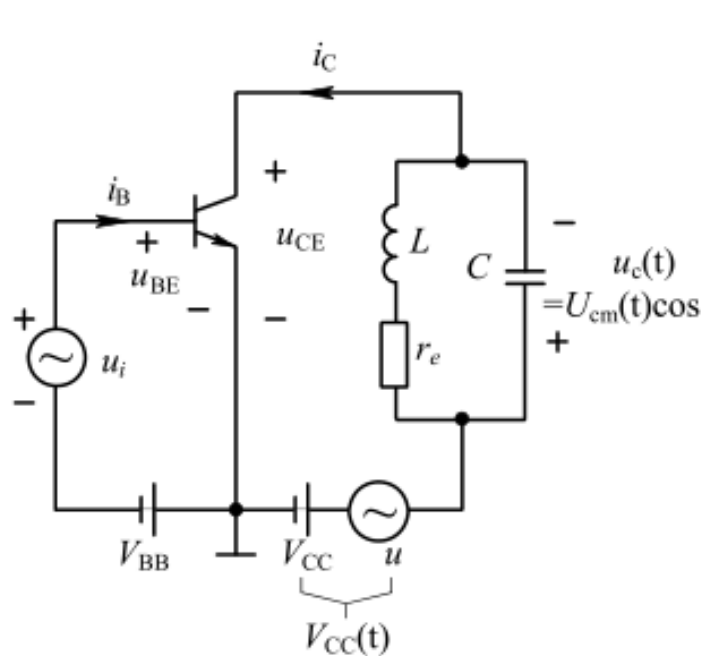
由于基极工作点电压随调制信号变化，导致 i_c 的振幅也随着调制信号而起伏（为振幅随调制信号起伏的余弦脉冲）。因此，如果带宽受限的集电极谐振回路被调谐在 f_c 上，则 i_c 所含基波电流（振幅随调制信号变化的余弦波）在负载上建立的输出电压即为AM调幅信号。并且，欲减小调制失真并增强调制效率，应使这种调幅电路在调制信号动态范围内始终工作在丙类功率放大器的欠压状态下。



(2) 集电极调幅电路



(2) 集电极调幅电路



工作点电压 $V_{cc}(t) = V_{cc} + U_{\Omega m} \cos \Omega t$

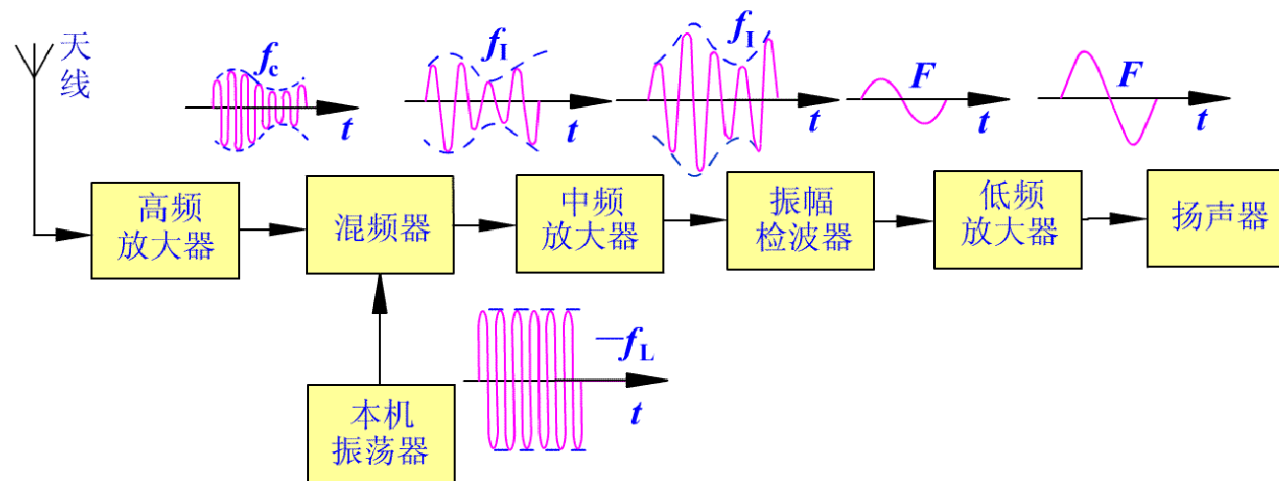
(2) 集电极调幅电路

晶体管CE间的工作点电压随调制信号电压起伏，导致集电极电流为振幅随调制信号而缓变的余弦脉冲。因此，电路在放大高频正弦载波功率的同时，能够使载波的振幅也随低频调制信号而起伏，实现了调幅。并且，欲减小调制失真并增强调制效率，应使集电极调幅电路在调制信号动态范围内始终工作在丙类功率放大器的过压状态下。所以，集电极调幅电路的能量转换效率较高，适用于较大发射功率的调幅发射机。



调幅波的解调

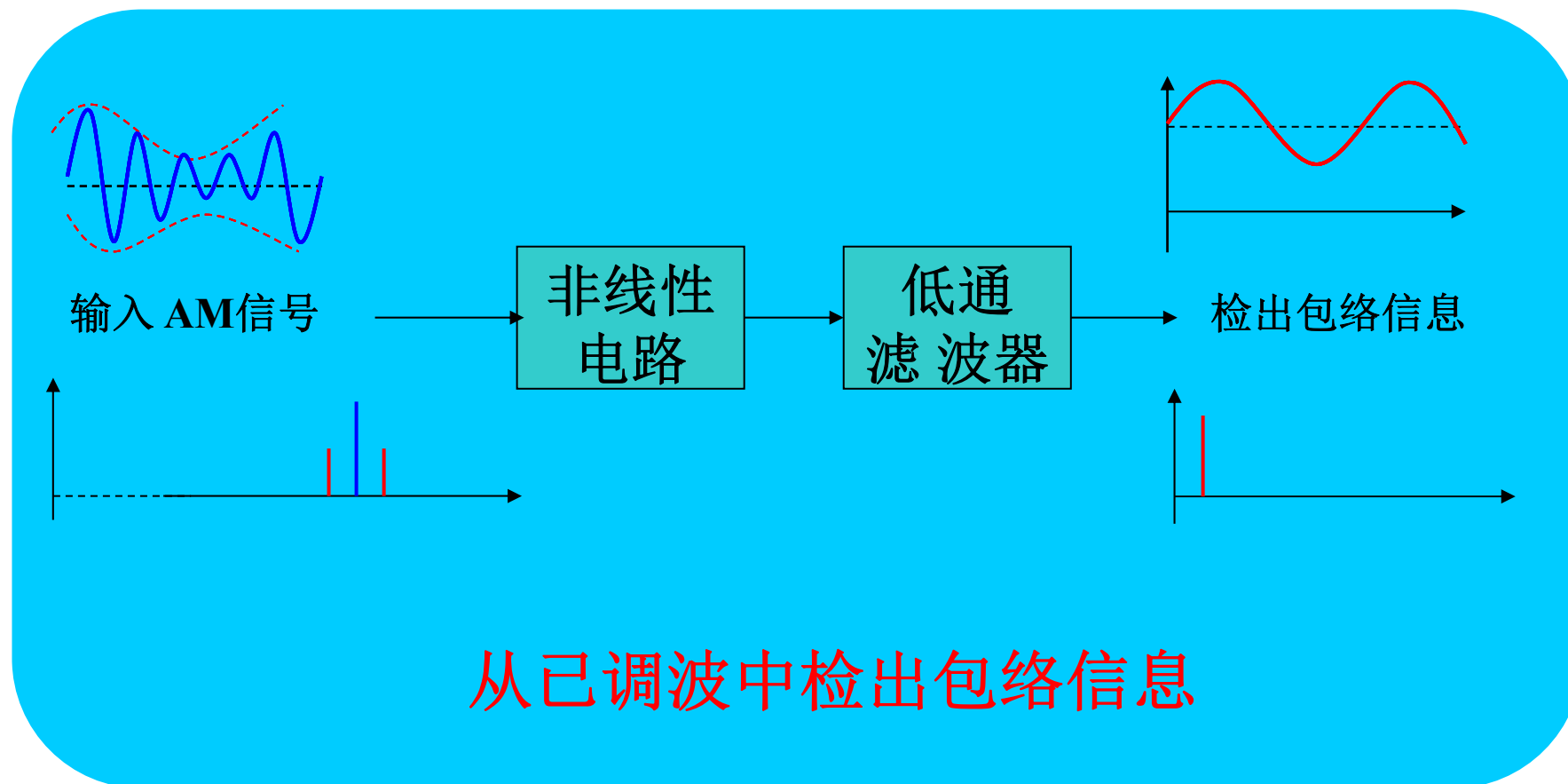
接收机从接收到的高频已调信号中还原消息信号（即低频调制信号）的过程称解调。因调幅波的解调实质上是将被载在高频已调波振幅上的消息信号还原出来。因而又被称作振幅检波，而实现这种功能的装置称振幅检波器，简称检波器。



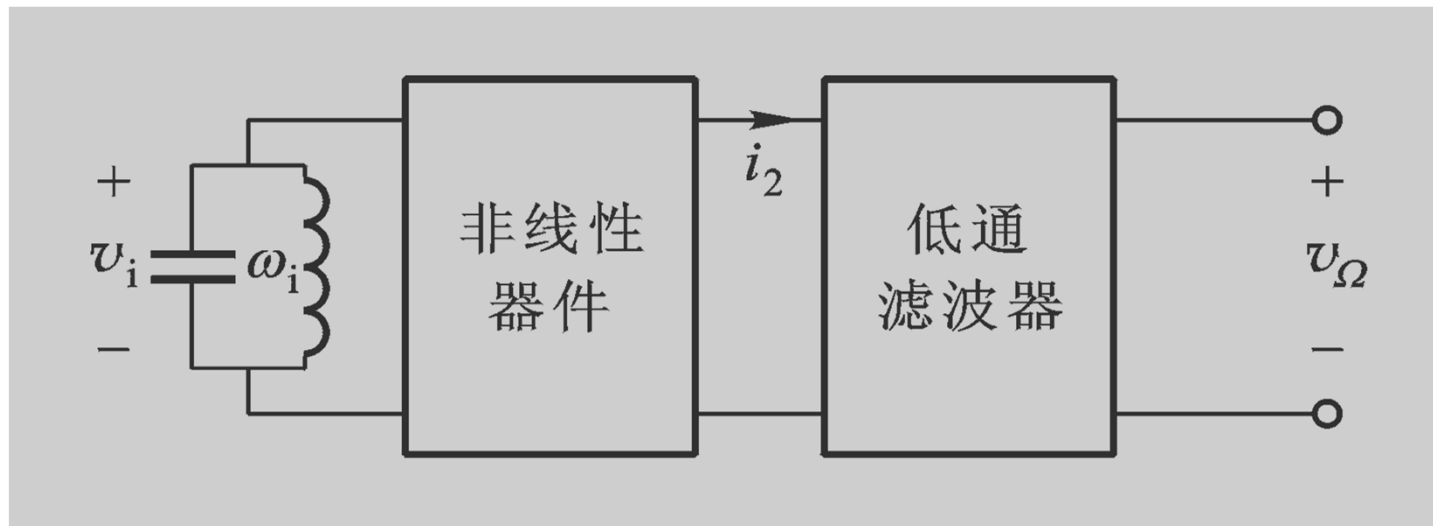
➤ 检波：是从已调幅波中还原出原调制信号的过程。

它是振幅调制的逆过程。

振幅检波的基本原理

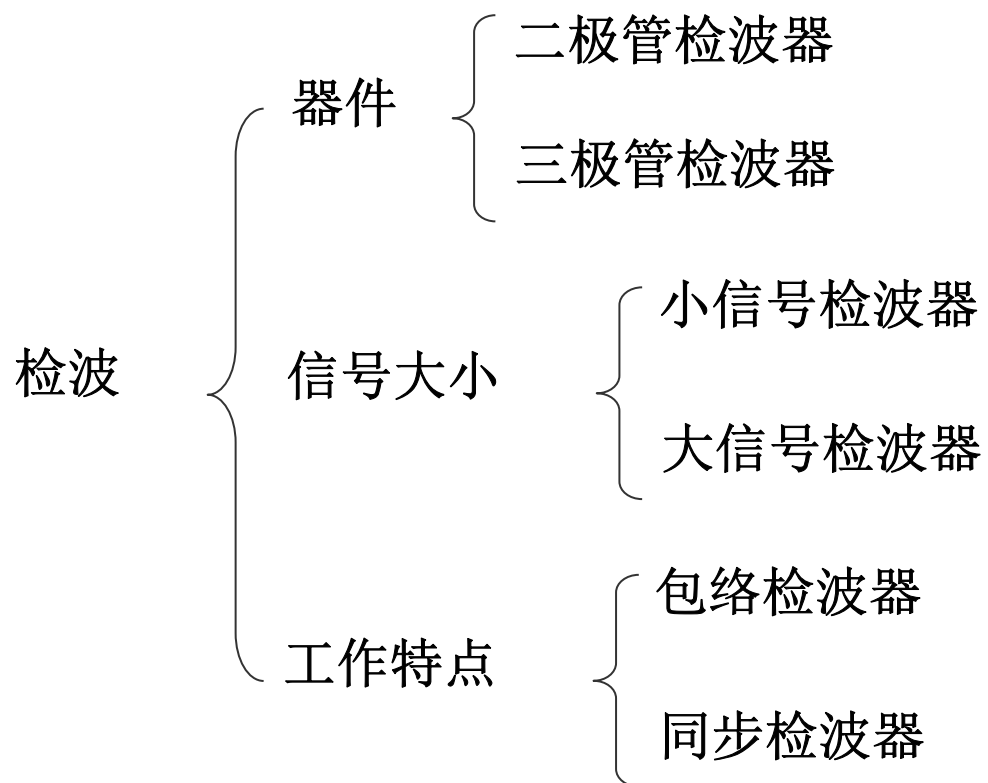


振幅检波的基本原理



- 检波器由三个重要部分组成：
 - 高频信号输入电路；
 - 非线性器件：通常用工作于非线性状态的二极管或晶体管。
 - 低通滤波器：通常用RC电路，取出原调制频率成分，滤除高频分量。

检波的分类



振幅解调基本方法

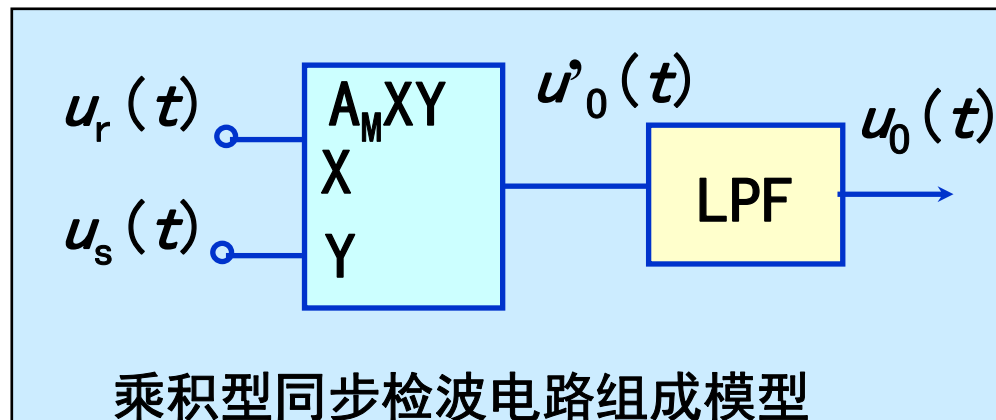
一、包络检波电路

检波输出电压直接反映高频调幅信号的包络变化规律

适用普通调幅波的检波

二、同步检波电路

适用三种调幅波的检波，但通常用于解调DSB、SSB



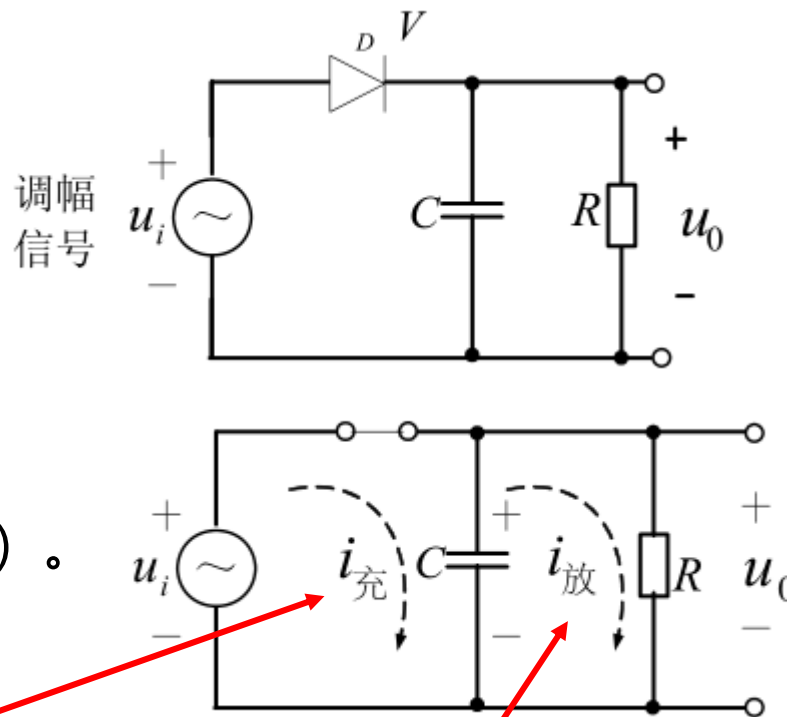
$u_r(t)$ — 与载波同频同相的同步信号

二极管包络检波电路

1. 电路组成

v_i 、二极管、 CR_L 网络三者是串联关系。

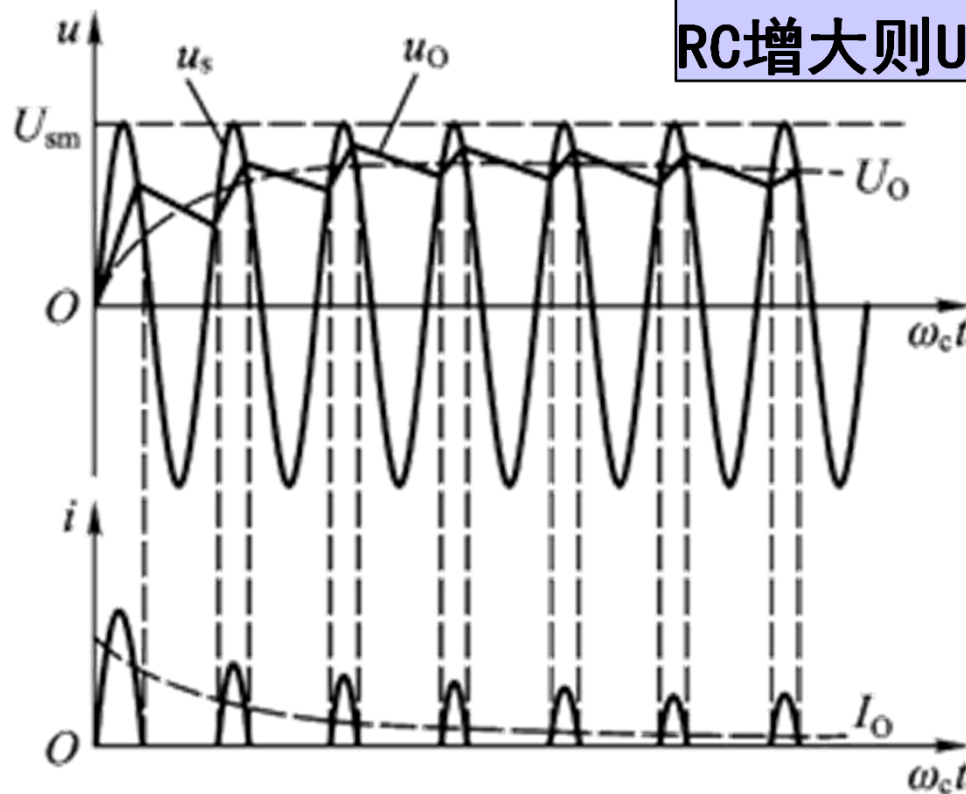
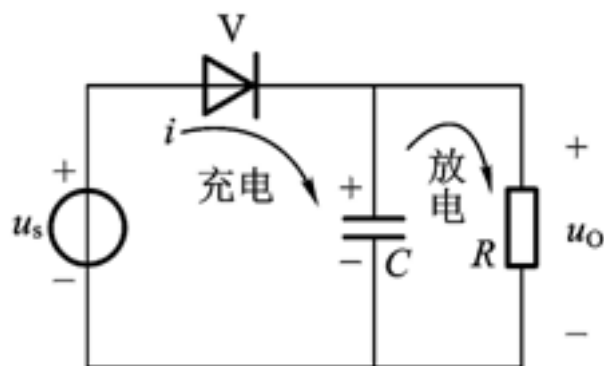
电路工作在大信号状态，
输入信号在1V左右（大于0.5V）。



充电常数 $r_d C$ 很小

放电常数 $R_1 C$ 很大

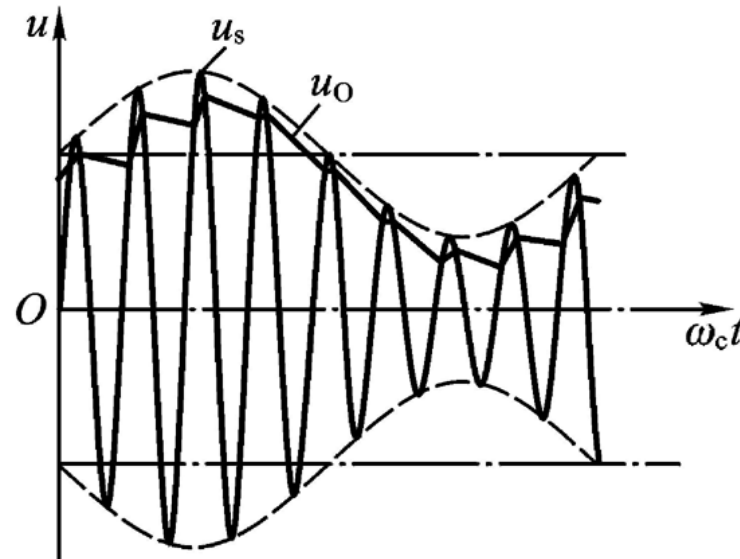
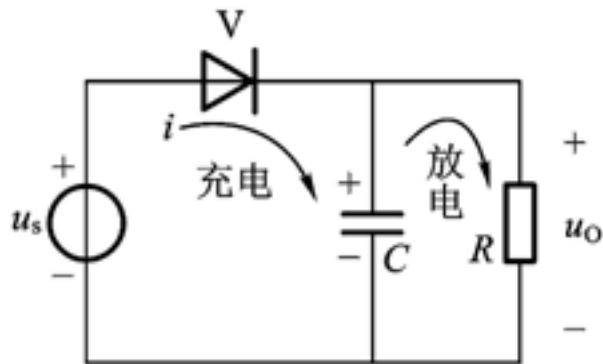
二极管包络检波电路



稳定在 U_o 上。
RC增大则 U_o 增大

当满足 $U_{sm} > 0.5V$, $RC \gg 1/\omega_c$, $R \gg r_D$ 时, 可认为 $U_{om} \approx U_{sm}$

电路与工作原理

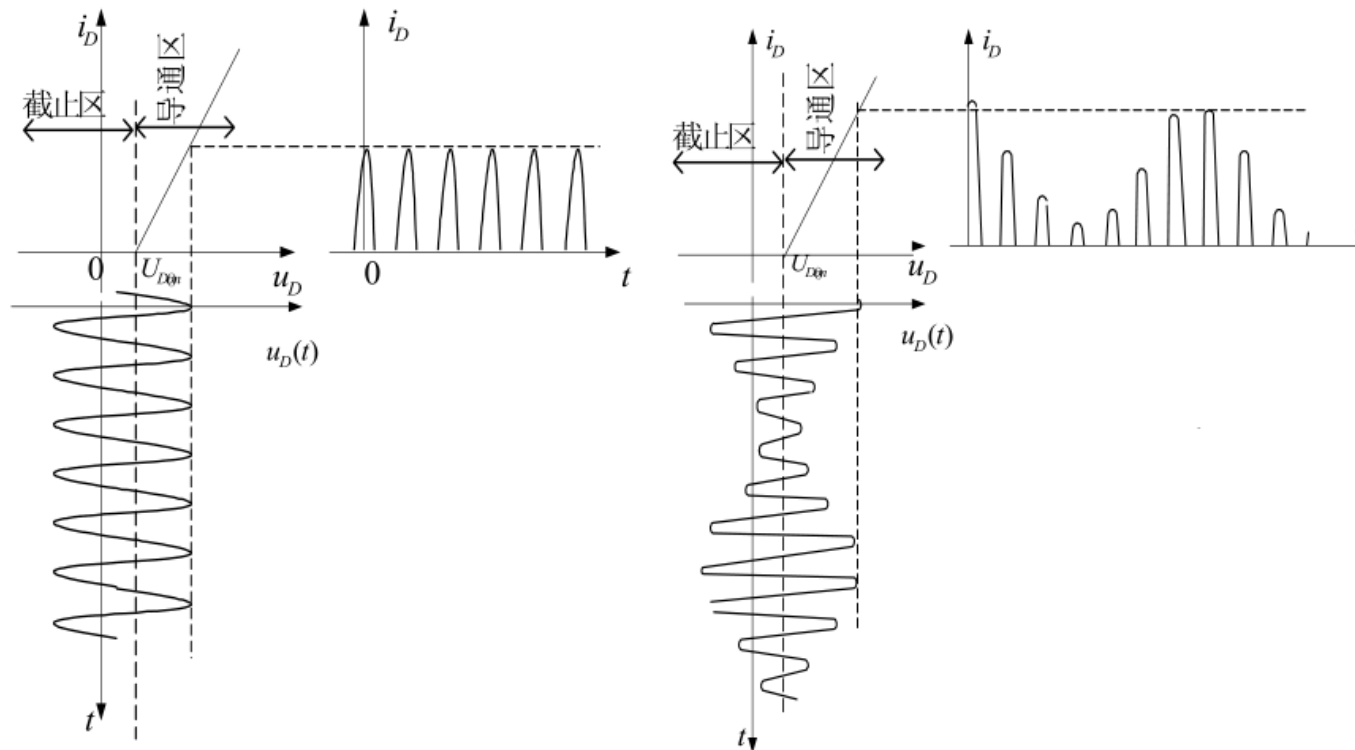


要求 $U_{sm} > 0.5V$, $RC \gg 1/\omega_c$, $R \gg r_D$

二极管导通时间很短，放电时间远大于高频输入电压的周期，所以，实际上 u_o 的起伏很小，可近似认为 u_o 与高频已调波的包络基本一致，所以又叫包络检波。二极管处于大信号工作状态，故也称大信号检波器

包络检波器的详细分析

假定负载RC具有理想的滤波特性，即电容C对低频信号完全开路，对高频信号完全短路；大信号检波时，忽略二极管特性曲线的弯曲部分，而用折线近似表示二极管的伏安特性曲线。



$$i_D = I_0 + I_{1m} \cos \omega_c t + I_{2m} \cos 2\omega_c t + I_{3m} \cos 3\omega_c t$$

包络检波器的质量指标

(1) 检波效率 (电压传输系数 K_d)

$$K_d = \frac{U_{\Omega m}}{m_a U_{im}} = \frac{m_a U_{im} \cos \theta}{m_a U_{im}} = \cos \theta$$

二极管电流 i_d 的导通角 θ $\theta \approx \sqrt[3]{\frac{3\pi R_d}{R}}$

(2) 输入电阻 R_i

$$R_i = \frac{U_i}{I_i} = \frac{\pi}{g_d (\theta - \sin \theta \cos \theta)} \quad \text{或} \quad R_i = \frac{R(\tan \theta - \theta)}{\theta - \sin \theta \cos \theta}$$

$$R_i \approx \frac{R}{2}$$



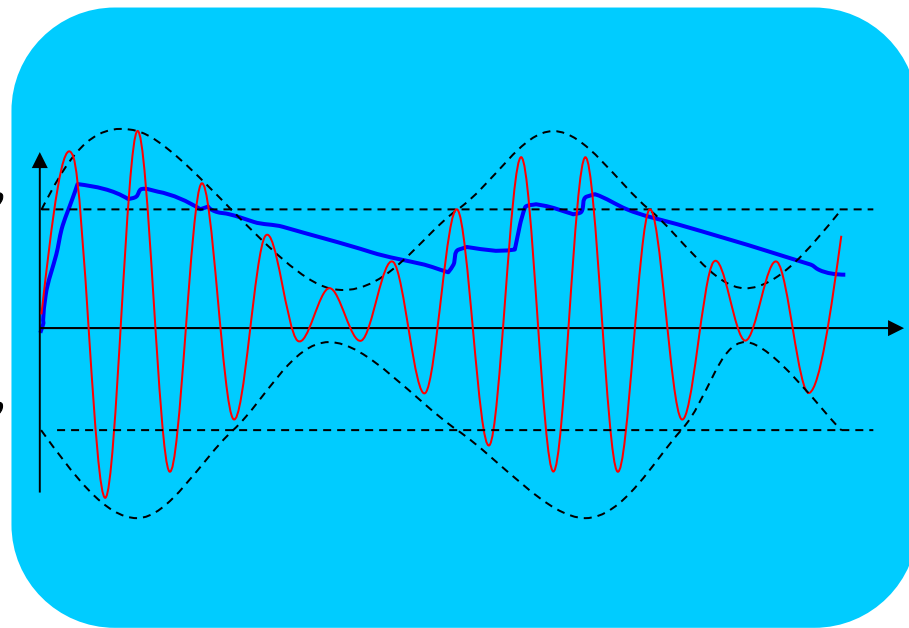
包络检波器的质量指标

失真

产生的失真主要有：①惰性失真；②负峰切割失真；
③非线性失真；④频率失真。

①惰性失真(对角线切割失真)

如果检波电路的时间常数 RC 太大，当调幅波包络朝较低值变化时，电容上的电荷来不及释放以跟踪其变化，所造成的失真称作**惰性失真**。 m_a 越大， Ω 越大，越容易产生惰性失真



不惰性失真的条件为

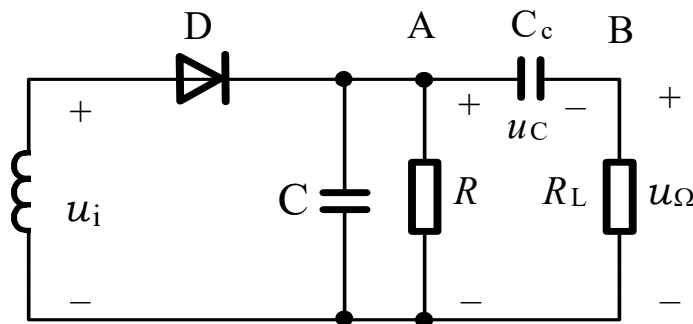
减小 RC

$$RC \leq \frac{\sqrt{1 - m_a^2}}{m_a \Omega_{\max}}$$

$$\frac{5 \sim 10}{\omega_c} \leq RC \leq \frac{\sqrt{1 - m_{a\max}^2}}{m_{a\max} \Omega_{\max}}$$

包络检波器的质量指标

②负峰切割失真(底边切割失真)



输出通常通过隔直耦合电容送至下级负载。

考虑了耦合电容 C_c 和负载电阻 R_L 后的检波电路

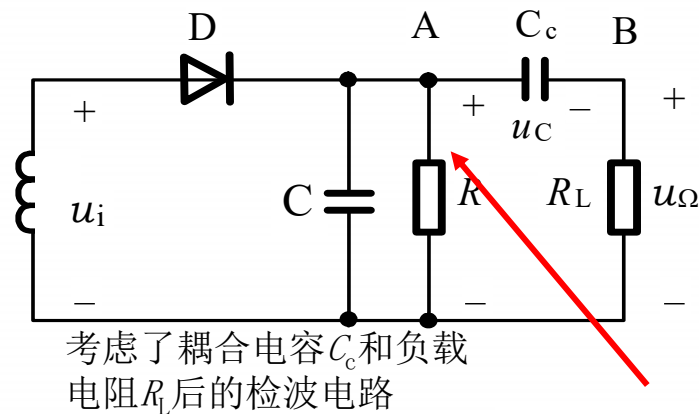
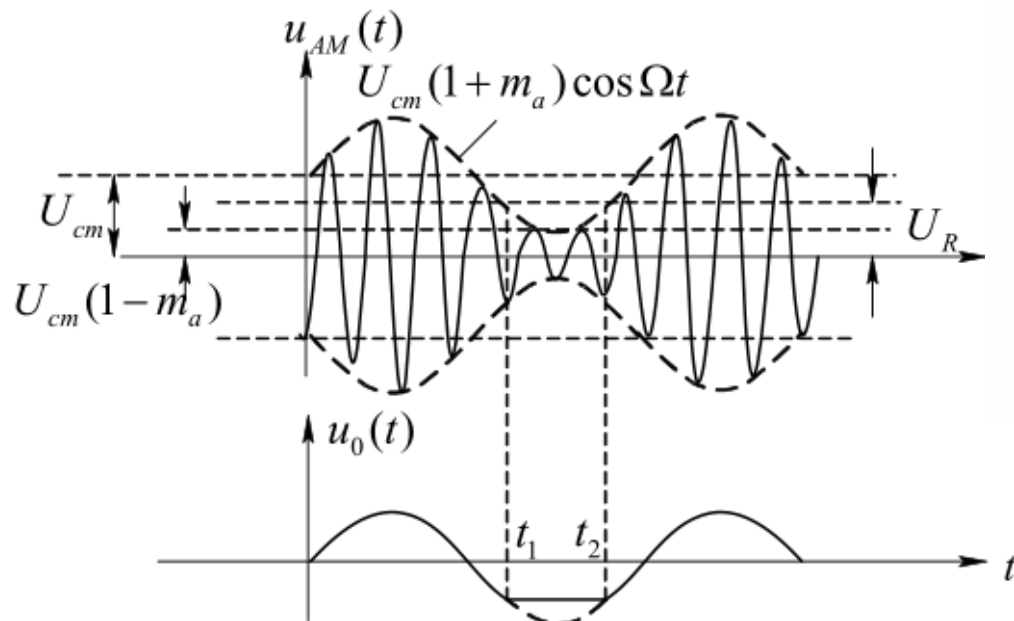
隔直电容 C_c 数值很大, 可认为它对调制频率 Ω 交流短路, 电路达到稳态时, 其两端电压 $u_C = U_{cm}$ 。

直流负载电阻: $Z(0) = R$ $u_A = U_{cm}(1 + m_a \cos \Omega t)$ 低频交流负载电阻: $Z(\Omega) = R_\Omega = \frac{R \cdot R_L}{R + R_L}$

$$u_i = u_{AM}(t) = U_{cm}(1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t \quad u_\Omega = m_a U_{cm} \cos \Omega t$$

包络检波器的质量指标

②负峰切割失真(底边切割失真)



$$U_R = U_{cm} \frac{R}{R + R_L}$$

失真在包络的负半周发生。当二极管截止， C_c 将通过 R 和 R_L 缓慢放电，相对于高频载波一个周期内，其电压将在 R 和 R_L 上分压。直流负载电阻 R 上的电压为

$$u_R = \frac{R}{R + R_L} U_{cm}$$

包络检波器的质量指标

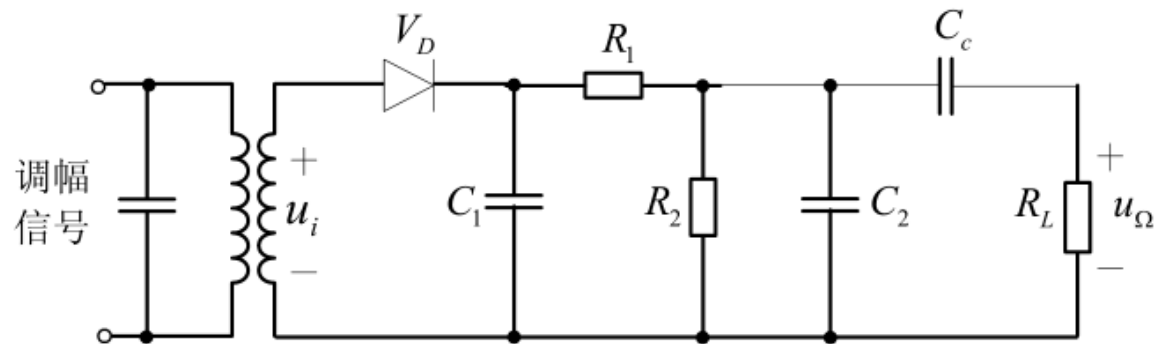
②负峰切割失真(底边切割失真)

要避免二极管截止发生，包络幅度瞬时值必须满足

$$U_{cm}(1 - m_a) \geq u_R = U_{cm} \frac{R}{R + R_L}$$

$$m_a \leq \frac{R_L}{R + R_L} = \frac{R_\Omega}{R}$$

交、直流负载电阻越悬殊，
 m_a 越大，越容易发生该失真。



可减小负峰切割失真的包络检波器

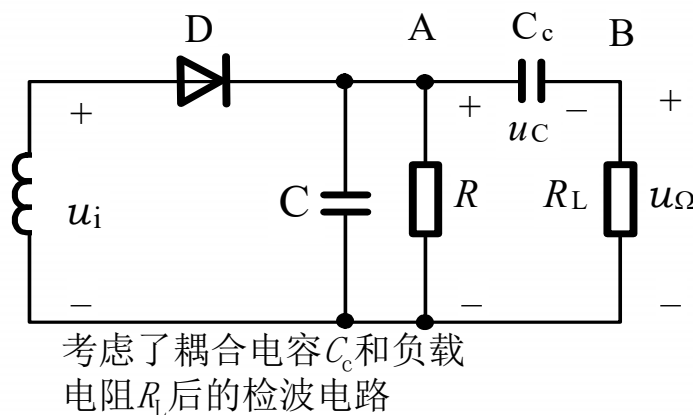
$$Z(0) = R = R_1 + R_2$$

$$Z(\Omega) = R_\Omega = R_1 + \frac{R_2 R_L}{R_2 + R_L}$$

包络检波器的质量指标

③ 非线性失真

这种失真是由检波二极管伏安特性曲线的非线性所引起的。



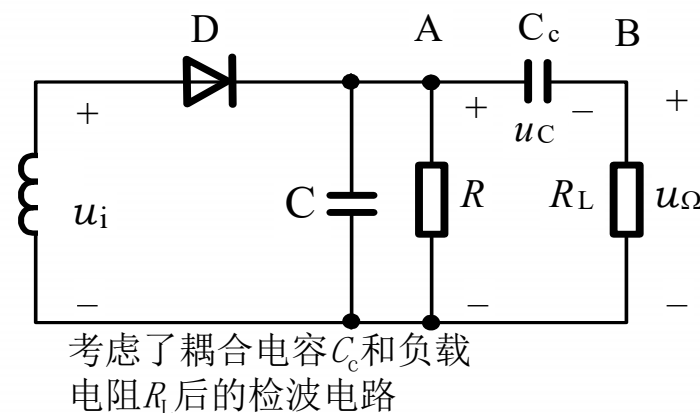
如果负载电阻 R 选得足够大，则检波管非线性特性影响越小，它所引起的非线性失真即可以忽略。

包络检波器的质量指标

④ 频率失真

所谓频率失真（线性失真）是指由阻抗随频率变化的线性电抗元件电容、电感引起的失真。

如右图所示，检波器中存在检波电容 C 和隔直电容 C_c 两个电容。检波电容 C 用于跟踪调幅波包络变化，隔直电容 C_c 用于去除载波分量对应的直流输出。

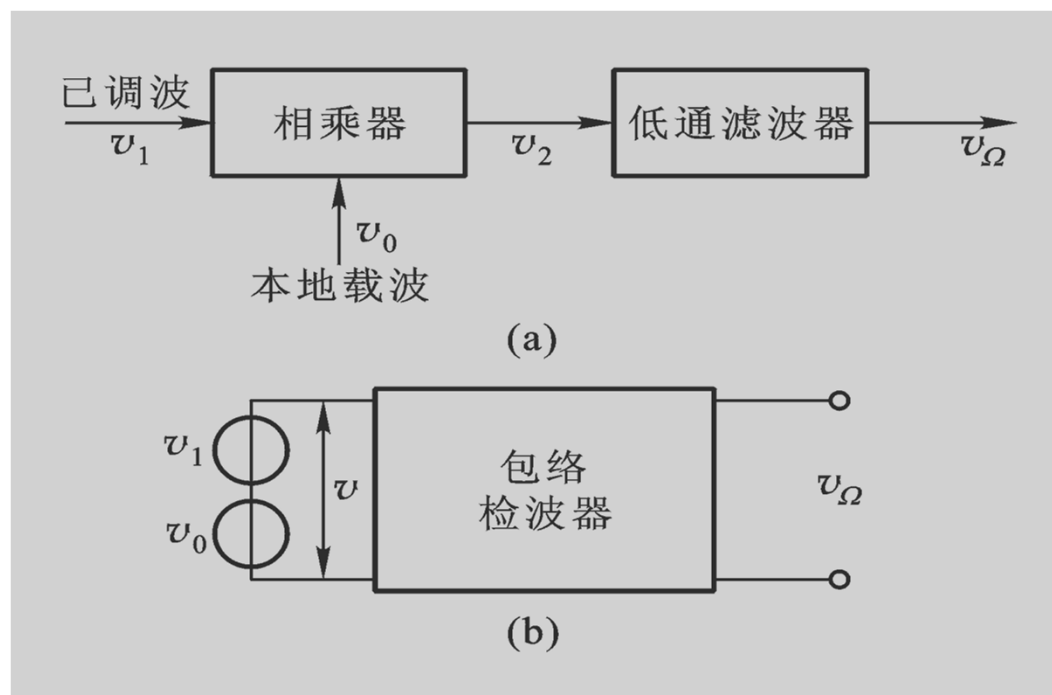


对调制频率 $\Omega = \Omega_{\min} \sim \Omega_{\max}$ ，要求检波电容 C 对高频载波短路但不能对低频调制波旁路，隔直电容 C_c 对低频调制波短路。

$$\frac{1}{\Omega_{\max} C} \gg R \quad \frac{1}{\Omega_{\min} C_c} \ll R_L$$

同步检波

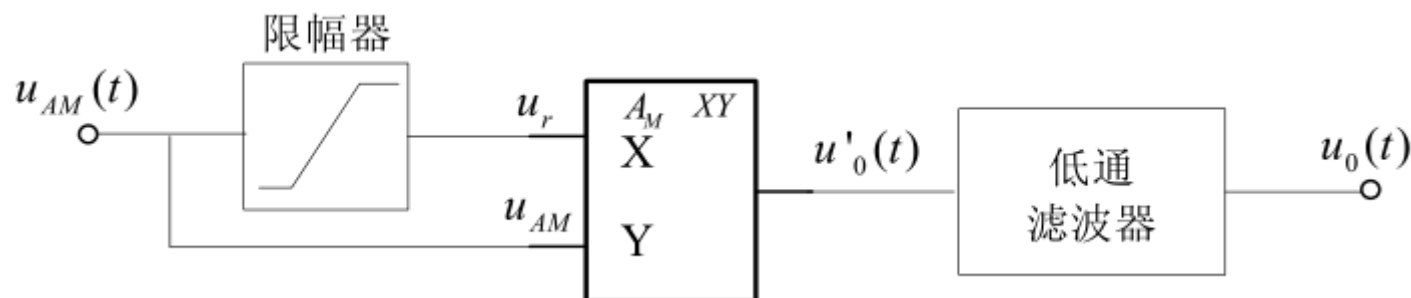
同步检波器用于对载波被抑止的双边带或单边带信号进行解调。它的特点是必须外加一个频率和相位都与被抑止的载波相同的电压。同步检波的名称即由此而来。



同步检波

乘积型同步检波电路

(1) 普通调幅波的解调电路



$$u_{AM}(t) = U_{cm}(1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t \quad u_r(t) = U_{rm} \cos(\omega_c t + \varphi)$$

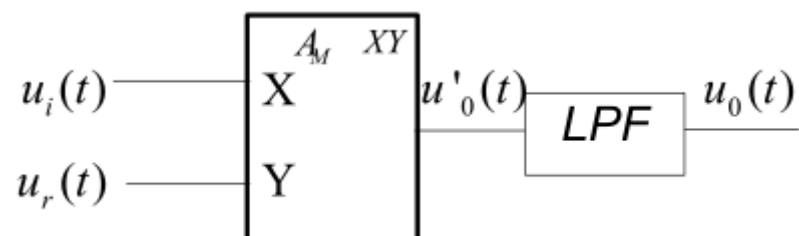
$$\begin{aligned} u'_0(t) &= A_M u_{AM}(t) \cdot u_r(t) = A_M U_{cm} U_{rm} (1 + m_a \cos \Omega t) \cos^2 \omega_c t \\ &= A_M U_{cm} U_{rm} (1 + m_a \cos \Omega t) \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega_c t \right) \\ &= \frac{1}{2} A_M U_{cm} U_{rm} + \frac{1}{2} A_M U_{cm} U_{rm} m_a \cos \Omega t + \frac{1}{2} A_M U_{cm} U_{rm} \cos 2\omega_c t \\ &\quad + \frac{1}{4} A_M U_{cm} U_{rm} m_a \cos(2\omega_c + \Omega)t + \frac{1}{4} A_M U_{cm} U_{rm} m_a \cos(2\omega_c - \Omega)t \end{aligned}$$



同步检波

乘积型同步检波电路

(2) DSB 或 SSB 信号的解调



$$u_{DSB}(t) = m_a U_{cm} \cos \Omega t \cos \omega_c t$$

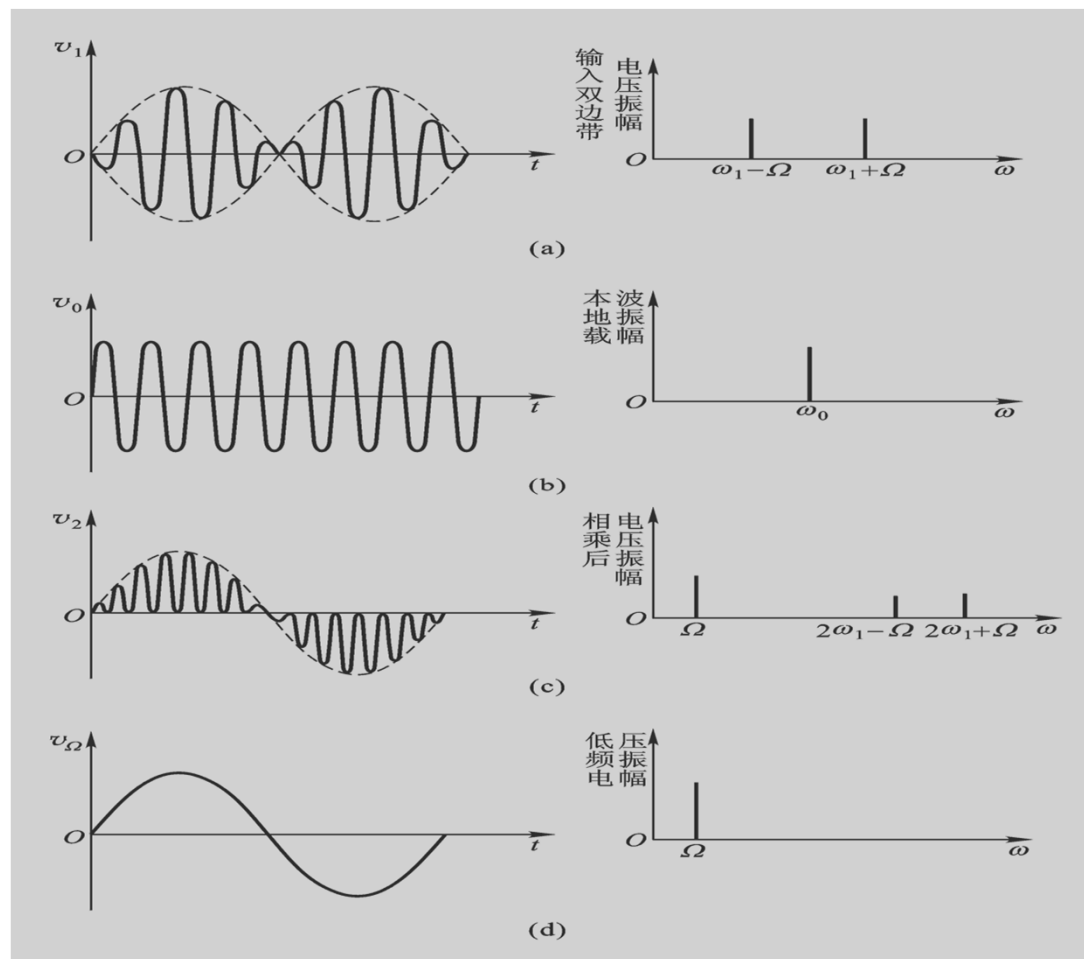
$$u_r(t) = U_{rm} \cos \omega_c t$$

$$u'_0(t) = A_M u_{DSB}(t) \cdot u_r(t) = A_M m_a U_{cm} U_{rm} \cos \Omega t \cos^2 \omega_c t$$

$$= \frac{1}{2} A_M m_a U_{cm} U_{rm} \cos \Omega t + \frac{1}{2} A_M m_a U_{cm} U_{rm} \cos \Omega t \cos 2\omega_c t$$

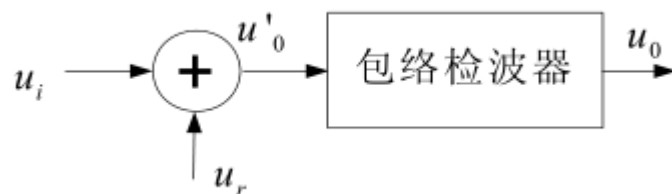


同步检波



同步检波

叠加型同步检波



$$u_i(t) = U_{im} \cos \Omega t \cdot \cos \omega_c t \quad u_r(t) = U_{rm} \cos \omega_c t$$

$$\begin{aligned} u'_0(t) &= U_{im} \cos \Omega t \cdot \cos \omega_c t + U_{rm} \cos \omega_c t = U_{rm} \left(1 + \frac{U_{im}}{U_{rm}} \cos \Omega t \right) \cdot \cos \omega_c t \\ &= U_{rm} (1 + m_a \cos \Omega t) \cdot \cos \omega_c t \end{aligned}$$

$$m_a = \frac{U_{im}}{U_{rm}} \leq 1$$



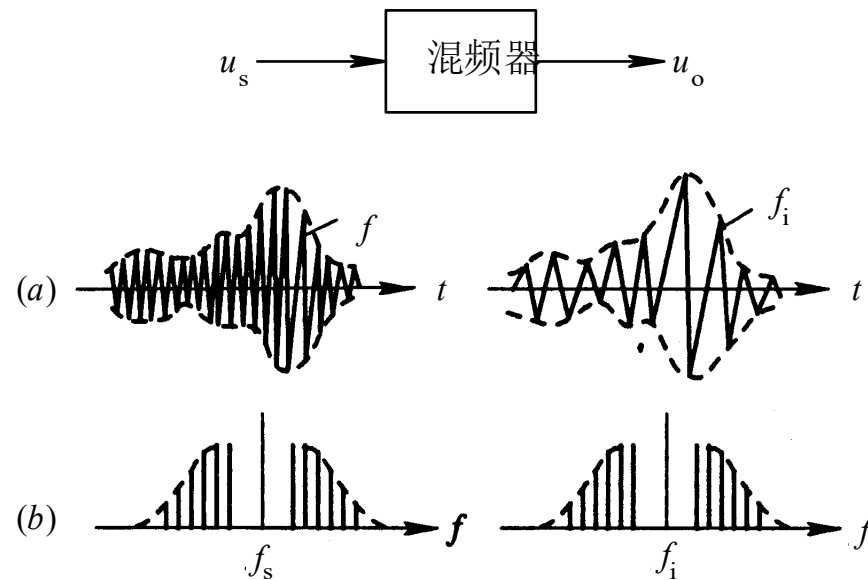
小结

- 振幅调制原理
- 主要的振幅调制
- 振幅调制方法与电路
 - 低电平调幅电路
 - 简单的二极管调幅电路
 - 平衡调制器
 - 环形调制器
 - 产生单边带信号的方法
 - 滤波法
 - 相移法
 - 高电平调幅电路
 - 集电极调幅电路
 - 基极调幅电路
- 振幅解调（检波）原理与电路
 - 检波器的作用、组成和分类
 - 二极管（大信号）峰值包络检波器
 - 同步检波器



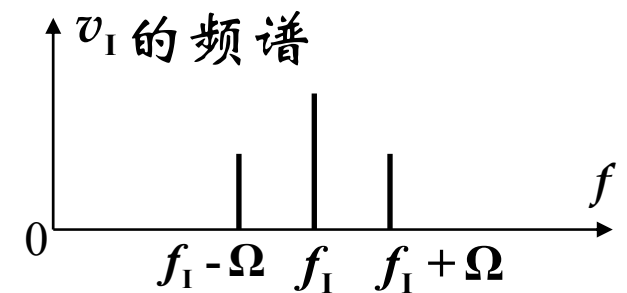
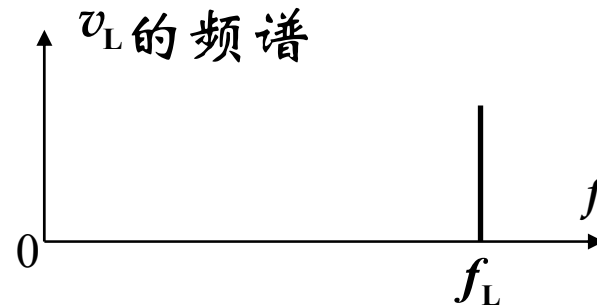
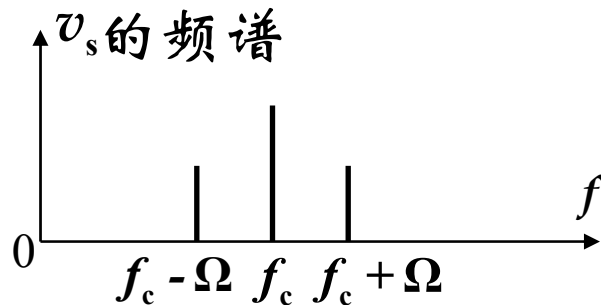
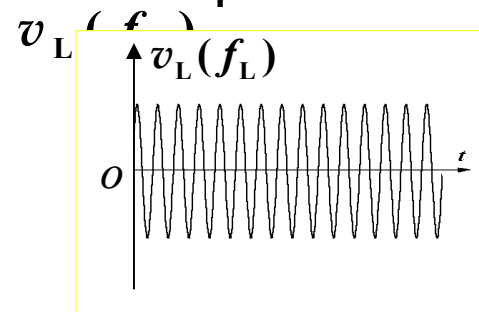
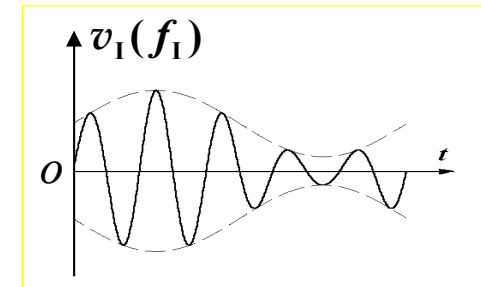
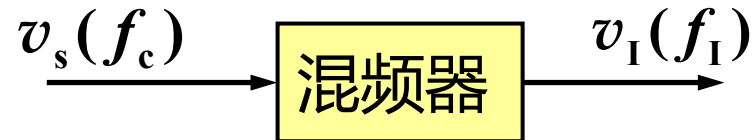
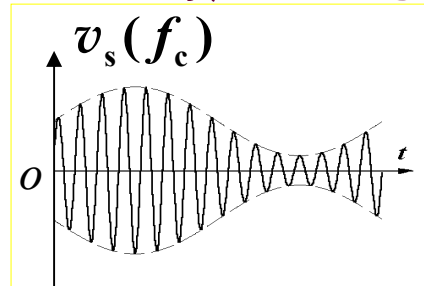
混频原理与电路

混频是将某一频率的输入信号变换成另一个频率的输出信号，而保持原有的调制规律不变的一种变频器，混频的过程属于频谱的线性搬移过程。



混频电路

1. 混频器的变频作用



(其中 $f_I = f_L - f_C$ 表示中频频率, f_L 表示本振频率, f_C 表示载波频率)

为什么变频？

- 中频放大信号，增益可以很高并且不自激
- 在宽频下选频较难，以一个固定中频下选频较容易
- 不同频率的信号，采用变频后，可以使用固定中频处理，电路简单



变频作用如何产生

- 采用非线性元器件
- 工作于非线性区
- 产生频率的组合
- 使用滤波器滤出需要的差频



混频原理的数学分析

假设输入到混频器的两个信号都是余弦波，混频器的伏安特性为 $i = b_0 + b_1 v + b_2 v^2$

将 $v = v_s + v_L = V_{sm} \cos \omega_s t + V_{Lm} \cos \omega_L t$ 代入上式，即得

$$\begin{aligned} i = & b_0 + b_1 (V_{sm} \cos \omega_s t + V_{Lm} \cos \omega_L t) + \frac{b_2}{2} (V_{sm}^2 + V_{Lm}^2) \\ & + \frac{b_2}{2} (V_{sm}^2 \cos 2\omega_s t + V_{Lm}^2 \cos 2\omega_L t) \\ & + b_2 V_{sm} V_{Lm} [\cos(\omega_L + \omega_s)t + \cos(\omega_L - \omega_s)t] \end{aligned}$$

谐波分量

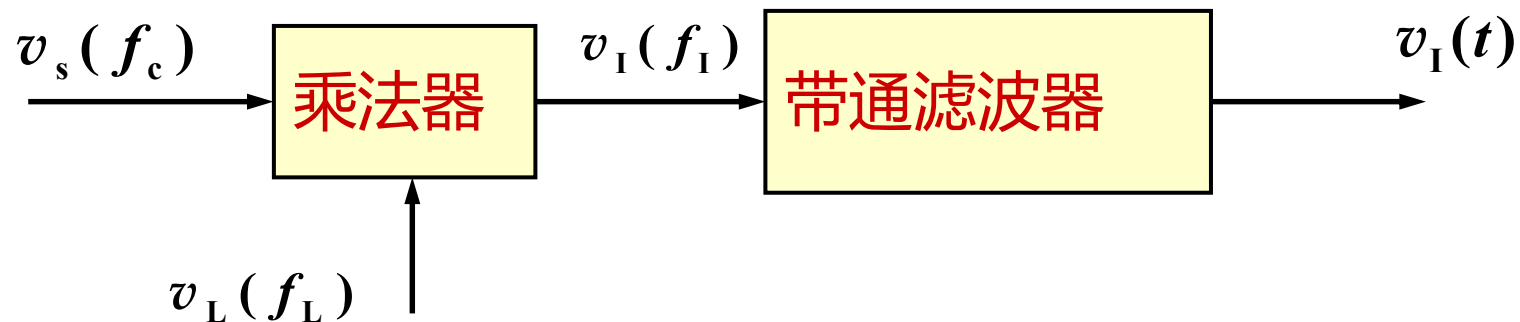
和频分量 差频分量

通过中频滤波器将差频分量取出，将其它频率分量滤除。

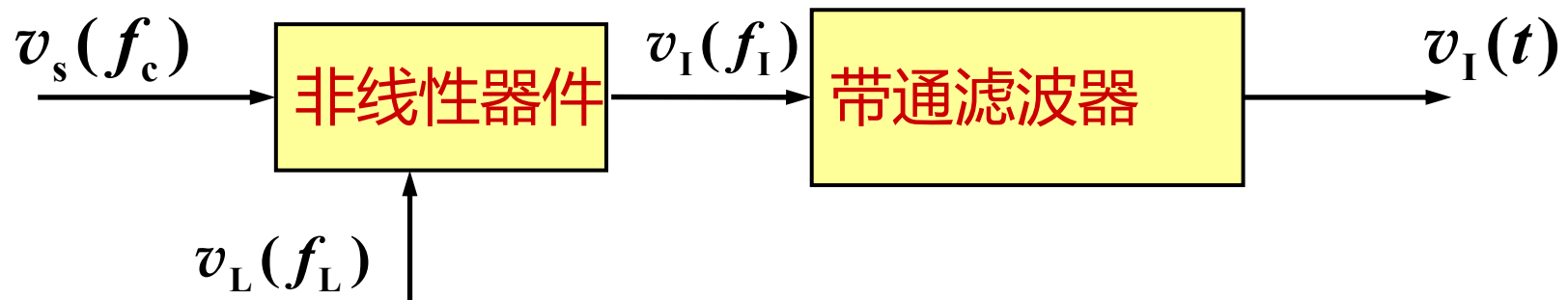


混频的实现

混频是频谱的线性搬移过程。完成频谱线性搬移的关键是要获得两个输入信号的乘积。



也可利用非线性器件的频率变换来实现混频。

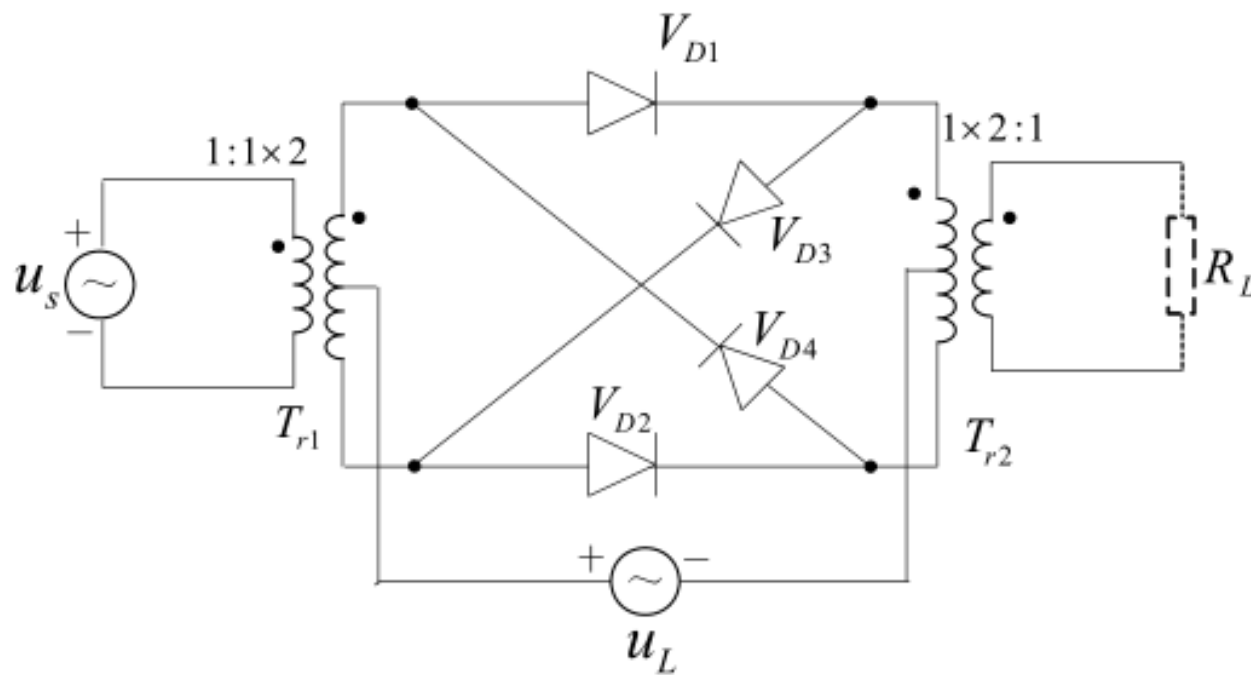


常用的混频器

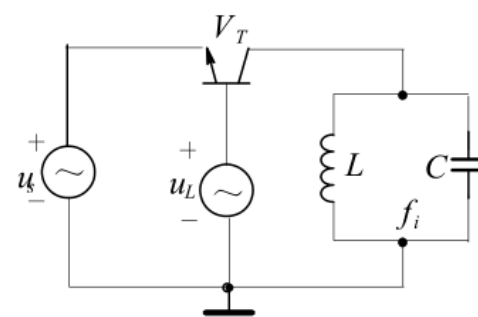
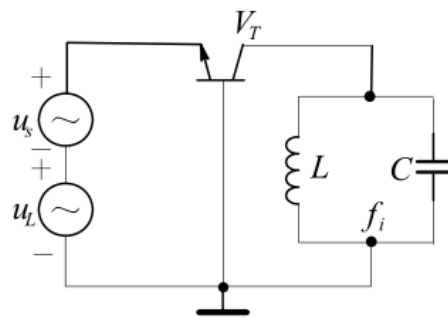
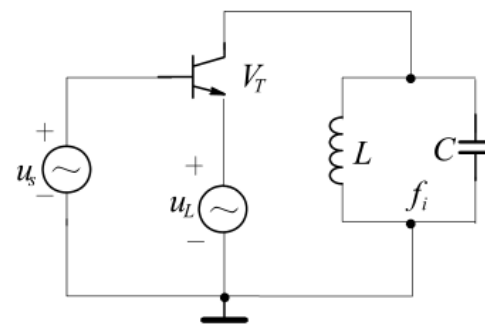
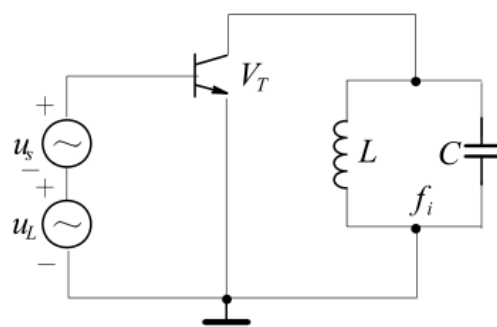
- 晶体管混频器
- 场效应管混频器
- 二极管混频器
- 集成模拟混频器



二极管混频电路

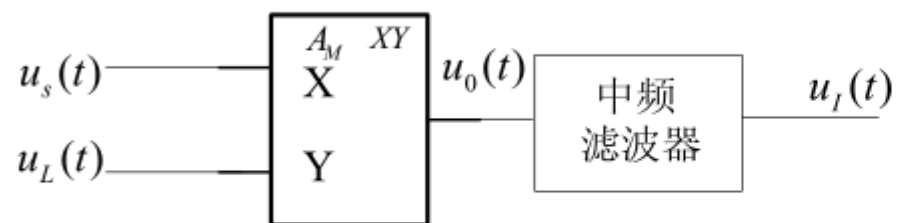


三极管混频电路

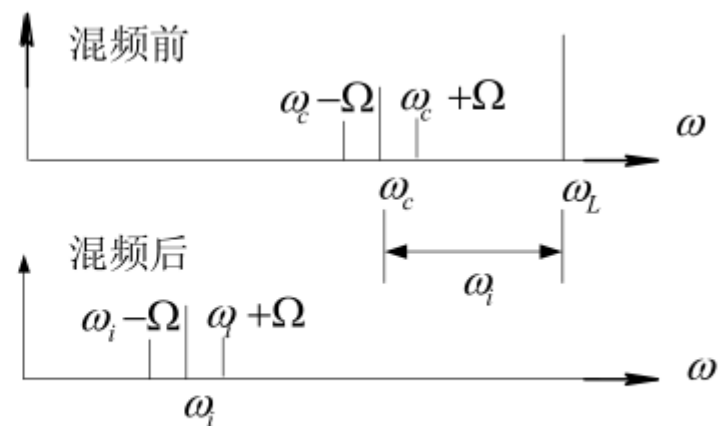


利用晶体管发射结（PN结）的非线性特性来实现混频

乘积型混频器

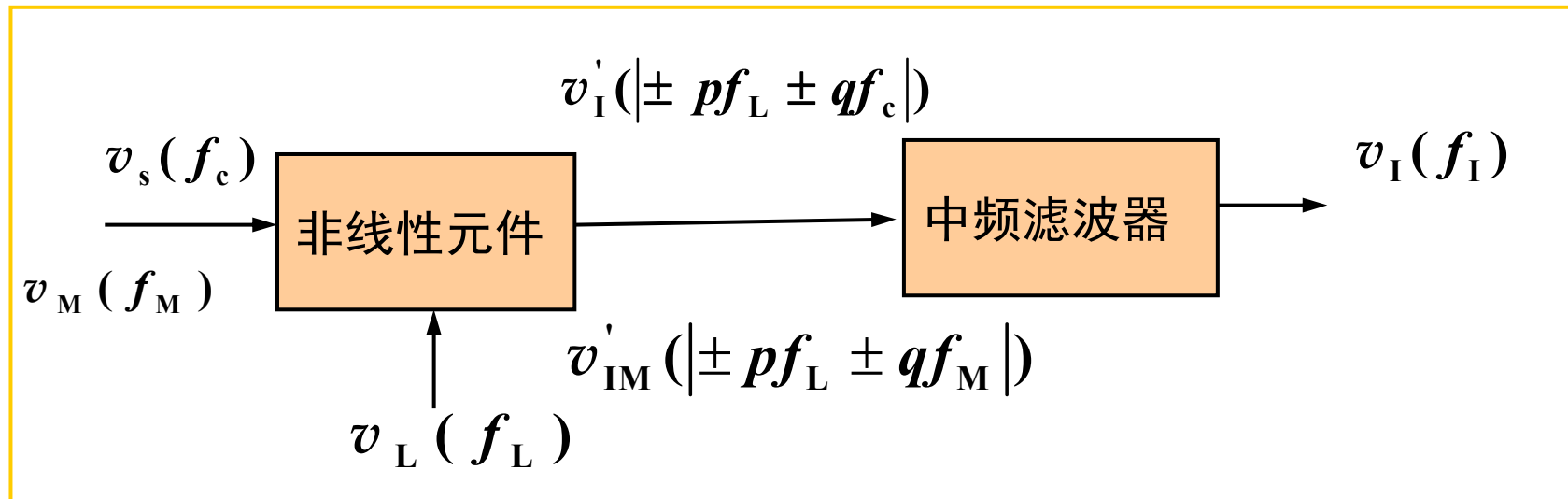


(a) 模型电路



(b) 频谱图

混频干扰



在混频器中，通过非线性元件的作用，在信号和本振之间、干扰和信号之间、干扰和干扰之间都会产生一系列的组合频率分量。当其中某些分量的频率等于或接近于中频频率时，就会和有用的中频信号一起由混频电路输出，进入中频放大器，经过检波后，产生各种哨叫声或嘈杂的干扰声，从而影响正常信号的接收。

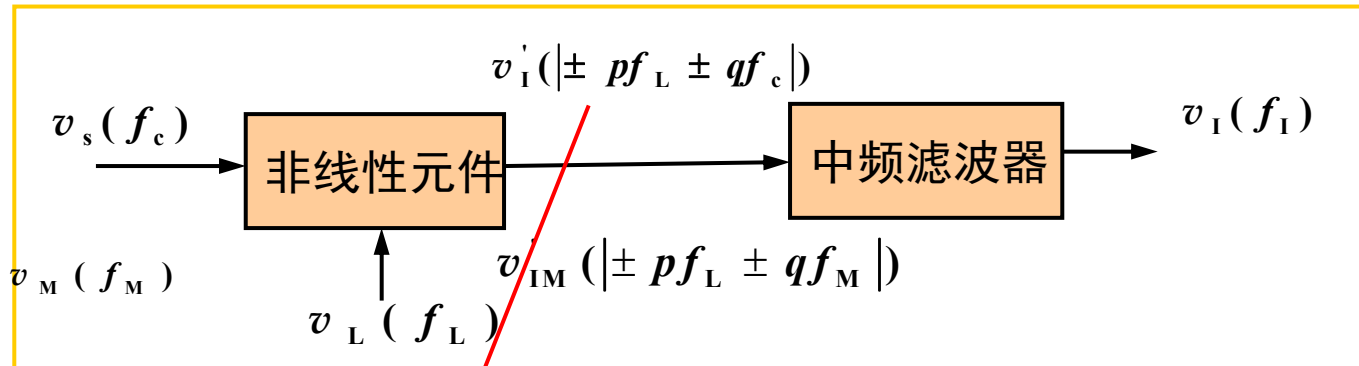
组合频率干扰的种类

- (1) 信号与本振的自身组合干扰（干扰哨声）
- (2) 外来干扰与本振的组合干扰（寄生通道干扰）
- (3) 信号和外来干扰、本振产生的组合干扰（交调干扰）
- (4) 两个外来干扰和本振产生的组合干扰（互调干扰）



高频电子线路

1. 信号与本振的自身组合干扰（干扰哨声）



$$f_I = |\pm pf_L \pm qf_c|$$

p 、 q 为任意正整数，代表有用信号和本振信号的谐波次数。

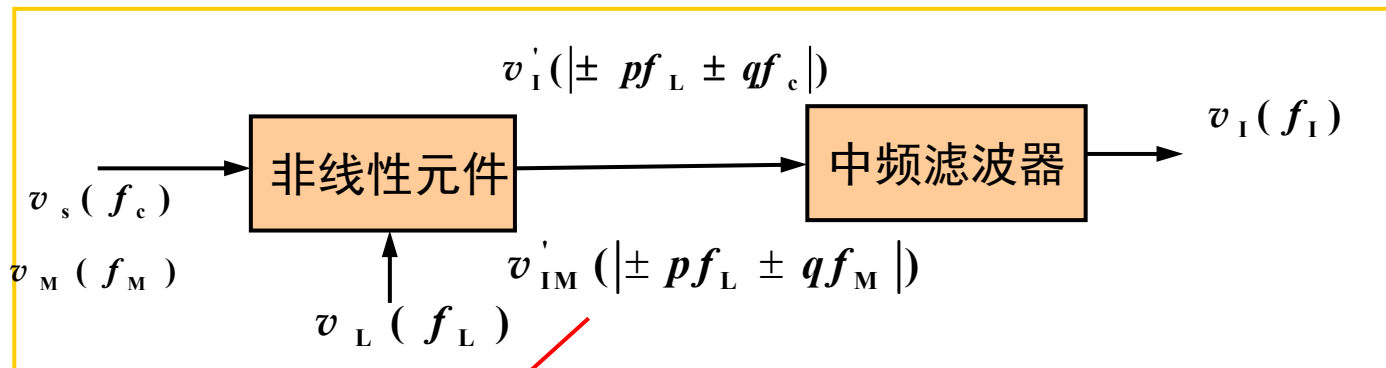
有用的中频信号是 $p = q = 1$ 时， $f_I = f_L - f_c$

某些接近中频的分量，经放大，形成干扰，称干扰哨声。

再则，由于组合频率分量电流随 $p+q$ 的增加而减小，所以对于 $p+q$ 较大值产生的干扰哨声可忽略。



2. 外来信号与本振的组合干扰（寄生通道干扰）



$$f_I = |\pm pf_L \pm qf_M|$$

这种干扰是指外来干扰电压与本振电压由于混频器的非线性形成的假中频。

若 $|\pm pf_L \pm qf_M| = f_I$ 则干扰信号 f_M 变换为 f_I ，它通过中频放大器，表现为串台或哨叫声。

本章总结

- 振幅调制的基本原理
- 了解相乘器电路
- 振幅调制电路
- 振幅检波电路
- 混频电路
- 核心
 - 频谱搬移原理
 - 二极管开关状态的乘法作用
 - 模拟乘法器（工程）



高频电子线路

