

5.5 普通调幅波的解调电路

解调——从调幅信号中检出调制信号

调幅信号的解调：相干解调

非相干解调（包络检波）

（1）检波器输入信号与输出信号的波形

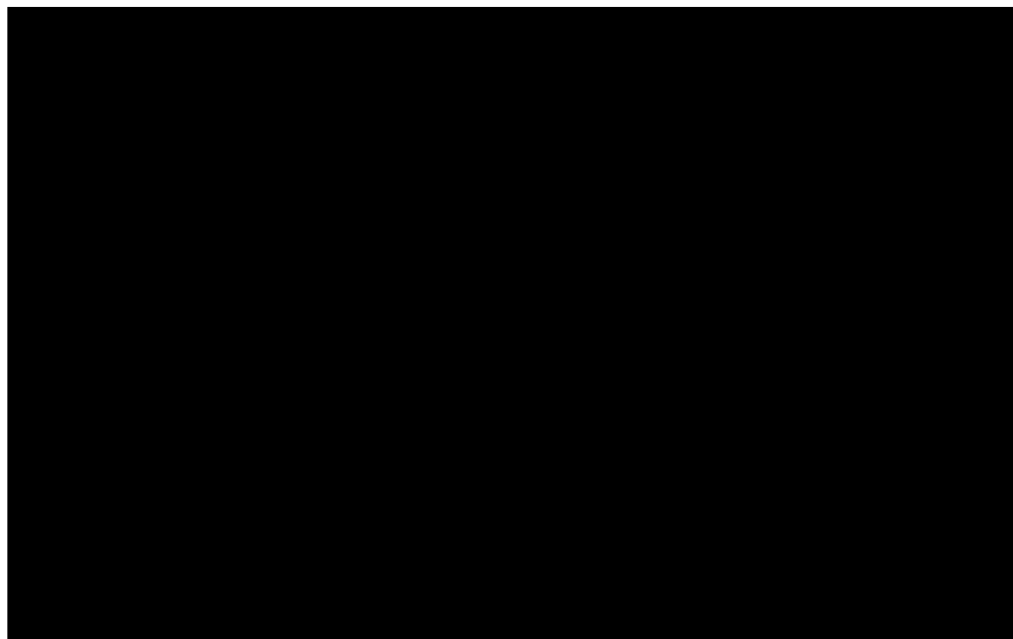


图5-21 检波器与输入、输出波形



(2) 检波器的质量要求

检波效率： 输出低频电压幅值与输入高频调幅波包络幅值之比

若输入等幅波 $\eta_d = \frac{U_o}{U_{cm}}$

若输入调幅波 $\eta_d = \frac{U_{\Omega m}}{m_a U_{cm}}$



检波失真

线性失真：各频率成分的比例关系发生变化

非线性失真：产生新的频率分量

输入阻抗

检波器输入端的等效阻抗

一、小信号平方律检波

1. 电路

由于二极管的非线性作用，使对称的电压调幅波变成不对称的电流。

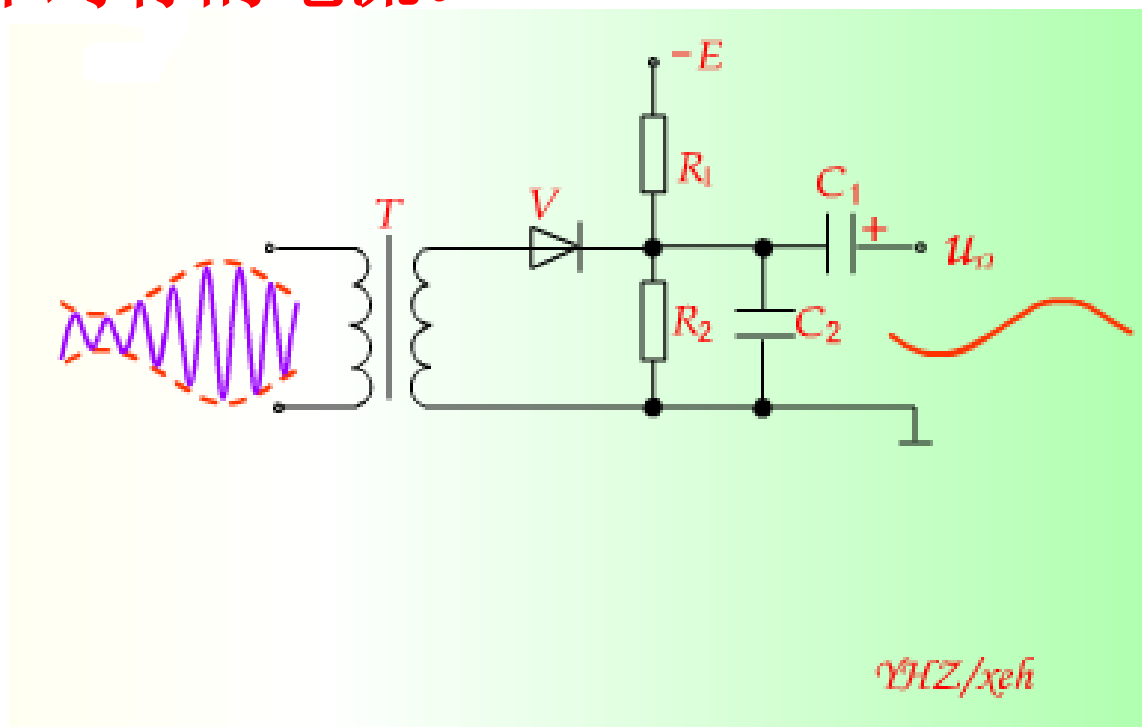
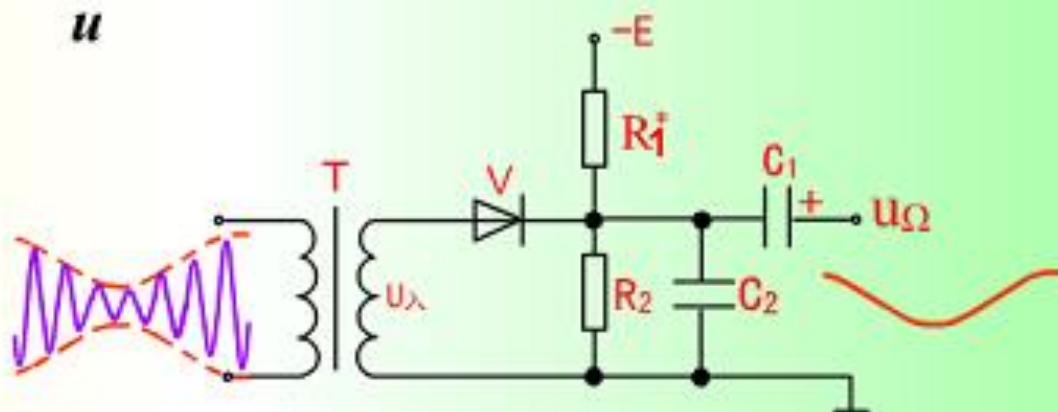
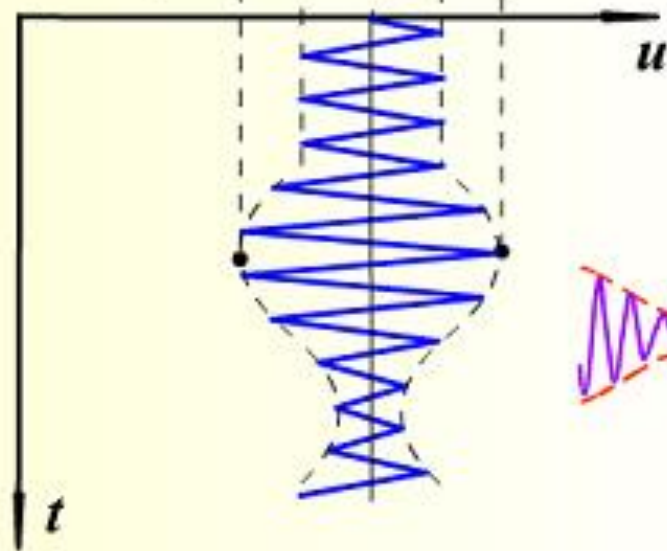
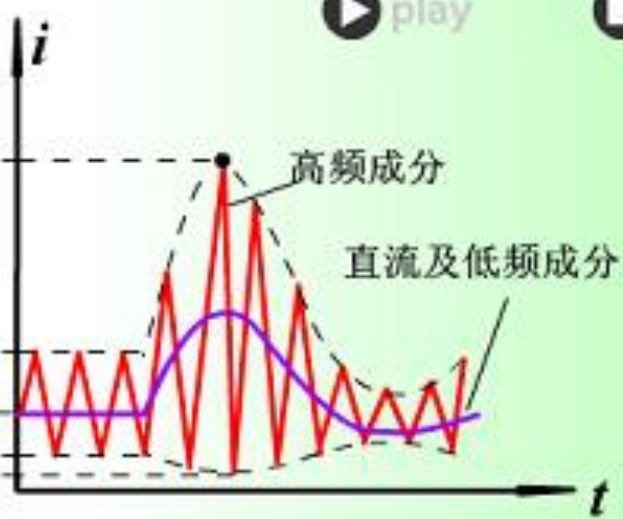
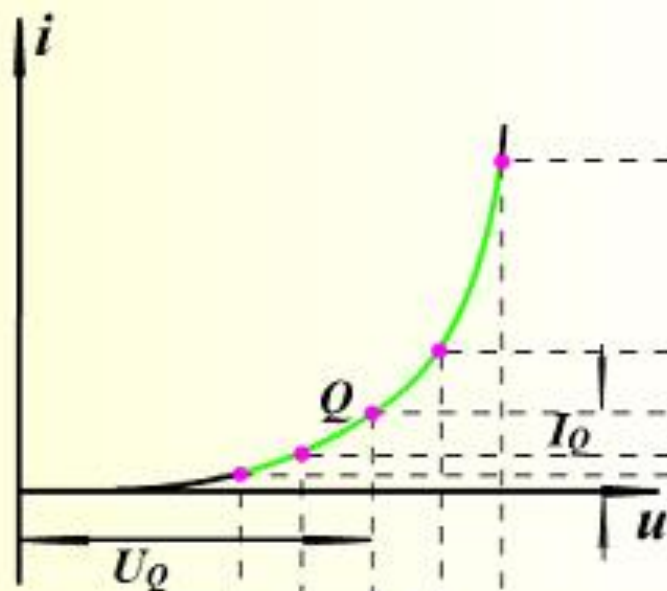


图5-22 (a) 小信号二极管检波电路



图5-22 (b) 小信号二极管检波电路





2. 原理

设输入的是单频正弦调制的调幅波，即

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

二极管的输入电压为

$$u = u_{\text{AM}} + V_Q = U_{\text{cm}}(1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t + V_Q \quad (5-60)$$

二极管特性曲线在 Q 点的幂级数展开式为

$$i = a_0 + a_1(u - V_Q) + a_2(u - V_Q)^2 + \dots \quad (5-61)$$



将式（5-60）代入式（5-61），只取前两项，得

$$i = a_0 + a_1 U_{\text{cm}} (1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t$$

$$+ a_2 U_{\text{cm}}^2 (1 + m_a \cos \Omega t)^2 \cos^2 \omega_c t$$

$$i = a_0 + \frac{a_2}{2} (1 + m_a^2 / 2) U_{\text{cm}}^2$$

$$+ a_2 U_{\text{cm}}^2 m_a \cos \Omega t + \frac{1}{4} a_2 U_{\text{cm}}^2 m_a^2 \cos 2\Omega t$$

$$+ \dots \quad (5-62)$$

式中 $i_{\Omega} = a_2 U_{\text{cm}}^2 m_a \cos \Omega t$

它正是所需要的解调信号。由于它的幅值与输入信号幅值的平方成正比，故称平方律检波。



另外，频率为 2Ω 的成分最值得注意。

把二次谐波与基波之比称为二次谐波失真系数，用 γ 表示，即

$$\gamma = \frac{\frac{1}{4} m_a^2 a_2 U_{\text{cm}}^2}{a_2 m_a U_{\text{cm}}^2} = \frac{m_a}{4}$$

可见，调制系数 m_a 越大，失真越严重。一般情况下

$$m_a = 30\% \quad \gamma = 7.5\%$$



3. 检波效率

$$i_{\Omega} R_2 = a_2 m_a U_{\text{cm}}^2 R_2 \cos \Omega t = U_{\Omega m} \cos \Omega t$$

式中, $U_{\Omega m} = a_2 m_a U_{\text{cm}}^2 R_2$

检波效率

$$\eta_d = \frac{U_{\Omega m}}{m_a U_{\text{cm}}} = \frac{a_2 m_a U_{\text{cm}}^2 R_2}{m_a U_{\text{cm}}} = a_2 R_2 U_{\text{cm}}$$

4. 输入电阻

因二极管 D 始终处于导通, 输入电阻等于 D

的交流阻抗 r_D

$$R_{\text{in}} = r_D = \frac{26}{I_Q (\text{mA})} \quad (\Omega)$$

二、大信号检波（峰值包络检波）

1. 工作原理

1) 大信号检波过程
是利用二极管的单向
导电特性和检波负
载RC的充放电过程。

特点：快充慢放

r_D —二极管电阻

R_L —负载电阻

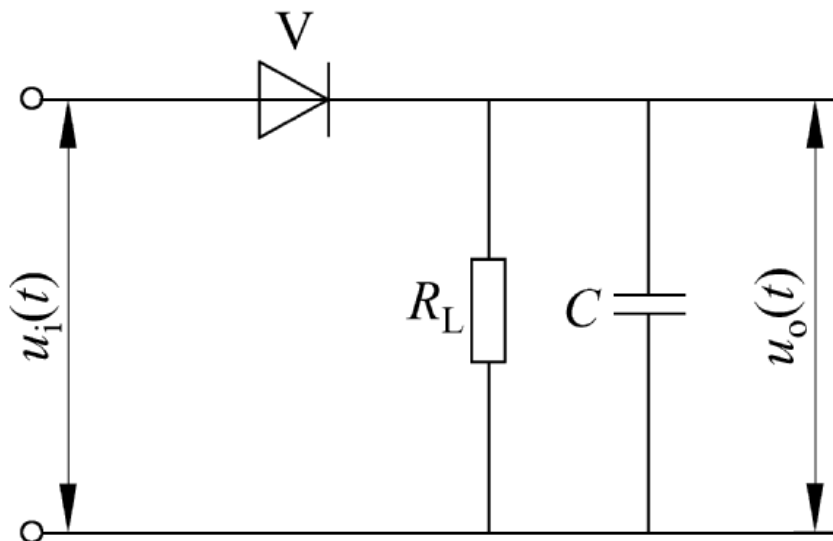


图5-23 大信号检波电路

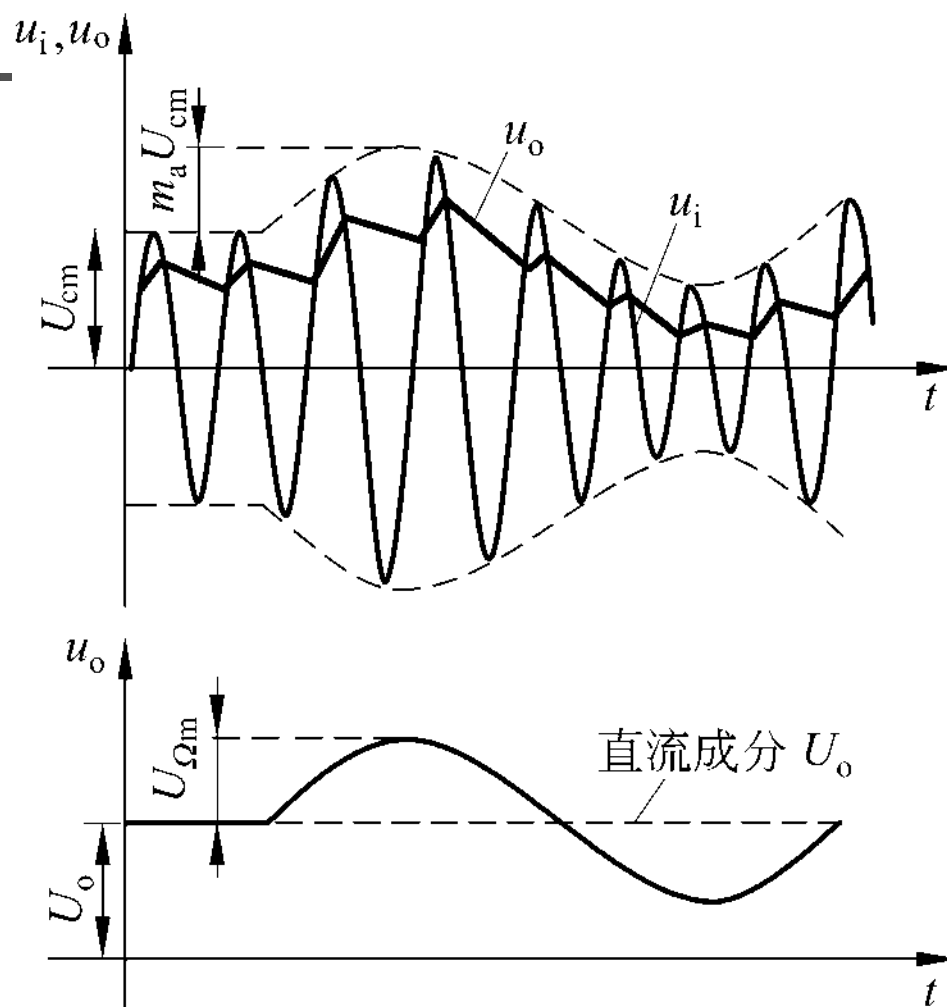


图5-24 大信号检波原理



$u_i(t) > u_o(t)$ (导通) C 充电,

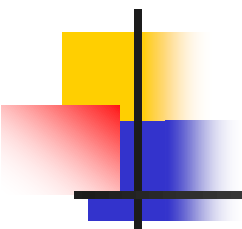
时间常数 $\tau_{\text{充}} = r_D C$ (小), 充电快。

$u_i(t) < u_o(t)$ (截止) C 放电,

时间常数 $\tau_{\text{放}} = R_L C$ (大), 放电慢。

快充慢放, 保证 $u_o(t)$ 接近 $u_i(t)$ 的包络。

注: 输出电压 $u_o(t)$ 的大小与输入电压的峰值接近相等, 故称为峰值包络检波。



2) $u_o(t)$ 的成分

音频成分——有用输出； 高频——滤去

直流成分——隔直流电容滤去，可用于**AGC**

（自动增益控制电路）。当输入信号很大时，设法把管子发射结偏压降低一些。



2. 检波效率 (η_d)

1) 定义

若检波器输入调幅波电压包络的幅度为 $m_a U_{cm}$,

输出低频电压的振幅为 $U_{\Omega m}$, 则 η_d 定义为

$$\eta_d = \frac{\text{检出的音频电压幅度}(U_{\Omega m})}{\text{调幅波包络线变化的幅度}(m_a U_{cm})} = \frac{U_{\Omega m}}{m_a U_{cm}}$$

当检波器输入为高频等幅波时, 输出平均电压, 则
定义为

$$\eta_d = \frac{\text{整出的直流电压}(U_0)}{\text{检波电压的幅值}(U_{cm})} = \frac{U_0}{U_{cm}}$$

2) 电路参数 ($\omega C R_L$, R_L , r_D) 对检波效率的影响

(1) 一定 R_L 下, $\omega C R_L$ 大, 放大变慢 η_d 高
当 $\omega C R_L=100$ 时, 可达0.86, 而 $\omega C R_L$ 过大, 会引起
检波失真。

因此 $\omega C R_L = 10 \sim 100$
(适当范围)

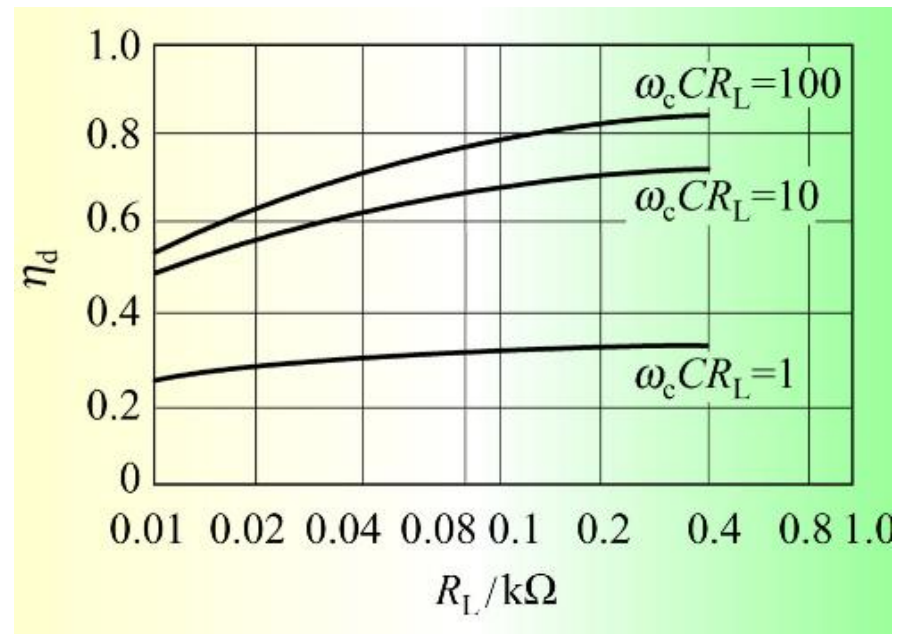
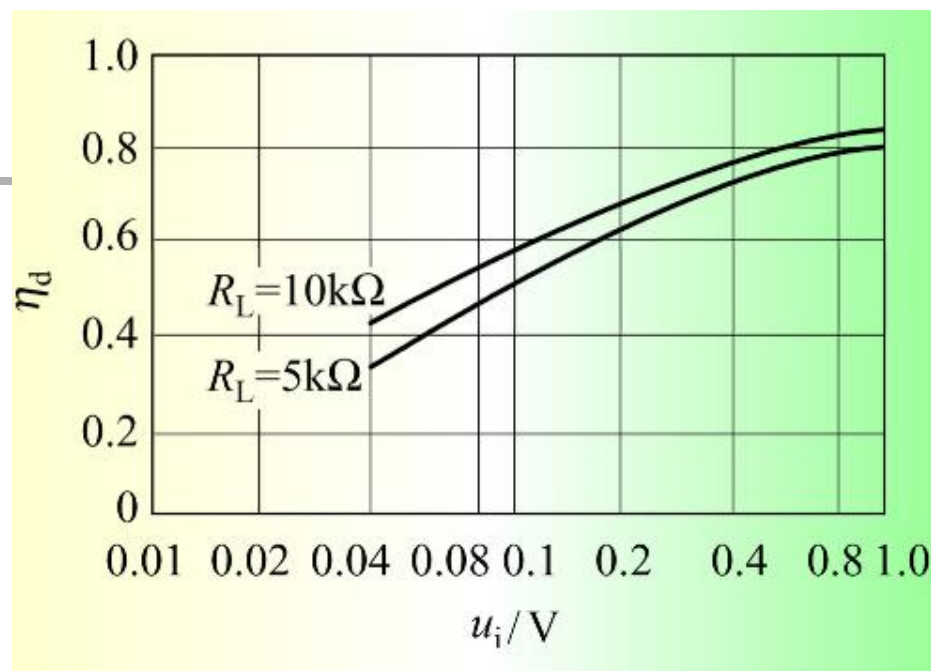


图5-25 检波电路参数对检波效率的影响

2) 负载电阻 R_L

在一定的 $\omega C R_L$ 下,
 R_L 大, η_d 高



3) 检波管的影响

r_D 小, 充电快, η_d 高

图5-26 输入电压对 η_d 的影响

4) 信号强度对 η_d 的影响

信号强度越大, $u_i(t)$ 大—— η_d 越高



3.输入电阻 (R_{in})

输入电阻是检波器的另一个重要的性能指标。对于高频输入信号源，检波器相当于一个负载，此负载就是检波器的等效输入电阻 R_{in} ，它等于输入高频电压振幅与检波电流中基波（指载频 ω_c ）电流振幅 I_{1m} 之比，即：

$$R_{in} = \frac{U_{cm}}{I_{1m}} \approx \frac{R_L}{2\eta_d}$$

一般经验可取 $R_{in}=2—3k\Omega$

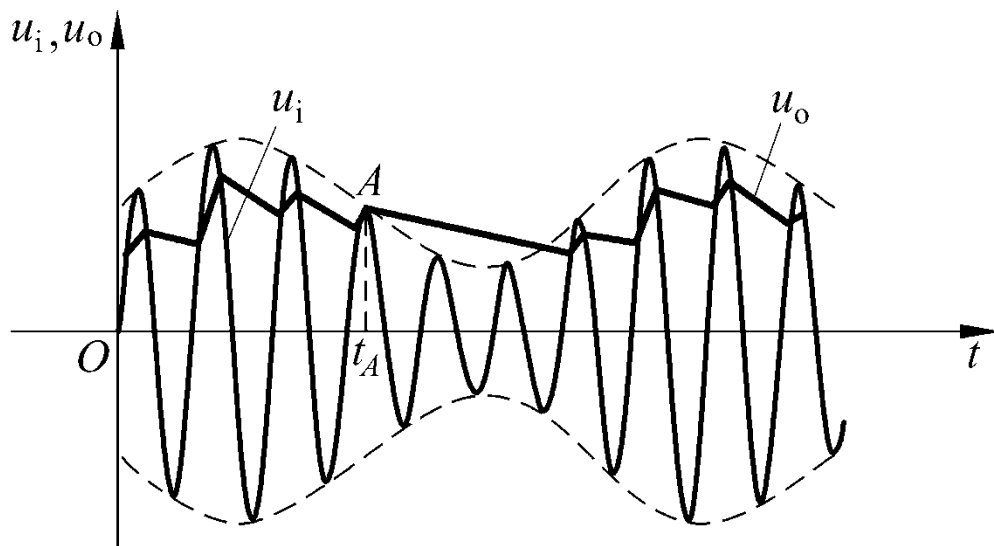
4. 检波失真

1) 对角线失真（惰性失真、放电失真）

失真原因：放电太慢，包络线下降快，以致跟不上调幅波包络的变化。

不失真条件：

电容放电的速度 $\left| \frac{du_c(t)}{dt} \right|_{t=t_A} \geq \left| \frac{du_m(t)}{dt} \right|_{t=t_A}$ 包络线下降速度



要防止对角线失真现象，应使包络线下降速率小于 $R_L C$ 放电速率，即

$$m_a \Omega \sin \Omega t_A \leq \frac{1}{R_L C} (1 + m_a \cos \Omega t_A) \quad (5-74)$$

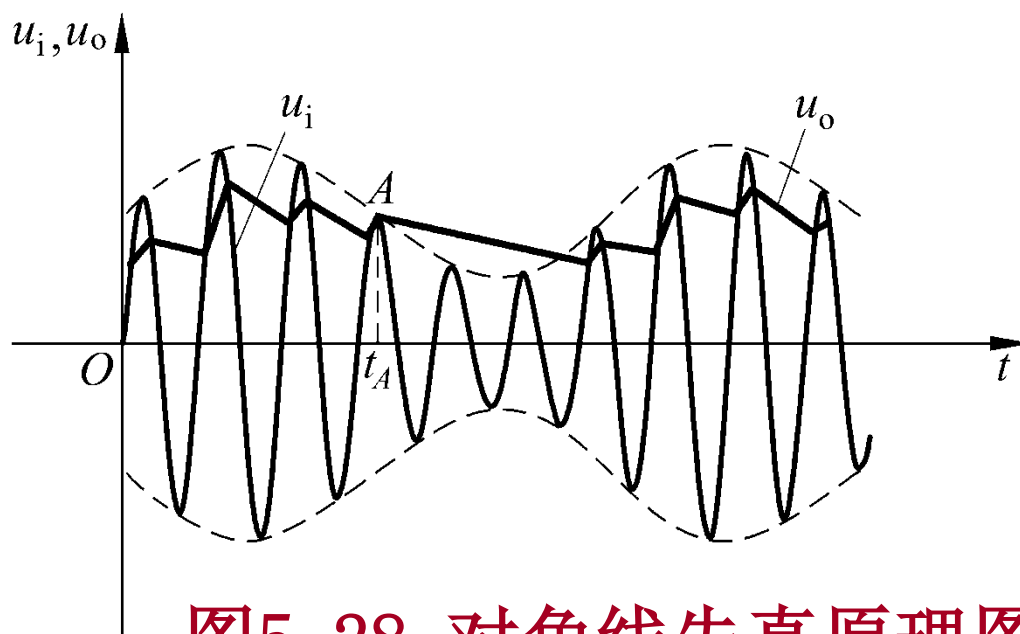


图5-28 对角线失真原理图



不产生对角线失真的条件

$$m_a < \frac{1}{\sqrt{1 + (\Omega CR_L)^2}} \quad \text{或} \quad \Omega R_L C < \frac{\sqrt{1 - m_a^2}}{m_a}$$

表明 $CR_L \uparrow$ ----- 放电慢

$m_a \uparrow$ ----- 调制深，包络线下降快

$\Omega \uparrow$ ----- 周期短，包络线下降快

2) 割底失真

一般在接收机里检波器输出耦合到下级的电容很大（ C_1 很大5—10 μF ），对检波器输出的直流而言，上充有一个直流电压。

$$E = \frac{R_L}{R_L + R_i} U_0 = \frac{R_L}{R_L + R_i} \eta_d U_{\text{cm}}$$

$$U_0 = \eta_d U_{\text{cm}}$$

$$\tilde{R}_L = R_L \parallel R_i, \tilde{R}_L$$

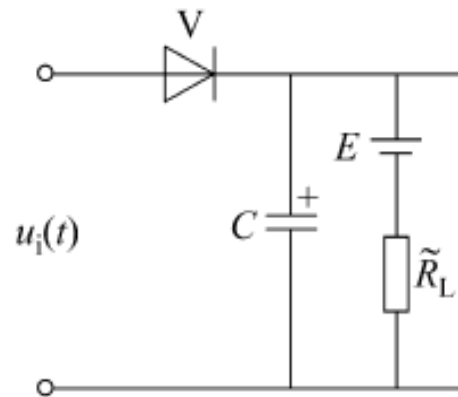


图5-29(a) 割底失真原理图

当输入信号 $u_i(t) > E$, 二极管D导通;

当输入信号 $u_i(t) < E$, 二极管D截止。

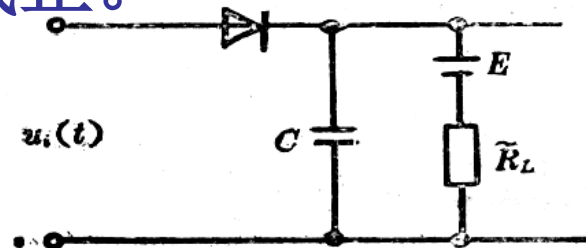
此时电容C上电压= E

由等效电势 E 维持, 形成割底。

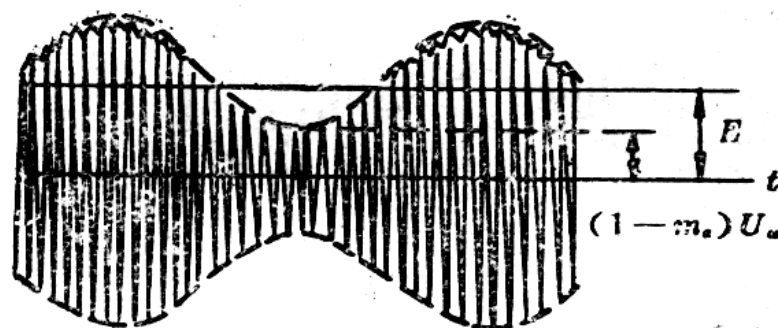
借助于有源二端网络理论

可把 C_1 、 R_L 、 R_i 用一个等效电路 E 和 \tilde{R}_L 代替。其中

$$E = \frac{R_L}{R_L + R_i} U_0 = \frac{R_L}{R_L + R_i} \eta_d U_{cm}$$



(a)



割底失真

(b)

图5-29 割底失真原理及波形图


$$\tilde{R}_L = R_L // R_i$$

不产生割底失真的条件 $m_a \leq \frac{\tilde{R}_L}{R_L}$ 注：交流、直流
负载不同

$$(1 - m_a)U_{cm} \geq E = \frac{R_L}{R_L + R_i} \eta_d U_{cm}$$

$$m_a \leq 1 - \eta_d \frac{R_L}{R_L + R_i}$$

设 $\eta_d = 1$ 则不产生割底失真的条件

$$m_a \leq 1 - \frac{R_L}{R_L + R_i} = \frac{R_i}{R_L + R_i} = \frac{R_i R_L}{R_L + R_i} \cdot \frac{1}{R_L} = \frac{\tilde{R}_L}{R_L}$$

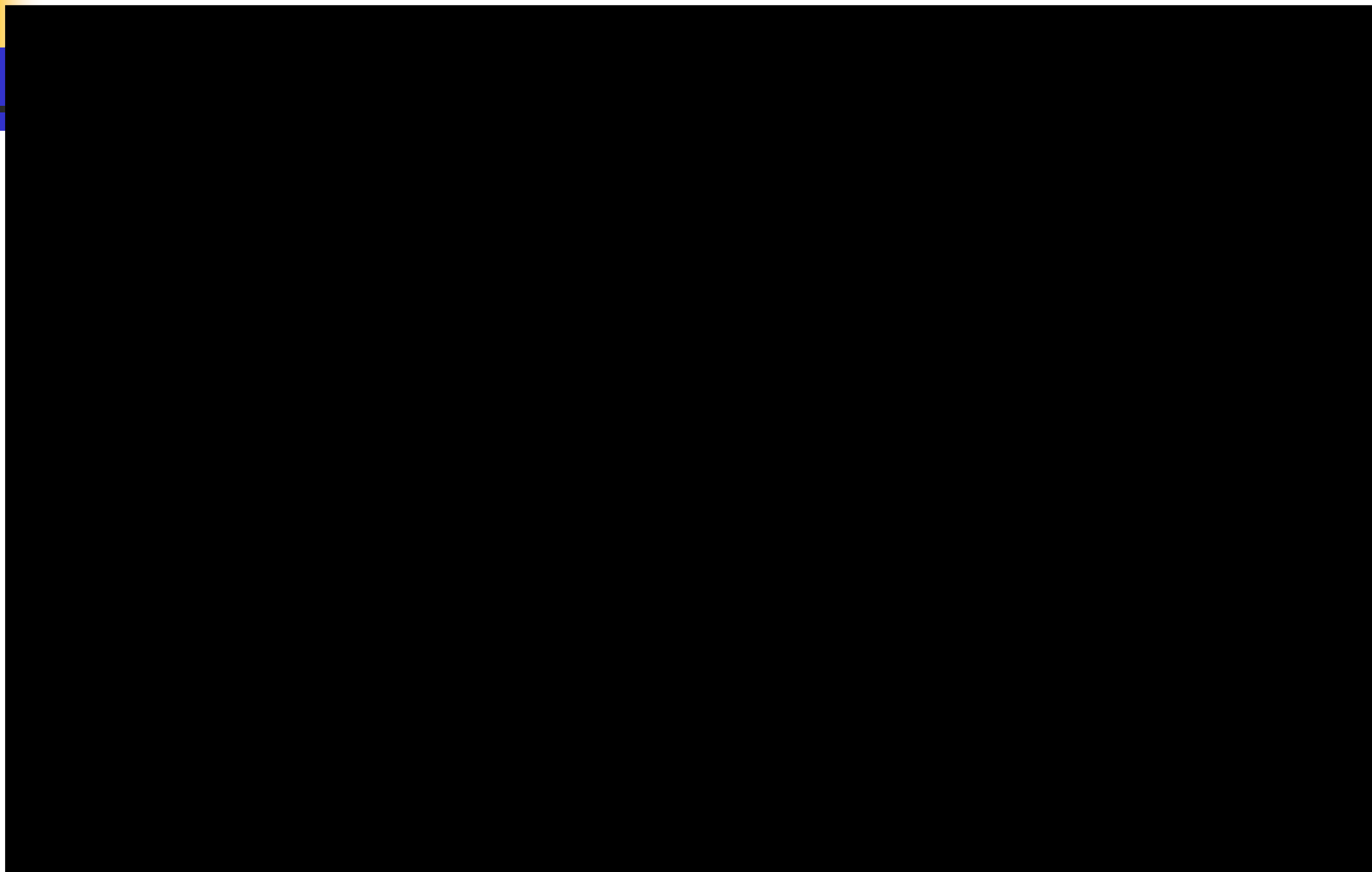


图5-29 割底失真原理及波形图

5. 检波电路参数的选取

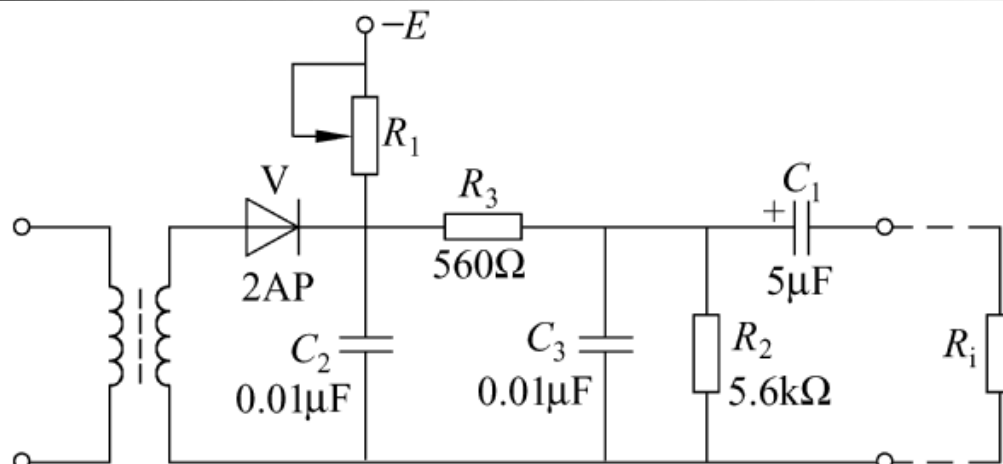


图5-31 典型检波电路

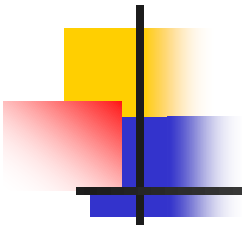
多了一个高频滤波环节 R_2 、 C_3 。它的作用是滤去前节滤波后剩余的高频成分。 $\frac{1}{\omega_c C_3} \ll R_3$

高频电压主要降在 R_3 上，使输出中高频大大减少。但增加对低频也有影响，为了避免低频成分过分减少， R_3 应 R_2 比少的多。 $R_3 \ll R_2$



1) 检波二极管

为了提高检波效率，应选取正向电阻小（ $1\text{k}\Omega$ 以下），反向电阻大（ $500\text{k}\Omega$ 以上），同时要求结电容小的管子。一般选点接触型二极管如 *2AP* 系列。


$$m_a \leq 1 - \frac{R_L}{R_L + R_i} = \frac{R_i}{R_L + R_i} = \frac{R_i R_L}{R_L + R_i} \cdot \frac{1}{R_L} = \frac{\tilde{R}_L}{R_L}$$

$$R_L \uparrow \quad \eta_d \uparrow$$

$R_L \uparrow$ 易产生割底失真,

兼顾两者一般取

$$R_L = R_2 + R_3 = 5 \sim 10\text{k}\Omega$$



2) 负载电阻 R_L

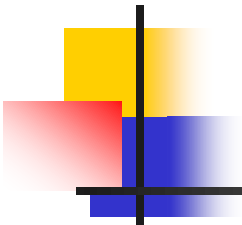
$$m_a \leq 1 - \frac{R_L}{R_L + R_i} = \frac{R_i}{R_L + R_i} = \frac{R_i R_L}{R_L + R_i} \cdot \frac{1}{R_L} = \frac{\tilde{R}_L}{R_L}$$

$$R_L \uparrow \quad \eta_d \uparrow$$

$R_L \uparrow$ 易产生割底失真,

兼顾两者一般取

$$R_L = R_2 + R_3 = 5 \sim 10\text{k}\Omega$$


$$R_L = R_2 + R_3 = 5 \sim 10\text{k}\Omega$$

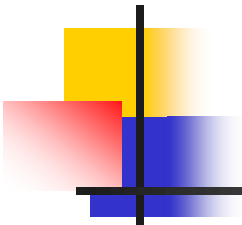
从滤波效果好（高频电压主要降在 R_3 上，使输出中高频大大减少）。

$$R_3 \gg \frac{1}{\omega_c C_3} \qquad R_3 \ll R_2$$

从有用信号衰减小，

$$\therefore \text{取 } R_3 = \frac{1}{5} \sim \frac{1}{10}, \quad R_3 = 500 \sim 1\text{k}\Omega$$

R_3



为兼顾二者，在广播收音机中，频率是465kHz，取

$$R_3 = 560\Omega, \quad R_2 = 5.6\text{k}\Omega, \quad \frac{R_3}{R_2} = \frac{1}{10}$$

但是矿用载频电话频率较低如40kHz，滤波效果太差，宜适当加大 R_3 而牺牲一些输出信号，取

$$R_3 = 1\text{k}\Omega$$



3) 滤波电容 C_2 和 C_3

C_2 和 C_3 大，检波效率高，滤波效果好。但太大则放电时间常数过大，易引起对角线失真，
一般取

$$C_2 \approx C_3 = 0.005\mu\text{F} \sim 0.02\mu\text{F}$$

(频率为几十kHz)

$$C_2 = 4700\text{pF}, C_3 = 5100\text{pF}$$

(收音机)

4) 输出耦合电容 C 一般取 $5 \sim 10\mu\text{F}$

5) 偏置电阻 R_1

视电压 E 而定，一般调整偏流在 $20\mu\text{A}$ 左右。





5.6 抑制载波调幅波的产生和解调电路

一、大信号调幅的数学分析

(参考5.3节 4. 开关函数近似分析法)

二、抑制载波调幅波的产生电路

1. 二极管环形调制器电路图
2. 工作原理
3. 波形图
4. 用模拟乘法器实现抑制载波调幅的实际电路

三、抑制载波调幅的解调电路

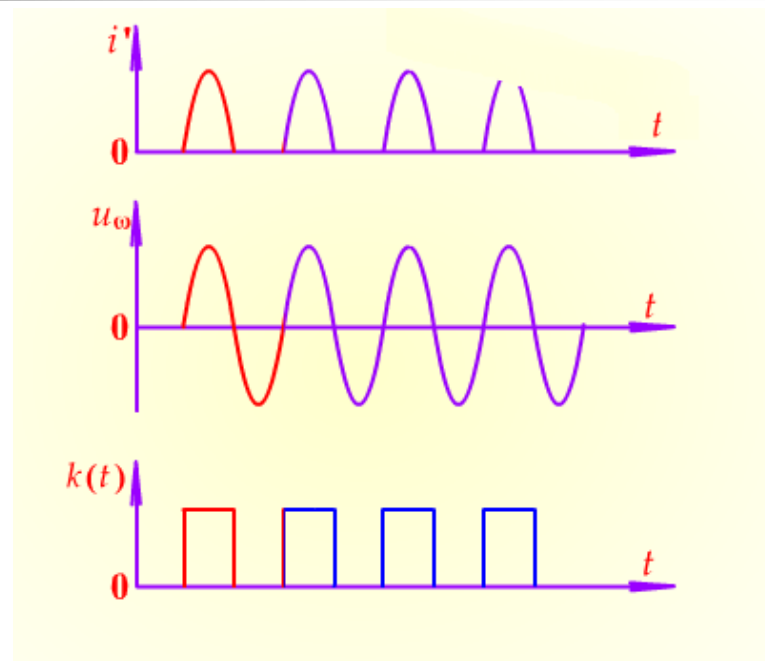
一、大信号调幅的数学分析

1. 不考虑调制信号

载波正半周 $k(t) = 1$

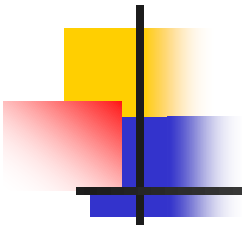
载波负半周 $k(t) = 0$

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



$$k(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_0 t + \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_0 t + \dots + \frac{2}{n\pi} \cos n\omega_0 t + \dots$$

$$n = 1, 3, 5, 7, \dots$$



$$k(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_0 t + \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_0 t + \dots + \frac{2}{n\pi} \cos n\omega_0 t + \dots$$

如果二极管特性曲线折线化后的斜率为g

则 $i' = gk(t)u_{\omega}$

2. 考虑调制信号 $u_{\Omega} = U_{\Omega m} \cos \Omega t$

$$i = gk(t)(u_{\omega} + u_{\Omega})$$

$$i = gk(t)(U_{cm} \cos \omega_c t + U_{\Omega m} \cos \Omega t)$$

$$i = g(U_{cm} \cos \omega_c t + U_{\Omega} \cos \Omega t) \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_c t + \dots \right)$$



电流*i*的频率分量中含有调幅波的成分，可以实现调幅。

相乘得

$$\begin{aligned} i = & \frac{1}{2} g U_{\text{cm}} \cos \omega_c t \\ & + \frac{2}{\pi} g U_{\Omega \text{m}} \cos \omega_c t \cos \Omega t \\ & + \frac{1}{2} g U_{\Omega \text{m}} \cos \Omega t \\ & + \frac{1}{\pi} g U_{\text{cm}} \cos^2 \omega_c t + \dots \end{aligned}$$



二、抑制载波调幅波的产生电路

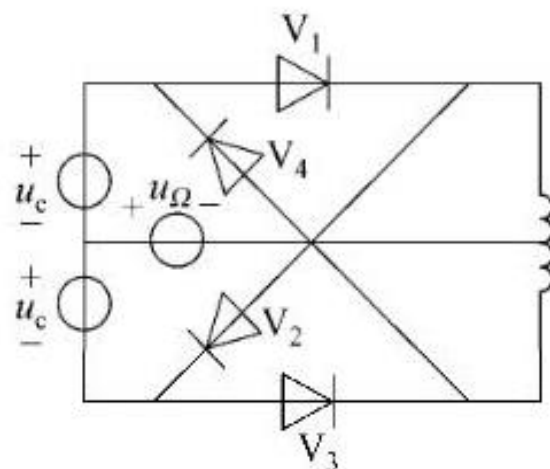
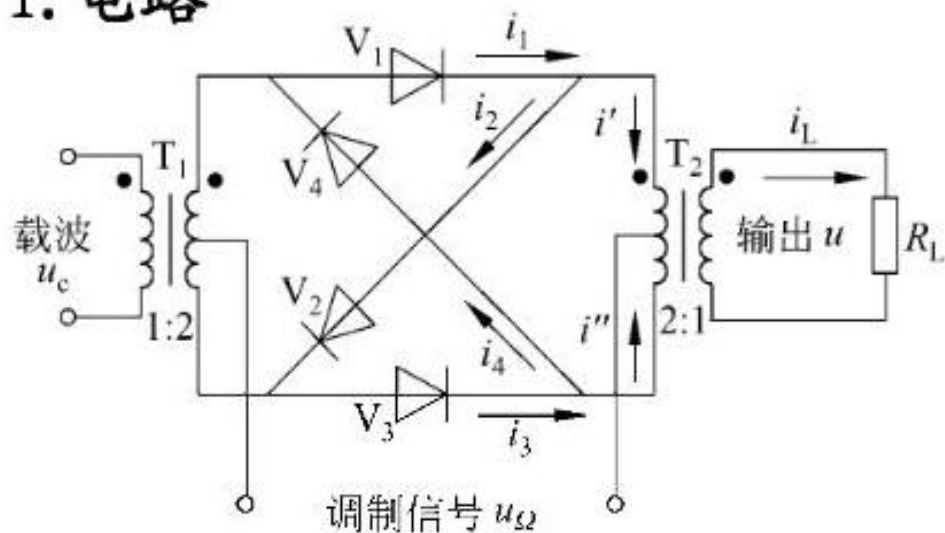
采用平衡、抵消方法——把载波抑制掉，故这种电路叫抑制载波调幅电路或叫平衡调幅电路。

常用—— 二极管环形调制器
模拟乘法器MC1596

二、抑制载波调幅波的产生电路

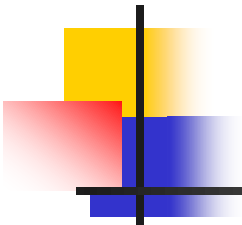
采用平衡、抵消方法——把载波抑制掉，这种电路称为抑制载波调幅电路或叫平衡调幅电路。

1. 电路



2. 工作原理

u_c 正半周， V_1 、 V_2 导通， V_3 、 V_4 截止； u_c 负半周， V_3 、 V_4 导通， V_1 、 V_2 截止。



它是由四个二极管环接构成。载波 u_c 从变压器的原边接入，调制信号 u_Ω 则接到变压器 T_1 的副边中点和 T_2 的原边中点之间，变压器的副边 T_2 输出已调信号。

设调制信号为单频余弦信号，即

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

载波信号为 $u_c = U_{cm} \cos \omega_c t$



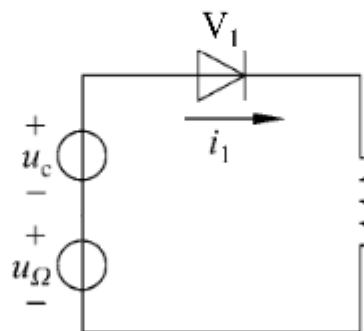
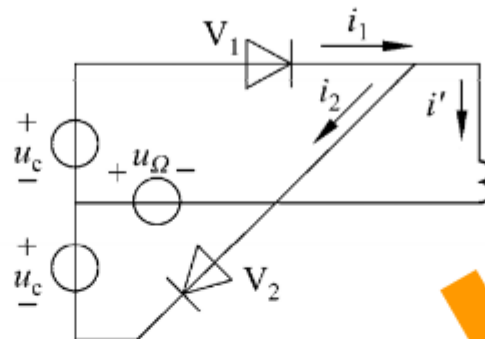
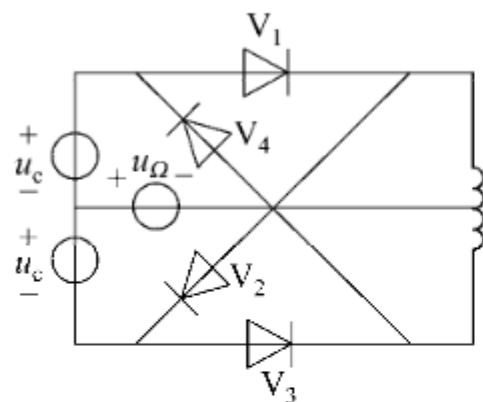
2. 工作原理

环形调制器既可工作在小信号又可工作在大信号。

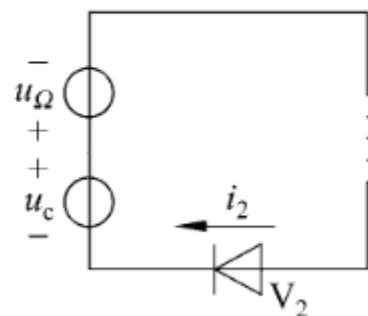
一般情况下，载波信号幅值很强，控制二极管工作在开关状态。

为了分析二极管电流，分别画出其相应的电路。

(1) u_c 正半周



(a)



(b)

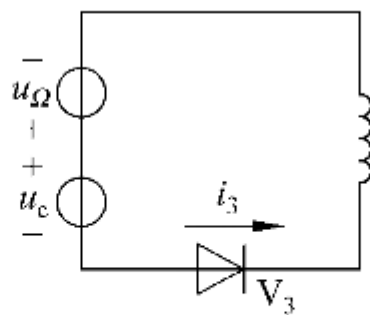
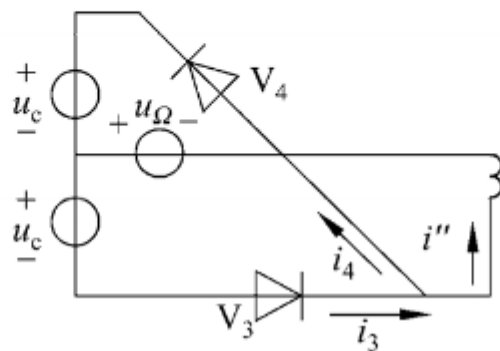
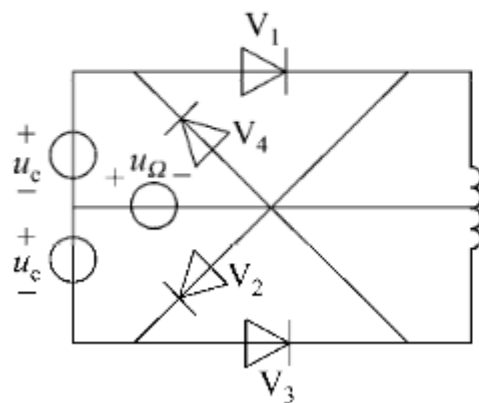
利用开关函数 $k_1(\omega_c t)$, 则

$$i_1 = gk_1(\omega_c t)(u_c + u_\Omega)$$

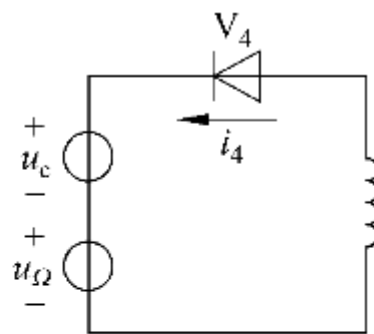
$$i_2 = gk_1(\omega_c t)(u_c - u_\Omega)$$

$$i' = i_1 - i_2 = 2gk_1(\omega_c t)u_\Omega$$

(2) u_c 负半周



(c)



(d)

注意到此时的开关
函数为 $k_1(\omega_c t + \pi)$ ，则

$$i_3 = -gk_1(\omega_c t + \pi)(u_c - u_\Omega)$$

$$i_4 = -gk_1(\omega_c t + \pi)(u_c + u_\Omega)$$

$$i'' = i_3 - i_4 = 2gk_1(\omega_c t + \pi)u_\Omega$$



$$i_1 = gk(t)(U_{\text{cm}} \cos \omega_c t + U_{\Omega\text{m}} \cos \Omega t)$$

$$= \frac{1}{2} g U_{\text{cm}} \cos \omega_c t + \frac{2}{\pi} g U_{\Omega\text{m}} \cos \omega_c t \cos \Omega t$$

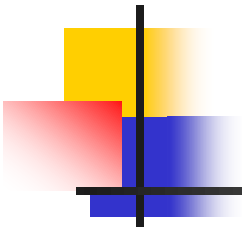
$$+ \frac{1}{2} g U_{\Omega\text{m}} \cos \Omega t + \frac{1}{\pi} g U_{\text{cm}} \cos^2 \omega_c t + \dots$$



式中， g 是二极管的输入电导。

忽略上式中的高次项，

$$\begin{aligned} i_1 = & \frac{1}{\pi} g U_{\text{cm}} + \frac{1}{2} g U_{\Omega\text{m}} \cos \Omega t \\ & + \frac{1}{2} g U_{\text{cm}} \left(1 + \frac{4U_{\Omega\text{m}}}{\pi U_{\text{cm}}} \right) \cos \Omega t + \frac{1}{\pi} g U_{\text{cm}} \cos 2\omega_c t \end{aligned}$$



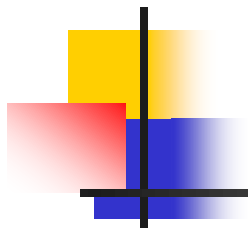
$$i_1 = \frac{1}{\pi} g U_{\text{cm}} + \frac{1}{2} g U_{\Omega\text{m}} \cos \Omega t$$

$$+ \frac{1}{2} g U_{\text{cm}} \left(1 + \frac{4U_{\Omega\text{m}}}{\pi U_{\text{cm}}}\right) \cos \Omega t + \frac{1}{\pi} g U_{\text{cm}} \cos 2\omega_c t$$

$$i_1 = I_0 + I_{\Omega} \cos \Omega t + I_1 (1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t + I_2 \cos 2\omega_c t$$

$$I_0 = \frac{1}{\pi} g U_{\text{cm}} \quad I_{\Omega} = \frac{1}{2} g U_{\Omega\text{m}}$$

$$I_1 = \frac{1}{2} g U_{\text{cm}} \quad I_2 = \frac{1}{\pi} g U_{\text{cm}} \quad m_a = \frac{4U_{\Omega\text{m}}}{\pi U_{\text{cm}}}$$



$$i_1 = I_0 + I_\Omega \cos \Omega t + I_1(1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t + I_2 \cos 2\omega_c t$$

$$i_2 = I_0 - I_\Omega \cos \Omega t + I_1(1 - m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t + I_2 \cos 2\omega_c t$$

$$i_3 = I_0 + I_\Omega \cos \Omega t - I_1(1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t + I_2 \cos 2\omega_c t$$

$$i_4 = I_0 - I_\Omega \cos \Omega t - I_1(1 - m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t + I_2 \cos 2\omega_c t$$

用节点电流定律，可得到

$$i' = i_1 - i_2$$

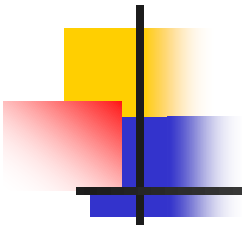
$$i'' = i_3 - i_4$$



电流 $i' - i''$ 在输出变压器副边引起的感应电势就是输出电压 u , 它的波形也与 $i' - i''$ 同。

$$\begin{aligned} i' - i'' &= (i_1 - i_2) - (i_3 - i_4) \\ &= 2I_1(1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t - 2I_1(1 - m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t \\ &= 4I_1 m_a \cos \Omega t \cos \omega_c t \\ &= 2I_1 m_a [\cos(\omega_c + \Omega)t + \cos(\omega_c - \Omega)t] \end{aligned}$$

可见，环形调制器输入电流是输入信号 $\cos \Omega t$ 和 $\cos \omega_c t$ 的乘积，频谱是载频的上、下边频，没有载波分量，所以称其为抑制载波调幅电路。



变压器 T_1 和 T_2 的中心抽头必须严格对称，四个二极管的特性也应一致，否则就不能把载波抑制掉，从而造成不希望有的“载漏”输出。

（载漏是环形调制器输出电流成分中含有载波成分的简称）。

为了消除电路的不对称性，改进后的电路

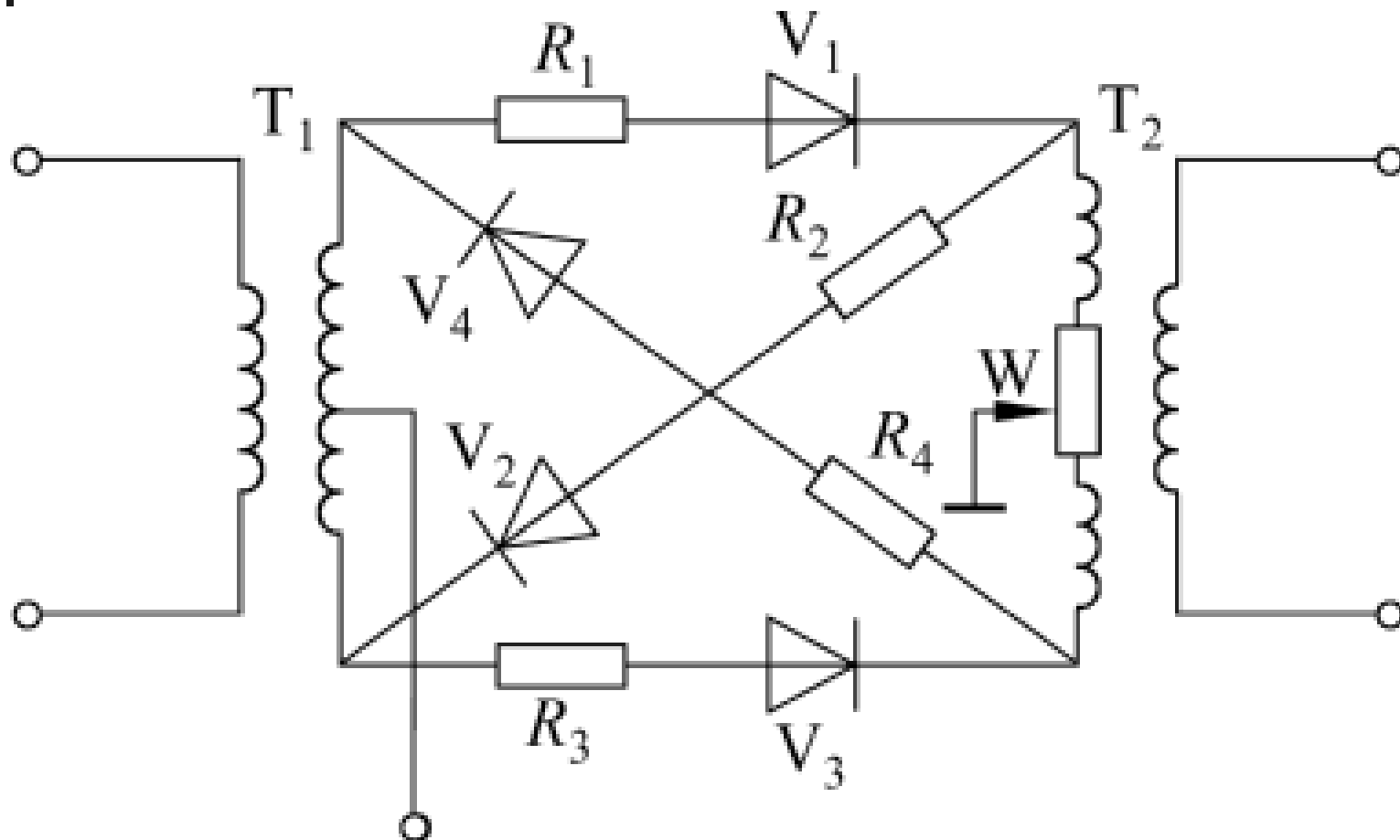
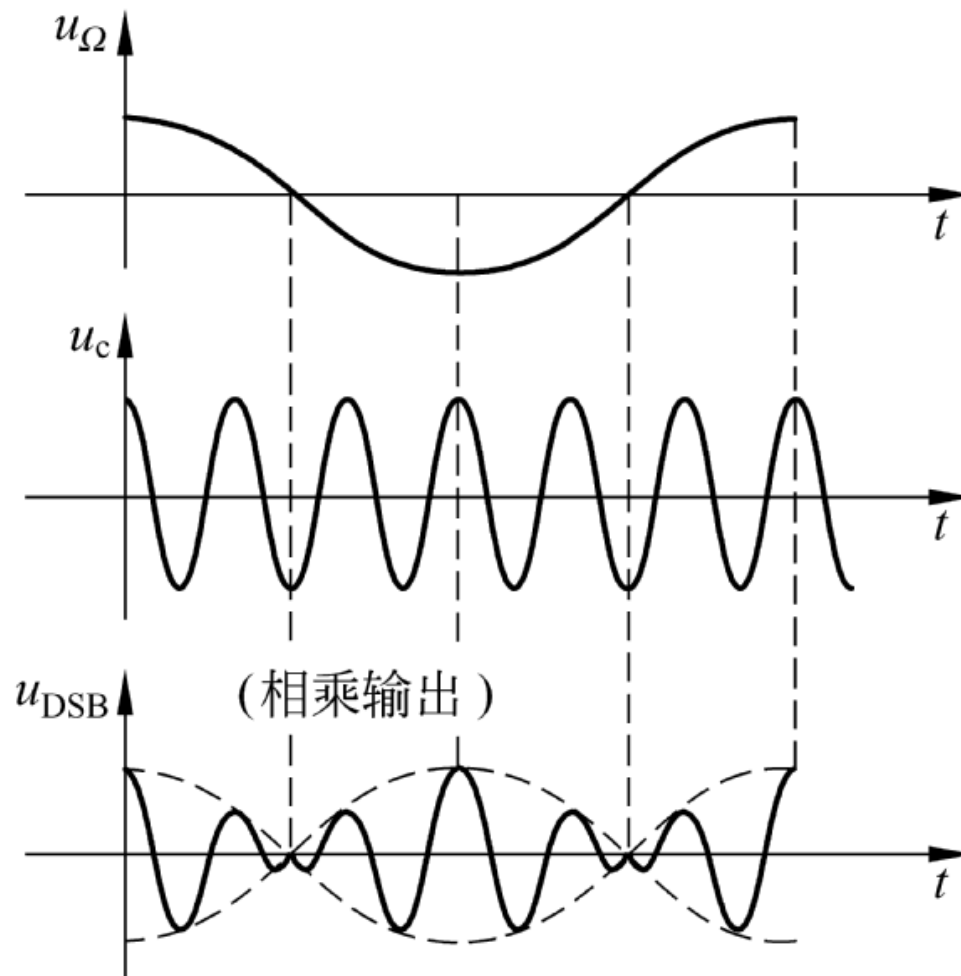


图5-36 环形调制器实际电路（一）



图5-37 环形调制器实际电路（二）

3. 波形图



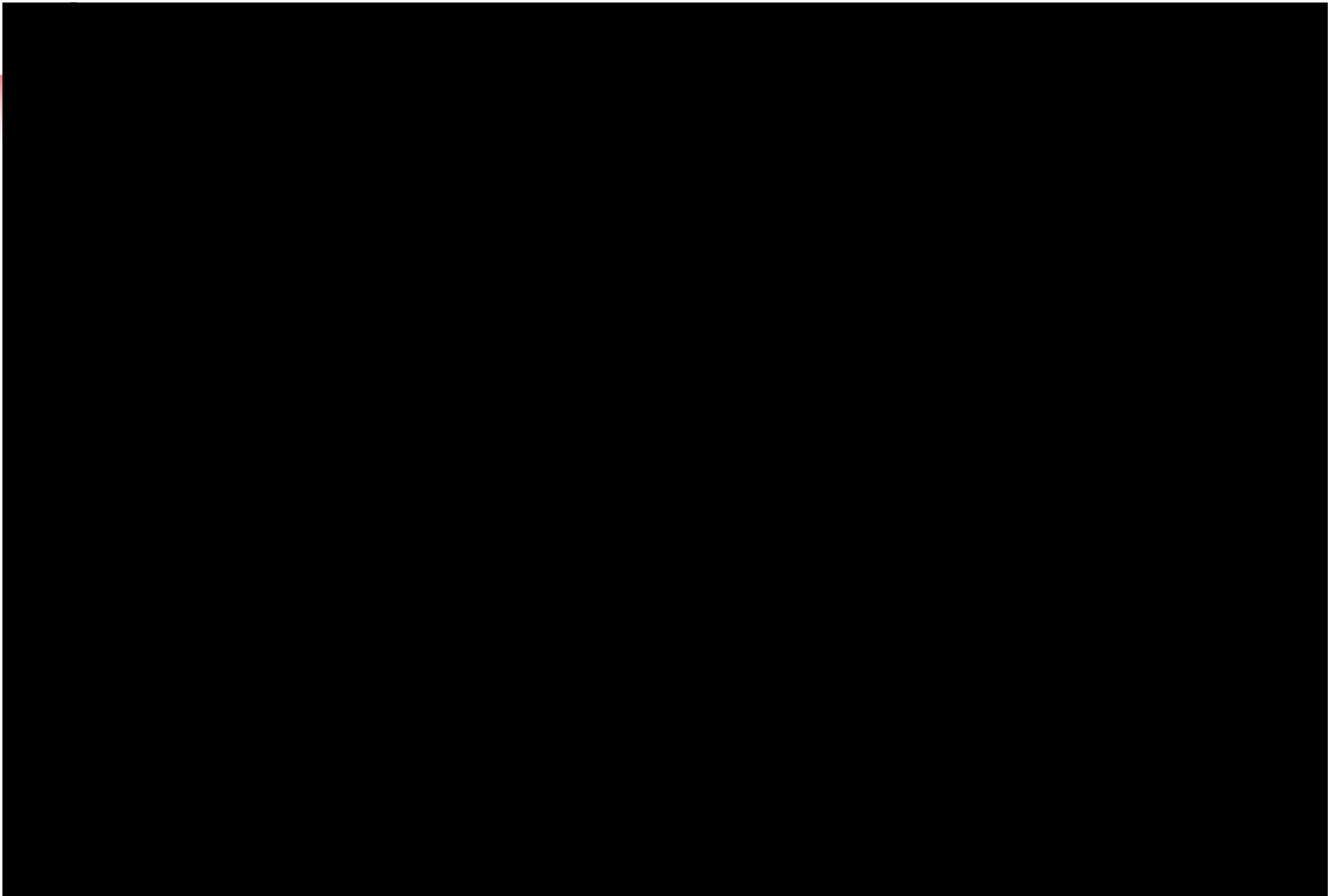
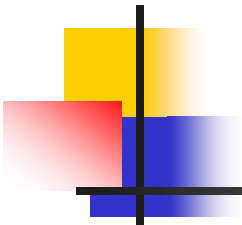


图5-35 环形调幅器电流、电压波形



随着集成电路的发展，由线性组件构成的平衡调幅器已被采用。图示是用模拟乘法器实现抑制载波调幅的实际电路。

它是用MC1596G 构成。这个电路的特点是工作频带宽，输出频谱较纯，而且省去了变压器，调整简单。使用时，建议载波输入电平为 60mV ，调制信号最大不超过 300mV 。

用模拟乘法器实现抑制载波调幅的实际电路

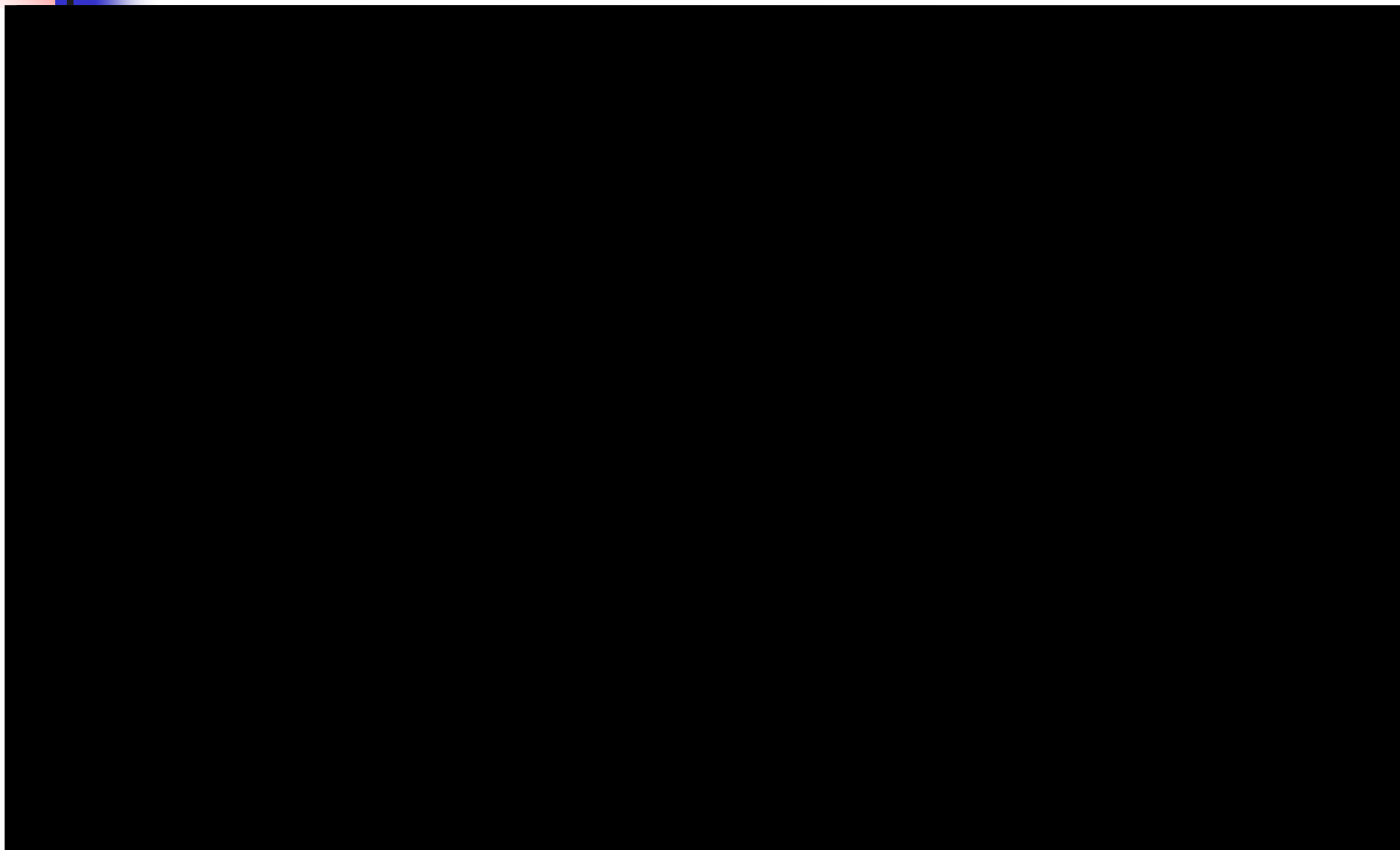


图5-38 用模拟乘法器实现抑制载波调幅



三、抑制载波调幅的解调电路

包络检波器只能解调普通调幅波，而不能解调 **DSB** 和 **SSB** 信号。这是由于后两种已调信号的包络并不反映调制信号的变化规律，因此，抑制载波调幅的解调必须采用同步检波电路。

收端须提供与发端同频同相的同步信号

——本地载波信号

最常用的是乘积型同步检波电路。

1.乘积型同步检波器的工作原理

1) 组成方框图

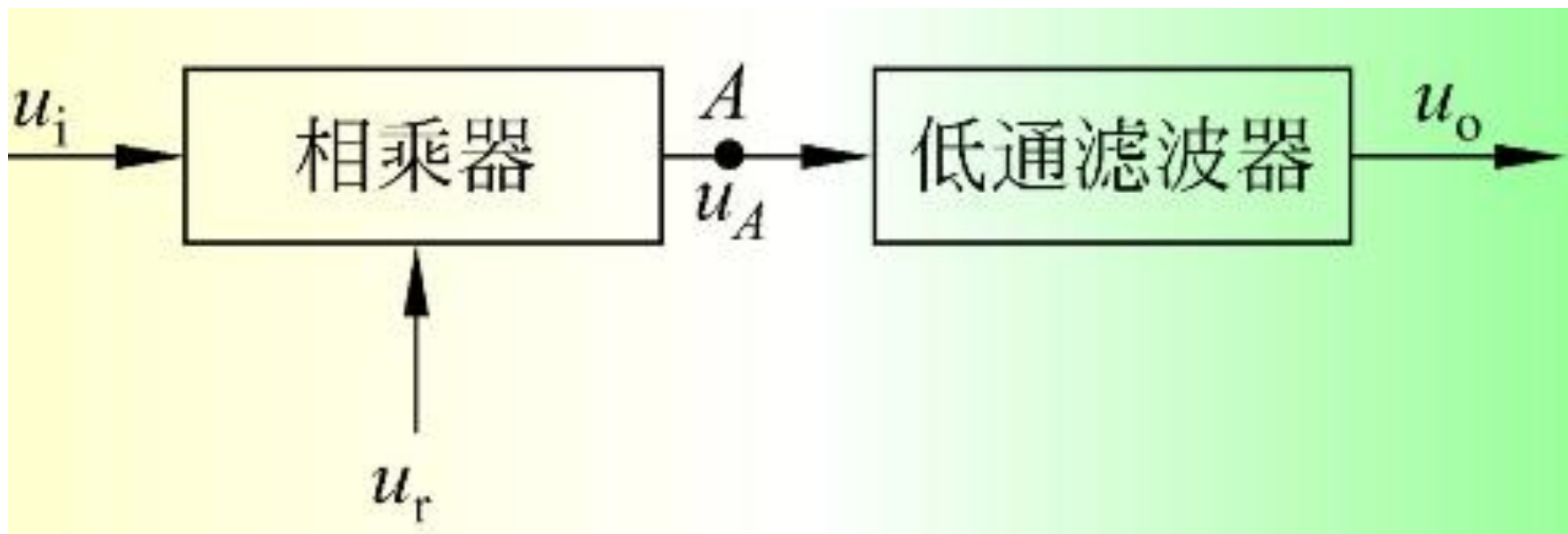


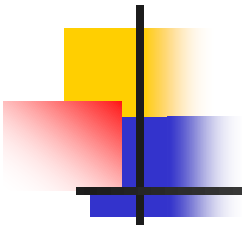
图5-39 乘积型同步检波器的组成方框图



2) 工作原理

它与普通包络检波器的区别就在于接收端必须提供一个本地载波信号，而且要求它是与发送端的载波信号同频、同相的同步信号。

利用这个外加的本地载波信号与接收端输入的调幅信号两者相乘，可以产生原调制信号分量和其它谐波组合分量，
经低通滤波器后，就可解调出原调制信号。



设输入的 **DSB** 信号及同步信号分别为

$$u_i = U_{im} \cos \Omega t \cos \omega_c t$$

$$u_r = U_{rm} (\cos \omega_c t + \varphi) \quad (\text{当两个载波有相差时})$$

则乘法器的输出电压为：

$$u = Au_i u_r = AU_{im} U_{rm} \cos \Omega t \cos \omega t (\cos \omega t + \varphi)$$

$$u = \frac{1}{2} AU_{im} U_{rm} \cos \Omega t [\cos(2\omega_c t + \varphi) + \cos \varphi]$$

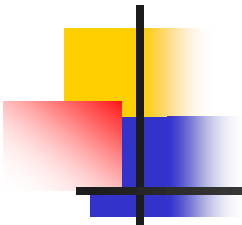


设 $AU_{\text{im}}U_{\text{rm}} = 1$

$$u = \frac{1}{2} \cos \varphi \cos \Omega t + \frac{1}{4} [\cos(2\omega_c + \Omega)t + \varphi] \\ + \frac{1}{4} [\cos(2\omega_c - \Omega)t + \varphi]$$

经低通滤波器滤除高频分量，则解调输出信号为

$$u_o = \frac{1}{2} \cos \varphi \cos \Omega t$$


$$u_o = \frac{1}{2} \cos \varphi \cos \Omega t$$

低频信号输出幅度与 $\cos \varphi$ 成正比，

当 $\varphi = \frac{\pi}{2}$ 时，解调输出为零。

当 $\varphi = 0$ 时，解调所得低频信号幅度最大。



若输入信号是SSB 波，即

$$u_i = U_{im} \cos(\omega_c + \Omega)t$$

$$\begin{aligned} u_o &= Au_i u_r = AU_{im} U_{rm} \cos(\omega_c + \Omega)t \cos \omega_c t \\ &= \frac{1}{2} AU_{im} U_{rm} \cos \Omega t + \frac{1}{2} AU_{im} U_{rm} \cos(2\omega_c + \Omega)t \end{aligned}$$



因此，同步信号与发送端载波信号必须严格保持同频同相，否则就会引起解调失真。

当相位相同而频率不等时，将产生明显的解调失真；

当频率相等而相位不同时，则检波输出将产生相位失真。

3) 本地载波信号产生方法

如何产生一个与载波信号完全同频同相的同步信号是极为重要的。

对于双边带调幅波，同步信号可直接从输入的双边带调幅波中提取，即将双边带调幅波取平方

$$u_i = U_{im} \cos \Omega t \cos \omega_c t$$

$$u_i^2 = (U_{im} \cos \Omega t)^2 \cos^2 \omega_c t$$

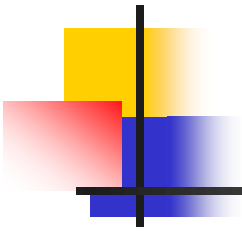
从中取出角频率为 $2\omega_c$ 的分量，经二分频器将它变换成角频率为 ω_c 的同步信号。



对于单边带调幅波，同步信号无法从中提取出来。

为了产生同步信号，往往在发送端发送单边带调幅信号的同时，附带发送一个功率远低于边带信号功率的载波信号，称为导频信号，接收端收到导频信号后，经放大就可以作为同步信号。

也可用导频信号去控制接收端载波振荡器，使之输出的同步信号与发送端载波信号同步。



如发送端不发送导频信号，那么，发送端和接收端均采用频率稳定度很高的石英晶体振荡器或频率合成器，以使两者频率稳定不变，显然在这种情况下，要使两者严格同步是不可能的。

但只要同步信号与发送端载波信号的频率在容许范围之内还是可用的。

2. 乘积型检波电路

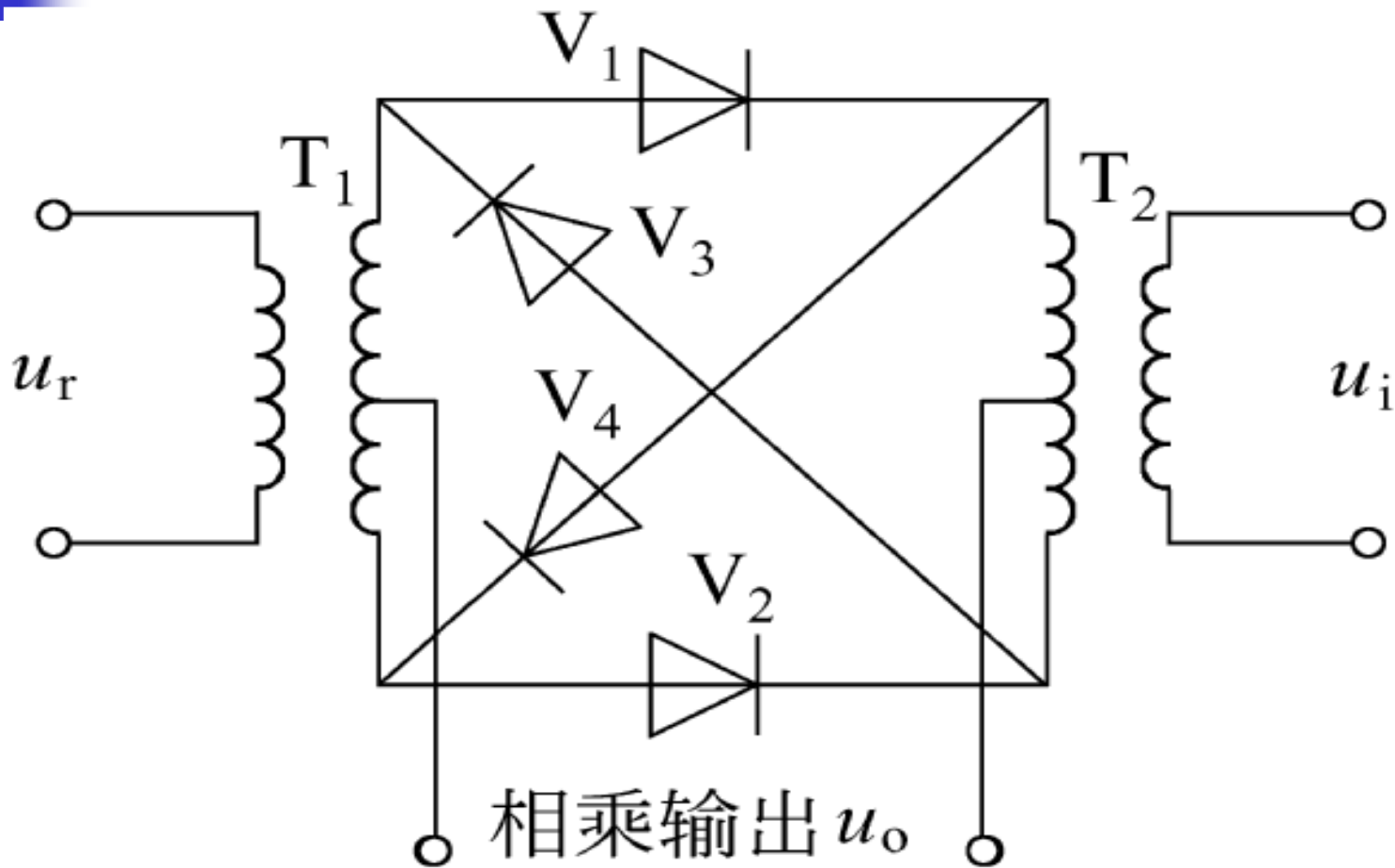


图5-40 二极管环形检波电路

3. 利用模拟乘法器构成的抑制载波调幅解调电路

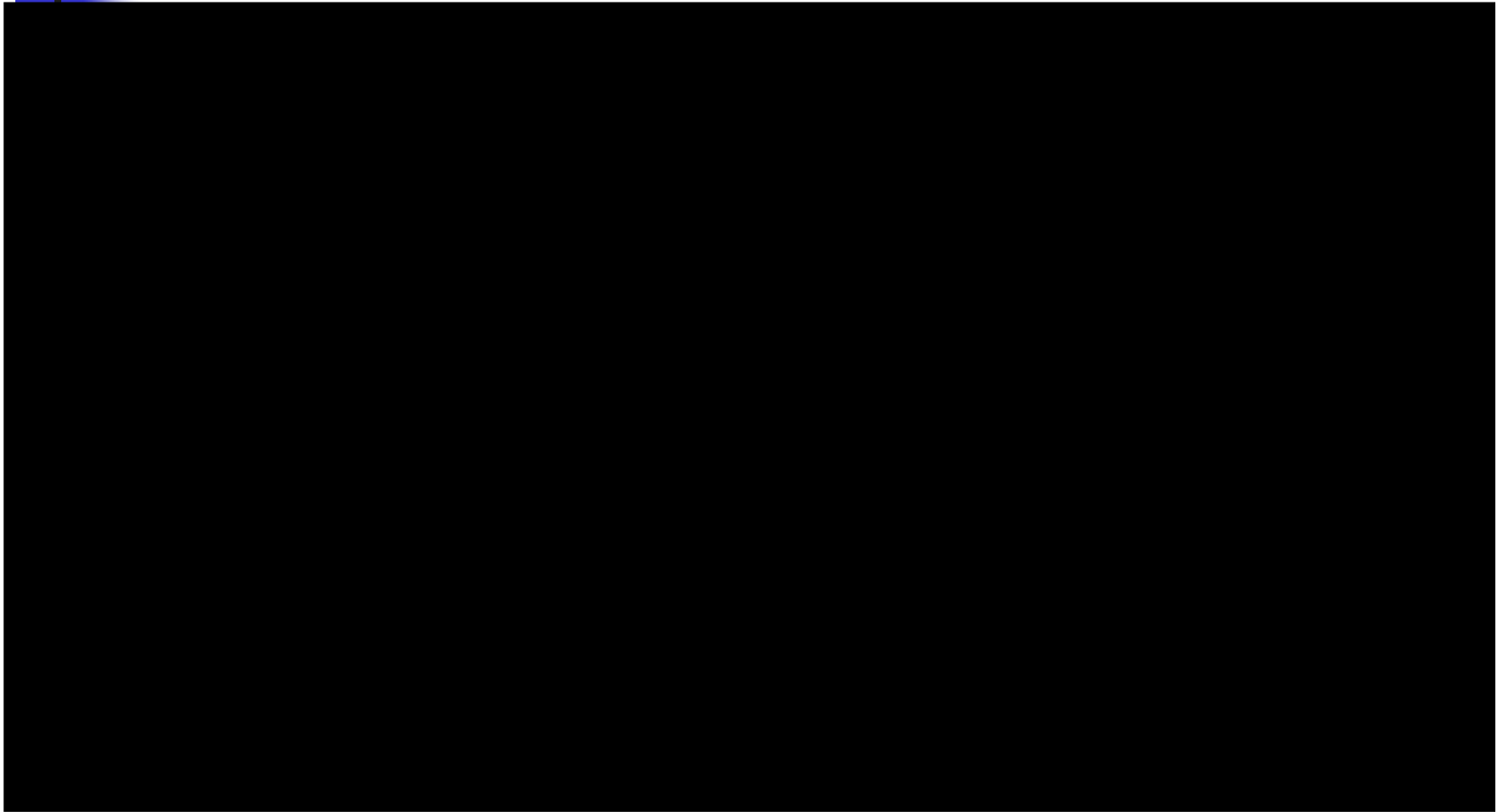


图5-41 用模拟乘法器构成的同步检波电路

