

第6章 调幅、检波与混频电路 (线性频率变换电路/频谱搬移电路)

- 6.1 概述**
- 6.2 振幅调制与解调原理**
- 6.3 调幅电路**
- 6.4 检波电路**
- 6.5 混频**



6.1 概述

调制与解调（产生新的所需要的频率成分提取出来）

无线通信系统中一般采用高频正弦波作为**载波信号**：

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

调制（基带）信号： $u_\Omega(t) = U_{\Omega m} \cos(\Omega t)$

- 调幅(**AM**):

$$U_{cm} + \Delta U_{cm}, \text{ 且 } \Delta U_{cm} \propto u_\Omega(t)$$

普通调幅**AM**
双边带调幅**DSB-AM**
单边带调幅**SSB-AM**
残留边带调幅**VSB-AM**
正交调幅**QAM**

- 调频(**FM**): $\omega_c + \Delta\omega_c$, 且 $\Delta\omega_c \propto u_\Omega(t)$
- 调相(**PM**): $\varphi_c + \Delta\varphi_c$, 且 $\Delta\varphi_c \propto u_\Omega(t)$

} 角度调制



6.2 振幅调制与解调原理

6.2.1 普通调幅方式

1. 普通调幅信号的表达式、波形、频谱、带宽和功率谱

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

调制信号为单频信号，即

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

则普通调幅信号为：

$$\begin{aligned} u_{AM}(t) &= (U_{cm} + k U_{\Omega M} \cos \Omega t) \cos \omega_c t \\ &= U_{cm} (1 + M_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t \end{aligned}$$

定义调幅指数 $M_a = k \cdot \frac{U_{\Omega M}}{U_{cm}}$, $0 < M_a \leq 1$, k为比例系数



6.2.1 普通调幅方式

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

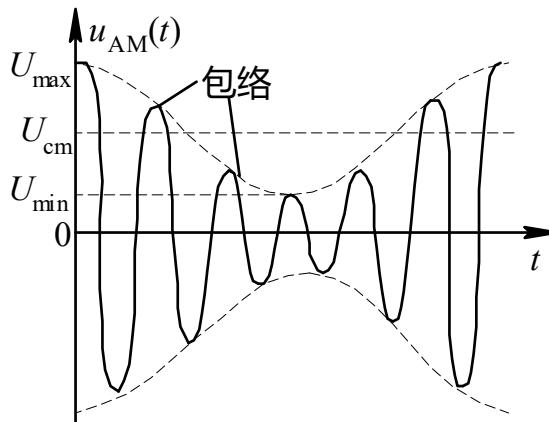
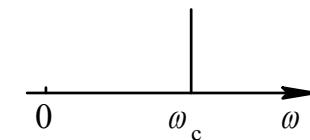
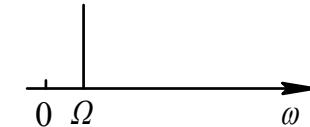
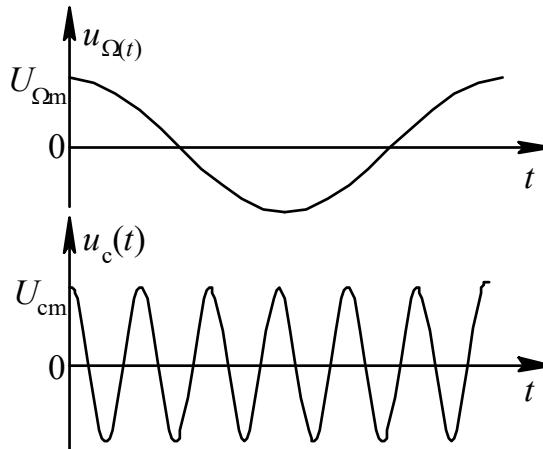
$$0 < M_a = k \cdot \frac{U_{\Omega M}}{U_{cm}} \leq 1$$

调幅指数**M_a**的其它表达式：

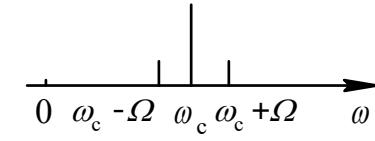
$$M_a = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}}$$

$$= \frac{U_{\max} - U_{cm}}{U_{cm}}$$

$$= \frac{U_{cm} - U_{\min}}{U_{cm}}$$



(a)



(b)

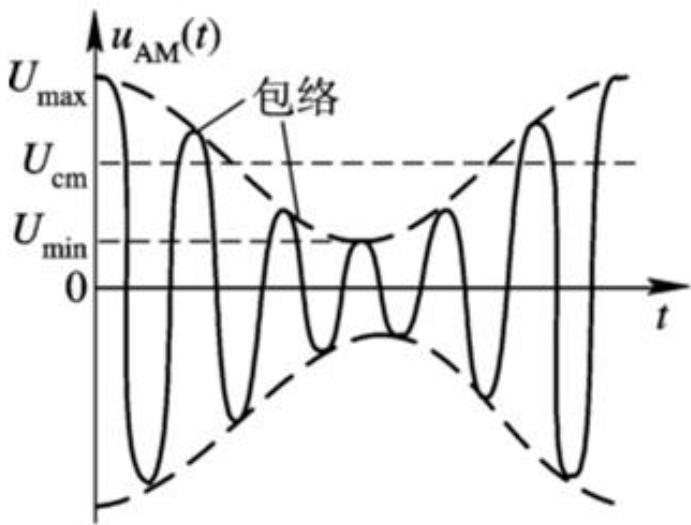
普通调幅波形、频谱、带宽

6.2.1 普通调幅方式

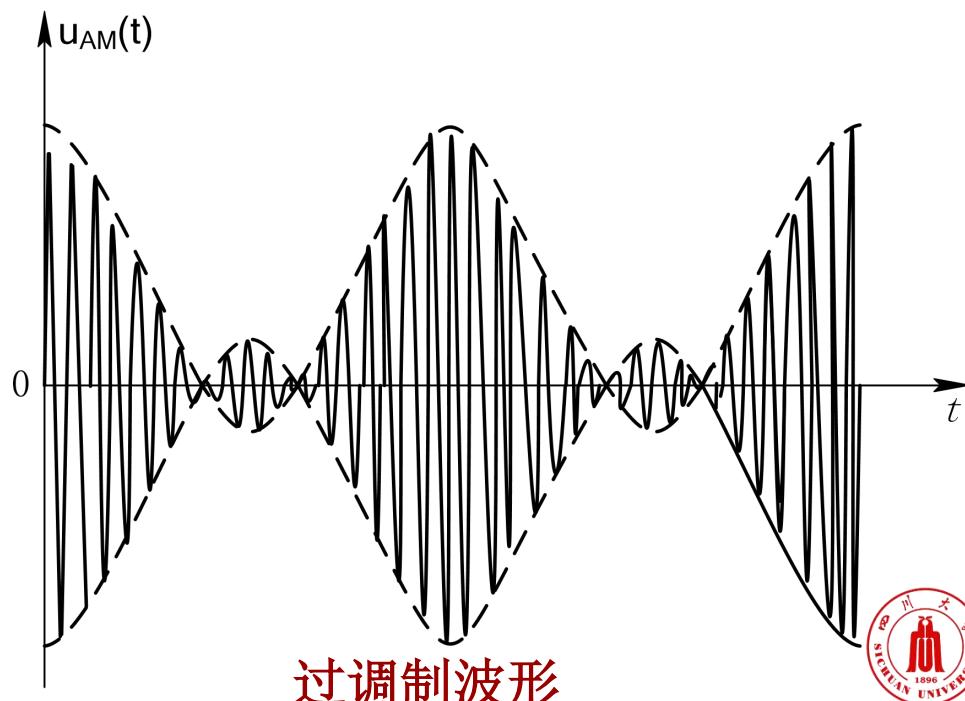
$$u_{AM}(t) = U_{cm}(1 + M_a \cos \Omega t) \cos \omega_C t$$

$0 < M_a \leq 1$

Ma>1时, 普通调幅波的包络变化与调制信号不再相同, 产生了失真, 称为过调制。



正常调制波形



过调制波形

6.2.1 普通调幅方式

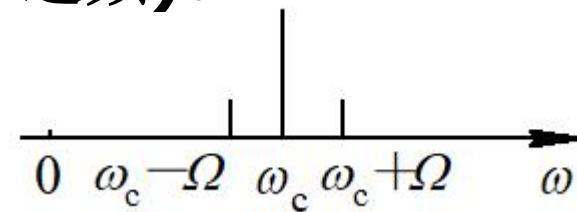
$$u_{AM}(t) = U_{cm}(1 + M_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t$$

普通调幅信号又可写成：

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

可见， $u_{AM}(t)$ 的频谱包括了三个频率分量：

ω_c (载波)、 $\omega_c + \Omega$ (上边频)和 $\omega_c - \Omega$ (下边频)。



原调制信号的频率是 Ω 或 $F = \frac{\Omega}{2\pi}$

而普通调幅信号的频带宽度是 **2Ω(或2F)**，是原调制信号频率的两倍。



$$\text{若将 } u_{AM}(t) = U_{cm} \cos \omega_c t + \frac{M_a U_{cm}}{2} [\cos(\omega_c + \Omega)t + \cos(\omega_c - \Omega)t]$$

调幅信号加在负载R上，则载频分量产生的平均功率为：

$$P_c = \frac{1}{2} \frac{U_{cm}^2}{R}$$

两个边频分量产生的平均功率相同，均为：

$$P_{SB} = \frac{1}{2R} \left(\frac{M_a U_{cm}}{2} \right)^2 = \frac{1}{4} M_a^2 P_c$$

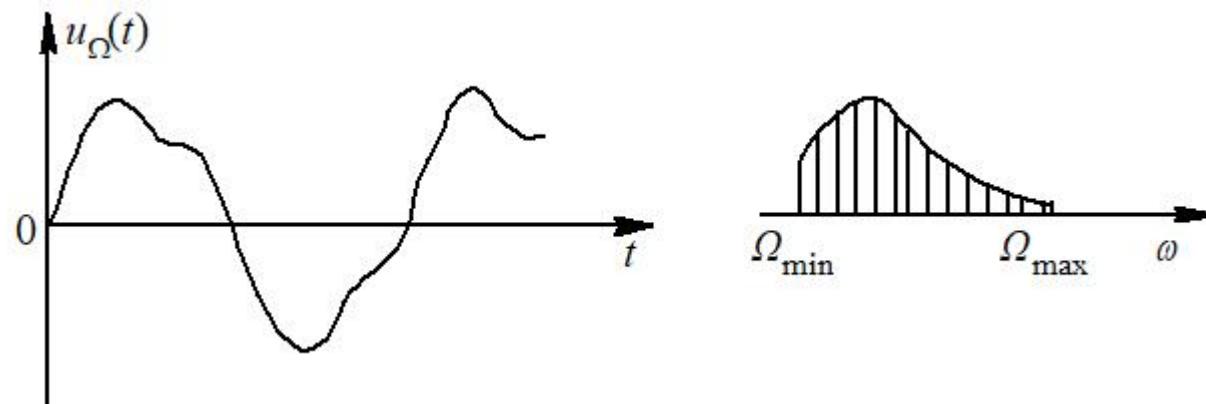
调幅信号总平均功率为：

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



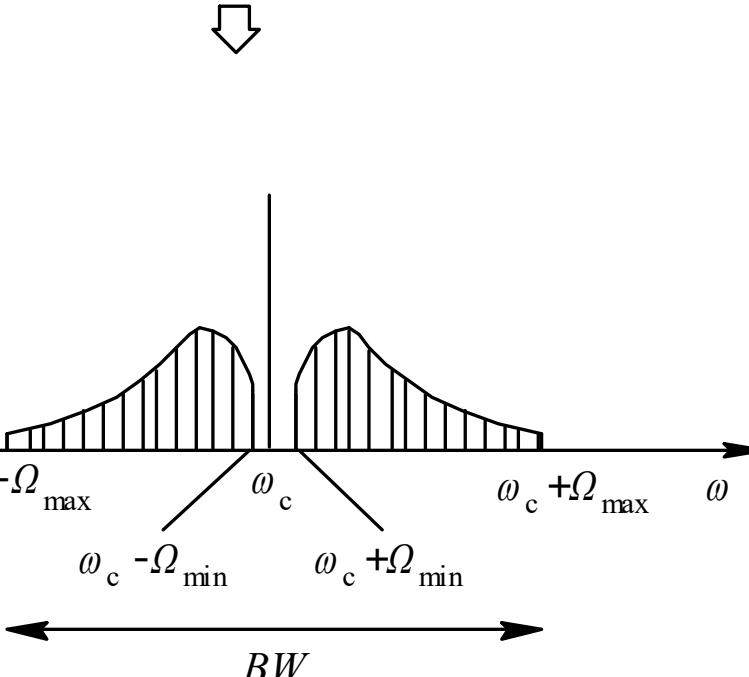
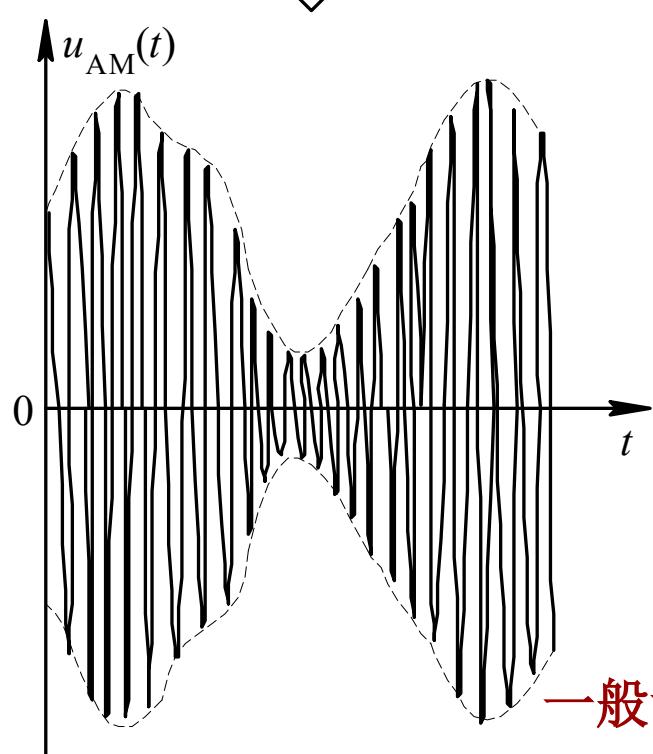
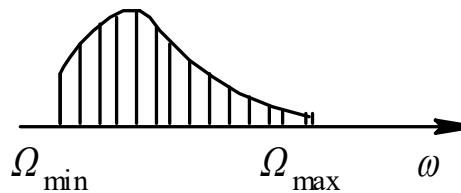
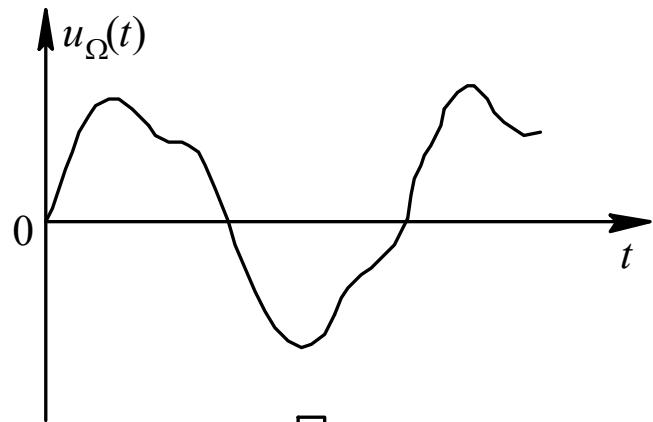


一般调制信号包含多个频率成分，如：



一般调制信号的波形与频谱





一般调幅信号的波形与频谱

$$BW = 2\Omega_{\max} \text{ (或 } 2F_{\max})$$



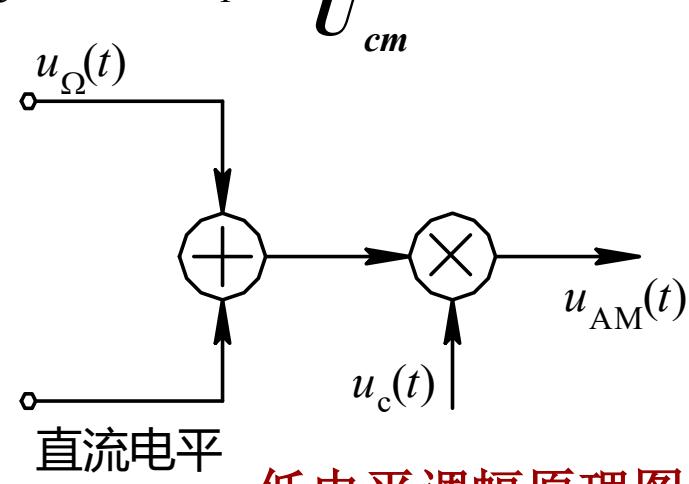
2. 普通调幅信号的产生和解调方法

普通调幅信号表达式可以改写如下：

$$\begin{aligned}
 u_{AM}(t) &= (U_{cm} + kU_{\Omega M} \cos \Omega t) \cos w_c t \\
 &= (1 + \frac{k}{U_{cm}} U_{\Omega M} \cos \Omega t) \cdot U_{cm} \cos w_c t \\
 &= [1 + k_1 u_{\Omega}(t)] \cdot u_c(t), \quad k_1 = \frac{k}{U_{cm}}
 \end{aligned}$$

(1) 普通调幅信号的产生

- 低电平调幅
- 高电平调幅



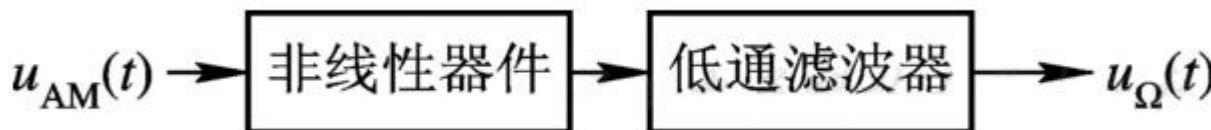
低电平调幅原理图

利用丙类谐振功放的调制特性也可以产生普通调幅信号，功放的输出电压很高。

(2) 普通调幅信号的解调方法

- 包络检波

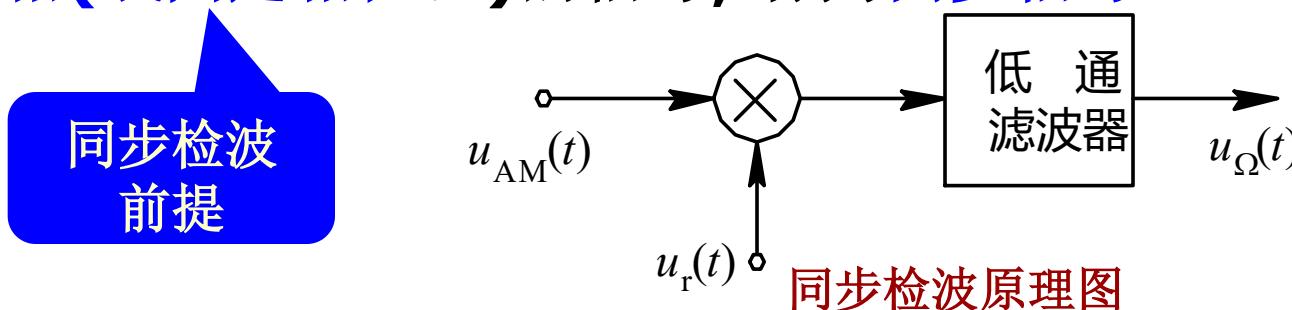
包络检波的原理：将普通调幅信号的包络提取出来，就可以恢复原来的调制信号。



包络检波原理图

- 同步检波

同步检波必须采用一个与发射端载波**同频同相(或固定相位差)**的信号，称为**同步信号**。



6.2.2 双边带调幅方式

普通调幅信号功率利用率低

1. 双边带调幅信号的特点

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

单频调制信号为 $u_\Omega(t) = U_{\Omega m} \cos \Omega t (\Omega \ll \omega_c)$

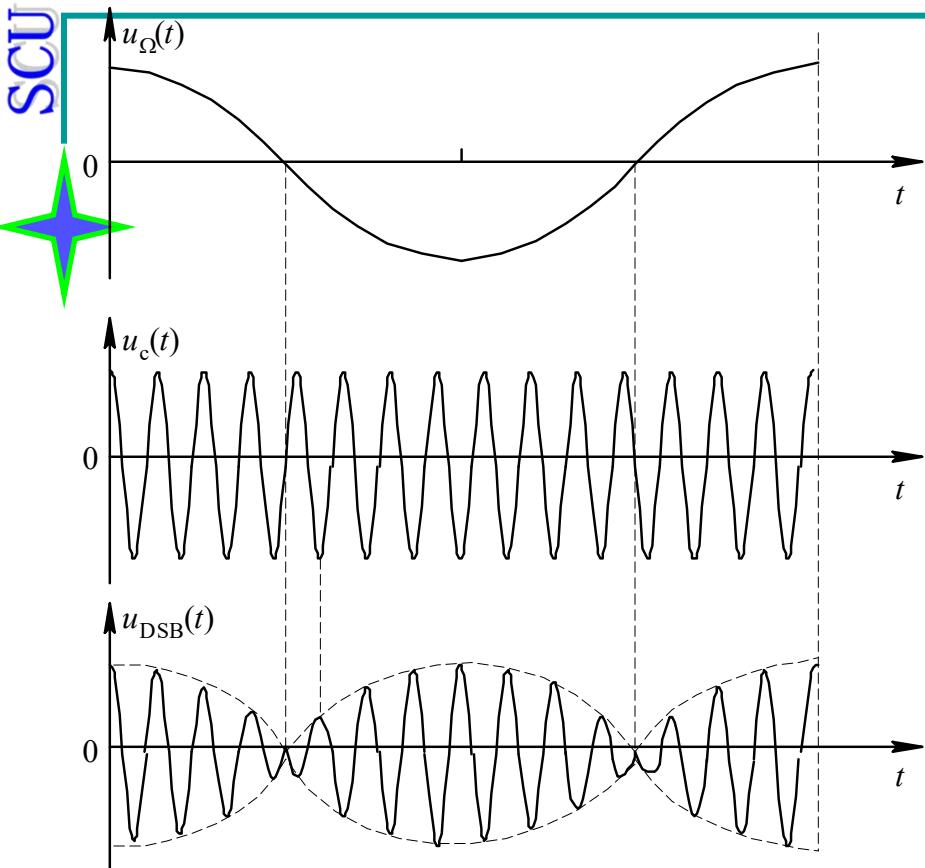
则双边带调幅信号为：

$$\begin{aligned} u_{DSB}(t) &= k u_\Omega(t) u_c(t) = k U_{\Omega m} U_{cm} \cos \Omega t \cos \omega_c t \\ &= \frac{k U_{\Omega m} U_{cm}}{2} [\cos(\omega_c + \Omega)t + \cos(\omega_c - \Omega)t] \end{aligned}$$

其中 k 为比例系数。

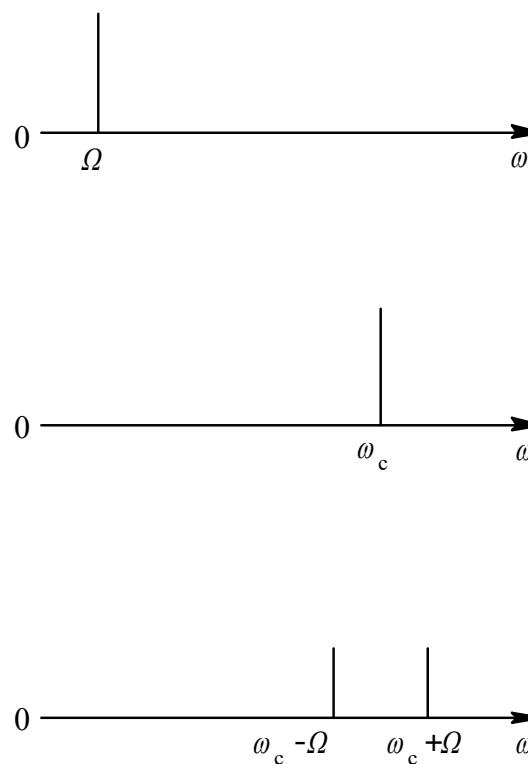
可见双边带调幅信号中仅包含两个边频，无载频分量，其 $BW = 2\Omega$ (或者 $2F$) 调制信号频率的两倍。





(a)

双边带调幅波形与频谱



(b)

注意： 双边带调幅信号不仅其包络已不再反映调制信号波形的变化，而且在调制信号波形过零点处的高频相位有**180°** 的突变。

2. 双边带调幅信号的产生与解调方法

$$\text{由式 } u_{DSB}(t) = k u_\Omega(t) u_c(t)$$

产生方法：可以看出，产生双边带调幅信号的最直接法就是将调制信号与载波信号**相乘**。

解调方法：同步检波是进行双边带调幅信号解调的主要方法。

同步检波必须采用一个与发射端载波**同频同相(或固定相位差)**的信号，称为**同步信号**。

同步检波
前提



6.2.3 单边带调幅方式

双边带调幅方式包含上下两个边带，都含有信息。

单边带调幅方式是指仅发送上、下边带中的一个。如：

$$u_{SSB}(t) = \frac{kU_{m\Omega}U_{cm}}{2} \cos(\omega_c + \Omega)t$$

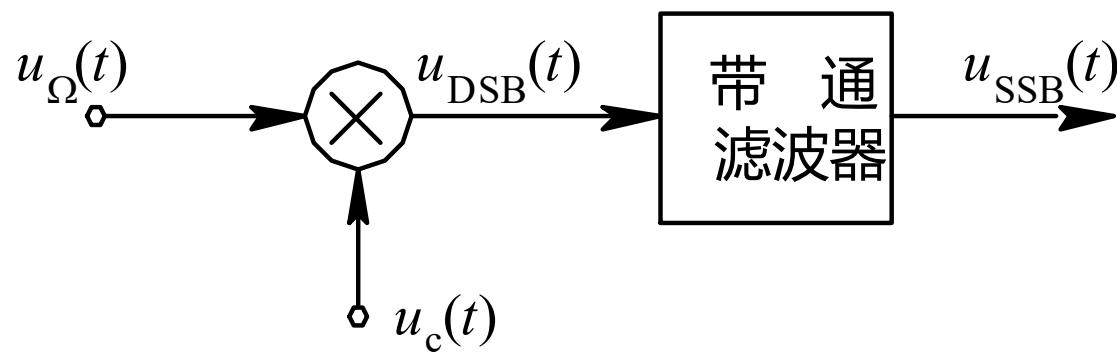
单边带调幅信号的带宽与调制信号带宽相同**BW=F**，是普通调幅和双边带调幅信号带宽的一半。

产生方法：滤波法，相移法，相移滤波法。



● 滤波法

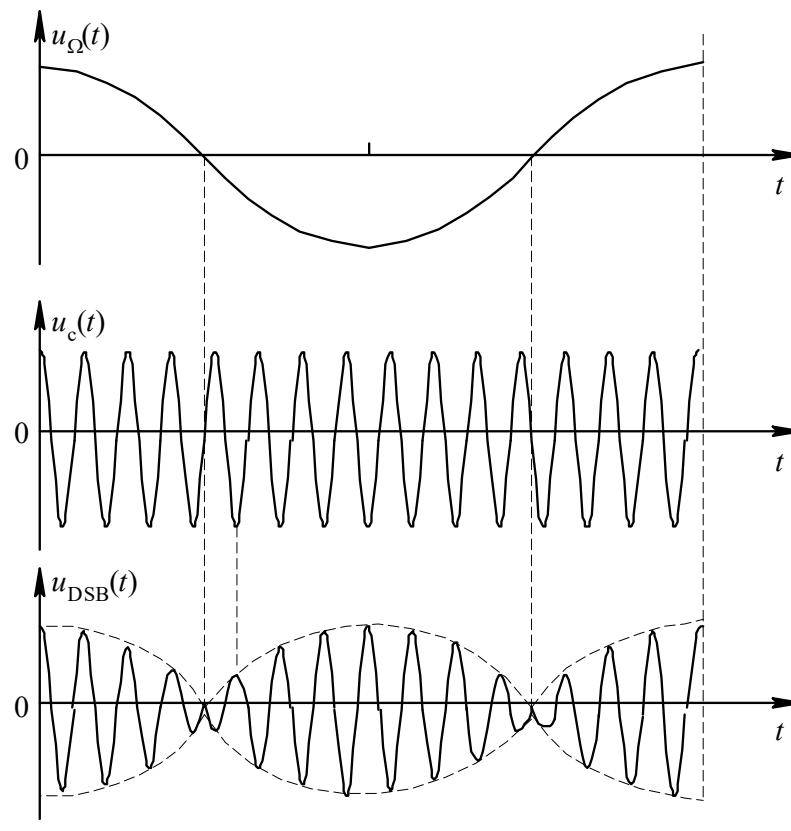
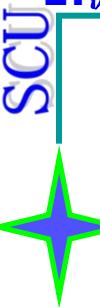
根据单边带调幅信号的频谱特点，先产生双边带调幅信号，再利用带通滤波器取出其中一个边带信号。



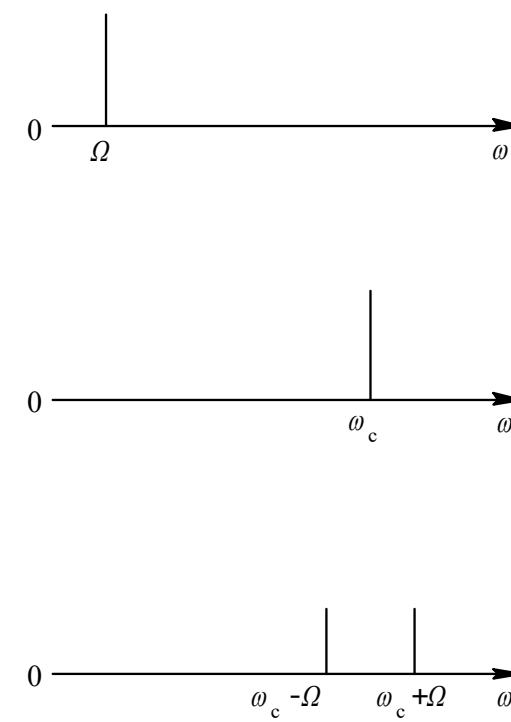
滤波法原理图



1. 滤波法



(a)



(b)

对于频谱范围为 $\Omega_{\min} \sim \Omega_{\max}$ 的一般调制信号，如 Ω_{\min} 很小，则上、下两个边带相隔很近，用滤波器完全取出一个边带而滤除另一个边带是很困难的。



● 滤波法

滤波法的缺点在于滤波器的设计困难。当滤波器的过渡带宽度固定，则工作频率越高，要求衰减特性越陡峭，实现越困难。

举例：设过渡带宽度 $2F_{\min}=1\text{kHz}$, 要求在过渡带内衰减 20dB , 若工作频率 $f_c=1\text{MHz}$, 则滤波器边沿的衰减特性必须为 $-46\ 000\text{dB} / 10$ 倍频程；若工作频率 $f_c=10\text{kHz}$, 则要求相应的衰减特性为 $-500\text{dB} / 10$ 倍频程。



● 相移法

这种方法是基于单边带调幅信号的时域表达式。

$$\text{式 } u_{SSB}(t) = \frac{kU_{m\Omega}U_{cm}}{2} \cos(\omega_c + \Omega)t$$

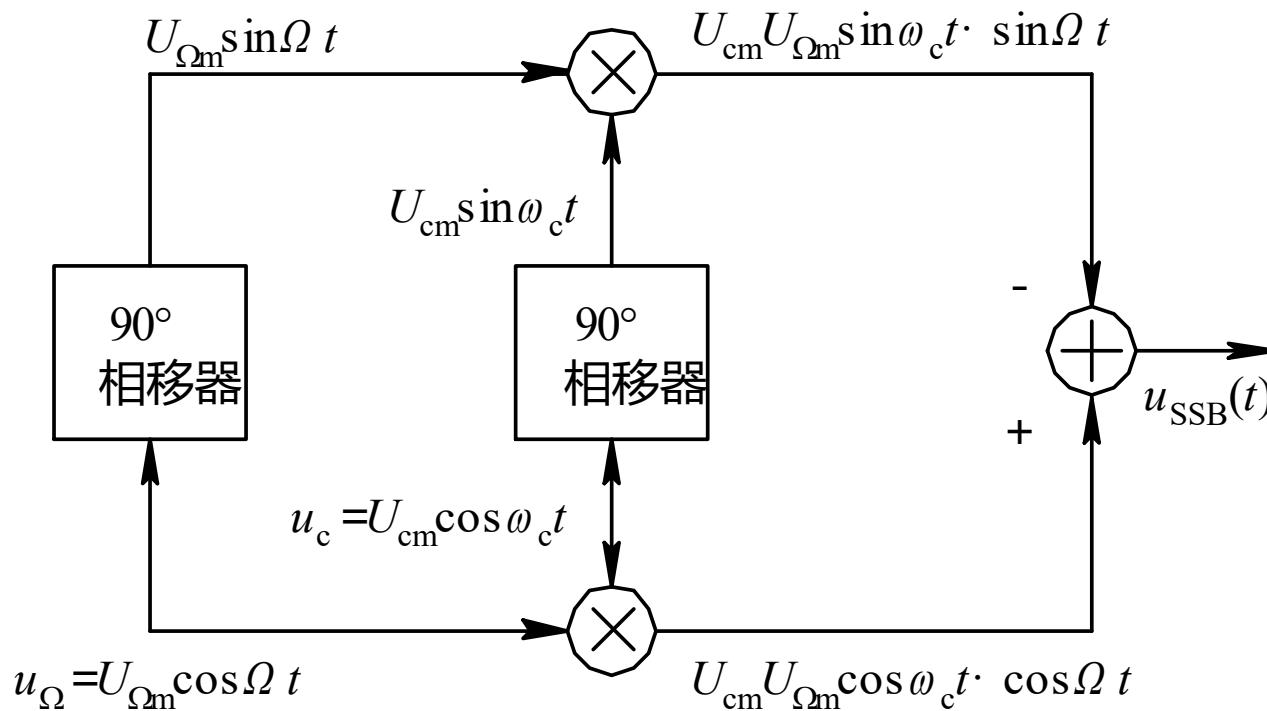
所示单频单边带调幅信号可写成：

$$u_{SSB}(t) = \frac{kU_{\Omega m}U_{cm}}{2} (\cos w_c t \cos \Omega t - \sin w_c t \sin \Omega t)$$



2. 相移法

$$u_{SSB}(t) = \frac{kU_{\Omega m}U_{cm}}{2} (\cos \omega_c t \cos \Omega t - \sin \omega_c t \sin \Omega t)$$



相移法原理

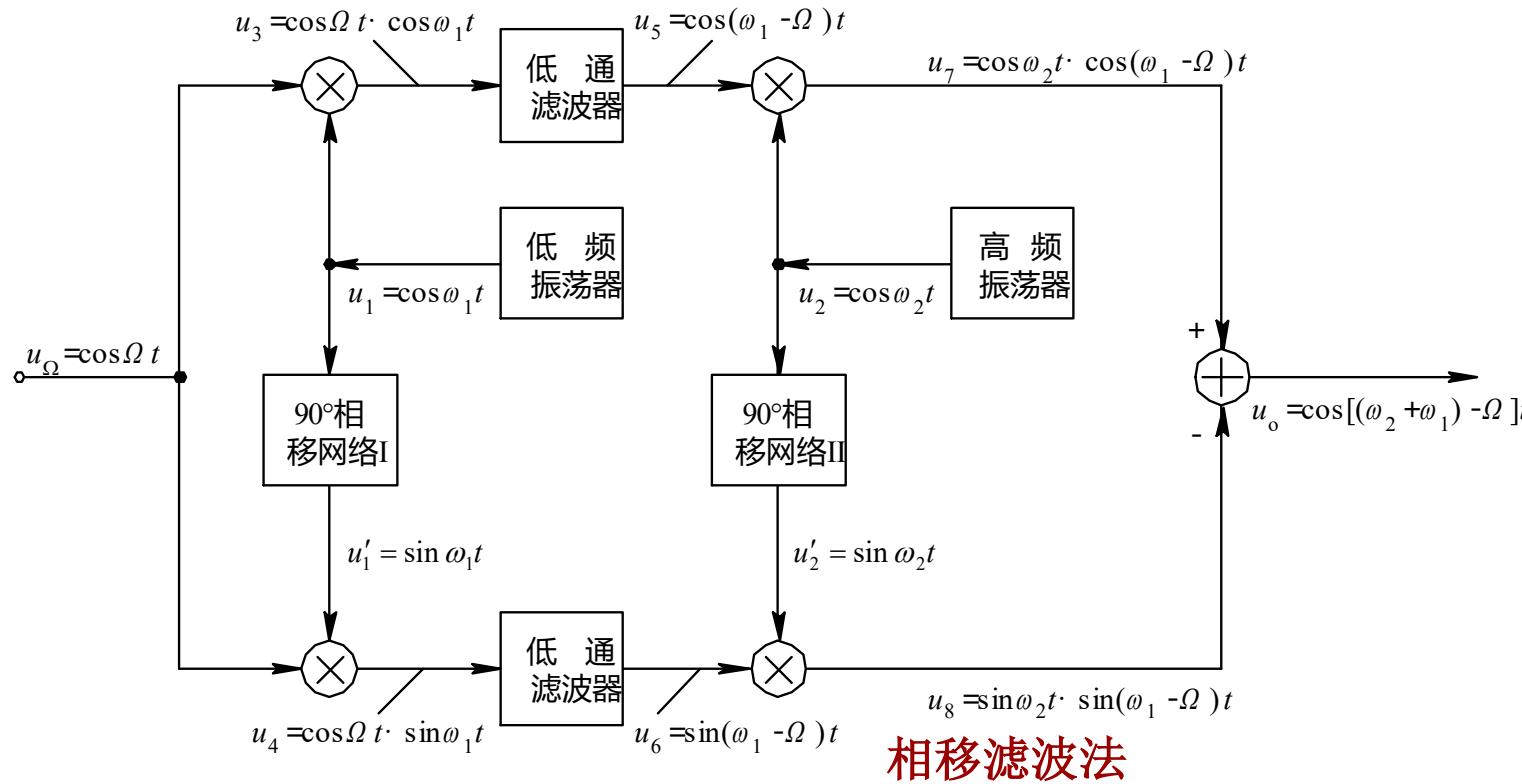
显然，对于一个包含许多频率分量的一般调制信号进行**90°** 相移，要保证其中每个频率分量都准确相移**90°** 是很困难的。

6.2.3 单边带调幅方式

● 相移滤波法

滤波法的缺点在于滤波器的设计困难，且工作频率越高，要求衰减特性越陡峭，实现越困难。

相移法的困难在于宽带90°相移器的设计。



相移滤波法

相移滤波法的关键在于将载频 ω_c 分成 ω_1 和 ω_2 两部分，其中 ω_1 是略高于 Ω_{max} 的低频， ω_2 是高频，即 $\omega_c = \omega_1 + \omega_2$, $\omega_1 \ll \omega_2$ 。





● 单边带调幅信号的解调

$$u_{SSB}(t) = \frac{kU_{m\Omega}U_{cm}}{2} \cos(\omega_c + \Omega)t$$

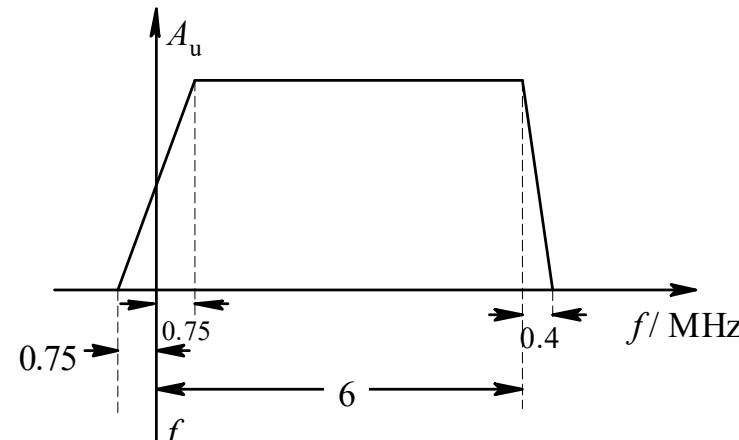
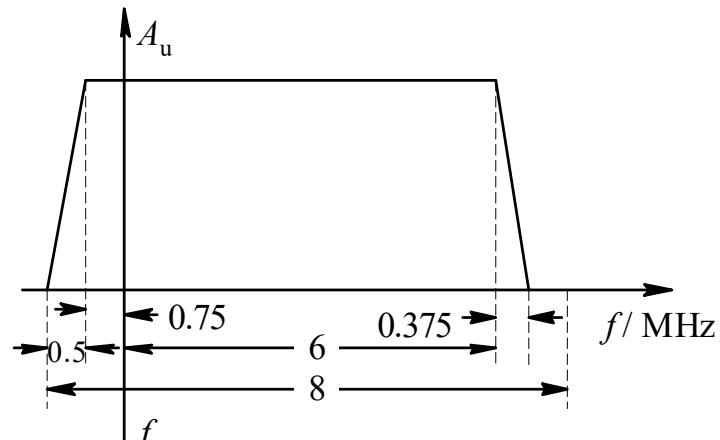
解调方法：同步检波方法。



6.2.4 残留边带调幅方式

残留边带调幅是指发送信号中包括一个完整边带、载波及另一个边带的小部分(即残留一小部分)。

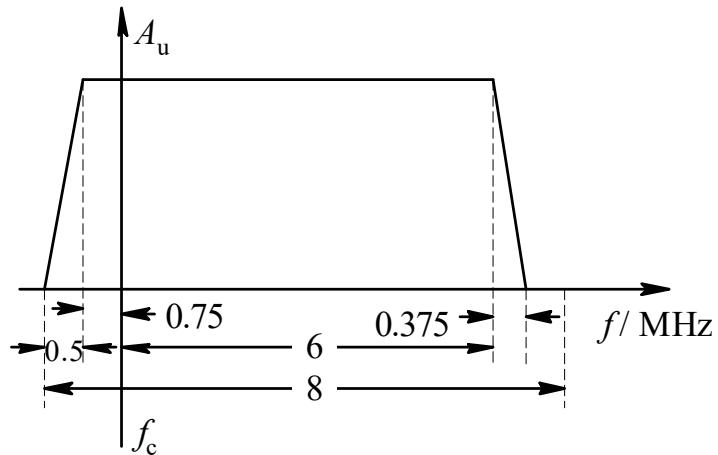
现以电视图像信号为例，说明残留边带调幅方式的调制与解调原理。



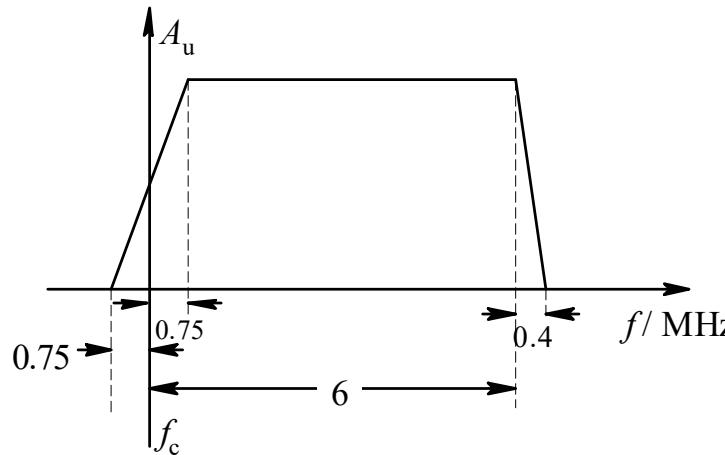
残留边带调幅发送和接收滤波器幅频特性
(a) 发送; (b) 接收



6.2.4 残留边带调幅方式



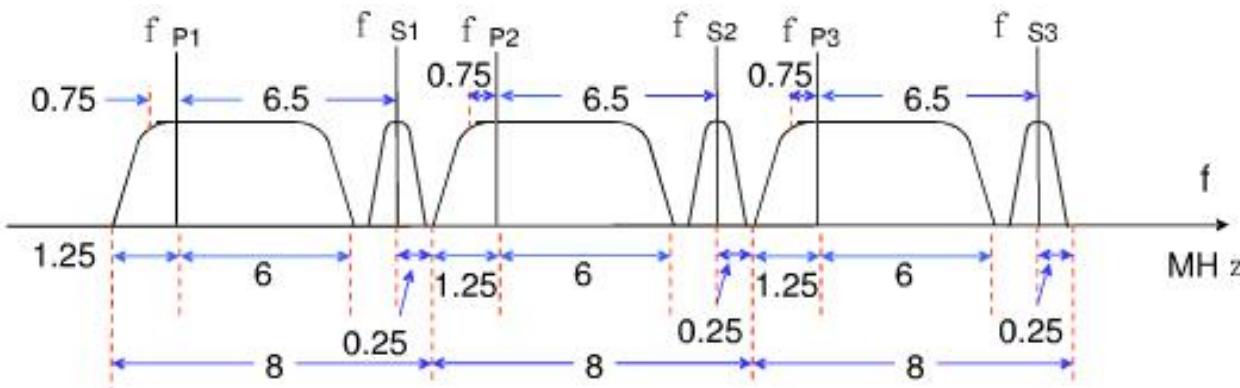
(a)



(b)

残留边带调幅发送和接收滤波器幅频特性

(a) 发送; (b) 接收



例：一频道 48.5~56.5MHz
 $f_p=49.75\text{MHz}$
 $f_s=56.25\text{MHz}$

若采用普通调幅，每一频道电视图像信号的带宽需 **12MHz**，而采用残留边带调幅只需 **8MHz**。

6.2.5 正交调幅方式

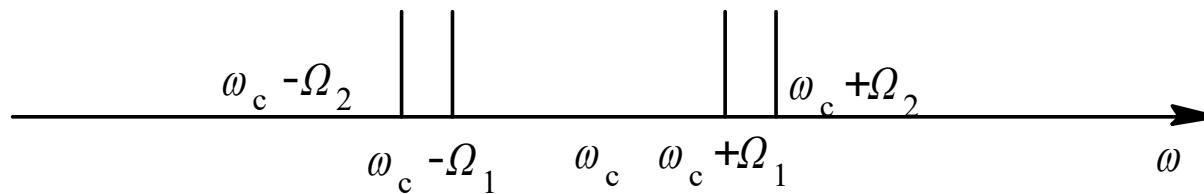
1. 正交调幅特点

正交调幅是采用两个频率相同但相位差为 90° 的正弦载波作为载波，以双边带调幅的方法传送相互独立信号的一种特殊调制方式。

$$u_{c1}(t) = U_{cm} \cos \omega_c t, \quad u_{c2}(t) = U_{cm} \sin \omega_c t$$

$$u_{\Omega_1}(t) = U_{\Omega_1} \cos \Omega_1 t, \quad u_{\Omega_2}(t) = U_{\Omega_2} \cos \Omega_2 t$$

$$\begin{aligned} u_{QAM}(t) &= u_{\Omega_1}(t)u_{c1}(t) + u_{\Omega_2}(t)u_{c2}(t) \\ &= U_{\Omega_1}U_{cm} \cos \Omega_1 t \cos \omega_c t + U_{\Omega_2}U_{cm} \cos \Omega_2 t \sin \omega_c t \end{aligned}$$



正交调幅信号频谱图

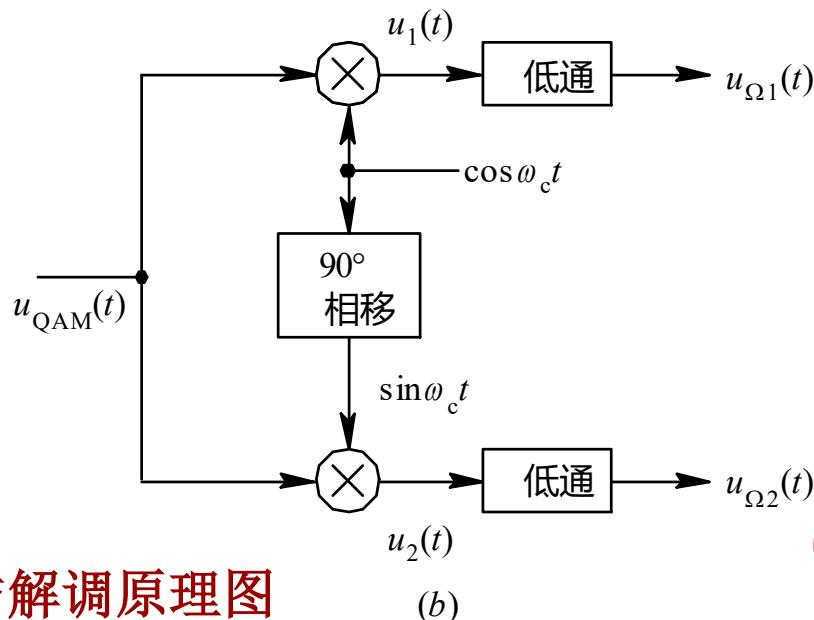
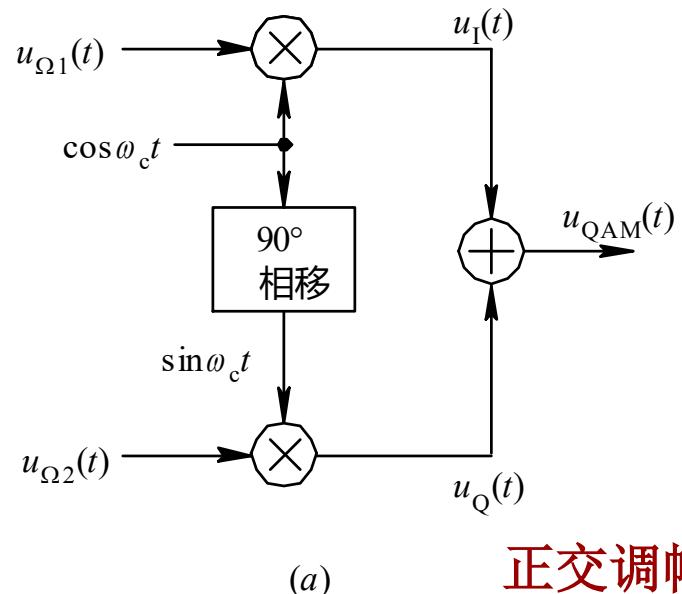
正交调幅（QAM）是一种频带复用技术，两路双边带信号在频带上相互重叠。



2. 正交调幅信号的产生与解调方法

正交调幅信号的**产生**: 将两路调制信号分别进行双边带调幅, 然后相加。

正交调幅信号的**解调**: 对正交调幅信号分别用两个相位差为**90°** 的本地载波进行同步检波, 就可以恢复原来的两路调制信号。



正交调幅与解调原理图





普通调幅功率利用率低，但可采用简单、低成本的包络检波方式，故广泛用于电台广播系统。双边带调幅与单边带调幅功率利用率高，可用于小型通信系统，其中单边带调幅可节省一半频带，但需解决如何获得同步信号的问题。残留边带调幅广泛用于电视广播系统。**QAM**用于数字移动通信中。



例 已知调制信号频率范围为**300Hz~4kHz**, 分别采用普通调幅(平均调幅指数**M_a=0.3**)、双边带调幅和单边带调幅三种方式, 如要求边带功率为**10W**, 分别求出每种调幅方式的频带宽度、发射总平均功率**P_{av}**及功率利用率 ($\eta = \frac{\text{边带功率}}{\text{总平均功率}}$)

解: **AM**边带功率 $2p_{SB} = \frac{1}{2} M_a^2 p_c = 10W \Rightarrow p_c = \frac{10}{0.045} = 222W$

$$P_{av} = p_c + 2p_{SB} = 232W \quad \eta = \frac{2p_{SB}}{p_c} = \frac{10}{232} \approx 4.3\% \quad BW = 2F_{\max} = 8kHz$$

DSB边带功率 $2p_{SB} = 10W = P_{av} \quad \eta = \frac{10}{10} = 100\%$

$$BW = 2F_{\max} = 8kHz$$

SSB边带功率 $p_{SB} = 10W = P_{av} \quad \eta = \frac{10}{10} = 100\%$

$$BW = F_{\max} = 4kHz$$





6.3 调幅电路

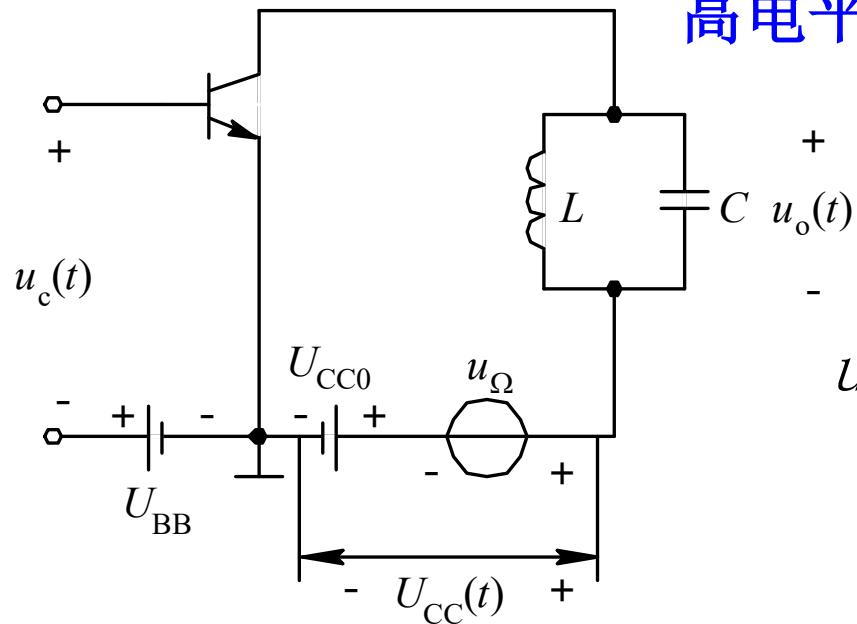
高电平调幅电路：在高电平状态下进行调幅，输出功率大。如利用丙类谐振功放的调制特性。

低电平调幅电路：在低电平状态下进行调幅，输出功率不大。



6.3.1 高电平调幅电路

高电平调幅电路是利用谐振功放的调制特性实现的。



高电平调幅电路：基极调幅电路；

集电极调幅电路。

$$\begin{aligned} u_0(t) &= U_{cm} \cos \omega_c t \\ &= k [V_{cc0} + u_\Omega(t)] \cos \omega_c t \end{aligned}$$

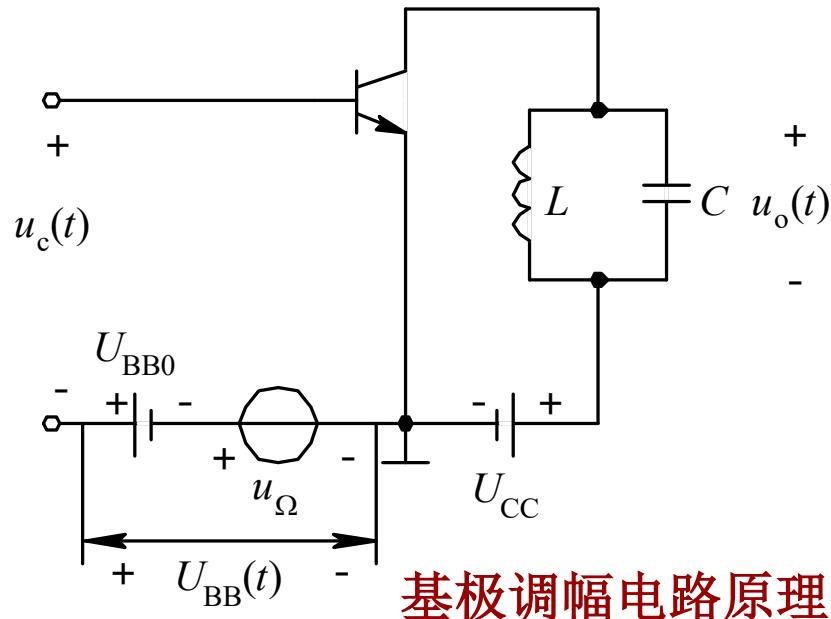
其中k为比例系数。

集电极调幅电路原理

集电极调幅电路可以产生且只能产生普通调幅波，但必须工作在过压状态。



6.3.1 高电平调幅电路



$$\begin{aligned} u_0(t) &= U_{cm} \cos \omega_c t \\ &= k[V_{BB0} + u_\Omega(t)] \cos \omega_c t \end{aligned}$$

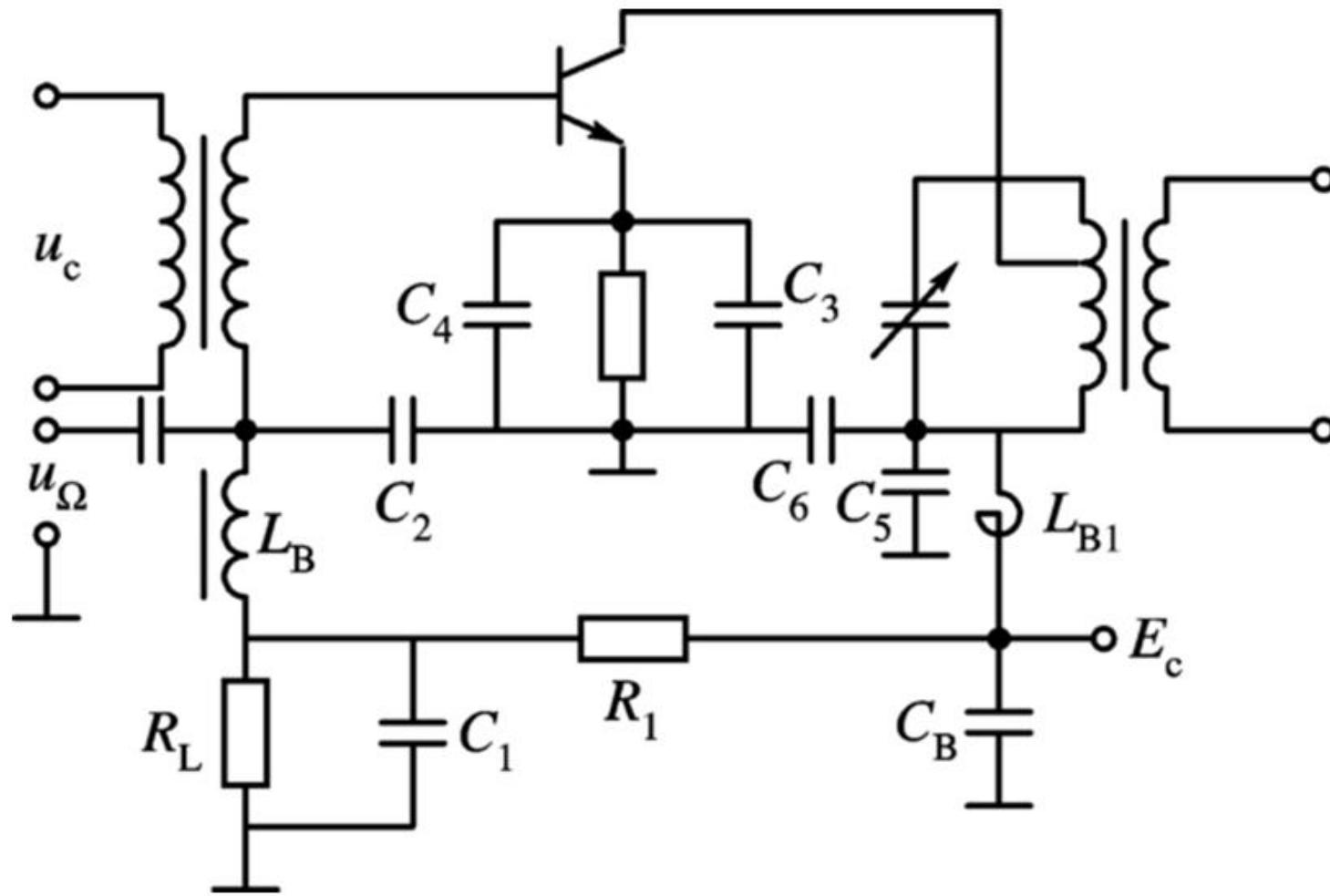
其中k为比例系数。

基极调幅电路必须工作在欠压区。

高电平调幅电路的优点：调幅、功放合一；整机效率高，可直接产生很大功率输出的调幅信号。缺点和局限性：只能产生普通调幅**AM**信号；调制线性度差，例如集电极调制特性中 U_{cm} 与 V_{CC} 并非完全成线性关系。



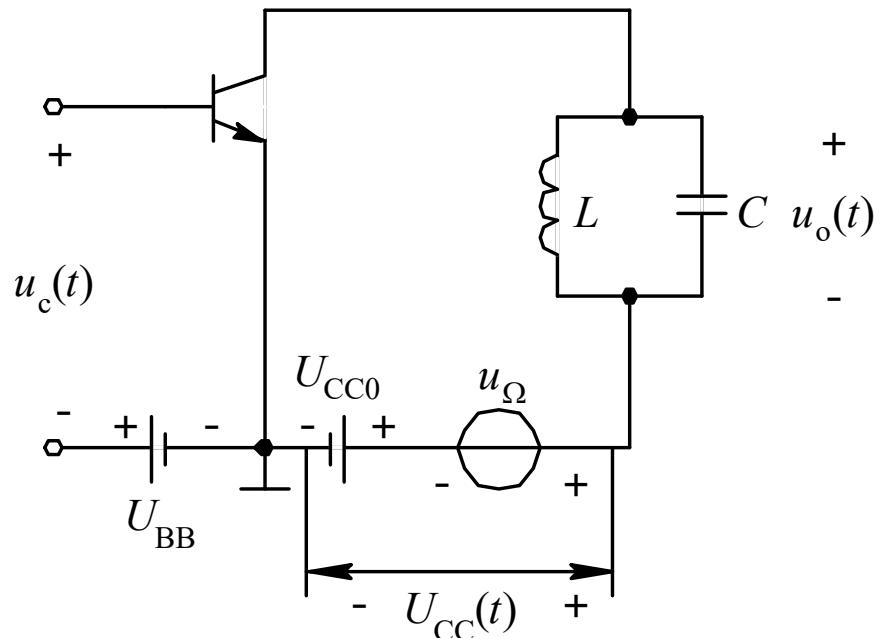
6.3.1 高电平调幅电路



基极调幅电路

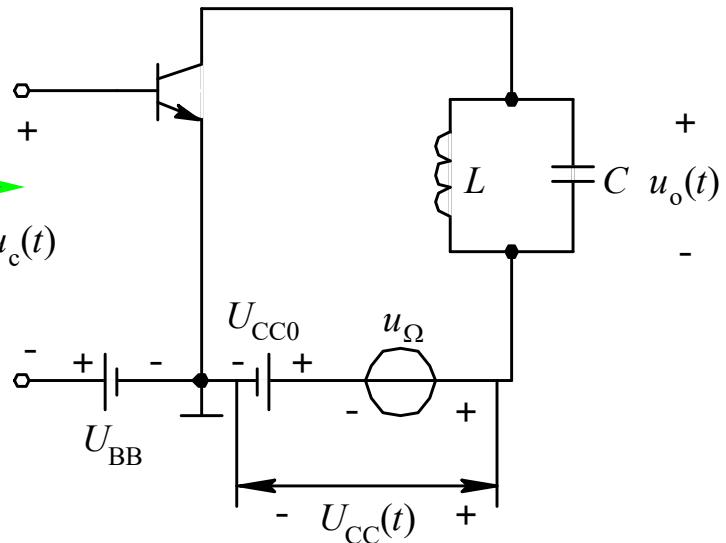


例 采用集电极调幅电路进行普通调幅。已知调制信号频率范围为 $300\text{Hz} \sim 4\text{kHz}$, 平均调幅指数 $M_a = 0.3$, $U_{CC0} = 24\text{V}$, $I_{C0} = 25\text{mA}$, 集电极效率 $\eta_c = 70\%$ 。求输出载波功率 P_c 、边带功率 $2P_{SB}$ 、功率利用率 η 和频带宽度 BW 。 $(\eta = \frac{\text{边带功率}}{\text{总平均功率}})$



解：此调幅电路电源功率由直流电源提供的直流功率 P_D 和调制信号 $u_\Omega(t)$ 产生的交流功率 P_Ω 两部分组成。因为





$$P_D = U_{CC0} I_{C0} = 24 \times 25 \times 10^{-3} = 600mW$$

$$P_\Omega = \frac{1}{2} (M_a U_{CC0})^2 / R_D = \frac{1}{2} M_a^2 P_D$$

$$= \frac{1}{2} \times 0.3^2 \times 600 = 27mW$$

其中， $R_D = U_{CC0} / I_{C0}$ 是输出端等效直流电阻，

$M_a U_{CC0}$ 是调制信号平均振幅。故电源总功率为：

$$P = P_D + P_\Omega = 600 + 27 = 627 \text{ mW}$$

从而输出平均功率为

$$P_{av} = \eta_c (P_D + P_\Omega) = 0.7 \times 627 = 438.9 \text{ mW}$$

载波功率和边带功率分别为

$$P_c = \frac{P_{av}}{\left(1 + \frac{1}{2}M_a^2\right)} = \frac{438.9}{\left(1 + \frac{1}{2} \times 0.3^2\right)} = 420mW$$

$$2P_{SB} = P_{av} - P_c = 438.9 - 420 = 18.9mW$$

所以

$$\eta = \frac{18.9}{438.9} \approx 0.043 = 4.3\%$$

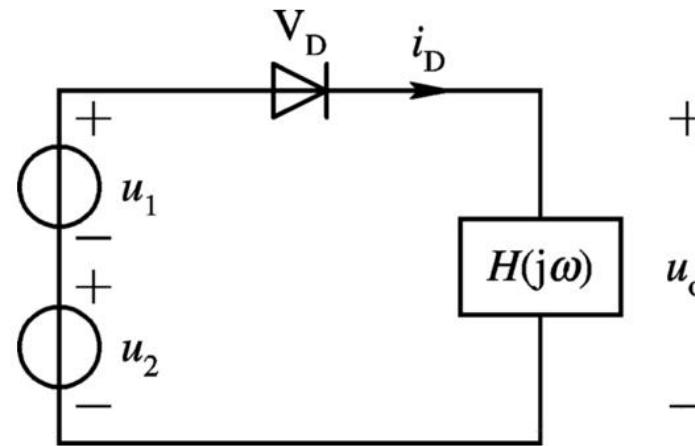
$$BW = 2F_{\max} = 8kHz$$



6.3.2 低电平调幅电路

1、单二极管电路

$$u_D = u_1 + u_2$$

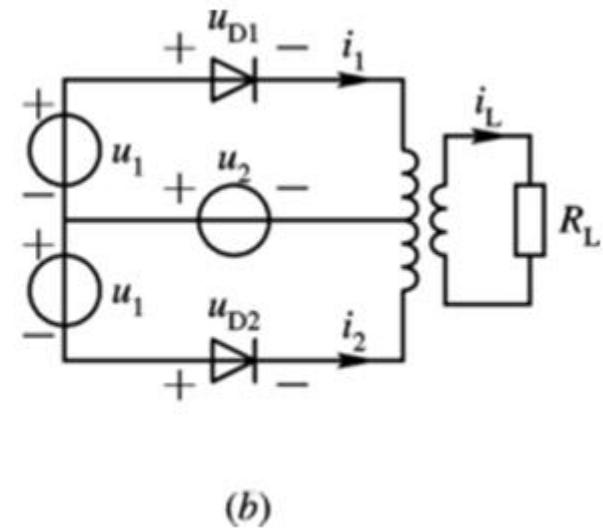
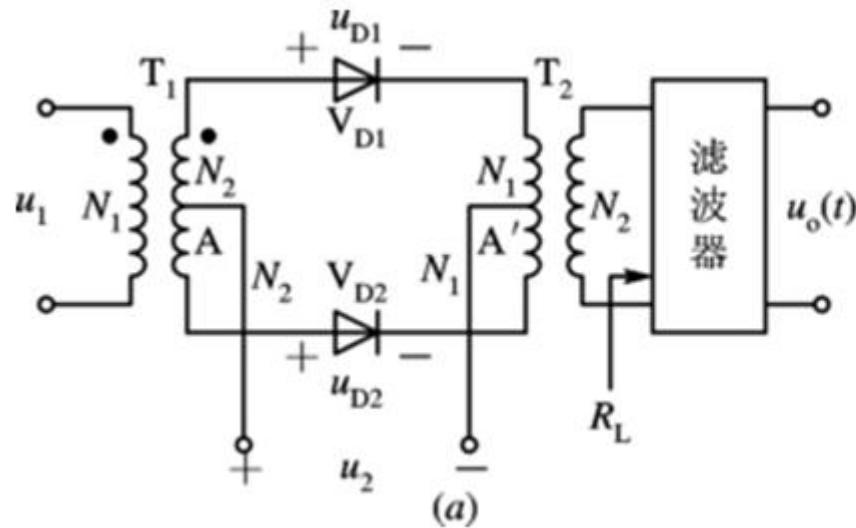


$$i_D = g_D u_D K_1(\omega_2 t) = g_D (u_1 + u_2) K_1(\omega_2 t)$$

AM



2、二极管平衡电路

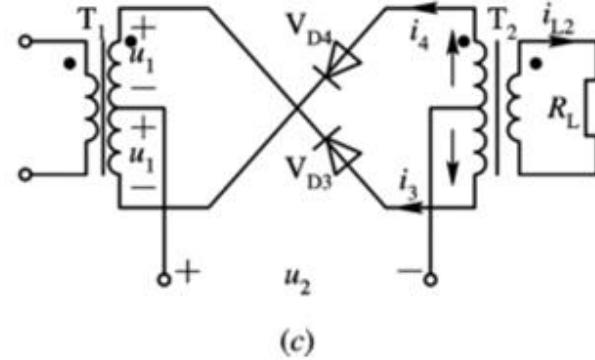
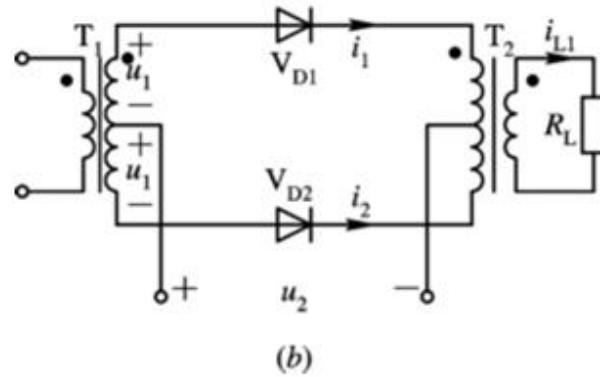
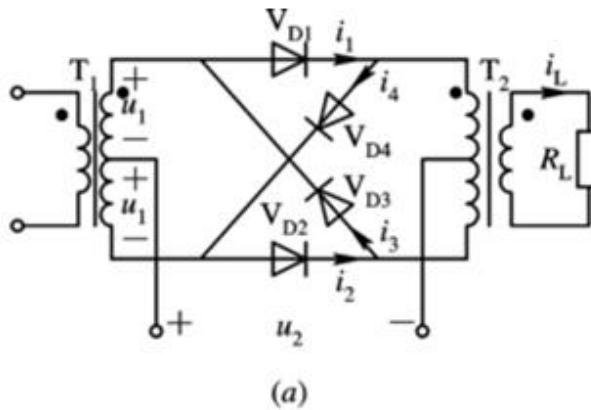


$$i_L = 2g_D u_1 K_1(\omega_2 t), \quad u_1 \ll u_2 \quad DSB$$

$$i_L = g_D u_1 + g_D u_2 K_2(\omega_1 t), \quad u_1 \gg u_2 \quad AM$$



3、二极管环形电路



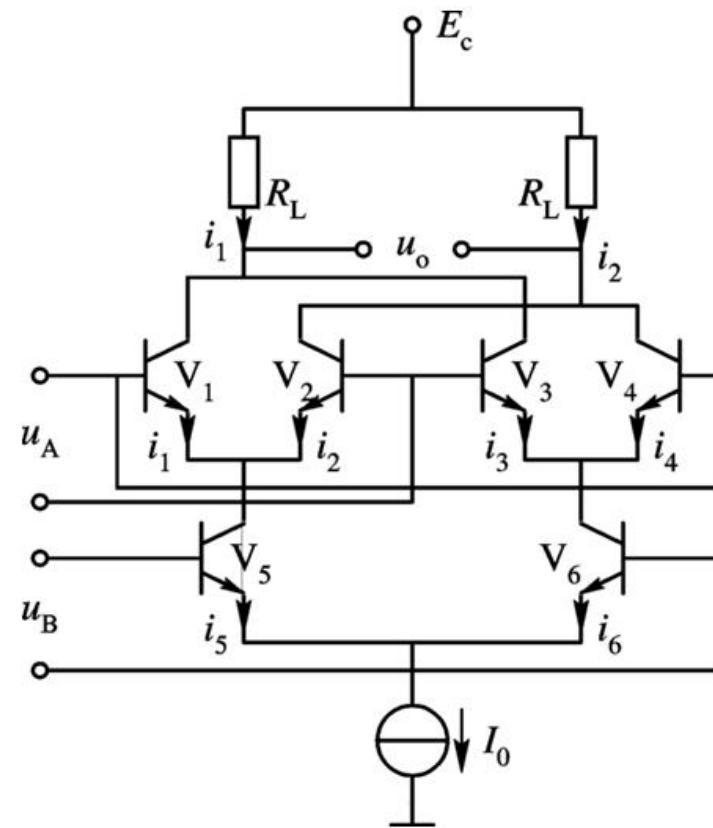
$$i_L = 2g_D u_1 K_2(\omega_2 t)$$

DSB



4、差分对管电路

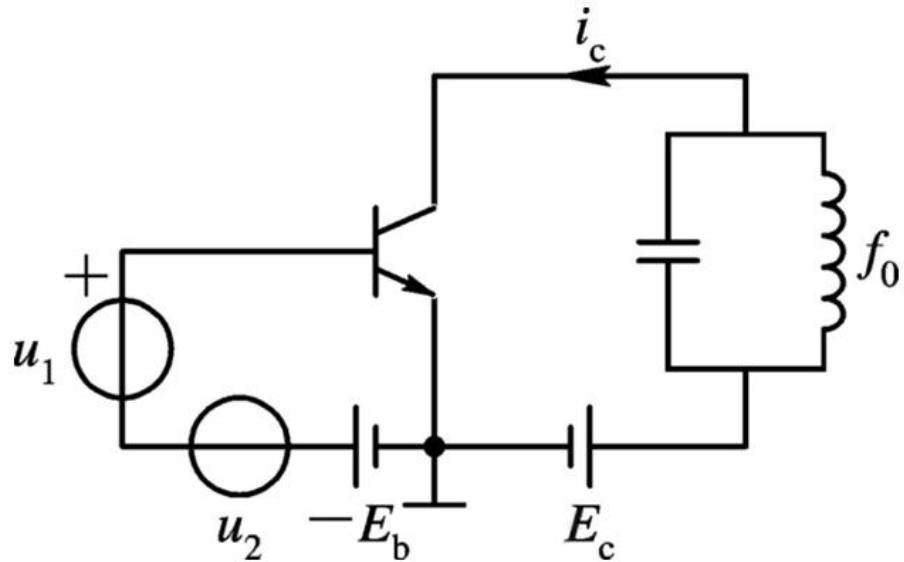
$$i_o = I_0 \operatorname{th}\left(\frac{u_A}{2V_T}\right) \operatorname{th}\left(\frac{u_B}{2V_T}\right)$$



DSB



5、晶体管电路



$$\begin{aligned} i_c &\approx I_{c0}(t) + g_m(t)u_1 \\ &\approx I_{c00} + I_{c01} \cos \omega_2 t + I_{c02} \cos 2\omega_2 t + \dots \\ &\quad + (g_{m0} + g_{m1} \cos \omega_2 t + g_{m2} \cos 2\omega_2 t + \dots) U_1 \cos \omega_1 t \end{aligned}$$

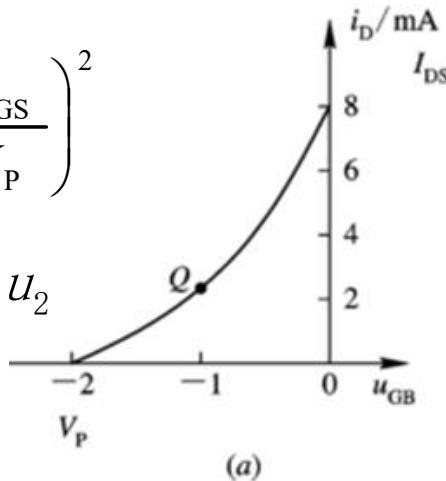
AM



6、场效应管电路

 $i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{u_{GS}}{V_P}\right)^2$

$$u_{GS} = E_{GS} + u_1 + u_2$$



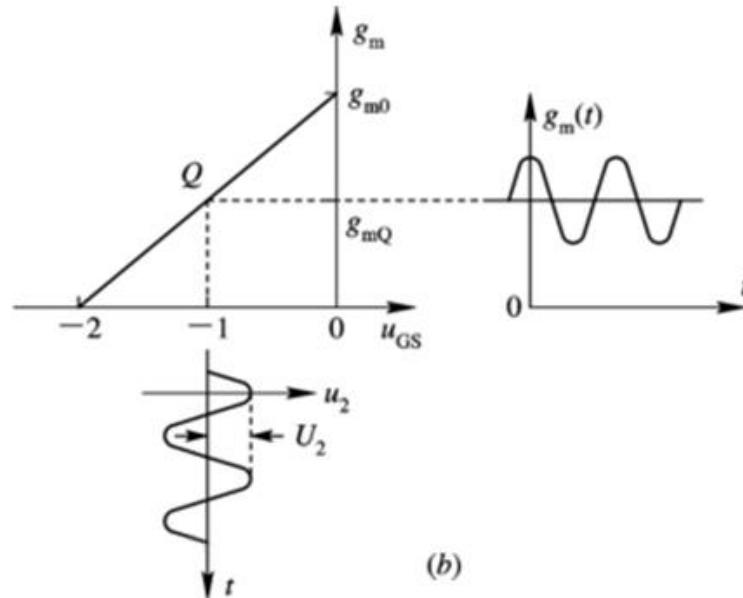
$$u_1 = U_1 \cos \omega_1 t$$

$$u_2 = U_2 \cos \omega_2 t \text{ 且 } U_1 \ll U_2$$

结型场效应管的电流与跨导特性

对于 u_{GS} 的时变跨导为 $g_m(t) = -\frac{2I_{DSS}}{V_P} \left(1 - \frac{E_{GS}}{V_P}\right) + 2I_{DSS} \frac{U_2}{V_P^2} \cos \omega_2 t$

$$\begin{aligned} i_D &= I_o(t) + g_m(t)u_1 \\ &= I_{DSS} \left(1 - \frac{E_{GS} + U_2 \cos \omega_2 t}{V_P}\right)^2 \\ &\quad + \left[-\frac{2I_{DSS}}{V_P} \left(1 - \frac{E_{GS}}{V_P}\right) + 2I_{DSS} \frac{U_2}{V_P^2} \cos \omega_2 t \right] U_1 \cos \omega_1 t \end{aligned} \quad AM$$





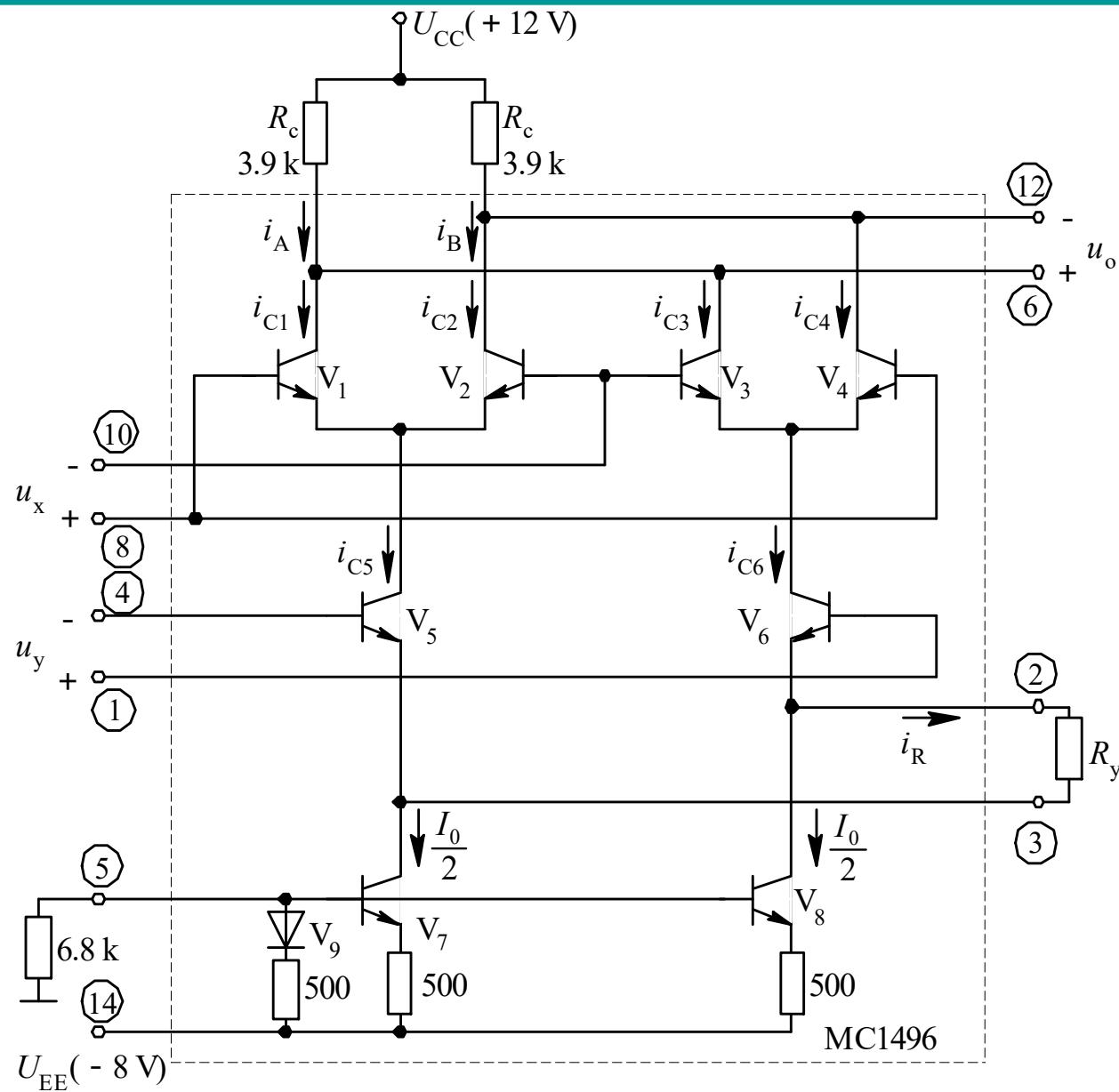
7、集成模拟乘法器

模拟乘法器是低电平调幅电路的常用器件，它不仅可以实现**AM**，也可以实现**DSB**与**SSB**。有：单片集成模拟乘法器；含有模拟乘法器部分的专用集成调幅电路。

典型应用包括：乘、除、平方、均方、倍频、调幅、检波、混频、相位检测等。



1. 单片集成模拟乘法器



MC1496内部电路图

例 已知调制信号 $u_{\Omega}(t)$ 的频谱范围为300Hz~4000 Hz, 载频为560kHz。现采用MC1596进行普通调幅, 载波信号和调制信号分别从X、Y通道输入。若X通道输入是小信号, 输出 $u_o(t) = k_1 u_x u_y$; 若X通道输入是很大信号, $u_o(t) = k_2 u_y K_2(\omega_c t)$ 。分析这两种情况的输出频谱。

解: 由于是普通调幅, 故输入调制信号:

$$u_y(t) = U_Y + u_{\Omega}(t).$$

令 $u_x(t) = \cos \omega_c t$, 则当 $u_x(t)$ 是小信号时,

$$u_o(t) = k_1 (U_Y + u_{\Omega}) \cos \omega_c t = k_1 U_Y \left(1 + \frac{1}{U_Y} u_{\Omega}\right) \cos \omega_c t$$

当 $u_x(t)$ 是很大信号时, $u_o(t) = k_2 (U_Y + u_{\Omega}) K_2(\omega_c t)$

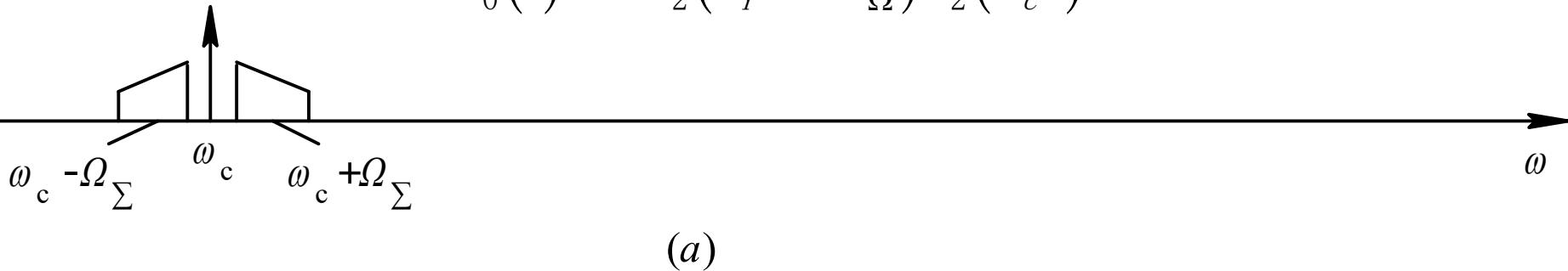


当 $u_x(t)$ 是小信号时

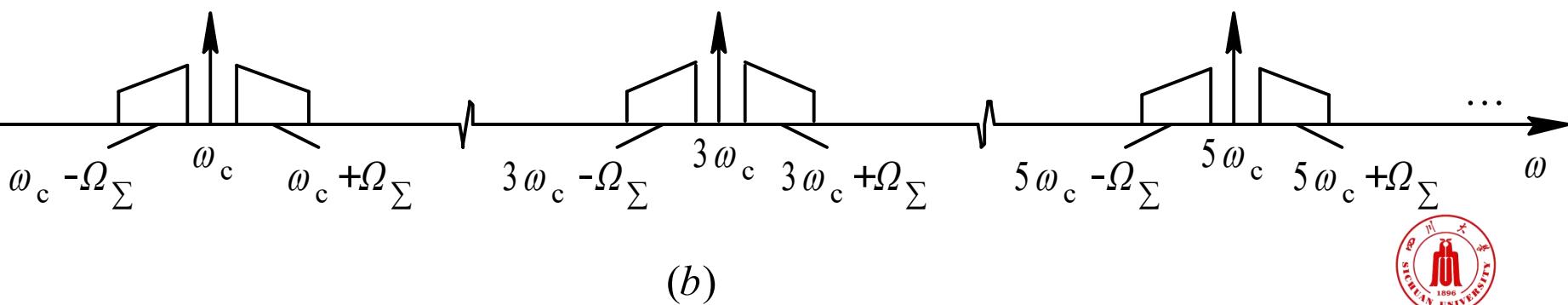
$$u_0(t) = k_1(U_Y + u_\Omega) \cos \omega_c t = k_1 U_Y \left(1 + \frac{1}{U_Y} u_\Omega\right) \cos \omega_c t$$

当 $u_x(t)$ 是很大信号时

$$u_0(t) = k_2(U_Y + u_\Omega) K_2(\omega_c t)$$



(a)

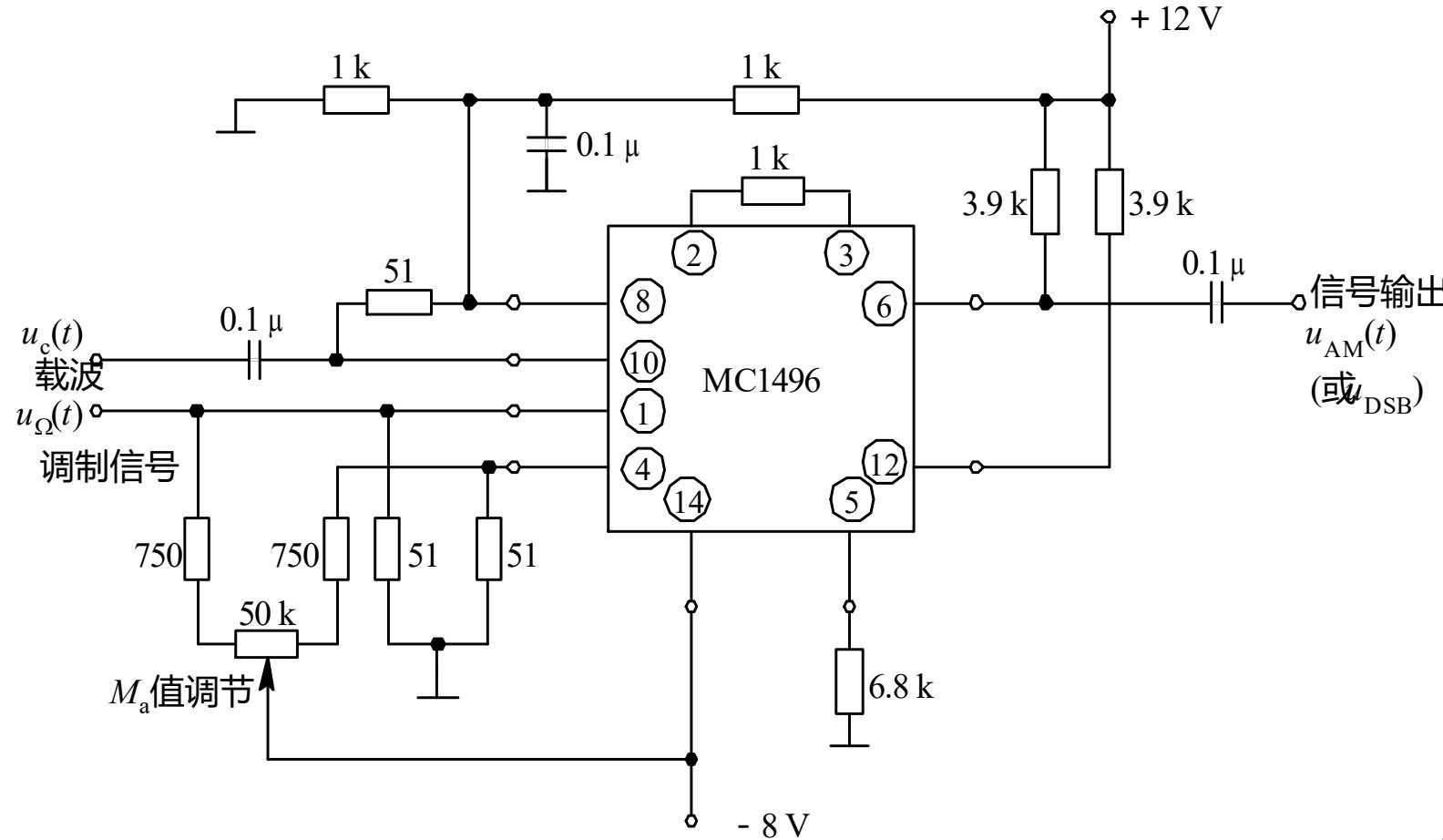


(b)



模拟乘法器调幅电路

可组成普通调幅电路。也可组成双边带调幅电路。



MC1496组成的普通调幅或双边带调幅电路



6.4 检波电路

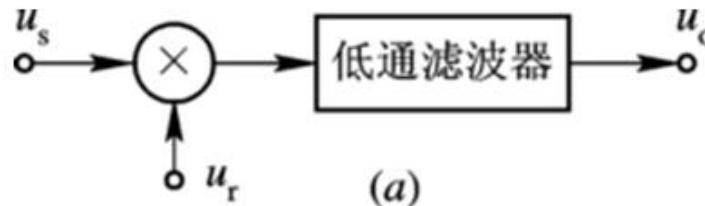
振幅解调方法可分为**包络检波**和**同步检波**两大类

- **包络检波**: 指解调器输出电压与输入已调波的包络成正比的检波方法, **包络检波电路只对普通调幅信号**

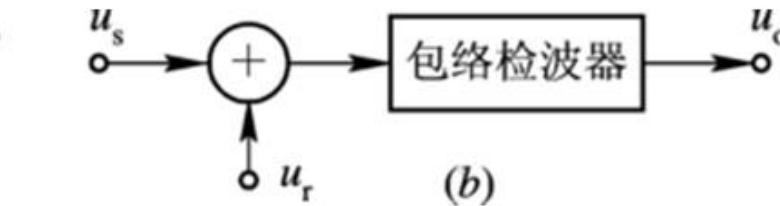


包络检波的原理框图

- **同步检波**: 有两个输入电压, 一个是**AM, DSB或SSB**信号, 另一个是外加的参考电压(称为插入载波电压或恢复载波电压), **同步检波电路可对各种调幅信号**。分为**乘积型**和**叠加型**两类



乘积型同步检波器



叠加型同步检波器



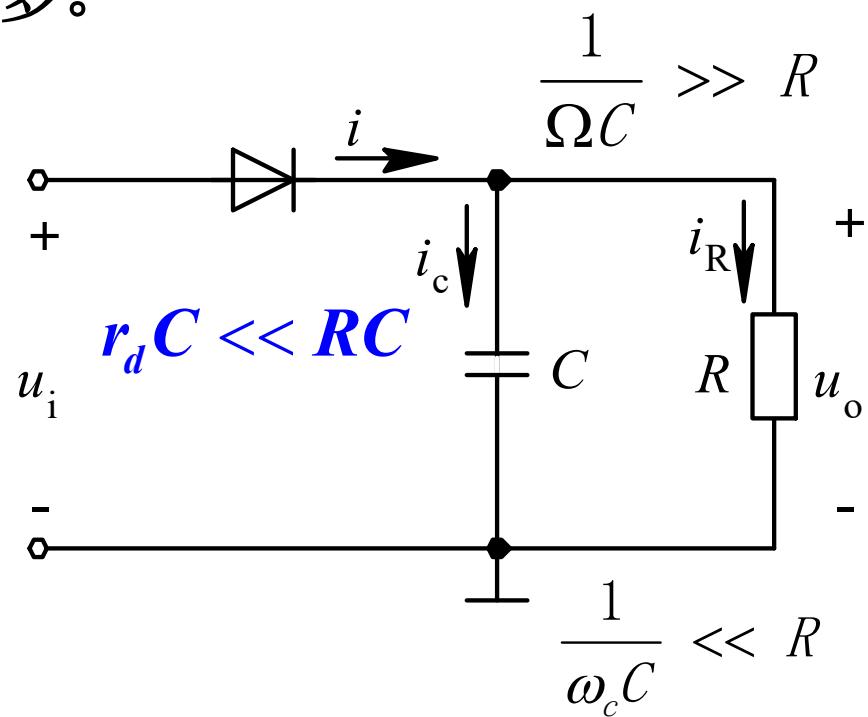
6.4.1 包络检波电路

其中的非线性器件可以是二极管，也可以是三极管或场效应管，电路种类也较多。

1. 工作原理

D上的正向电压为 $u = u_i - u_o$ 。假定二极管导通电压为零，且伏安特性为：

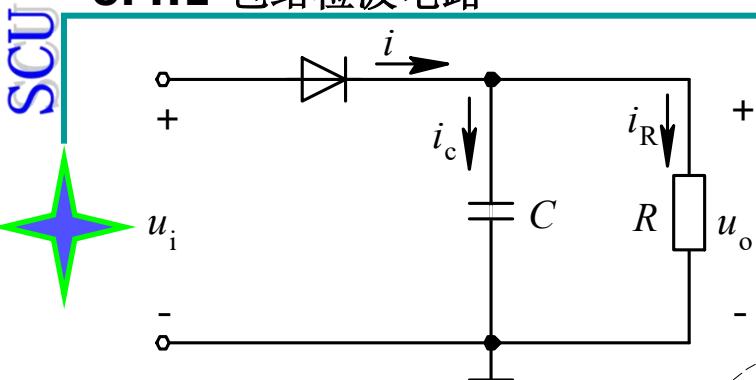
$$i(t) = \begin{cases} g_D u & u \geq 0 \\ 0 & u < 0 \end{cases}$$



二极管峰值包络检波器



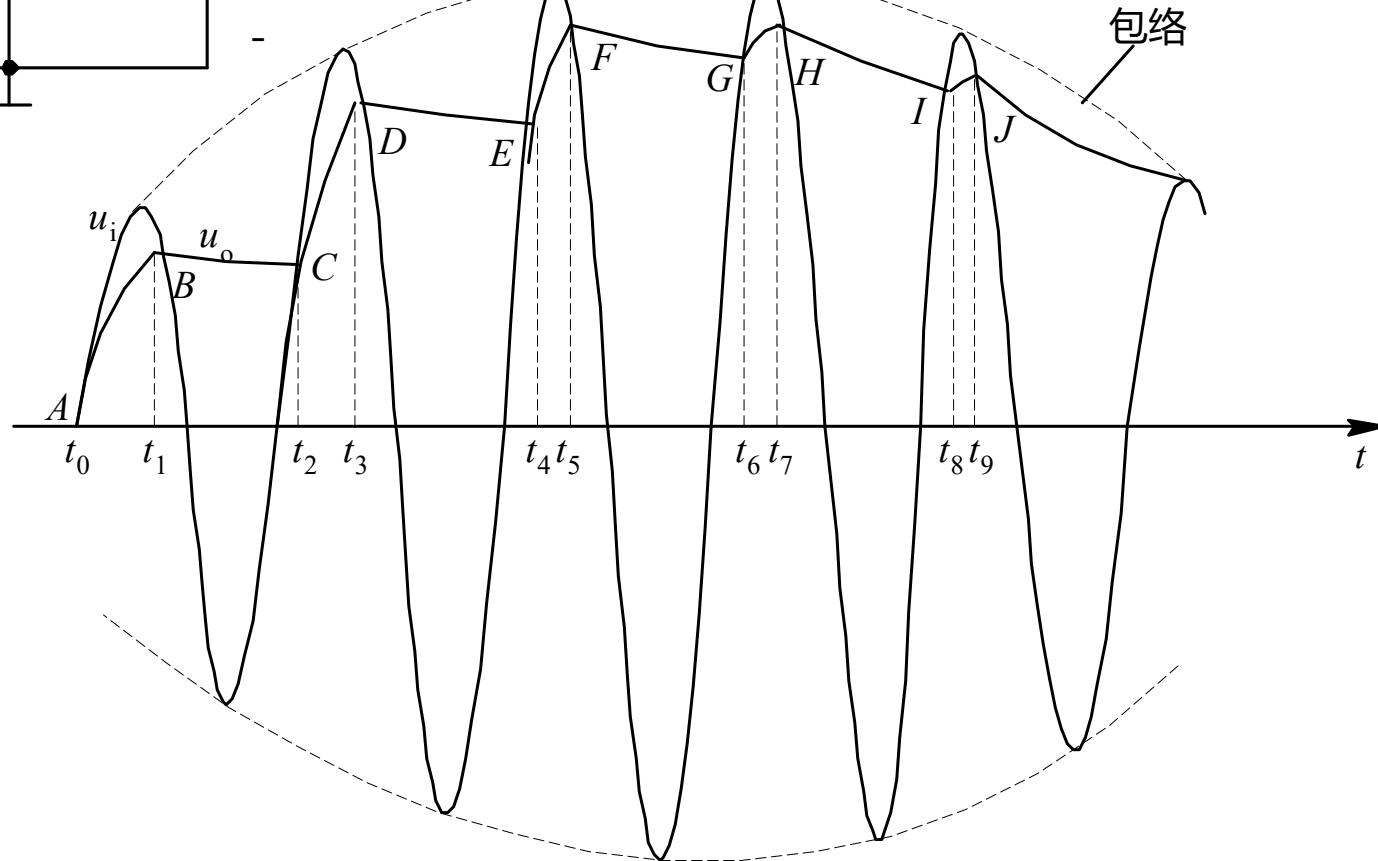
6.4.1 包络检波电路



$$r_d C \ll RC$$

$$\frac{1}{\omega_c C} \ll R$$

$$\frac{1}{\Omega C} \gg R$$

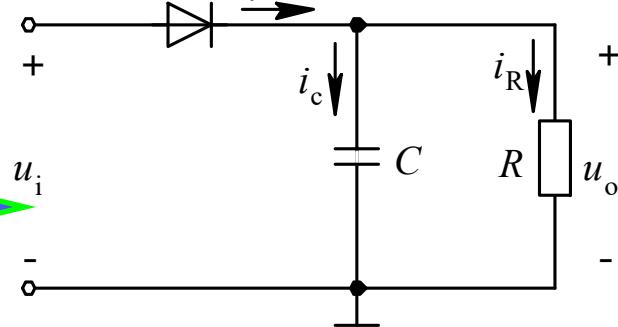


二极管峰值包络检波器的包络检波波形
(峰值包络检波电路仅适合于大信号工作)



6.4.1 包络检波电路

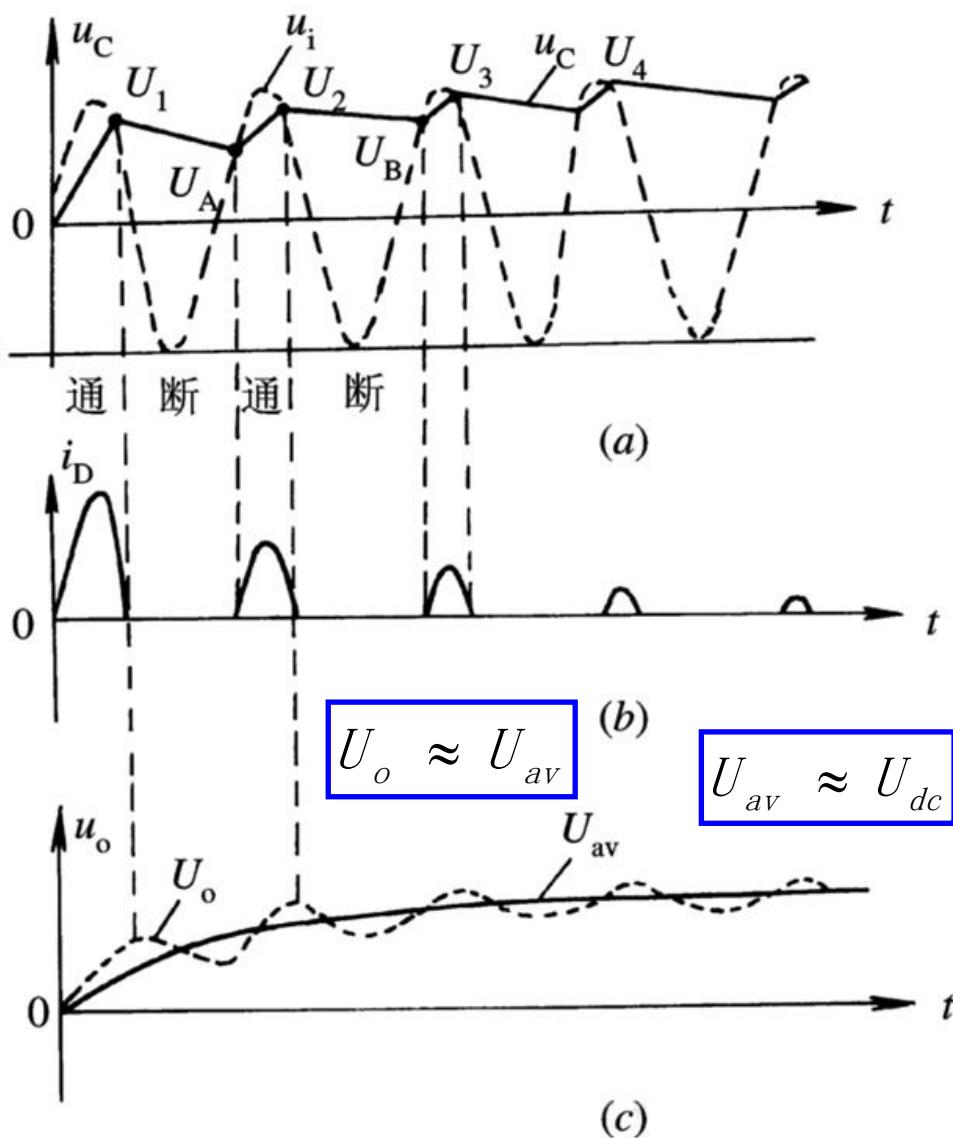
SCU



$$r_d C \ll RC$$

$$\frac{1}{\omega_c C} \ll R$$

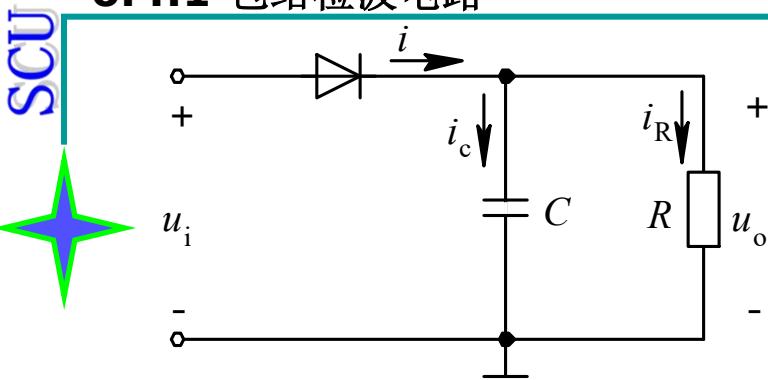
$$\frac{1}{\Omega C} \gg R$$



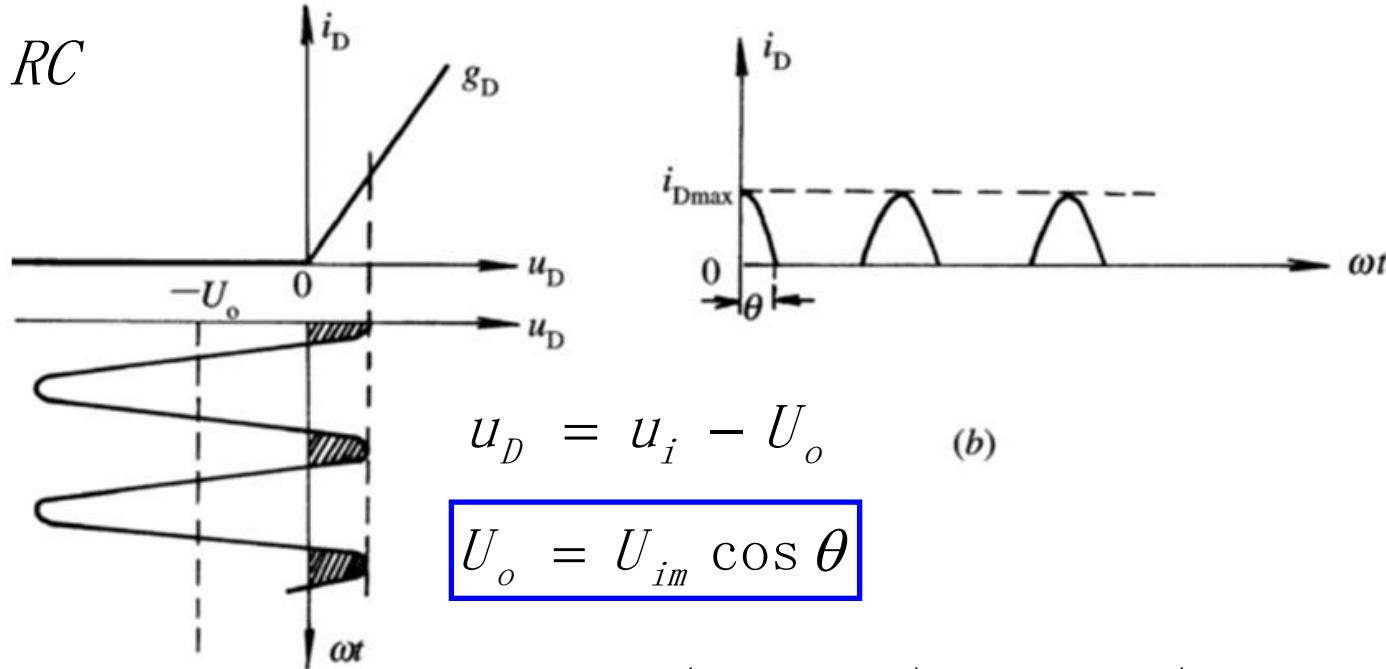
加入等幅波时检波器的工作过程



6.4.1 包络检波电路



$$r_d C \ll RC$$

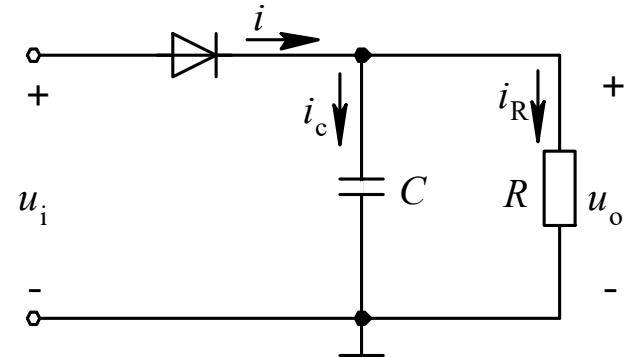


$$i_{D\max} = g_D (U_{im} - U_o) = g_D U_{im} (1 - \cos \theta)$$

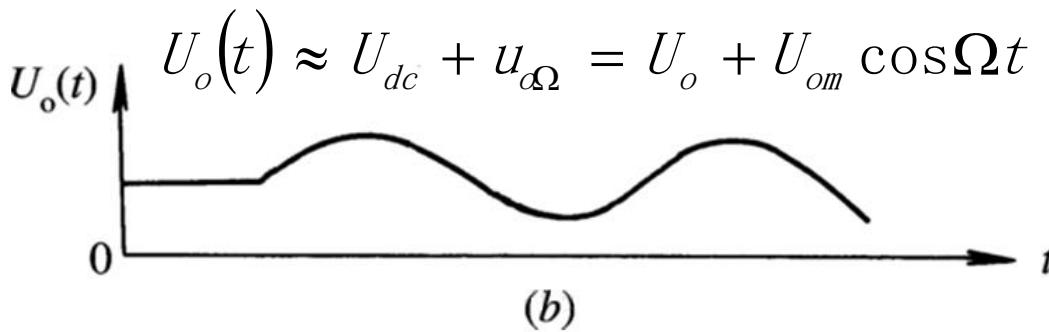
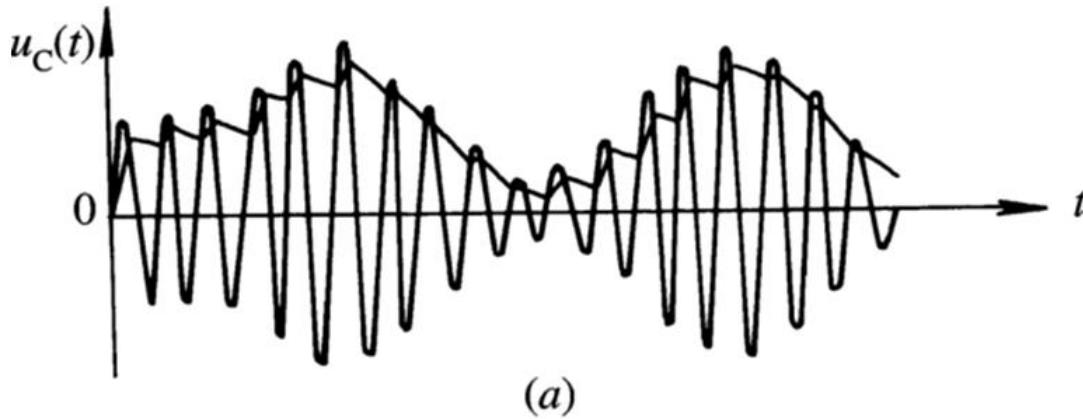
检波器稳态时的电流电压波形



6.4.1 包络检波电路



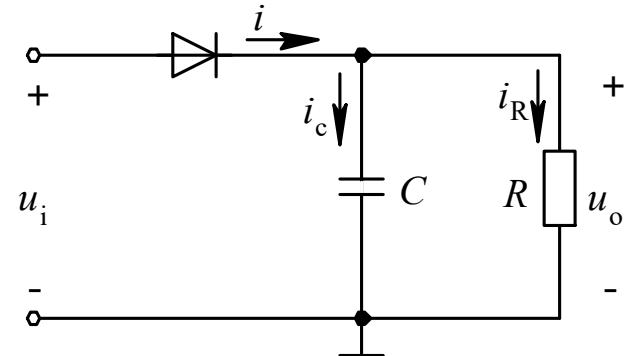
$$\begin{aligned}
 u_i &= u_{AM}(t) = U_{im}(1 + M_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t \\
 &= (U_{im} + M_a U_{im} \cos \Omega t) \cos \omega_c t \\
 &= U_{im} \cos \omega_c t + M_a U_{im} \cos \Omega t \cdot \cos \omega_c t
 \end{aligned}$$



$$\frac{U_o}{U_{im}} = \frac{U_{om}}{M_a U_{im}}$$

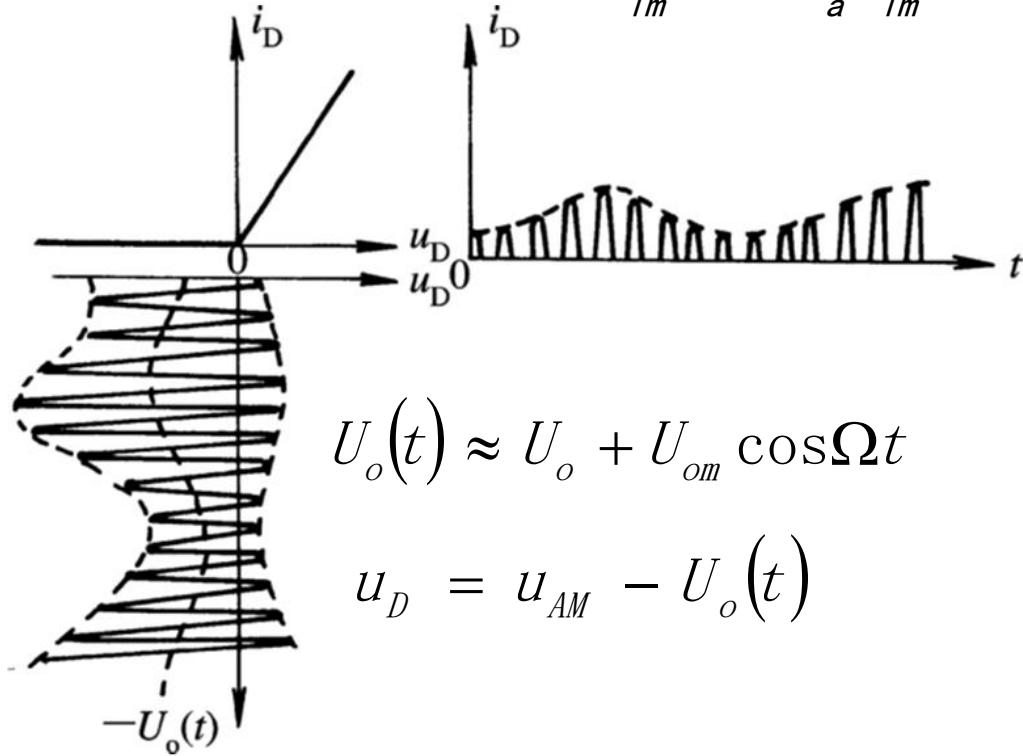
输入为AM信号时检波器的输出波形图

6.4.1 包络检波电路



$$r_d C \ll RC$$

$$\frac{U_o}{U_{im}} = \frac{U_{om}}{M_a U_{im}}$$



输入为AM信号时，检波器二极管的电压及电流波形

2. 性能指标

二极管峰值包络检波器的主要性能指标：检波效率，输入电阻，惰性失真，底部切割失真。

1) 检波效率 η_d

检波效率：为 u_o 中低频分量振幅与 u_i 中调制分量振幅的比值。

● 当 u_i 是单频调幅波时 $u_i = U_{im} (1 + M_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t$

U_o 中的低频分量为 $U_{om} \cos \Omega t$

检波效率就可写成 $\eta_d = \frac{U_{om}}{M_a U_{im}} \leq 1$

● u_i 等幅正弦载波时， u_o 应为电平为 U_o 的直流

电压，检波效率可写成： $\eta_d = \frac{U_o}{U_{im}} \leq 1$



1) 检波效率 η_d

$$\eta_d = \frac{U_o}{U_{im}} = \frac{U_{om}}{M_a U_{im}}$$

$$U_o = U_{im} \cos \theta \Rightarrow \eta_d \approx \cos \theta$$

$$i_D = \begin{cases} g_D u_D & u_D \geq 0 \\ 0 & u_D < 0 \end{cases} \quad i_{D_{max}} = g_D (U_{im} - U_o) = g_D U_{im} (1 - \cos \theta)$$

$$I_{D0} = i_{D_{max}} \alpha_0(\theta) = \frac{g_D U_{im}}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta) \Rightarrow \frac{g_D U_{im}}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta) = \frac{U_o}{R} = \frac{U_{im} \cos \theta}{R}$$

$$I_{D1} = i_{D_{max}} \alpha_1(\theta) = \frac{g_D U_{im}}{\pi} (\theta - \sin \theta \cos \theta)$$

当 θ 很小时，可以推出

$$\frac{g_D U_{im}}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta) = \frac{U_{im} \cos \theta}{R} \Rightarrow \theta \approx \sqrt[3]{\frac{3\pi}{g_D R}}$$

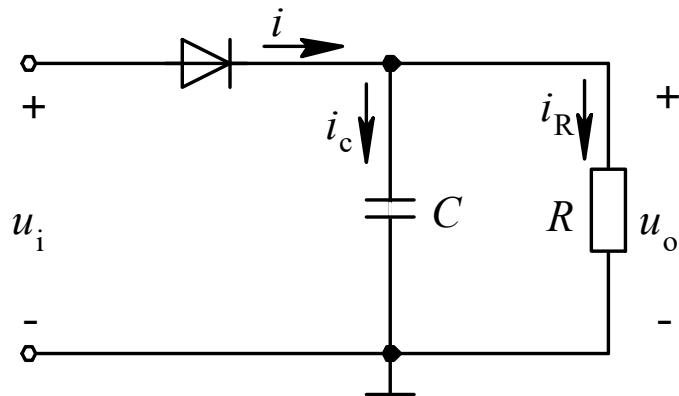
峰值包络检波电路仅适合于大信号工作。



2) 等效输入电阻 R_i

定义检波器等效输入电阻

$$R_i = \frac{U_{im}}{I_{D1}} = \frac{U_{im}}{\frac{g_D U_{im}}{\pi} (\theta - \sin \theta \cos \theta)} \approx \frac{1}{2} R$$



也可以利用功率守恒的原理求出。因检波器
输入功率为 $\frac{1}{2} \frac{U_{im}^2}{R_i}$

输出功率为 $\frac{U_0^2}{R} \approx \frac{(\eta_d U_{im})^2}{R}$

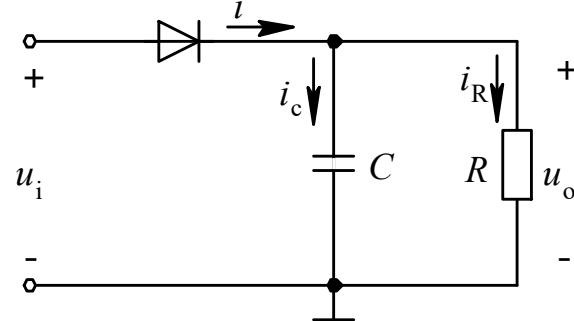
若忽略二极管上的功率损耗，则输入功率应与输出
功率相等，考虑到 $\eta_d \rightarrow 1$ ，由此也可得到式

$$R_i = \frac{1}{2} R$$



3) 惰性失真

惰性失真来源于电容来不及放电的惰性。(RC太大)

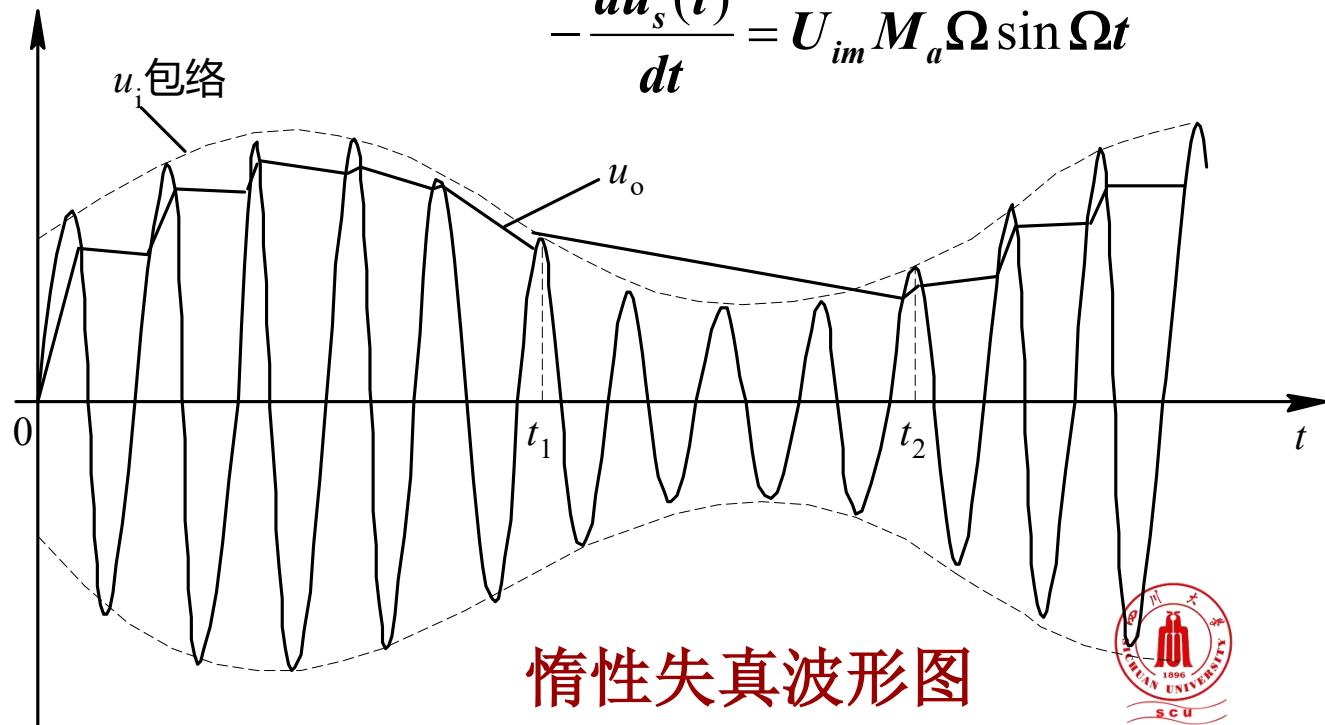


$$\text{包络线 } u_s(t) = U_{im} \left(1 + M_a \cos \Omega t \right)$$

$$i_c = C \frac{du_c}{dt} = -\frac{u_c}{R}$$

$$-\frac{du_c}{dt} = \frac{1}{RC} u_c$$

$$-\frac{du_s(t)}{dt} = U_{im} M_a \Omega \sin \Omega t$$



在开始放电时刻, 电容电压 u_c 可近似视为包络电压 u_s ,

故避免惰性失真的不等式可写为:

$$-\frac{du_c}{dt} = \frac{1}{RC} u_s \geq -\frac{du_s}{dt}$$

即 $\frac{1}{RC} U_{im} (1 + M_a \cos \Omega t) \geq U_{im} M_a \Omega \sin \Omega t$

则为避免惰性失真应该满足的条件为:

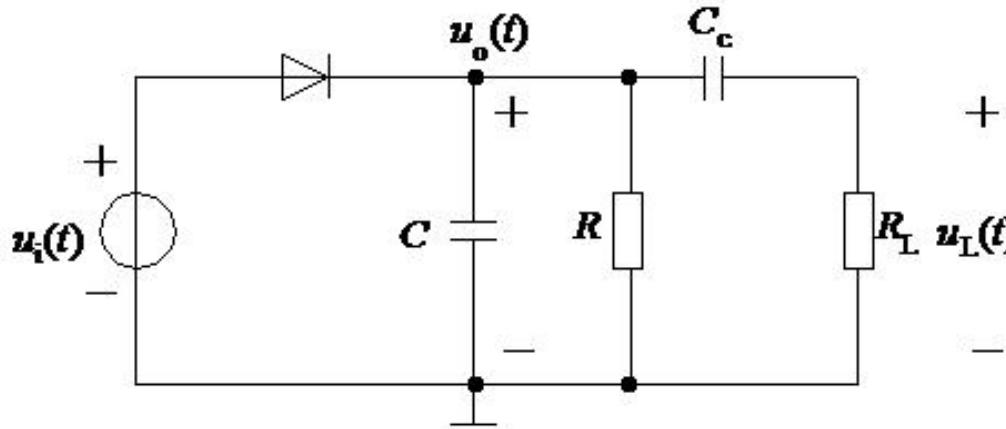
$$RC \leq \frac{\sqrt{1 - M_a^2}}{M_a \Omega_{\max}}$$

调幅指数越大, 调制信号的频率越高, 时间常数 RC 的允许值越小。



4) 底部切割失真

$$\frac{1}{\Omega C_c} \ll R_L$$



检波器输出 u_o 是在一个直流电压 U_o 上迭加了一个交流调制信号 $u_{o\Omega}$ 。此电压源在 R 上的分压为：

$$U_R = \frac{R}{R + R_L} U_o \approx \frac{R}{R + R_L} U_{im}$$

电平小于 U_R 的包络线不能被提取出来，出现了失真。
这种出现在调制信号底部的失真，称为底部切割失真。



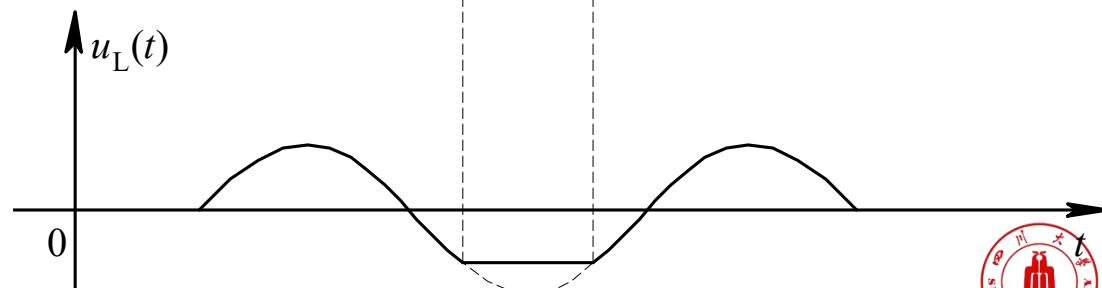
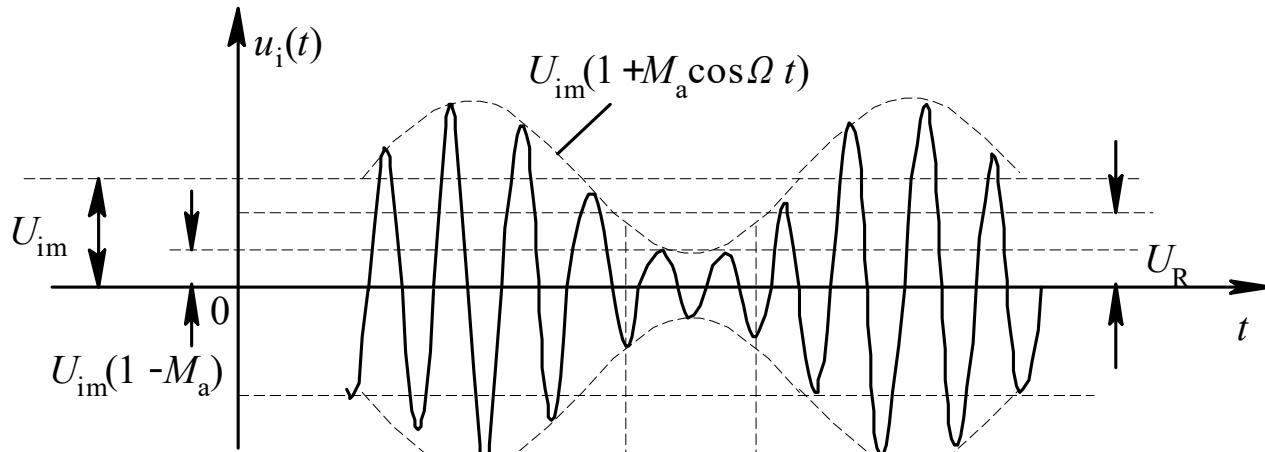
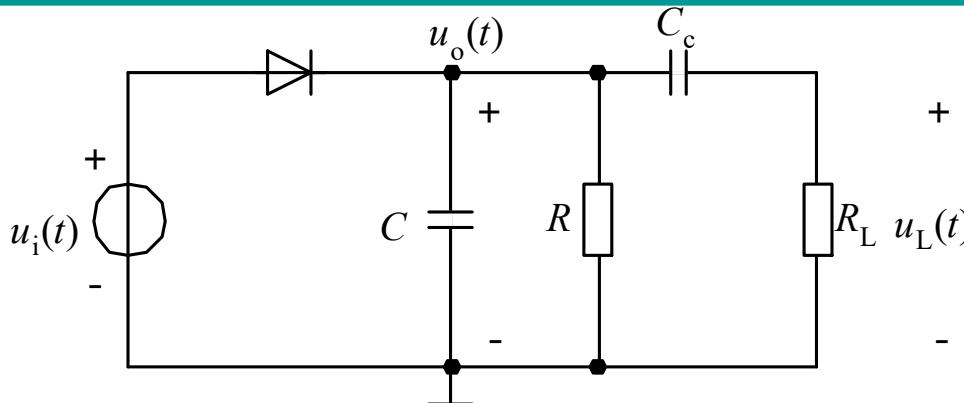
4) 底部切割失真

要避免底部切割失真，必须使包络线的最小电平大于或等于 U_R ，即：

$$U_{im}(1 - M_a) \geq U_R$$

$$\Rightarrow U_{im}(1 - M_a) \geq \frac{R}{R + R_L} U_{im}$$

$$\Rightarrow M_a \leq \frac{R_L}{R + R_L} = \frac{R \| R_L}{R}$$

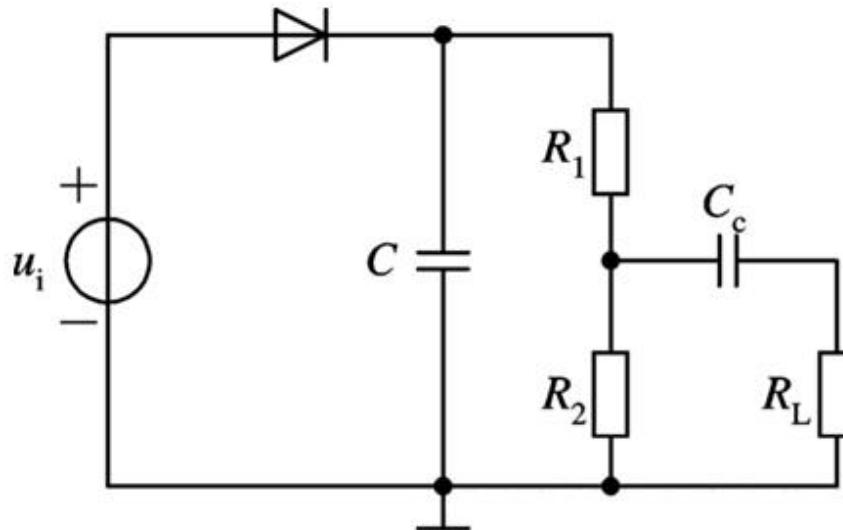


底部切割失真示意图

在实际电路中，有两种措施可减小交直流负载之间的差别：在检波器与下一级电路之间插入一级射随器，即增大 R_L 的值；采用改进电路，将检波器直流负载 R 分成 R_1 和 R_2 两部分。在直流负载不变的情况下，改进电路的交流负载

$$\text{比原电路增大 } R_1 + \frac{R_2 R_L}{R_2 + R_L}$$

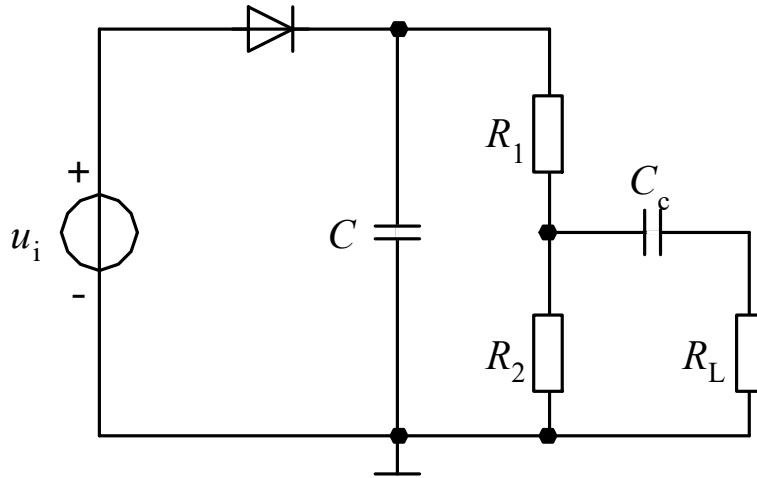
通常 $\frac{R_1}{R_2} = 0.1 \sim 0.2$,



以免分压过大使输出到后级的信号减小过多。

3. 参数设计

为了使二极管峰值包络检波器能正常工作，避免失真，必须根据输入调幅信号的工作频率与调幅指数以及实际负载 R_L ，正确选择二极管和 R 、 C 、 C_c 的值。



例 已知普通调幅信号载频 $f_c=465\text{kHz}$ ，调制信号频率范围为 $300\text{Hz} \sim 3400\text{Hz}$ ， $M_a=0.3$ ， $R_L=10\text{k}\Omega$ ，如何确定图所示二极管峰值包络检波器有关元器件参数？



解：一般可按以下步骤进行：

1) 检波二极管通常选正向电阻小(**500 Ω**以下)、反向电阻大(**500kΩ**以上)、结电容小的点接触型锗二极管，注意最高工作频率应满足要求。

2) **RC**时间常数应同时满足以下两个条件：

① 电容**C**对载频信号应近似短路，故应有

$$\frac{1}{w_c C} \ll R, \quad RC \gg \frac{1}{w_c}$$

$$\text{通常取 } RC = \frac{5 \sim 10}{w_c}$$

$$\text{② 为避免惰性失真，应有 } RC \leq \frac{\sqrt{1 - M_a^2}}{M_a \Omega_{\max}}$$

代入已知条件，可得

$$(1.7 \sim 3.4) \times 10^{-6} \leq RC \leq 0.15 \times 10^{-3}$$



3.参数设计

3) 设 $\frac{R_1}{R_2} = 0.2$ 则 $R_1 = \frac{R}{6}$, $R_2 = \frac{5R}{6}$

为避免底部切割失真, 应有 $M_a \leq \frac{R'}{R}$

其中 $R' = R_1 + \frac{R_2 R_L}{R_2 + R_L}$

代入已知条件, 可得 **$R \leq 63 \text{ k}\Omega$** 。

因为检波器的输入电阻 **R_i** 不应太小, 而 $R_i = \frac{1}{2} R$

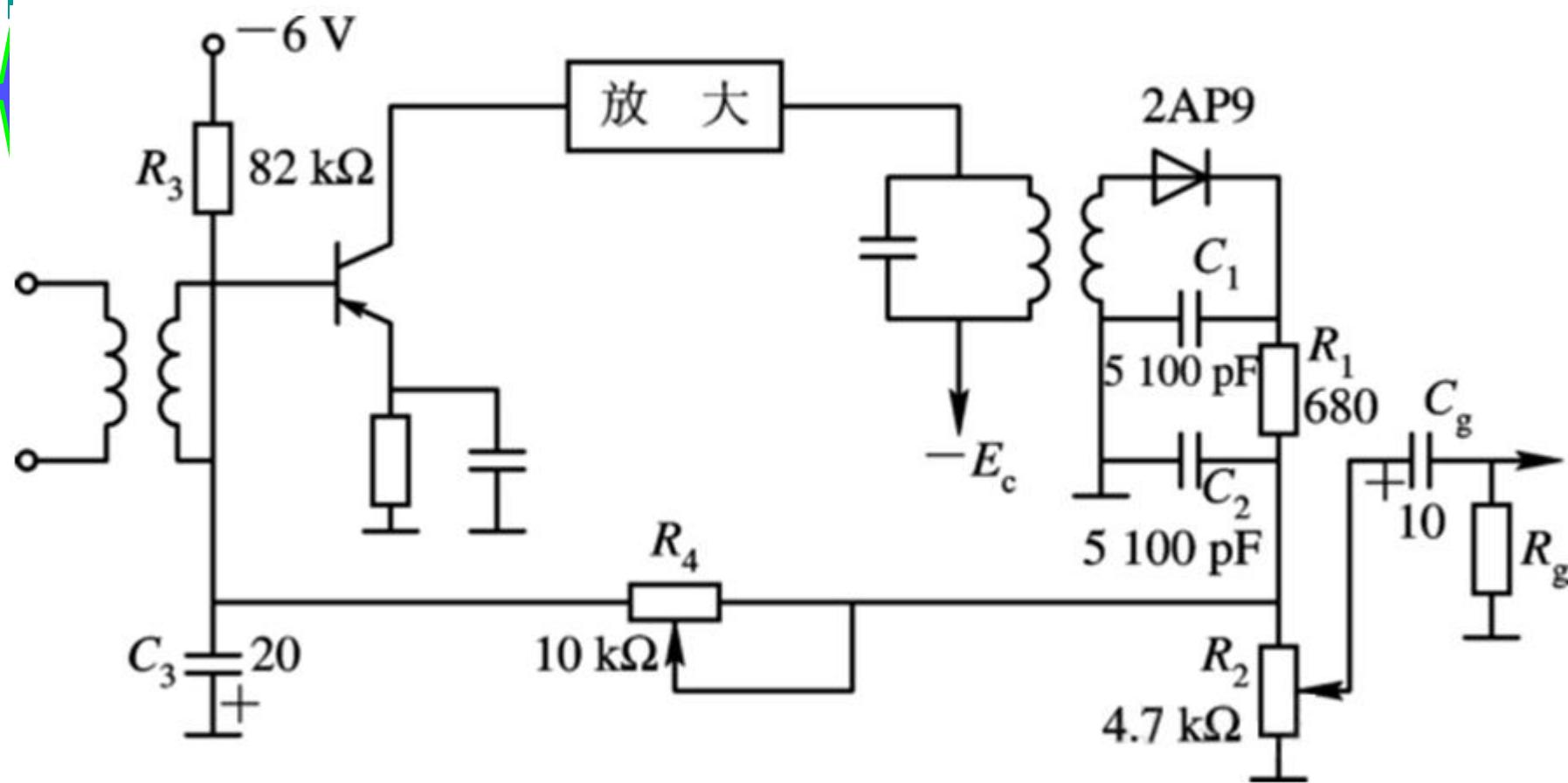
所以 **R** 不能太小。取 **$R = 6 \text{ k}\Omega$** , 另取 **$C = 0.01 \mu\text{F}$** , 这样,
 $RC = 0.06 \times 10^{-3}$, 满足上一步对时间常数的要求。因此,
 $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 5 \text{ k}\Omega$ 。

4) **C_c** 的取值应使低频调制信号能有效地耦合到 **R_L** 上,

即满足: $\frac{1}{\Omega_{\min} C_c} \ll R_L$ 或 $R_L C_c \gg \frac{1}{\Omega_{\min}}$

取 **$C_c = 47 \mu\text{F}$**

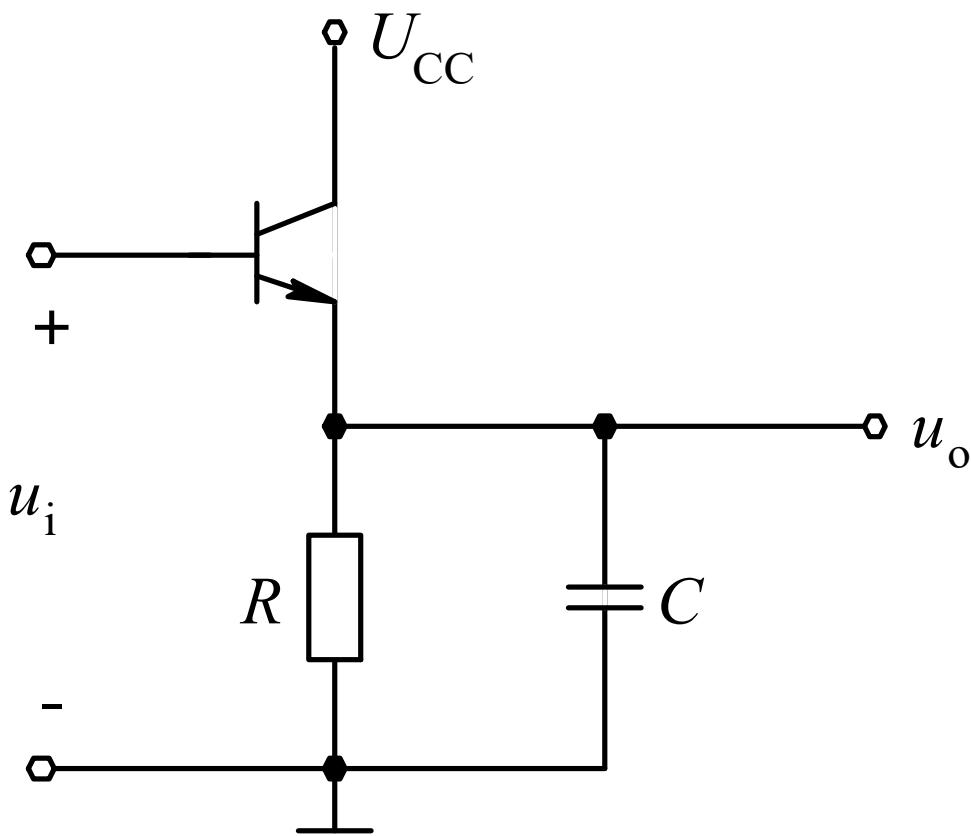




检波器的实际电路



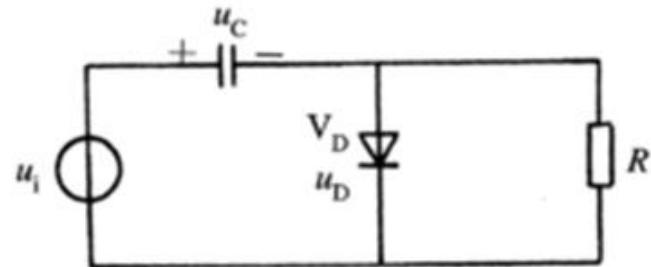
在集成电路里常采用由三极管包络检波器组成的差分电路，如图所示。其工作原理与二极管峰值包络检波器相似。注意它的输入电阻很大。



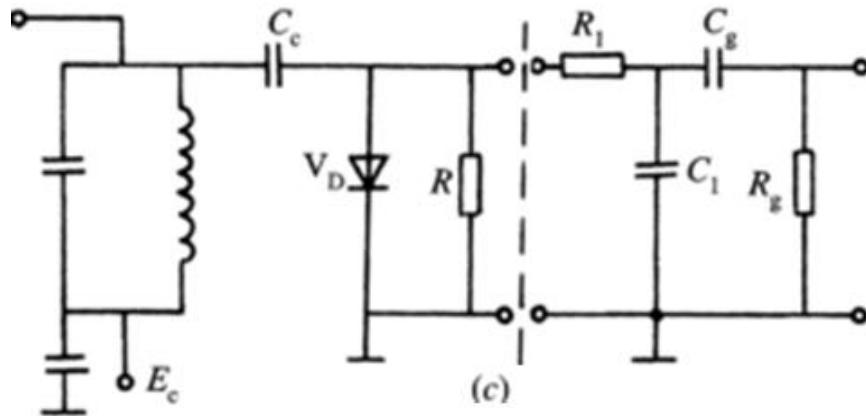
三极管包络检波器



● 二极管并联检波器



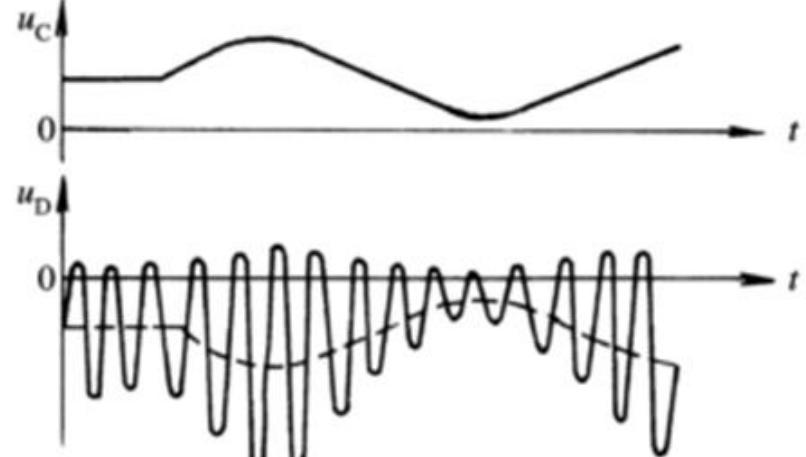
(a)



(c)



(b)



并联检波器及波形
(a) 原理电路; **(b)** 波形; **(c)** 实际电路

6.4.2 同步检波电路

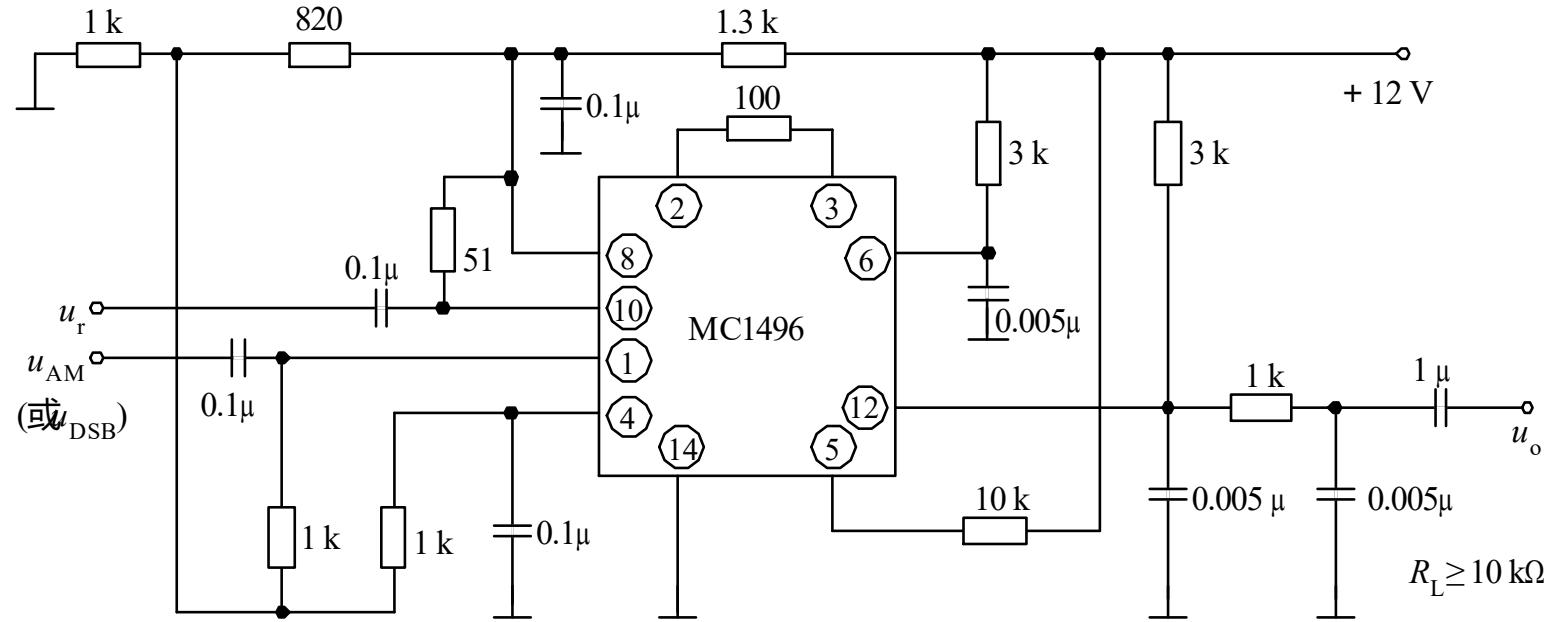
同步检波分为**乘积型**和**叠加型**两种方式，这两种检波方式都需要接收端**恢复载波**支持，恢复载波性能的好坏，直接关系到接收机解调性能的优劣

乘积型关键在于获得两个信号的乘积

叠加型同步检波是将**DSB**或**SSB**信号插入**恢复载波**，使之成为或近似为**AM**信号，再利用包络检波器将调制信号恢复出来



乘积型同步检波



MC1496组成的同步检波电路

此电路的输入同步信号可以是小信号，也可以是很大信号，分析方法与用作调幅电路时一样。

叠加型同步检波是将**DSB**或**SSB**信号插入**恢复载波**，使之成为或近似为**AM**信号，再利用包络检波器将调制信号恢复出来

设单频调制的单边带信号(上边带)为：

$$u_s = U_s \cos(\omega_c + \Omega)t = U_s \cos\Omega t \cos\omega_c t - U_s \sin\Omega t \sin\omega_c t$$

恢复载波： $u_r = U_r \cos\omega_r t = U_r \cos\omega_c t$

$$\begin{aligned} u_s + u_r &= (U_s \cos\Omega t + U_r) \cos\omega_c t - U_s \sin\Omega t \sin\omega_c t \\ &= U_m(t) \cos [\omega_c t + \varphi(t)] \end{aligned}$$

$$U_m(t) = \sqrt{(U_r + U_s \cos \Omega t)^2 + U_s^2 \sin^2 \Omega t}$$

$$\varphi(t) = \arctan \frac{U_s \sin \Omega t}{U_r + U_s \cos \Omega t}$$



由于后面接包络检波器，包络检波器对相位不敏感，只关心包络的变化。

$$\begin{aligned} U_m(t) &= \sqrt{U_r^2 + U_s^2 + 2U_r U_s \cos \Omega t} = U_r \sqrt{1 + \left(\frac{U_s}{U_r}\right)^2 + 2 \frac{U_s}{U_r} \cos \Omega t} \\ &= U_r \sqrt{1 + m^2 + 2m \cos \Omega t} \end{aligned}$$

式中， $m = U_s/U_r$ 。当 $m \ll 1$ ，即 $U_r \gg U_s$ 时，上式可近似为

$$U_m(t) = U_r \sqrt{1 + 2m \cos \Omega t} \approx U_r (1 + m \cos \Omega t)$$

式中用到 $\sqrt{1 + x} \approx 1 + x / 2$, $|x| < 1$

经包络检波器后，输出电压

$$u_o = K_d U_m(t) = K_d U_r (1 + m \cos \Omega t)$$

经隔直后，就可将调制信号恢复出来。

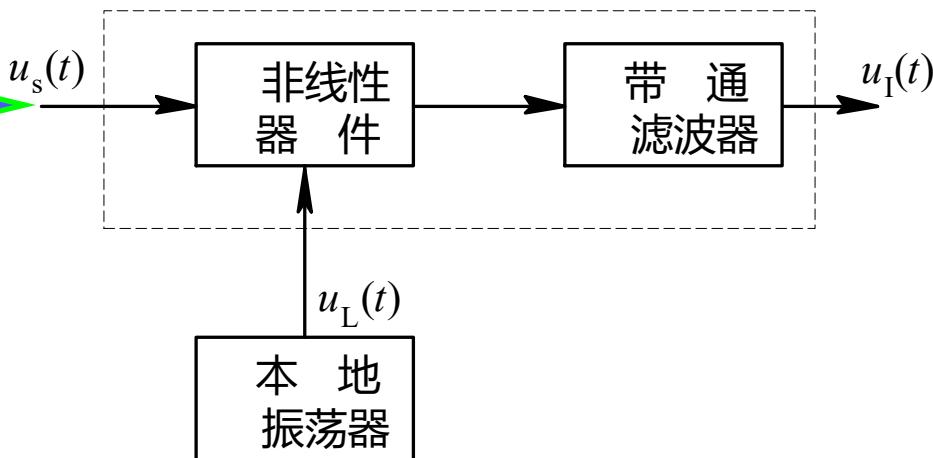


6.5 混 频

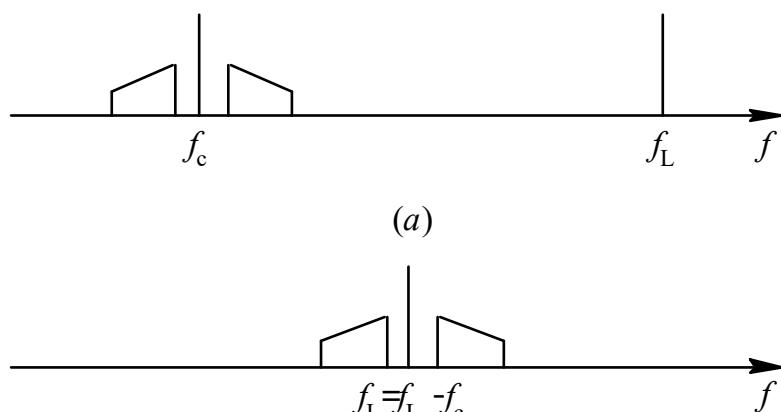
作用：将不同载频的高频已调波信号变换为同一个**固定载频(一般称为中频)**的高频已调波信号，而保持其**调制规律不变**。例如，**535kHz~1605kHz**变换为中频**465kHz**的普通调幅信号，位于**88MHz~108MHz**变换为中频为**10.7MHz**的调频信号，四十几兆赫至近千兆赫变换为中频为**38 MHz**的视频信号。



6.5.1 混频原理及特点



混频电路原理图



普通调幅信号混频频谱图

(a) 混频前; (b) 混频后

设输入普通调幅信号 $u_s(t) = U_{cm} [1 + k u_\Omega(t)] \cos 2\pi f_s t$

本振信号为 $u_L(t) = U_{Lm} \cos 2\pi f_L t$

则输出中频调幅信号为 $u_I(t) = U_{Im} [1 + k u_\Omega(t)] \cos 2\pi f_I t$

可见，调幅信号频谱从中心频率为 f_c 处平移到中心频率为 f_I 处，频谱宽度不变，包络形状不变。所以可看作线性系统。

6.5.2 混频干扰

虽然混频电路与调幅电路、检波电路同属于线性频率变换电路，但它却有两个明显不同的特点：

- ①混频电路的输入输出均为高频已调波信号，频谱宽度不变，包络形状不变。所以可看作线性系统。
- ②混频电路通常位于接收机前端，不但输入已调波信号很小，而且若外来高频干扰信号能够通过混频电路之前的选频网络，则也可能进入混频电路。噪声包括外来噪声和非线性器件引入的各种组合噪声。



6.5.2 混频干扰

假定有两个外来干扰信号 \mathbf{u}_{n1} 和 \mathbf{u}_{n2} , 信号 \mathbf{u}_s 、本振 \mathbf{u}_L 。

混频电路中的非线性器件其转移特性为:

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3 + a_4 u^4 + \dots$$

晶体管输出的所有组合频率分量为:

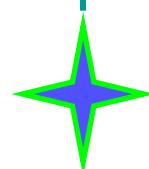
$$f = \left| \pm pf_L \pm qf_s \pm rf_{n1} \pm sf_{n2} \right|, \quad p, q, r, s = 0, 1, 2, \dots$$

$p + q + r + s$ 的分量由幂级数中大于等于 $p + q + r + s$ 的各次方项产生

混频干扰类型:

- \mathbf{u}_s 和 \mathbf{u}_L 产生的组合频率干扰
- 一个外来干扰 \mathbf{u}_n 和 \mathbf{u}_L 产生的组合副波道/寄生通道干扰
- 两个 \mathbf{u}_{n1} 、 \mathbf{u}_{n2} 和 \mathbf{u}_L 产生的互调干扰
- 外来干扰 \mathbf{u}_n 和 \mathbf{u}_s 、 \mathbf{u}_L 产生的交叉调制干扰
- 包络失真和强信号阻塞干扰





1. 信号 u_s 和 u_L 产生的组合频率干扰

信号和本振产生的组合频率分量满足

$$f = |\pm pf_L \pm qf_s| = f_I \pm F$$

当 $f_s=931\text{kHz}$, $f_L=1396\text{kHz}$, $f_I=465\text{kHz}$ 时,

对应于 $p=1$, $q=2$ 的组合频率分量为:

$$|1396 - 2 \times 931| = 466(\text{kHz}) = 465(\text{kHz}) + 1(\text{kHz})$$

466 kHz的无用频率分量在通过中放后, 与中频为**465 kHz**的调幅信号一起进入检波器中的非线性器件, 会产生**1kHz**的差拍干扰, 经扬声器输出后类似于哨声, 故称这种干扰为**干扰哨声**。

$p + q = 3$ 由非线性器件幂级数3次方以上产生





1. 信号 \mathbf{u}_s 和 \mathbf{u}_L 产生的组合频率干扰

$p + q = 3$ 由非线性器件幂级数3次方以上上产生

解决办法：用平方律器件，并工作在线性区（合适**Q点**）；或者选择高中频 f_I ，如提高**10倍**。

还有哪些频率分量会产生组合频率干扰呢？

$$|\pm pf_L \pm qf_s| = f_I \Rightarrow \frac{f_s}{f_I} = \left| \frac{p \pm 1}{p - q} \right|$$

已知 f_s 与 f_I 就能根据上式确定干扰点

若对应的 $p + q$ 值大，干扰可忽略





2. 一个外来干扰 u_{n1} 和 u_L 产生的组合副波道/寄生通道干扰

若外来干扰和本振产生的无用组合频率分量满足：

$$f = |\pm pf_L \pm rf_{n1}| = f_I, \quad p, r = 0, 1, 2, \dots$$

其中中频干扰和镜频干扰两种寄生通道干扰由于对应的 p 、 r 值很小，故造成的影响很大，需要特别引起重视。

1) 中频干扰

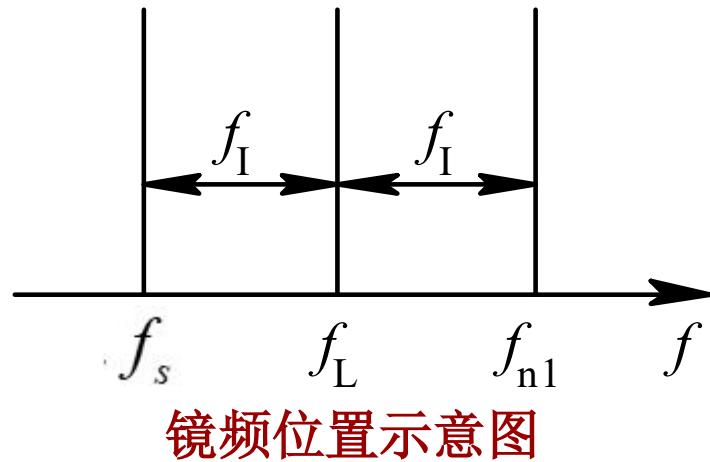
当 $p=0, r=1$ 时， $f_{n1}=f_I$ ，即外来干扰频率与中频相同。例如中频为**465kHz**，则同样频率的外来干扰即为中频干扰的来源。

解决办法：提高前端电路选择性；高中频



2) 镜频干扰

当 $p=r=1$ 时, $f_{n1}=f_L+f_I$ 。因为 $f_s=f_L-f_I$, 所以 f_{n1} 与 f_s 在频率轴上对称分列于 f_L 的两旁, 互为镜像, 故称 f_{n1} 为镜像频率(简称镜频)。



例如 $f_I=465\text{kHz}$, $f_s=1\text{MHz}$, 则镜频为 1930kHz 。

若外来干扰中含有 1930kHz 的镜频, 就会产生镜频干扰。

解决办法: 提高前端电路选择性; 高中频





3. 两个 u_{n1} 、 u_{n2} 和 u_L 产生的互调干扰

若两个外来干扰能够进入混频电路，并且和本振共同产生的组合频率分量满足

$$f = |\pm f_L \pm rf_{n1} \pm sf_{n2}| = f_I$$

则也会产生干扰作用，通常称为互相调制干扰（简称互调干扰）。其中 $r=1, s=2$ 和 $r=2, s=1$ 两个组合频率分量影响最大，由于 $r+s=3$ ，故称为三阶互调干扰。显然，其中两个外来干扰频率与载频的关系分别为：

$$-f_{n1} + 2f_{n2} = f_s \quad 2f_{n1} - f_{n2} = f_s$$

经分析可知，这两个组合频率分量均是从四次方项 $a_4 u^4$ 中产生，振幅分别是 $\frac{3}{2} a_4 U_{n1} U_{n2}^2 U_L$ 和 $\frac{3}{2} a_4 U_{n1}^2 U_{n2} U_L$



例如 $f_I=465\text{kHz}$, 若在接收 $f_s=1.6\text{MHz}$ 的调幅信号时, 如果有两个频率分别为 1.59MHz 和 1.58MHz 的外来干扰也能通过选频网络进入混频电路, 就会产生三阶互调干扰。

特点: 互调干扰的两个干扰信号分布在信号的同侧, 且等距分布; 互调干扰的产生与有没有信号无关。

$$-f_{n1} + 2f_{n2} = f_s$$

$$2f_{n1} - f_{n2} = f_s$$

解决方法: 合理选择电路及其工作点。



4. 外来干扰 u_n 和 u_s 、 u_L 产生的交叉调制干扰

若设 $u = u_s + u_L + u_n$, 在输出电流表达式中, 偶次方项均会产生中频分量, 其中四次方项 $a_4 u^4$ 产生的中频分量为 $3a_4 U_s U_n^2 U_L \cos 2\pi(f_L - f_s)t$ 。显然, 这个中频分量与二次方项 $a_2 u^2$ 产生的有用中频分量 $a_2 U_s U_L \cos 2\pi(f_L - f_s)t$ 不同, 因为它的振幅是受外来干扰 u_n 的振幅 U_n 控制的。若 U_n 是交变信号, 则此中频分量就会如同一个干扰迭加在有用中频分量上。通常称这种干扰为交叉调制干扰(简称交调干扰)。其中由四次方项产生的称为三阶交调干扰。虽然四次以上偶次方项也会产生交调干扰, 但影响较弱。



交调干扰有两个特点：一是当信号消失，即 $u_s=0$ ，则它也消失；二是能否产生交调干扰与外来干扰的频率无关，只取决于此外来干扰能否顺利通过混频电路之前的选频网络，任何强干扰都可能引起交调干扰。

解决方法：合理选择电路及其工作点。

例 混频电路之前的选频网络带宽为 **10 kHz**，若 $f_s=560\text{kHz}$ ，则位于 **555kHz~565kHz** 范围内的外来干扰都可能产生三阶交调干扰。



5. 包络失真和强信号阻塞干扰

若设 $u = u_s + u_L$, 则在输出电流表达式中, 电压偶次方项均会产生中频分量。其中二次方项产生的振幅为 $a_2 U_s U_L$, 四次方项产生的振幅为

$$a_4 (U_L^3 U_s + U_L U_s^3)$$

实际中频分量振幅并非与信号振幅 Us 成正比。 Us 越大, 失真越严重。因为 Us 就是已调波的包络, 所以称此为包络失真。若 Us 太大, 包络失真太严重, 使晶体管进入饱和区或截止区, 则无法将调制信号解调出来, 通常称这种现象为强信号阻塞干扰。

解决办法: 合理选择电路及其工作点。



6.5.3 混频器的性能指标

混频器的主要性能指标有混频增益、噪声系数、隔离度和两项线性性能指标。

1. **混频增益**: 定义为混频器输出中频信号与输入信号大小之比，有电压增益和功率增益，通常用分贝数表示。
2. **噪声系数**: 定义为混频器输入信噪比和输出中频信号信噪比的比值，也是用分贝数表示的。由于混频器处于接收机前端，因此**要求它的噪声系数很小**。
3. **隔离度**: 指三个端口（输入、本振和中频）相互间的隔离程度，即本端口的信号功率与其泄漏到另一个端口的功率之比。

例如本振口至输入口的隔离度定义为

$$10 \lg \frac{\text{本振口的本振信号功率}}{\text{泄露到输入口的本振信号功率}} (dB)$$



4. **1 dB**压缩点功率和三阶互调截点功率

增益压缩/变频压缩：理想混频器输出的中频信号振幅应该和输入已调波信号的振幅成正比，即混频增益为常数。实际混频器来说，随着 U_s 的加大，增益将会减小，这一现象称为**增益压缩**。

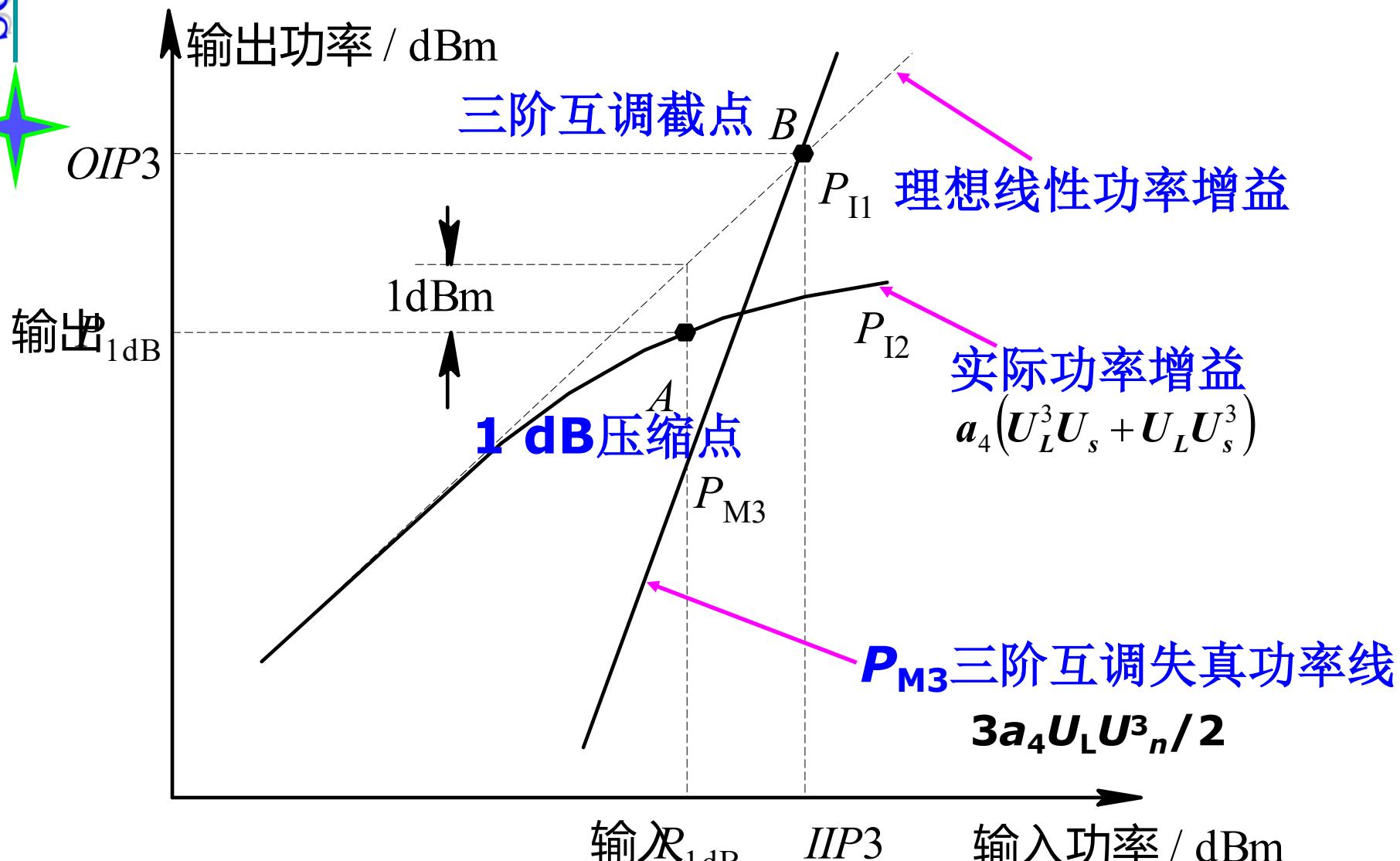
1 dB压缩点功率：定义混频实际功率增益低于理想线性功率增益**1dB**（相当于减少了**21%**）时对应的信号功率点为**1 dB**压缩点，相应的输入、输出信号功率分别用输入 P_{1dB} 、输出 P_{1dB} 表示，单位均为**dBm**





三阶互调截点功率：三阶互调失真功率随输入干扰功率的三次方成正比，即输入干扰功率每增加**1dBm**，输出三阶互调失真功率将会增加**3dBm**，二者关系曲线称**三阶互调失真功率线** P_{M3} ，它的斜率是**3**。 P_{M3} 与理想线性功率增益 P_{I1} 的交点称为**三阶互调截点**，表示在该点输出中频信号功率与三阶互调失真功率相等。对应的输出中频信号功率和输入信号（或干扰）功率分别用**OIP3**和**IIP3**表示，统称**三阶互调截点功率IP3**。





混频器线性性能指标示意图

6.5.4 混频电路

晶体管混频电路具有增益高、噪声低的优点，但混频干扰大。场效应管混频电路由于其平方律特性，受混频干扰小。二极管平衡和环行混频电路结构简单，噪声低，受混频干扰小，工作频率高（可达近千兆赫）。采用模拟乘法器组成的集成混频电路，不但受混频干扰小，而且调整容易，输入信号动态范围较大。

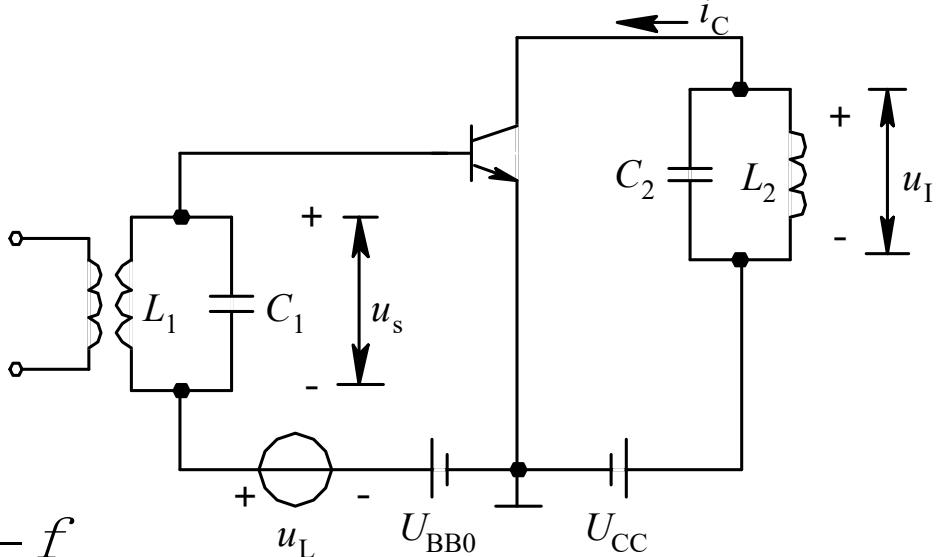


1. 晶体管混频电路

 $i_c \approx I_{co}(t) + g_m(t)u_s$

$$g_m(t) = g_o + \sum_{n=1}^{\infty} g_n \cos n\omega_L t$$

$$i_I = \frac{1}{2} g_1 U_s \cos 2\pi f_I t, \quad f_I = f_L - f_c$$



晶体管混频电路原理图

上式中 \mathbf{g}_1 是晶体管跨导中的基频(f_L)分量振幅。

若定义混频跨导 $g_c = \frac{I_I}{U_s}$

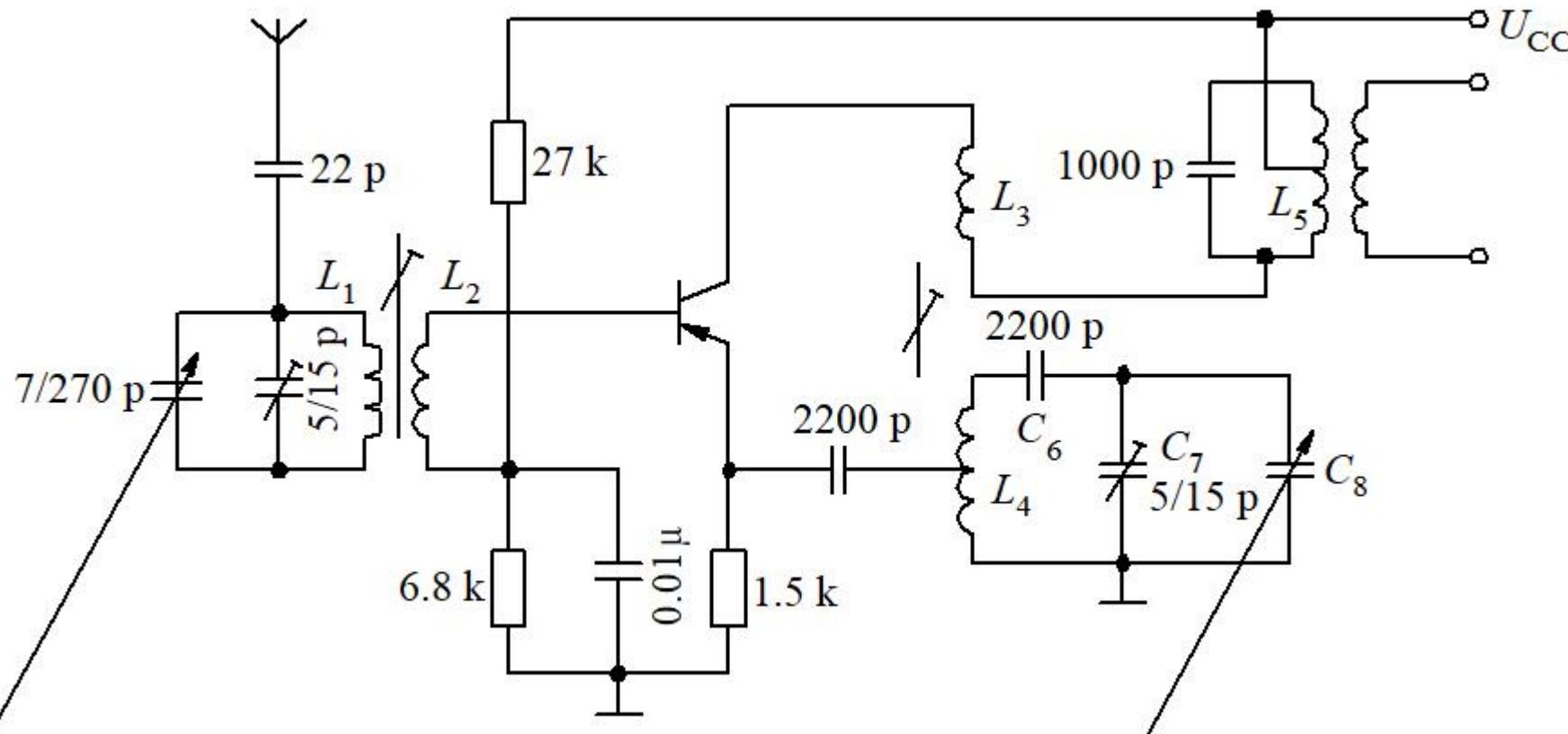
即中频电流振幅 I_I 与输入信号振幅 U_s 之比，则有： $g_c = \frac{1}{2} g_1$

若 $L_2 C_2$ 回路总谐振电导为 \mathbf{g}_{Σ} ，则可以求得混频电压增益

$$A_{uc} = \frac{U_I}{U_s} = \frac{I_I}{g_{\Sigma} U_s} = \frac{g_c}{g_{\Sigma}}$$

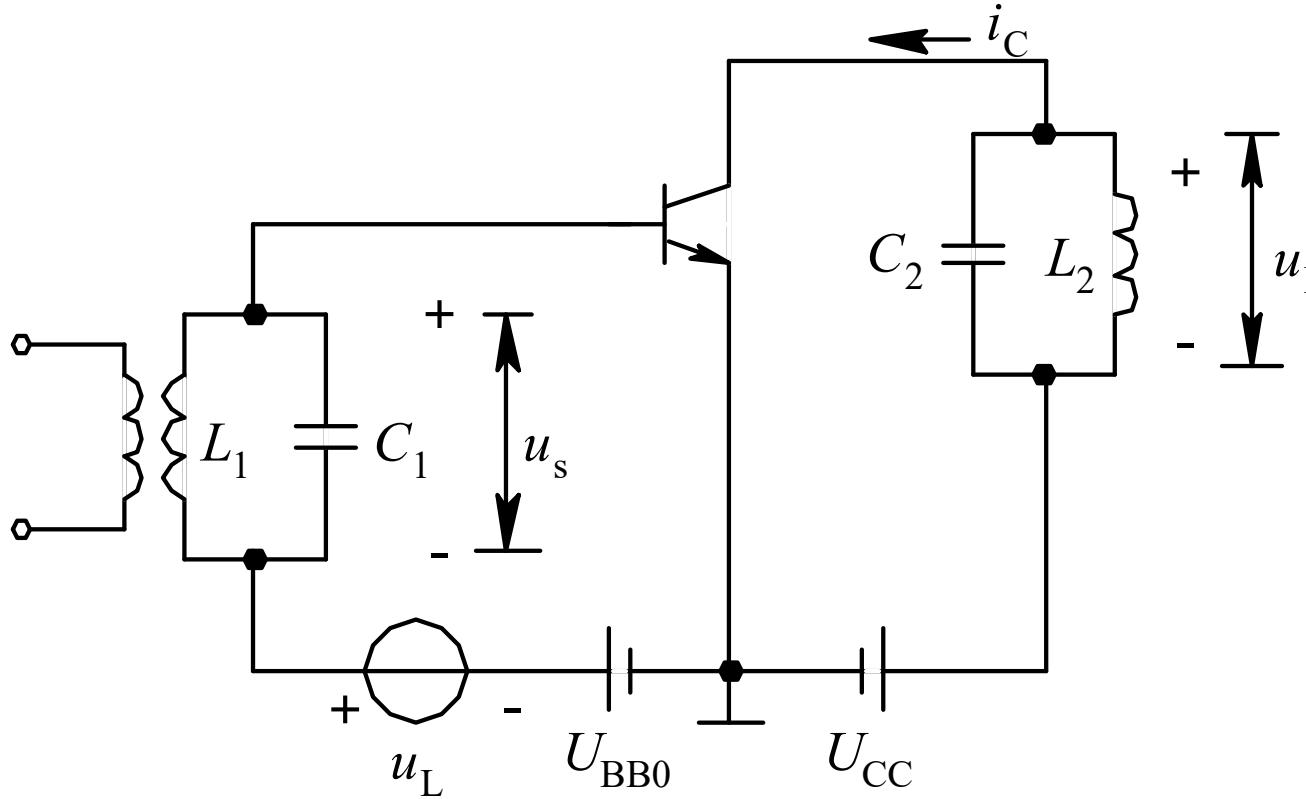


给混频电路提供的本振信号可以由单独的振荡电路产生，也可以由混频晶体管本身产生。由一个晶体管同时产生本振信号、实现混频的电路通常称为变频器。



晶体管变频器

例 在图示晶体管混频电路中，已知本振电压 $u_L = U_{Lm} \cos \omega_L t$, 且 $u_L \gg u_s$, 晶体管转移特性为 $i_C = a_0 + a_1 u_{BE} + a_2 u_{BE}^2 + a_3 u_{BE}^3 + a_4 u_{BE}^4$, 输出回路谐振电阻是 R_Σ , 求混频跨导 g_c 和混频电压增益 A_{uc} 。



解：因为 $i_C = a_0 + a_1 u_{BE} + a_2 u_{BE}^2 + a_3 u_{BE}^3 + a_4 u_{BE}^4$

$$g(t) = \left. \frac{\partial i_C}{\partial u_{BE}} \right|_{u_{BE}=U_{BB}(t)} = a_1 + 2a_2 U_{BB}(t) + 3a_3 U_{BB}^2(t) + 4a_4 U_{BB}^3(t)$$

所以

$$g_1 = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} [a_1 + 2a_2 U_{BB}(t) + 3a_3 U_{BB}^2(t) + 4a_4 U_{BB}^3(t)] \cos(\omega_L t) d\omega_L t$$

将 $U_{BB}(t) = U_{BB0} + U_{Lm} \cos \omega_L t$ 代入，得到

$$g_1 = (2a_2 + 6a_3 U_{BB0} + 12a_4 U_{BB0}^2 + 3a_4 U_{Lm}^2) U_{Lm}$$

$$g_c = \frac{1}{2} g_1 = \left(a_2 + 3a_2 U_{BB0} + 6a_4 U_{BB0}^2 + \frac{3}{2} a_4 U_{Lm}^2 \right) U_{Lm}$$

$$A_{uc} = \frac{g_c}{g_\Sigma} = g_c R_\Sigma = \left(a_2 + 3a_3 U_{BB0} + 6a_4 U_{BB0}^2 + \frac{3}{2} a_4 U_{Lm}^2 \right) U_{Lm} R_\Sigma$$



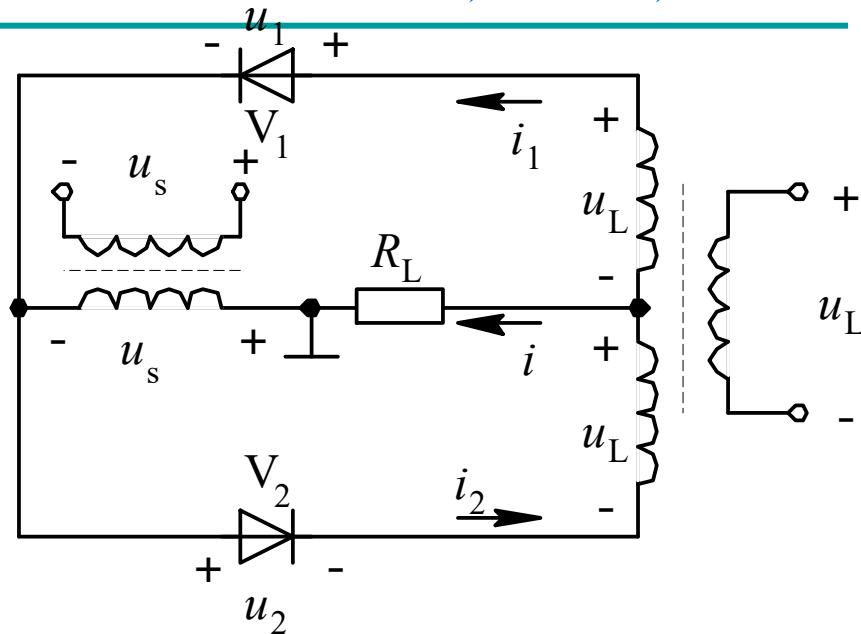
2. 二极管混频电路

忽略输出电压的反馈

$$\text{则: } u_1 = u_L + u_s,$$

$$u_2 = u_L - u_s$$

故二极管工作在受 u_L 控制的开关工作状态。



二极管平衡混频电路原理图

流过两个二极管的电流可分别写成:

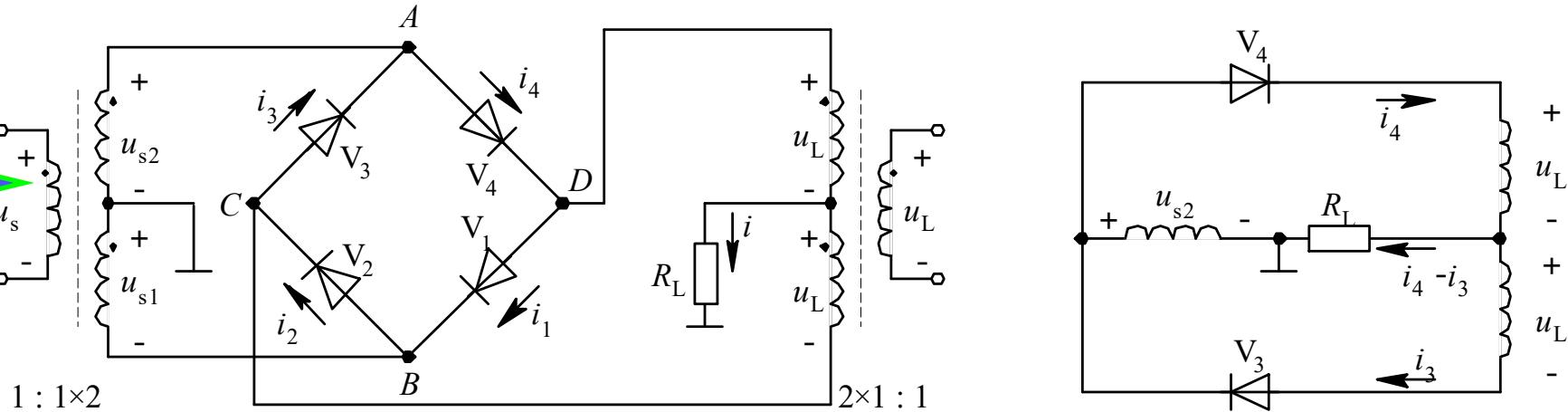
$$-(u_L + u_s)K_1(\omega_L t) + i_1 R_D - (i_2 - i_1)R_L = 0$$

$$-(u_L - u_s)K_1(\omega_L t) + i_2 R_D + (i_2 - i_1)R_L = 0$$

输出回路电流

$$i = i_2 - i_1 = -\frac{2u_s K_1(\omega_L t)}{R_D + 2R_L}$$





(a) 二极管环形混频电路原理图

(b)

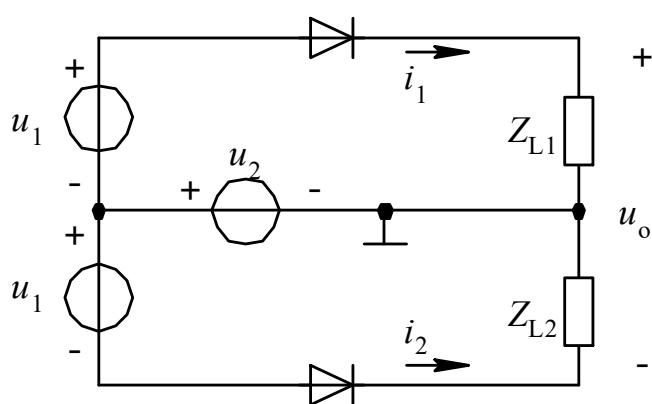
由图可求得输出回路电流

$$\begin{aligned}
 i &= (i_2 - i_1) + (i_4 - i_3) = -\frac{2u_s}{R_D + 2R_L} [K_1(\omega_L t) - K_1(\omega_L t - \pi)] \\
 &= -\frac{2u_s}{R_D + 2R_L} K_2(\omega_L t)
 \end{aligned}$$

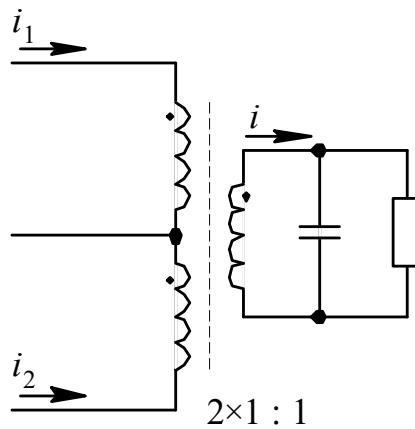
其中中频电流分量为 $i_I = -\frac{4}{\pi(R_D + 2R_L)} U_s \cos(\omega_L - \omega_c)t$

例 在图 (a) 所示二极管平衡电路原理图中, u_1

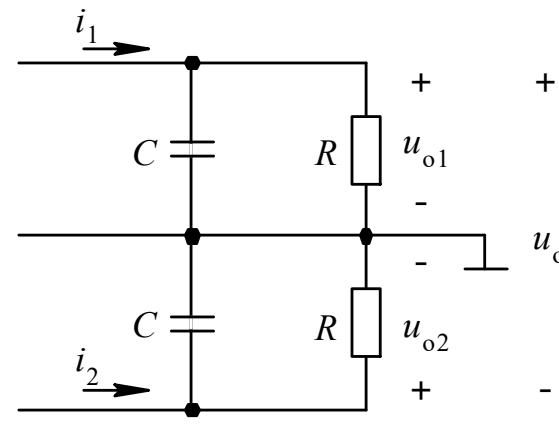
和 u_2 是输入信号, u_o 是输出信号。若采用此电路进行普通调幅、双边带调幅和同步检波, u_1 和 u_2 各应该是什么信号? 负载 Z_{L1} 、 Z_{L2} 各应该采用什么形式元件? 试写出有关表达式。



(a)

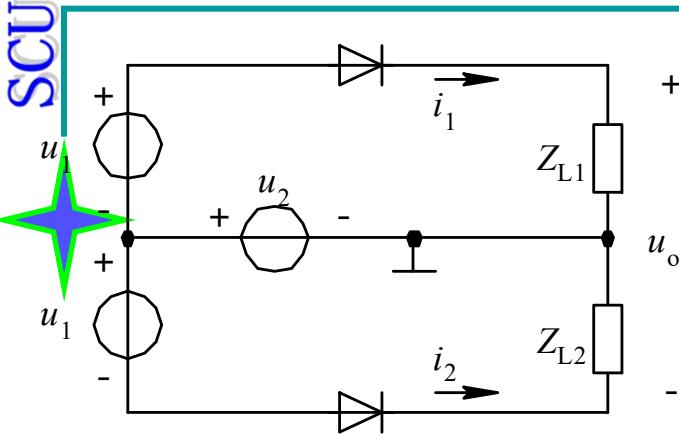


(b)

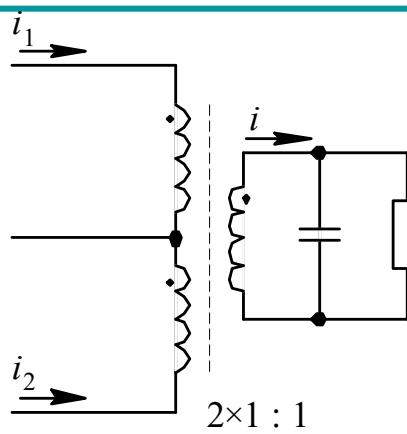


(c)

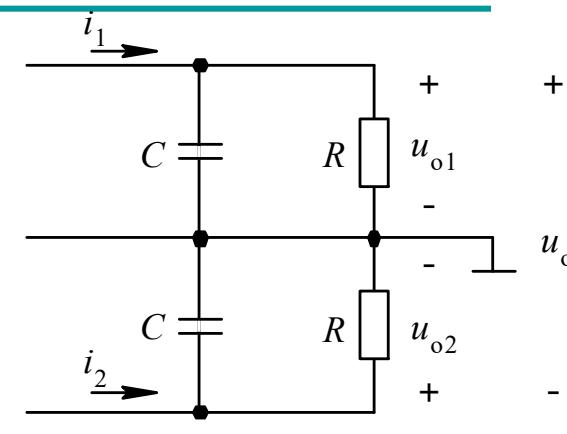




(a)



(b)



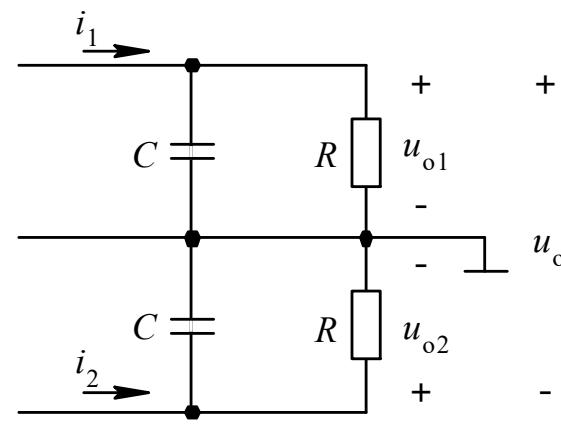
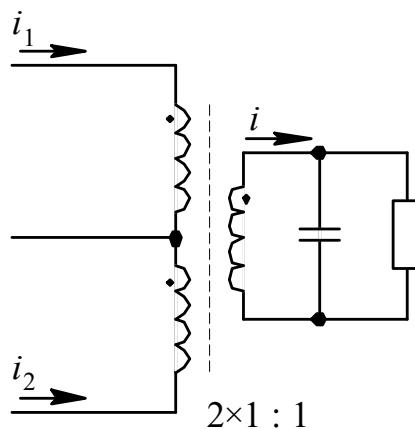
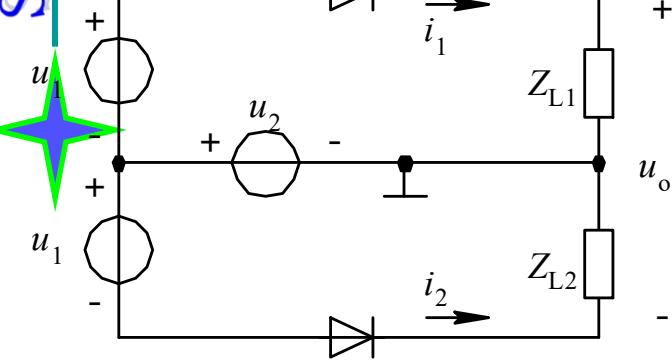
(c)

解：（1）进行普通调幅时， u_1 、 u_2 应分别是载波和调制信号，负载可采用变压器耦合LC回路，如（b）示。二极管应工作在 u_1 控制的开关状态。设 g_D 是二极管导通电导，忽略负载电压的反馈作用，则有

$$u_1 = U_{\text{cm}} \cos \omega_c t, \quad u_2 = u_\Omega(t)$$

$$i_1 = g_D(u_1 + u_2)K_1(\omega_c t), \quad i_2 = g_D(-u_1 + u_2)K_1(\omega_c t - \Pi)$$





所以

$$i = i_1 - i_2 = g_D u_1 [K_1(\omega_c t) + K_1(\omega_c t - \pi)] + g_D u_2 [K_1(\omega_c t) - K_1(\omega_c t - \pi)]$$

$$= g_D u_1 + g_D u_2 K_2(\omega_c t)$$

$$= g_D U_{cm} \cos \omega_c t + g_D u_\Omega(t) \left(\frac{4}{\pi} \cos \omega_c t - \frac{4}{3\pi} \cos 3\omega_c t + \dots \right)$$



(2) 进行双边带调幅时, u_1 、 u_2 应分别是调制信号和载波, 负载形式与普通调幅时相同。二极管应工作在 u_2 控制的开关状态, 故有

$$u_1 = u_\Omega(t), u_2 = U_{cm} \cos \omega_c t$$

$$i_1 = g_D(u_1 + u_2)K_1(\omega_c t)$$

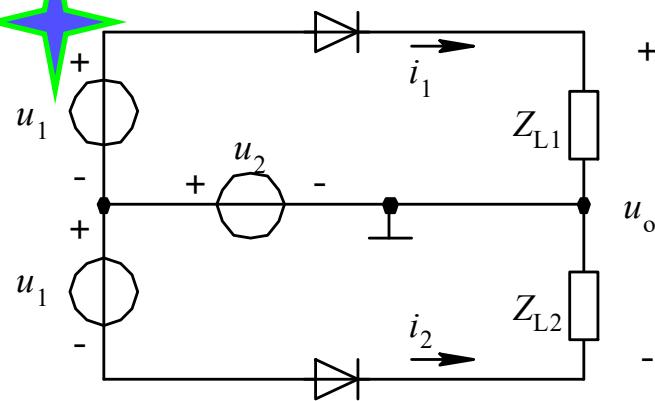
$$i_2 = g_D(-u_1 + u_2)K_1(\omega_c t)$$

所以

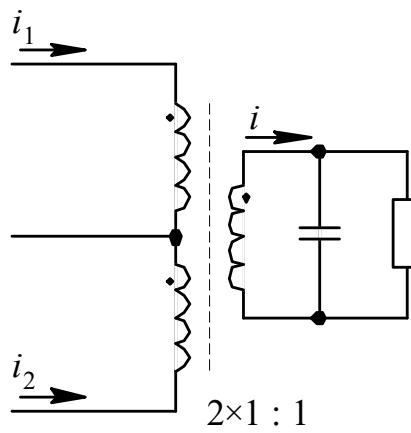
$$i = i_1 - i_2 = 2g_D u_1 K_1(\omega_c t)$$

$$= 2g_D u_\Omega(t) \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_c t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_c t + \dots \right)$$

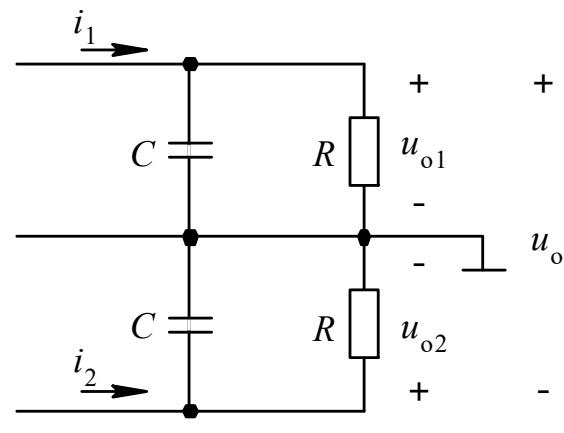




(a)



(b)



(c)

(3) 进行同步检波时， u_1 、 u_2 应分别是调幅波和本地载波，负载 Z_{L1} 和 Z_{L2} 为相同参数的 RC 低通滤波器，如 (c) 所示。二极管应工作在 u_2 控制的开关状态，分析过程与双边带调幅相似。

设 u_1 是双边带调幅波， $u_1 = ku_{\Omega}(t) \cos \omega_c t$,

$$u_2 = U_{rm} \cos \omega_c t, \text{ 故}$$

$$i_1 = g_D(u_1 + u_2)K_1(\omega_c t)$$

$$= g_D [ku_{\Omega}(t) \cos \omega_c t + U_{rm} \cos \omega_c t] \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_c t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_c t + \dots \right)$$

其中，低频分量为 $\frac{kg_D}{\pi} u_{\Omega}(t)$ ， k 是比例系数。从而，

$$u_{o1} = \frac{kg_D R}{\pi} u_{\Omega}(t)$$

$$\text{同理可求得 } u_{o2} = -\frac{kg_D R}{\pi} u_{\Omega}(t)$$

$$\text{所以 } u_o = u_{o1} - u_{o2} = \frac{2kg_D R}{\pi} u_{\Omega}(t) \propto u_{\Omega}(t)$$

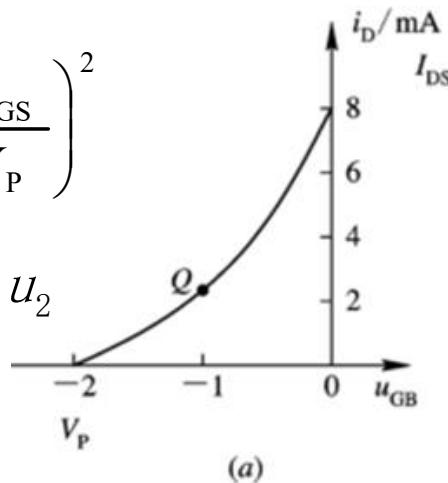


3、场效应管电路混频/检波

 $i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{u_{GS}}{V_P} \right)^2$

$$u_{GS} = E_{GS} + u_1 + u_2$$

$$u_1 = \text{AM或DSB}$$



$$u_2 = U_2 \cos \omega_2 t \text{ 且 } U_1 \ll U_2$$

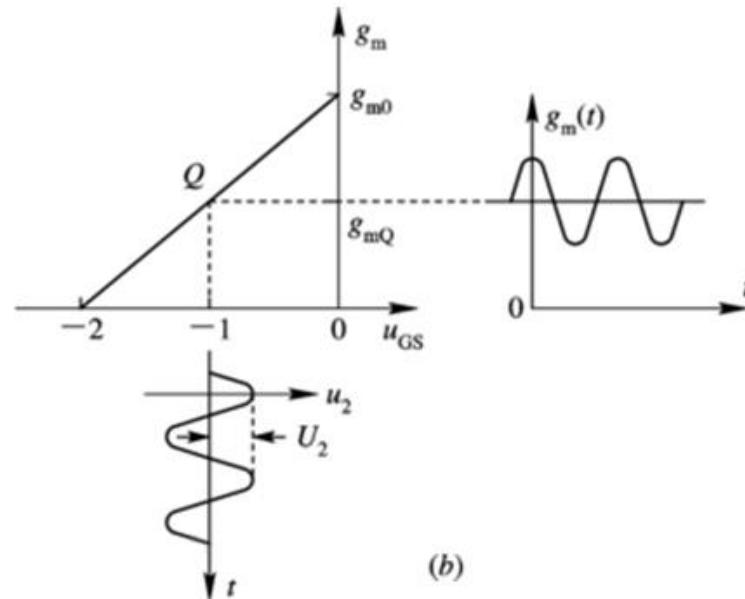
结型场效应管的电流与跨导特性

对于 u_{GS} 的时变跨导为 $g_m(t) = -\frac{2I_{DSS}}{V_P} \left(1 - \frac{E_{GS}}{V_P} \right) + 2I_{DSS} \frac{U_2}{V_P^2} \cos \omega_2 t$

$$i_D = I_o(t) + g_m(t)u_1$$

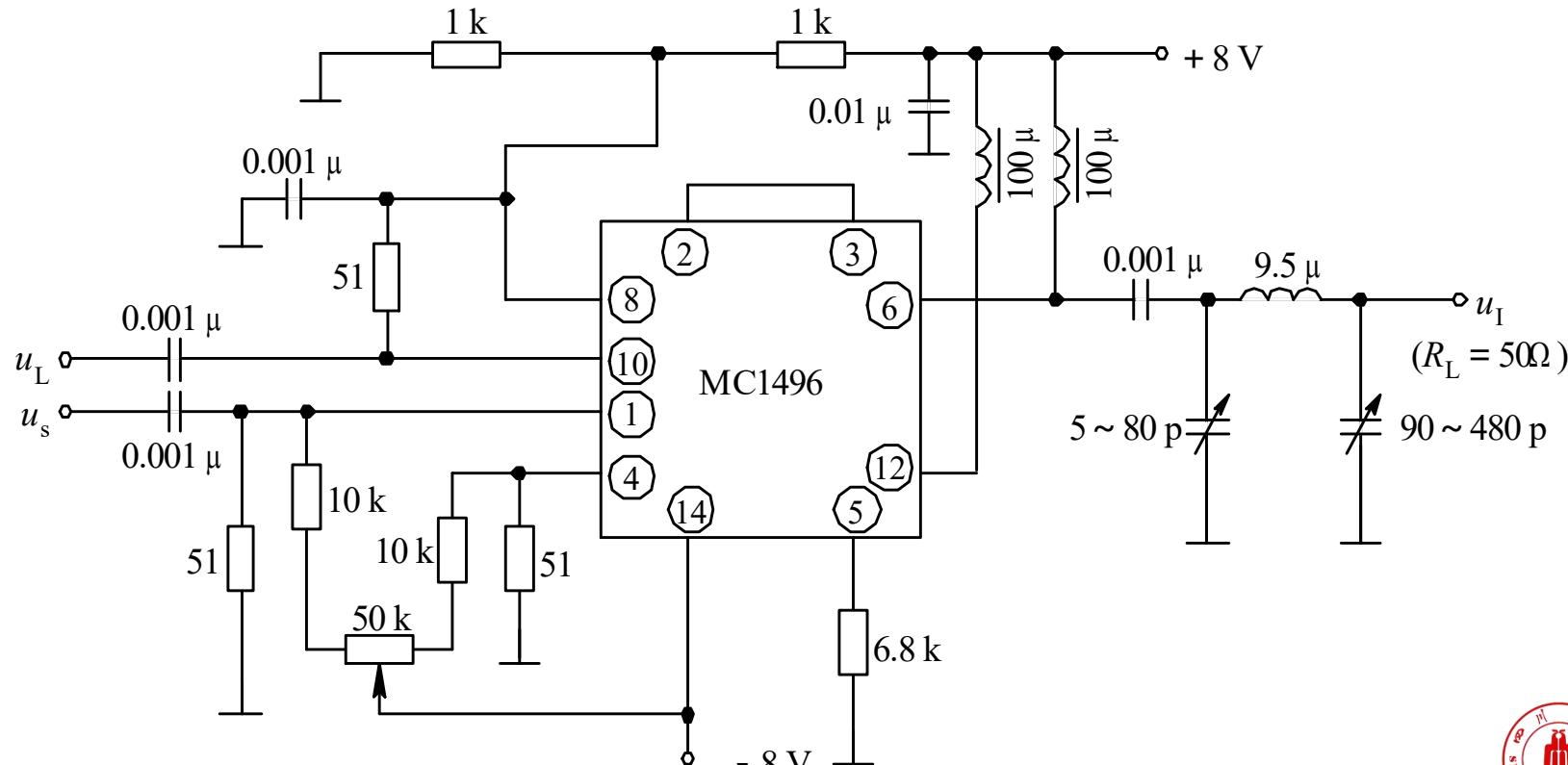
$$= I_{DSS} \left(1 - \frac{E_{GS} + U_2 \cos \omega_2 t}{V_P} \right)^2$$

$$+ \left[-\frac{2I_{DSS}}{V_P} \left(1 - \frac{E_{GS}}{V_P} \right) + 2I_{DSS} \frac{U_2}{V_P^2} \cos \omega_2 t \right] u_1$$



4. 模拟乘法器组成的混频电路

本振和已调波信号分别从X、Y通道输入，中频信号(9MHz)由⑥脚单端输出后的π型带通滤波器中取出。调节50kΩ电位器，使①、④脚直流电位差为零。



MC1496组成的混频电路



6.6 倍频

● 倍频原理

倍频电路也是一种线性频率变换电路。

实现倍频的原理有以下几种：

- ① 利用晶体管等非线性器件产生输入信号频率的各次谐波分量，然后用调谐于n次谐波的带通滤波器取出n倍频信号。
- ② 将输入信号同时输入模拟乘法器的两个输入端进行自身线性相乘，则乘法器输出交流分量就是输入的二倍频信号。
- ③ 利用锁相信频方式进行倍频。



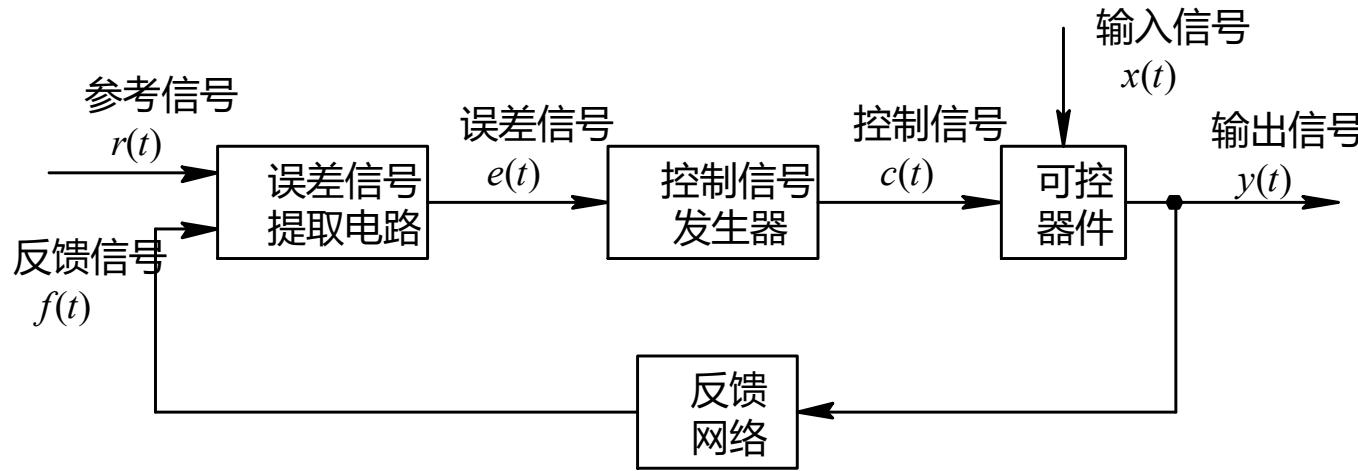
● 倍频用途举例

- ① 对振荡器输出进行倍频，得到更高的所需振荡频率。这样，一则可以降低主振的振荡频率，有利于提高频率稳定度；二则可以大大提高晶振的实际输出频率，因为晶体受条件的限制不可能做到很高频率。
- ② 采用几个不同的倍频电路对同一个振荡器输出进行倍频，可以得到几个不同频率的输出信号。
- ③ 在调频发射系统里使用倍频电路和混频电路可以扩展调频信号的最大线性频偏。
- ④ 在频率合成器里，倍频电路是不可缺少的组成部分。



6.7 接收机中的自动增益控制电路

回顾自动控制电路的组成及工作原理



反馈控制电路的组成

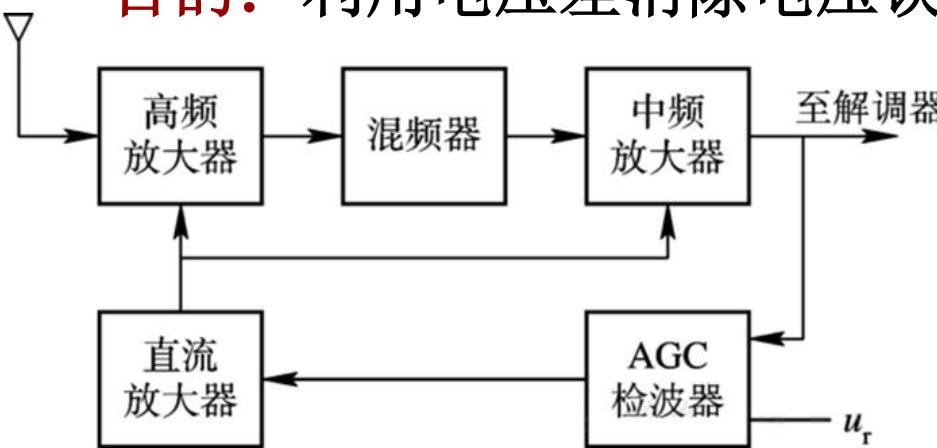
根据控制对象参量的不同分为：

- 自动增益控制电路AGC
- 自动频率控制电路AFC
- 锁相环电路PLL/APC



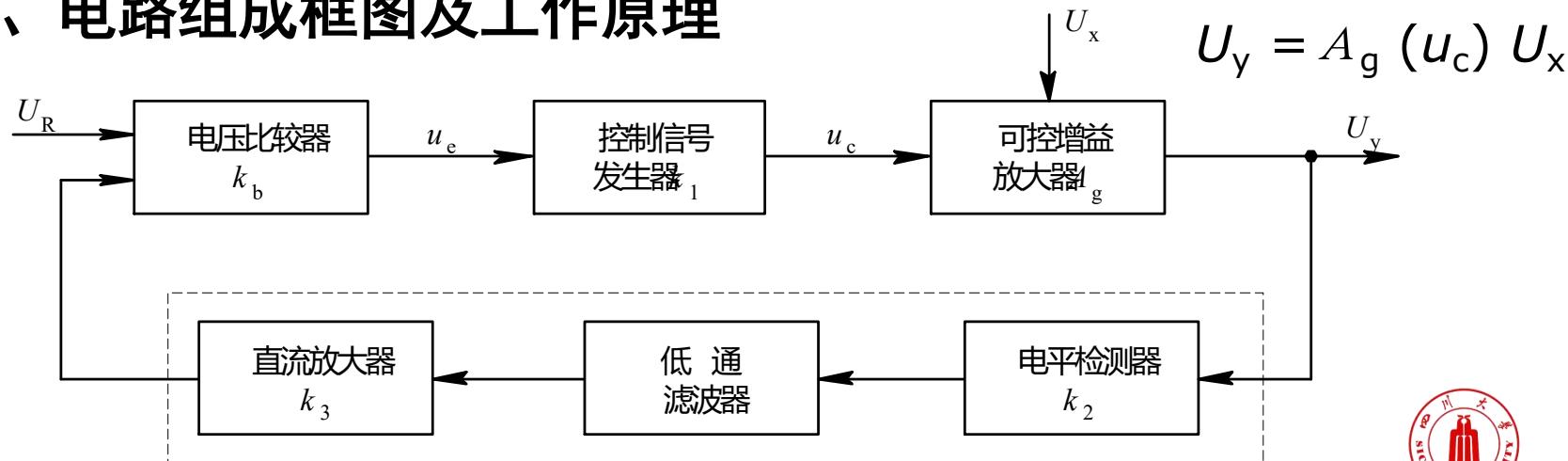
6.7.1 自动增益控制电路工作原理与性能指标

目的：利用电压差消除电压误差



具有**AGC**电路的接收机组成框图

一、电路组成框图及工作原理

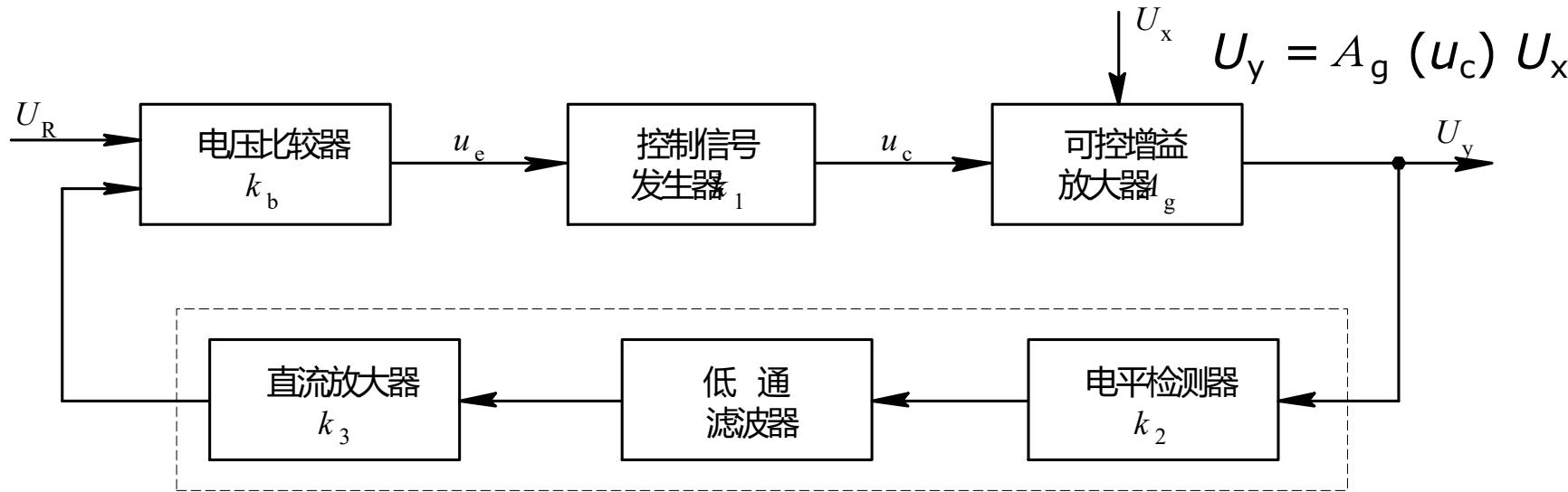


自动增益控制电路框图



6.7.1 自动增益控制电路工作原理与性能指标

一、电路组成框图及工作原理



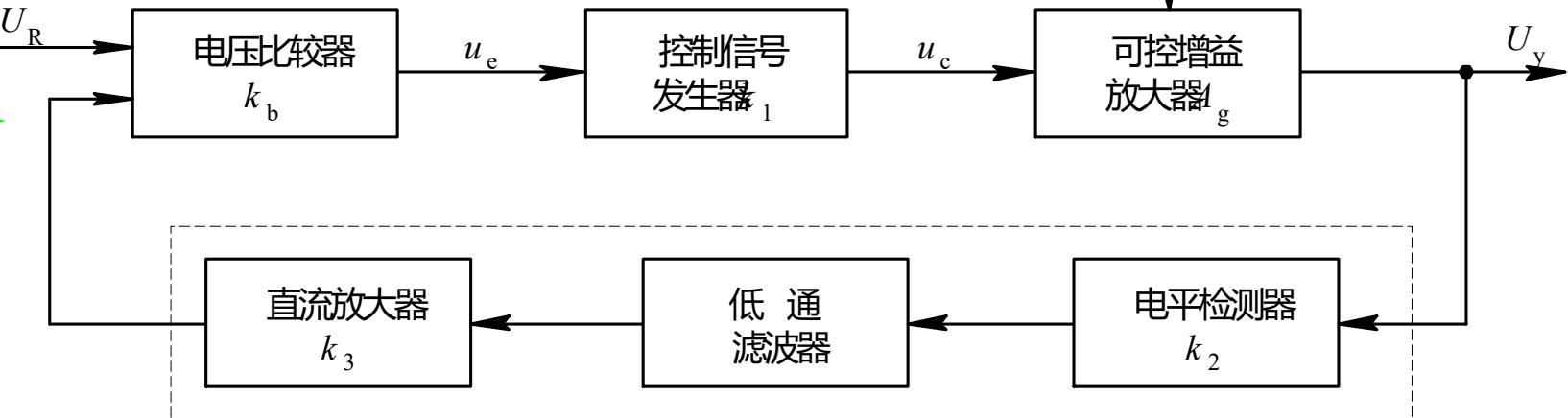
自动增益控制电路的组成框图

低通滤波器截止频率必须低于调制信号的最低频率，才不会出现反调制

$$U_y = U_{y0} + k_c u_c = U_{y0} + \Delta U_y$$

$$U_y = A_g(u_c) U_x = [A_g(0) + k_g u_c] U_x$$

$$U_{y0} = A_g(0) U_{x0}$$

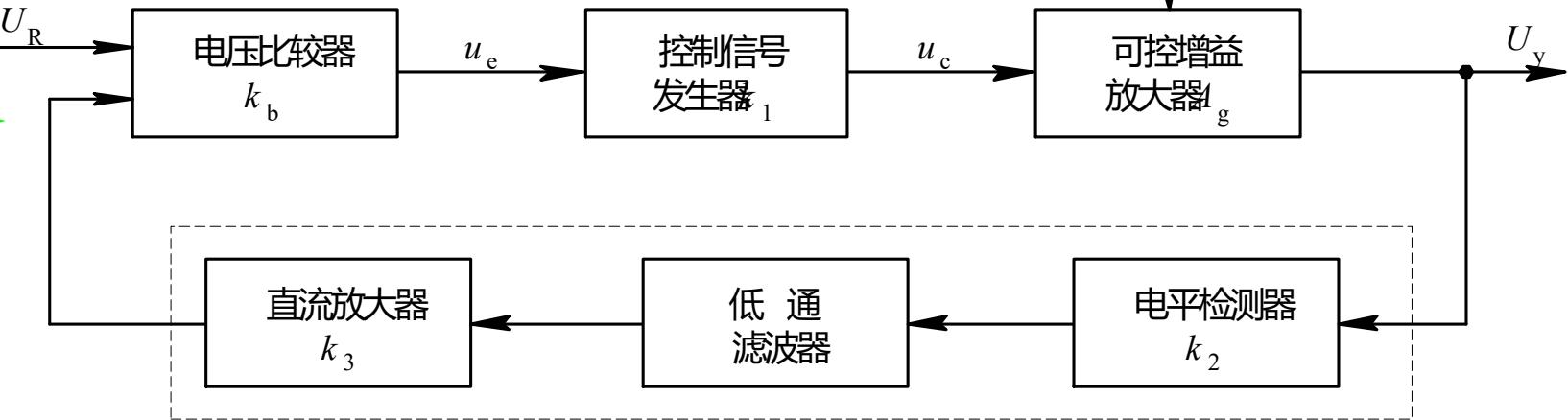


$$U_{y0} = A_g(0)U_{x0}$$

若低通滤波器的传递函数 $H(s) = 1$ ，当误差信号 $U_e = 0$ 时，由图可写出 U_R 和 U_{y0} 、 U_{x0} 之间的关系，即

$$U_R = k_2 k_3 U_{y0} = k_2 k_3 A_g(0) U_{x0}$$

当输入信号振幅 $U_x \neq U_{x0}$ 且保持恒定时，环路经自身调节后达到新的平衡状态，这时的误差电压为？



当输入信号振幅 $U_x \neq U_{x0}$ 且保持恒定时，环路经自身调节后达到新的平衡状态，这时的误差电压为

$$U_{e\infty} = k_b (U_R - k_2 k_3 U_{y\infty})$$

$$\text{又 } U_{y\infty} = [A_g(0) + k_g k_1 U_{e\infty}] U_x$$

从以上两式可知， $U_{e\infty} \neq 0$ ，同时也说明 $U_{y\infty} \neq U_{y0}$ 。

二、主要性能指标

1. A G C 电路动态范围：指在给定输出信号振幅变化范围内，允许输入信号振幅的变化范围。

设 m_o 是输出信号振幅最大值与最小值之比（输出动态范围）， m_i 为（输入动态范围），即

$$m_o = \frac{U_{y\max}}{U_{y\min}}$$

$$m_i = \frac{U_{x\max}}{U_{x\min}}$$

则有动态范围增益：

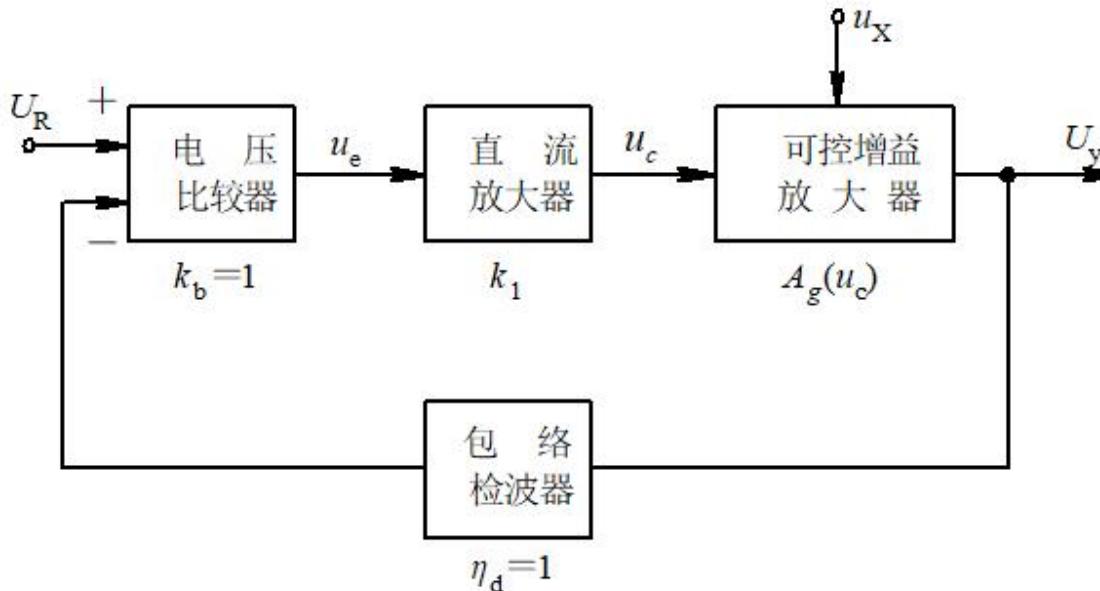
$$\frac{m_i}{m_o} = \frac{U_{x\max}/U_{x\min}}{U_{y\max}/U_{y\min}} = \frac{U_{y\min}/U_{x\min}}{U_{y\max}/U_{x\max}} = \frac{A_{g\max}}{A_{g\min}} = n_g$$

2. 响应时间特性

要求 A G C 电路的反应既要能跟得上输入信号振幅的变化速度，又不会出现反调制现象，这就是响应时间特性。



例 图中, $U_R=1$ V, 可控增益放大器的增益 $A_g(u_c)=1+0.3u_c$ 。若输入信号振幅 U_x 变化范围为 ± 1.5 dB 时, 要求输出信号振幅 U_y 变化范围限制在 ± 0.05 dB 以内, 试求直流放大器增益 k_1 的最小值。



解: 由图示方框图可写出有关参量之间的关系式。因为
 $u_c = k_1 u_e = k_1 k_b (U_R - \eta_d U_y)$ 又 $U_y = A_g(u_c) U_x = (1 + 0.3u_c) U_x$

$$\begin{aligned} \text{所以 } U_y &= [1 + 0.3k_1 k_b (U_R - \eta_d U_y)] U_x \\ &= U_x + 0.3k_1 k_b U_x (U_R - \eta_d U_y) \end{aligned}$$





代入已知数据，可求得

$$k_1 = \frac{U_y - U_x}{0.3U_x(1-U_y)}$$

由AGC原理可知， U_y 随 U_x 的增大(或减小)而增大(或减小)。所以，当 U_x 变化+1.5dB时，要求 U_y 变化不超过+0.05dB，转换成倍数，分别为1.189和1.006。这时，

$$k_1 = \frac{1.006 - 1.189}{0.3 \times 1.189 \times (1 - 1.006)} \approx 86$$

当 U_x 变化-1.5 dB时，要求 U_y 变化不超过-0.05dB，转换成倍数，分别为0.841和0.994。这时，

$$k_1 = \frac{0.994 - 0.841}{0.3 \times 0.841 \times (1 - 0.994)} \approx 101$$

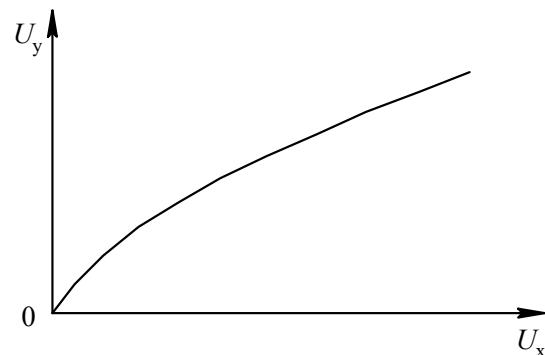
如果要求同时满足以上两个条件，则要求 $k_1 \geq 101$ 。



6.7.2 电路类型

1. 简单A G C 电路

在简单 A G C 电路中，参考电平 $U_R = 0$ 。简单 A G C 电路适用于输入信号振幅较大的场合。

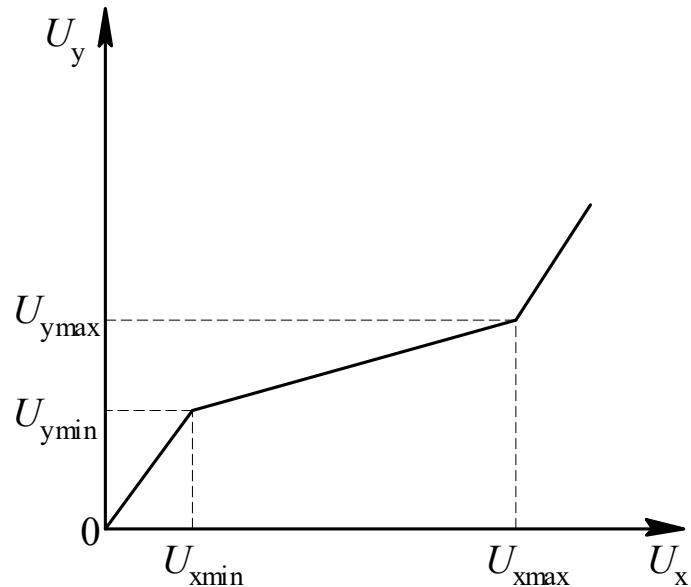


简单AGC电路的输入/输出特性



2. 延迟 A G C 电路

在延迟 A G C 电路里有一个起控门限，即比较器参考电平 U_R 。它对应的输入信号振幅即为 U_{x0} ，也就是图中的 U_{xmin} 。

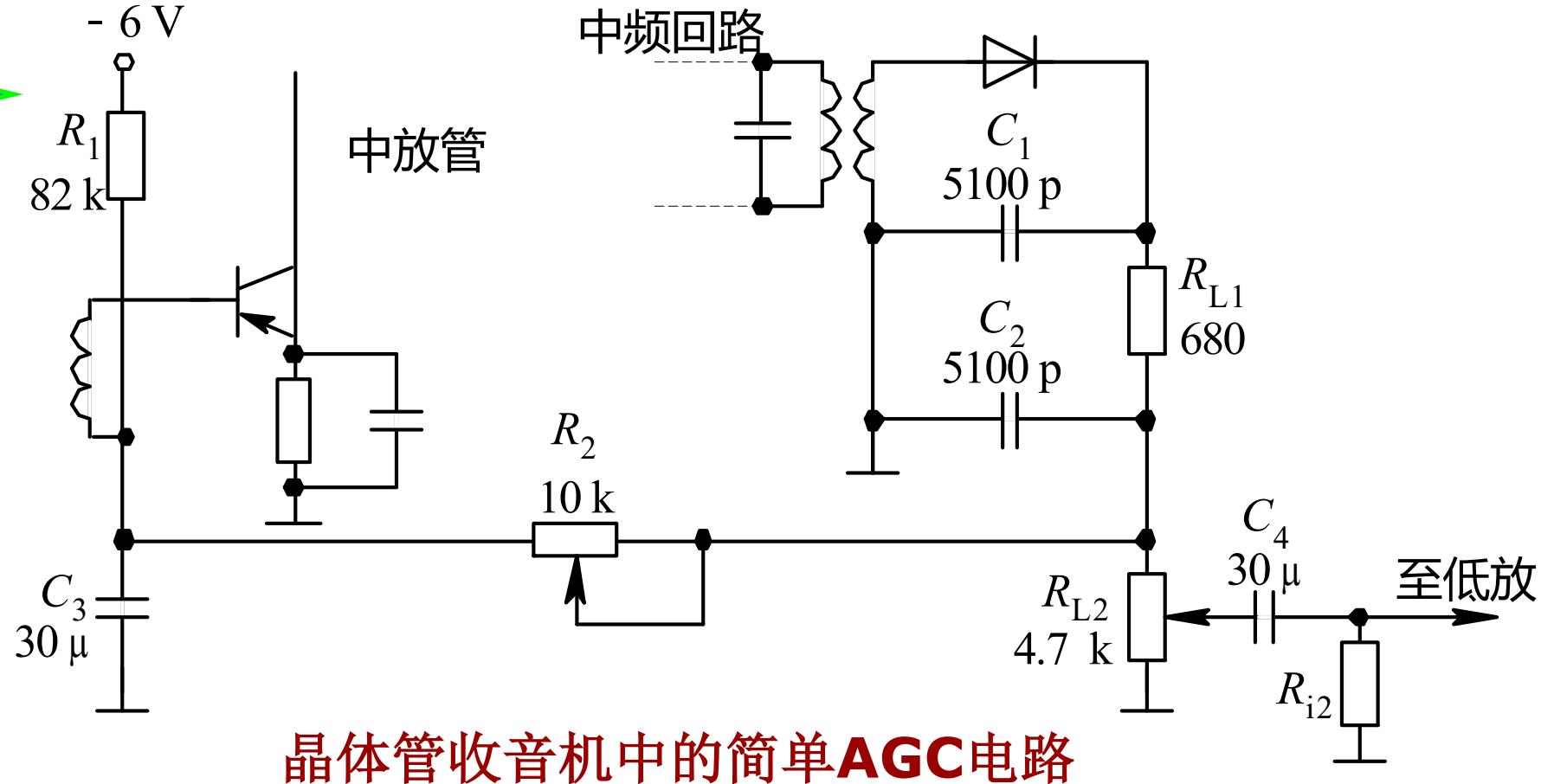


延迟AGC电路的输入/输出特性

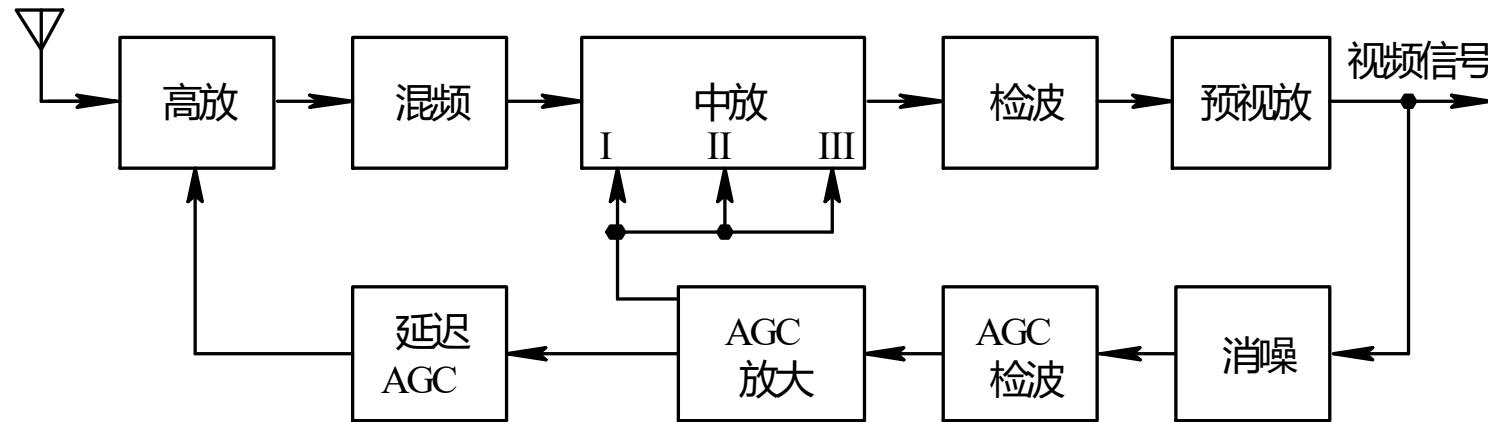
由于需要延迟到 $U_x > U_{xmin}$ 之后才开始控制作用，故称为延迟 A G C。“**延迟**”二字不是指时间上的延迟。



6.7.3 实用电路介绍



调节可变电阻 R_2 , 可以使低通滤波器的截止频率低于解调后音频信号的最低频率, 避免出现反调制。



电视机AGC系统方框图

由高频放大、三级中频放大、视频检波、A G C 检波和A G C 放大等电路组成的A G C 系统。

A G C 检波电路是将预视频放大电路输出的全电视信号进行检波，得出与信号电平大小有关的直流信号，然后进行直流放大以提高A G C 控制灵敏度。采用两级延迟A G C 在于当输入信号不是很大时，保持高放级处于最大增益可使高放级输出信噪比不致降低，有助于降低接收机的总噪声系数。



作 业

6.1, 6.3, 6.5, 6.6, 6.9, 6.10,

6.12, 6.13, 6.15, 6.16

