



# 第 6 章 振幅调制、解调及混频

➤ 6.1 振幅调制

➤ 6.2 调幅信号的解调

➤ 6.3 混频

➤ 6.4 混频器的干扰



## 6.2 调幅信号的解调

### 二、二极管峰值包络检波

#### ③ 检波器的失真

- 惰性失真      **原因**：放电速度小于包络下降速度
- 底部切削失真      **原因**：交直流负载不同



## 6.2 调幅信号的解调

### 二、二极管峰值包络检波

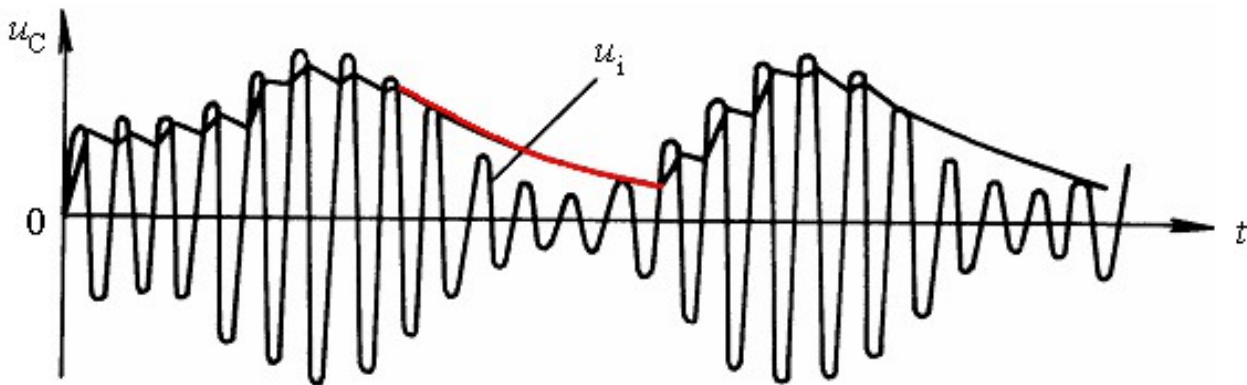
#### ③ 检波器的失真 —— 惰性失真

在二极管截止期间，电容  $C$  两端电压下降的速度取决于  $RC$  的时常数。

当  $RC$  数值很大时，则电压下降很慢，这就会使得输入电压在下一个正峰值来到时仍小于  $u_C$ 。

输入 AM 信号包络下降速度大于电容器两端电压下降的速度，因而造成二极管负偏压大于信号电压，致使二极管在其后的若干高频周期内不导通。

因此检波器输出电压就按  $RC$  放电规律变化，输出波形不随包络形状而变化，产生了

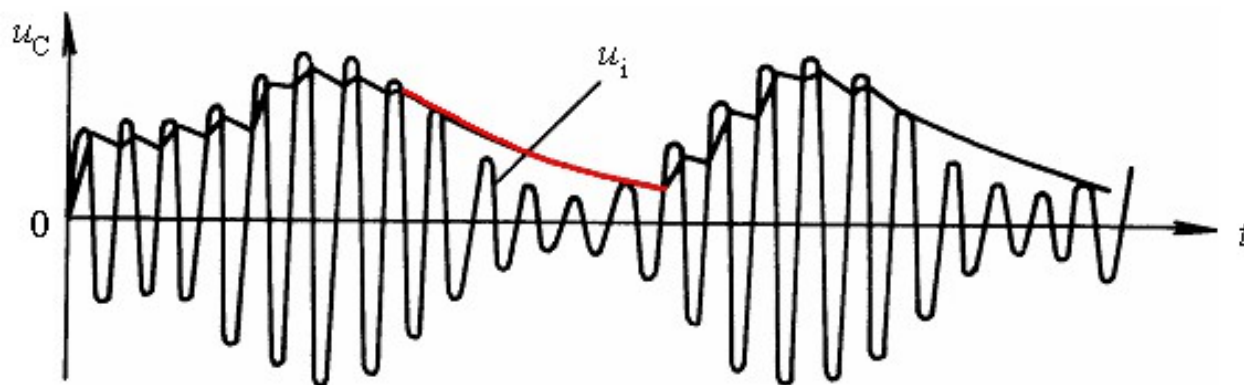




## 6.2 调幅信号的解调

### 二、二极管峰值包络检波

#### ③ 检波器的失真 —— 惰性失真



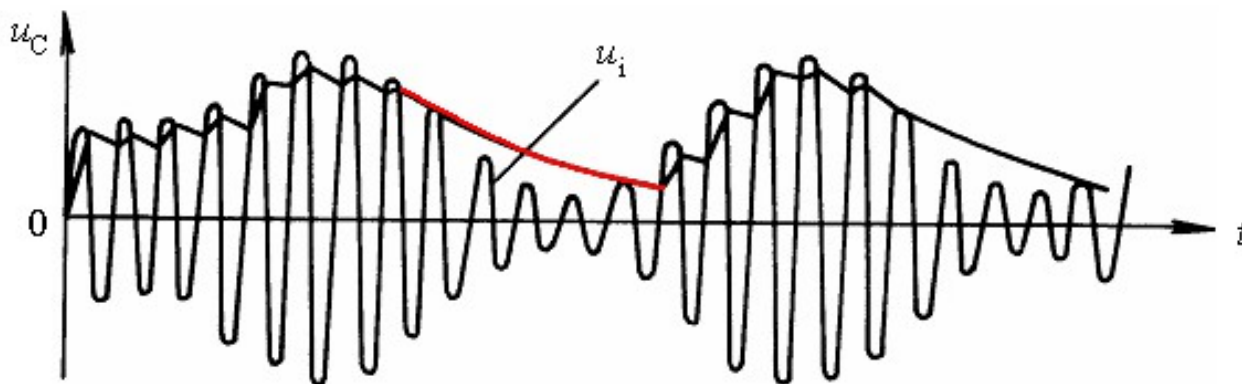
容易看出，惰性失真总是起始于输入电压的负斜率的包络上，**调幅度越大，调制频率越高，惰性失真越易出现**，因为此时包络斜率的绝对值增大。



## 6.2 调幅信号的解调

### 二、二极管峰值包络检波

#### ③ 检波器的失真 —— 惰性失真



为了避免产生惰性失真,必须在任何一个高频周期内,使电容  $C$  通过  $R$  放电的速度大于或等于包络的下降速度,即

$$\left| \frac{\partial u_o}{\partial t} \right| \geq \left| \frac{\partial U(t)}{\partial t} \right|$$



## 6.2 调幅信号的解调

### 二、二极管峰值包络检波

#### ③ 检波器的失真 —— 惰性失真

$$\left| \frac{\partial u_o}{\partial t} \right| \geq \left| \frac{\partial U(t)}{\partial t} \right|$$

如果输入信号为单音调制的 AM 波, 在  $t_1$  时刻其包络的变化速度为

**AM 波的包络:**  $U(t_1) = U_m(1 + m \cos \Omega t_1)$

$$\rightarrow \left. \frac{\partial U(t)}{\partial t} \right|_{t=t_1} = -m U_m \Omega \sin \Omega t_1$$

二极管停止导通的瞬间, 电容两端电压  $u_C$  近似为输入电压包络值,

即  $u_C = U_m(1 + m \cos \Omega t)$ 。从  $t_1$  时刻开始通过 R 放电的速度为

$$\left. \frac{\partial}{\partial t} [u_C e^{-\frac{t-t_1}{RC}}] \right|_{t=t_1} = -\frac{1}{RC} U_m (1 + m \cos \Omega t_1) e^{-\frac{t-t_1}{RC}} \Big|_{t=t_1}$$



## 6.2 调幅信号的解调

### 二、二极管峰值包络检波

#### ③ 检波器的失真 —— 惰性失真

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial U(t)}{\partial t} \Big|_{t=t_1} &= -mU_m \Omega \sin \Omega t_1 \\ \frac{\partial}{\partial t} \left[ u_c e^{-\frac{t-t_1}{RC}} \right] \Big|_{t=t_1} &= -\frac{1}{RC} U_m (1 + m \cos \Omega t_1) e^{-\frac{t-t_1}{RC}} \Big|_{t=t_1} \end{aligned} \right\} \rightarrow$$

$$\left| -\frac{1}{RC} U_m (1 + m \cos \Omega t_1) \right| \leq \left| -mU_m \Omega \sin \Omega t_1 \right| \rightarrow$$

$$A = \left| \frac{RC \Omega m \sin \Omega t_1}{1 + m \cos \Omega t_1} \right| \leq 1$$



## 6.2 调幅信号的解调

### 二、二极管峰值包络检波

#### ③ 检波器的失真 —— 惰性失真

实际上, 不同的  $t_1, U(t)$  和  $u_C$  的下降速度不同, 为避免产生惰性失真, 必须保证  $A$  值最大时, 仍有  $A_{\max} \leq 1$ 。

令  $dA/dt_1=0$ , 得  $\cos \Omega t_1 = -m$

由此得不失真条件如下:  $RC \leq \frac{\sqrt{1-m^2}}{\Omega m}$

$\Omega$ 、 $m$

越大, 包络下降速度就越快, 要求的  $RC$  就

在设计中, 应用最大调制度及最高调制频率检验有无惰性失真:

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





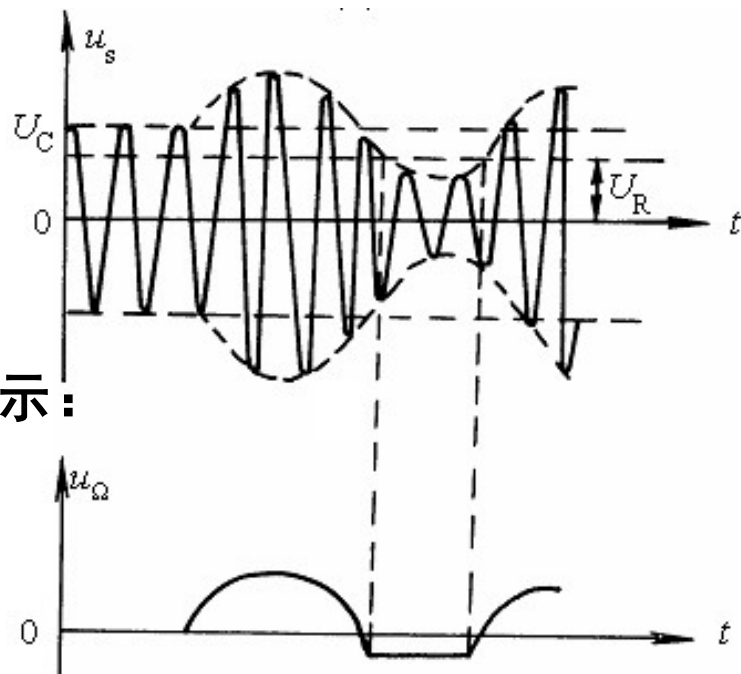
## 6.2 调幅信号的解调

### 二、二极管峰值包络检波

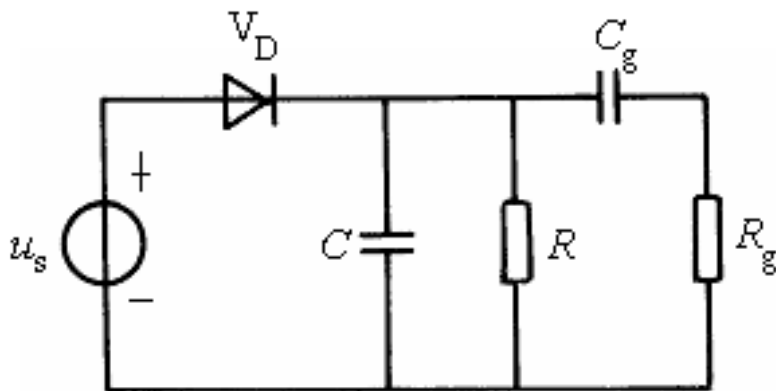
#### ③ 检波器的失真 —— 底部切削失真

底部切削失真又称为负峰切削失真。

失真波形如下：



为取出低频调制信号，电路如图所示：



$C_g$  对 低频呈现短路， $R_g$  是所接负载



## 6.2 调幅信号的解调

### 二、二极管峰值包络检波

#### ③ 检波器的失真 —— 底部切削失真

检波器接有  $R_g$ ， $C_g$  后：

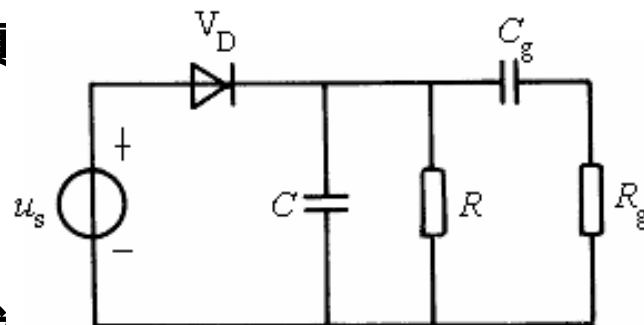
检波器的直流负载  $R_+$  仍为  $R$ ，

检波器低频交流负载  $R_-$  等于  $R/2$ 。

因为：  $R_- < R_+$  引起底部切削失真

因为  $C_g$  较大，在音频一周内，其两端的直流电压基本不变，其大小约为载波振幅值  $U_C$ ，可以把它看作一直流电源。它在电阻  $R$  和  $R_g$  上产生分压。在电阻  $R$  上的压降为

$$U_R = \frac{R}{R + R_g} U_C$$





## 6.2 调幅信号的解调

### 二、二极管峰值包络检波

#### ③ 检波器的失真 —— 底部切削失真

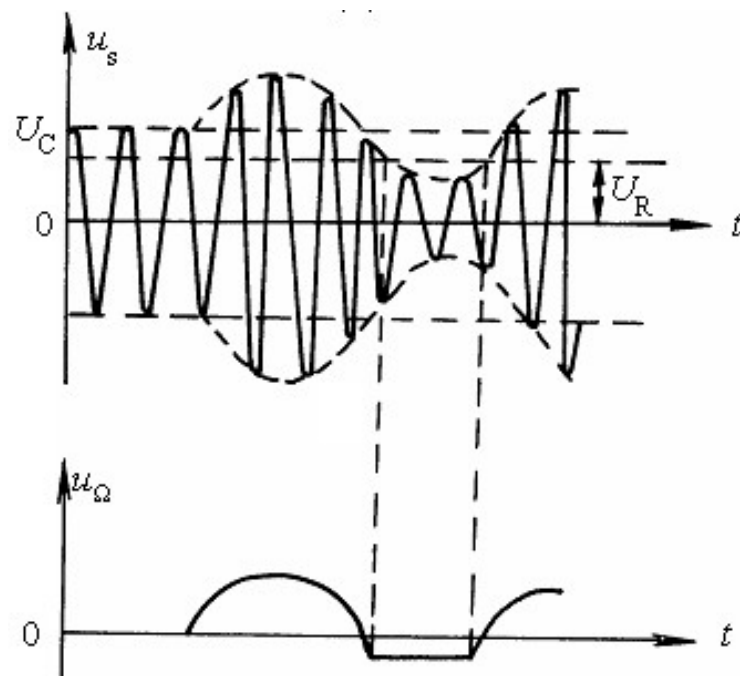
调幅波的最小幅度为  $U_C(1-m)$ , 由右图可以看出, 要避免底部切削失真, 应满足

$$U_C(1-m) \geq \frac{R}{R+R_g} U_C$$

➔ 
$$m \leq \frac{R}{R+R_g} = \frac{R}{R_{\Sigma}}$$

结论: 为防止底部切削失真, 检波器交流负载与直流负载之比应大于调幅波的调制度  $m$ 。

因此**必须限制交直流负载的差别**。





## 6.2 调幅信号的解调

### 二、二极管峰值包络检波

#### ③ 检波器的失真 —— 底部切削失真

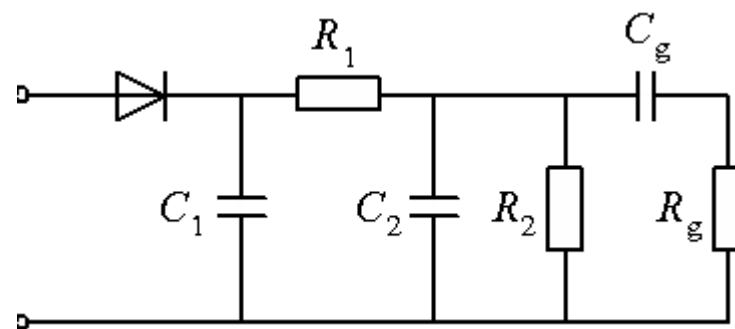
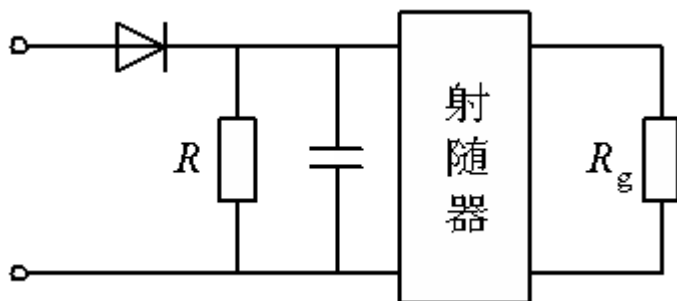
消除底部切削失真的措施：**限制交直流负载的差别**

有两种措施：

(1)：在检波器与低放极之间插入高输入阻抗的射级跟随器

(2)：将  $R$  分成  $R_1$ 、 $R_2$ ， $R=R_1+R_2$ ，此时

$$R_{\Sigma} = R_1 + R_2 \quad R_{\square} = R_1 + R_2 // R_g$$



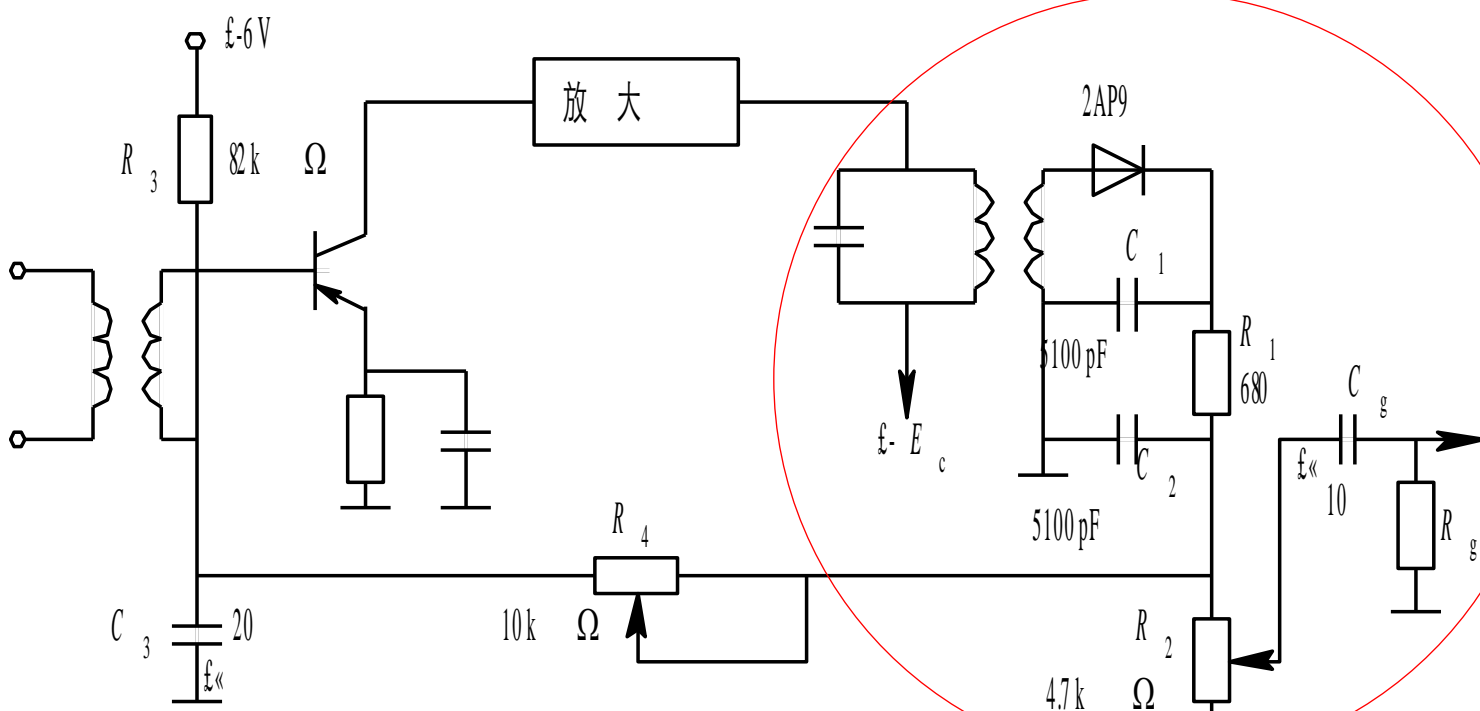


## 6.2 调幅信号的解调

### 二、二极管峰值包络检波

分段直流负载；

#### ④ 实际电路及元件选择



$R_2$  电位器用以改变输出电压大小，称为音量控制。

$R_2$ ， $R_3$ ， $R_4$  及  $-6\text{V}$  电源构成外加正向偏置电路，给二极管提供正向偏置电流，其大小可通过  $R_4$  调整。



## 6.2 调幅信号的解调

### 二、二极管峰值包络检波

#### ④ 实际电路及元件选择

检波器设计及元件参数选择的原则如下：

(1) 回路有载  $Q_L$  值要大  $Q_L = \omega_0 C_0 \frac{R_0 // R}{2} \gg 1$

- 从选择性、通频带的要求出发考虑的

(2)  $\frac{\tau}{T_C} = \frac{RC}{T_C} \gg 1, T_C = \frac{1}{f_c}$  为载波周期

- 为了保证输出的高频波纹小

(3)  $\Omega m < \frac{1}{2R_0 C_0}, \Omega m < \frac{1}{RC}$  - 为了减小频率失真

(4)  $RC < \frac{\sqrt{1 - m_{\max}^2}}{\Omega_{\max} m_{\max}}$  (5)  $m \leq \frac{R_g}{R + R_g} \quad R \leq \frac{(1 - m) R_g}{m}$

- 为了避免惰性失真及底部切削失真



## 6.2 调幅信号的解调

### 二、二极管峰值包络检波

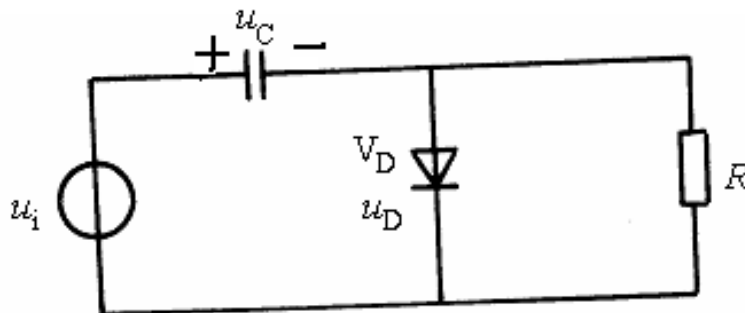
#### ⑤ 二极管并联检波器

串联检波器外，峰值包络检波器还有并联检波器、推挽检波器、倍压检波器、视频检波器等。这里讨论并联检波器。

##### ■ 原理电路

二极管、负载电阻和信号源**并联**

■ 工作原理：与串联检波器相似



$V_D$  导通时， $u_i$  向  $C$  充电，充电时常数  $r_D C$ ；

$V_D$  截止时， $C$  通过  $R$  放电，放电时常数为  $RC$

$$u_D = u_i - u_C$$



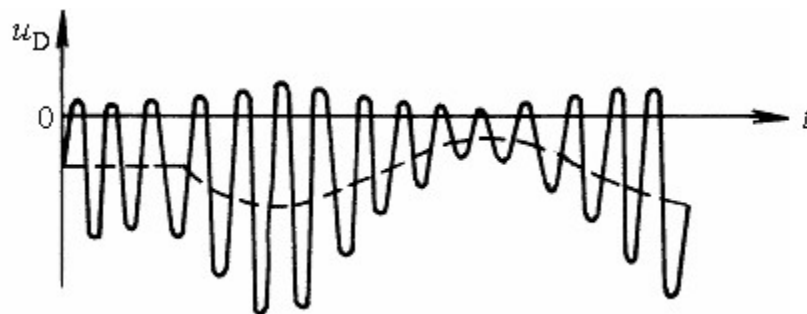
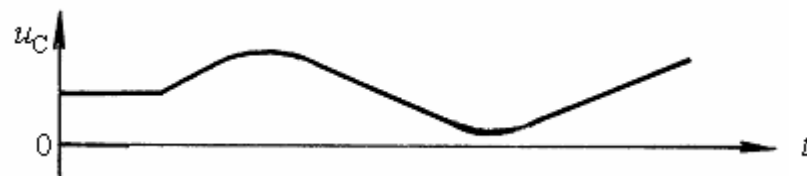
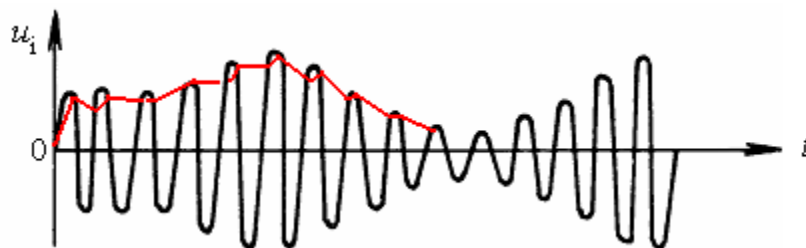
## 6.2 调幅信号的解调

### 二、二极管峰值包络检波

#### ⑤ 二极管并联检波器

$$u_D = u_i - u_C$$

■ 波形：



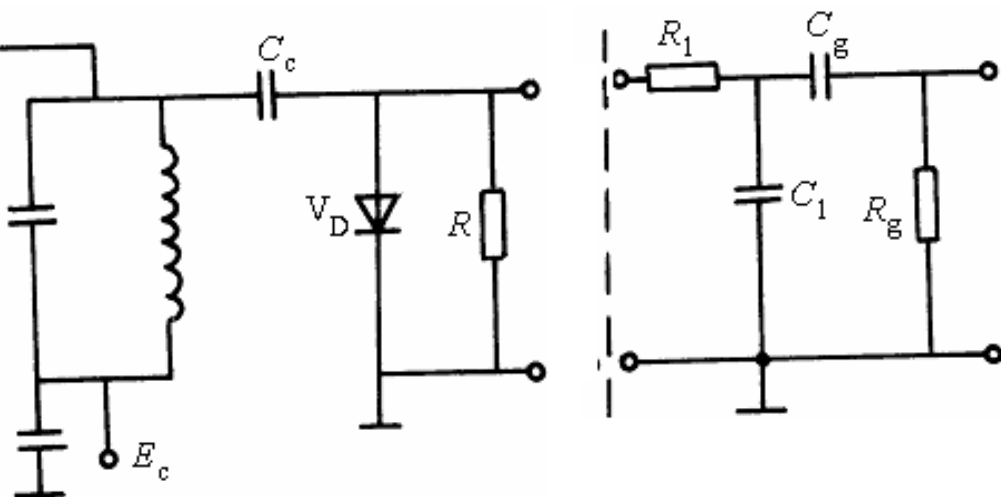




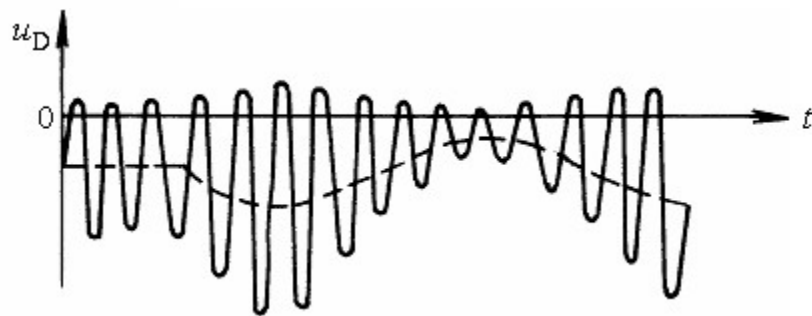
## 6.2 调幅信号的解调

### 二、二极管峰值包络检波

#### ■ 实际电路



二极管两端电压不仅含有平均分量，还有高频分量，因此输出端需加隔直电容和高频滤波电路。



$C_g$ ——隔直电容；

$C_1$ ， $C_g$ ， $R_g$ ——高频滤波回路，滤除高频



## 6.2 调幅信号的解调

### 二、二极管峰值包络检波

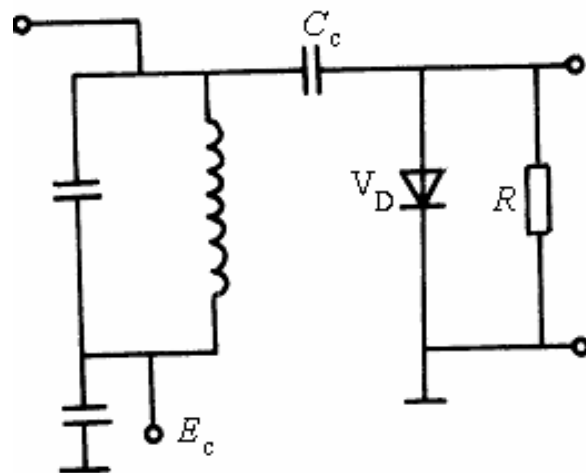
#### ■ 输入电阻

设输入信号振幅为  $U_c$ ，输入并联检波器中的高频功率，一部分消耗在  $R$  上，另一部分转换为输出平均功率，则

$$\frac{U_c^2}{2R_i} = \frac{U_c^2}{2R} + \frac{U_{av}^2}{R}$$

$U_{av}$  为  $V_D$  两端平均电压

当  $U_{av} = U_c$  时，有： $R_i = \frac{R}{3}$



并联型检波器比串联型检波器输入电阻小，这是因为电阻  $R$  上消耗了一部分高频功率



### 6. 小信号检波器

小信号检波是指输入信号振幅在几毫伏至几十毫伏范围内的检波。这时，二极管的伏安特性可用二次幂级数近似，即

$$i_D = a_0 + a_1 u_D + a_2 u_D^2 \quad (6-66)$$

一般小信号检波时  $K_d$  很小，可以忽略平均电压负反馈效应，认为

$$u_D = u_i - u_{aV} \approx u_i \approx U_m \cos \omega_c t \quad (6-67)$$

将它代入上式，可求得  $i_D$  的平均分量和高频基波分量振幅为

$$I_{aV} = a_0 + \frac{1}{2} a_2 U_m^2$$

$$I_1 \approx a_1 U_m$$



若用  $\Delta I_{av} = I_{av} - a_0$  表示在输入电压作用下产生的平均电流增量, 则

$$\Delta U_{aV} = \Delta I_{aV} R \approx \frac{1}{2} a_2 U_m^2 \quad (6-68)$$

相应的  $K_d$  和  $R_i$  为

$$K_d = \frac{\Delta U_{aV}}{U_m} = \frac{1}{2} a_2 R U_m \quad (6-69)$$

$$R_i = \frac{U_m}{I_1} = \frac{1}{a_1} = r_D \quad (6-70)$$



若输入信号为单音调制的  $A_M$  波, 因  $\Omega \ll \omega_c$ , 可用  
包络函数  $U(t)$  代替以上各式中的  $U_m$

$$\begin{aligned}\Delta U_{aV} &= \frac{1}{2} a_2 R U_m^2 (1 + m \cos \Omega t)^2 \\ &= \frac{1}{2} a_2 R U_m^2 \left[ \left(1 + \frac{1}{2} m^2\right) + 2m \cos \Omega t + \frac{1}{2} m^2 \cos 2\Omega t \right] \quad (6-71)\end{aligned}$$

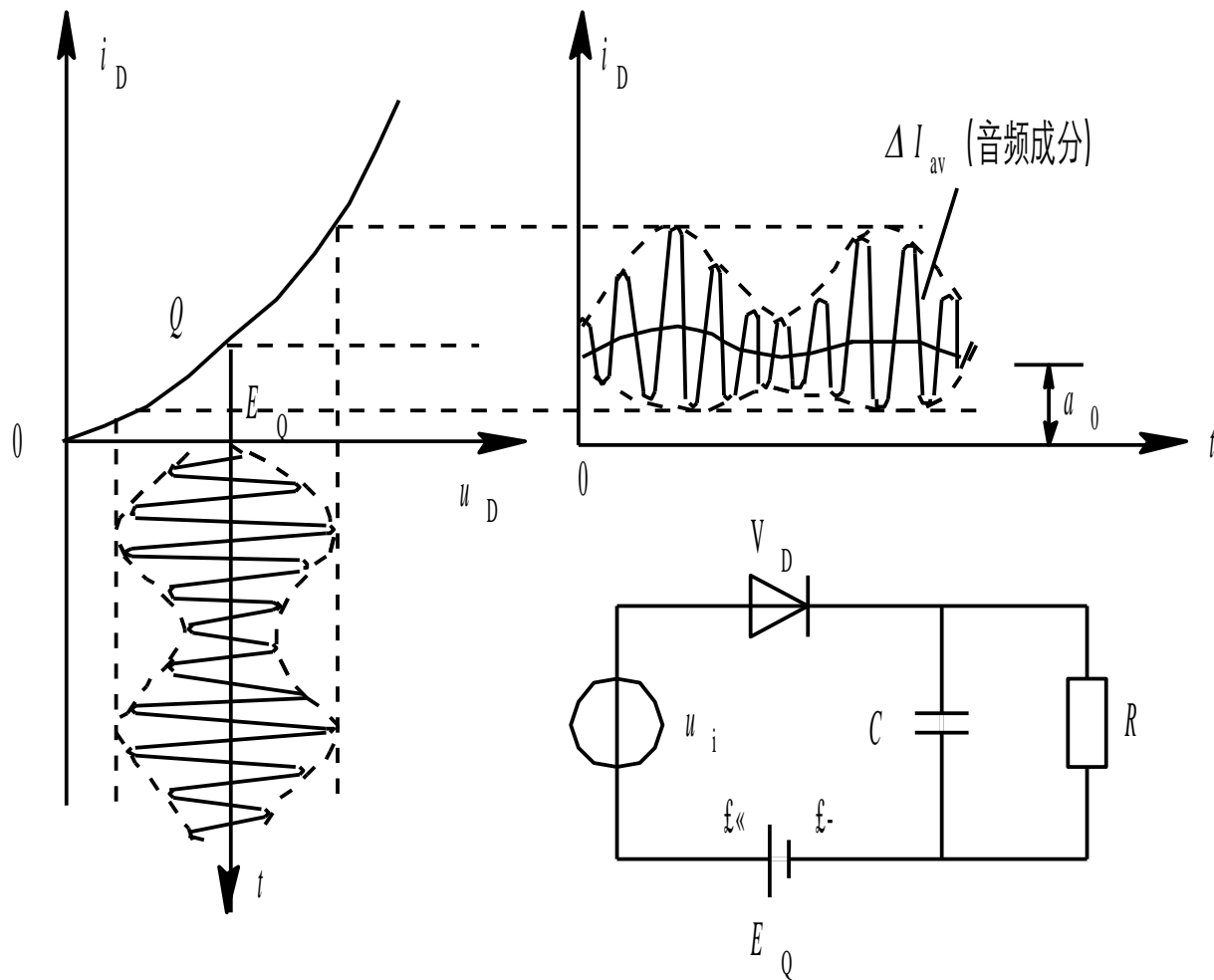


图 6—47 小信号检波



## 6.2 调幅信号的解调

### 三、同步检波

**分类：**

同步检波

乘积型同步检波

叠加型同步检波

峰值包络检波只能解调 AM 信号，而同步检波可用来解调 AM，DSB，SSB 信号。



## 6.2 调幅信号的解调

### 三、同步检波

#### 1. 乘积型同步检波

乘积型同步检波是直接本地恢复载波与接收信号**相乘**，用低通滤波器将低频信号提取出来。

以 DSB 信号为例：

调制信号：  $u_s = U_s \cos \Omega t \cos \omega_c t$ ； 本地恢复载波：  $u_r = U_r \cos(\omega_r t + \varphi)$ ，

这两个信号相乘：

$$\begin{aligned} u_s u_r &= U_s U_r \cos \Omega t \cos \omega_c t \cos(\omega_r t + \varphi) \\ &= \frac{1}{2} U_s U_r \cos \Omega t \{ \cos[(\omega_r - \omega_c)t + \varphi] + \cos[(\omega_r + \omega_c)t + \varphi] \} \end{aligned}$$





## 6.2 调幅信号的解调

### 三、同步检波

#### 1. 乘积型同步检波

$$u_s u_r = \frac{1}{2} U_s U_r \cos \Omega t \{ \cos [(\omega_r - \omega_c)t + \varphi] + \cos [(\omega_r + \omega_c)t + \varphi] \}$$

考虑  $\omega_r - \omega_c = \Delta\omega_c$  在低通滤波器频带内，低通之后有：

$$u_o = U_o \cos(\Delta\omega_c t + \varphi) \cos \Omega t$$

当  $\omega_r = \omega_c, \varphi = 0$  时， $u_o = U_o \cos \Omega t$  则：**无失真**

若恢复载波与发射载频有一定的**频差**，即  $\omega_r = \omega_c + \Delta\omega_c$ ，则：

$$u_o = U_o \cos(\Delta\omega_c t) \cos \Omega t \quad \text{—— **振幅失真**}$$

乘积型同步检波器的关键是两个信号的乘积项，故第五章中介绍的频谱线性搬移电路均可用于乘积型同步检波器。

子



## 6.2 调幅信号的解调

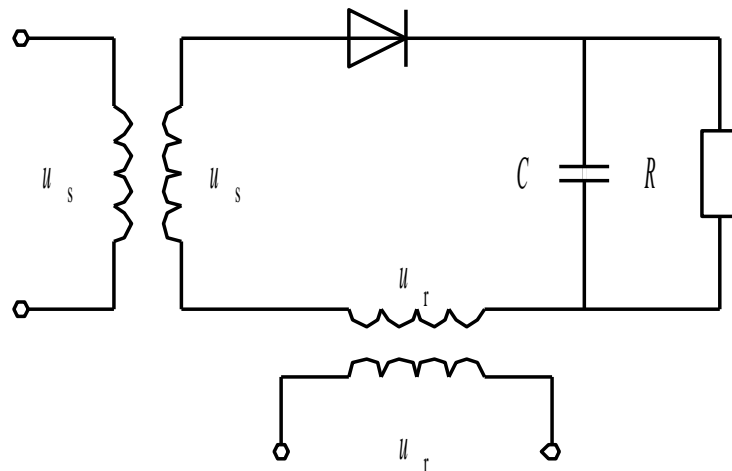
### 三、同步检波

#### 2. 叠加型同步检波

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。

对 DSB 信号而言，只要加入的恢复载波电压在数值上满足一定的关系，就可得到一个不失真的 AM 波。

原理电路：





## 6.2 调幅信号的解调

### 三、同步检波

#### 2. 叠加型同步检波

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

恢复载波: 
$$u_r = U_r \cos \omega_r t$$

则 
$$u_r + u_s = (U_s \cos \Omega t + U_r) \cos(\omega_c t) - U_s \sin(\omega_c t) \sin \Omega t$$
$$= U_m(t) \cos[\omega_c t + \varphi(t)]$$

其中: 
$$U_m(t) = \sqrt{(U_r + U_s \cos \Omega t)^2 + U_s^2 \sin^2 \Omega t}$$
$$\varphi(t) = \arctan \frac{U_s \sin \Omega t}{U_r + U_s \cos \Omega t}$$



## 6.2 调幅信号的解调

### 三、同步检波

#### 2. 叠加型同步检波

因为电路后面接的是包络检波器，因此只考虑信号的包络。

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

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

$$\begin{aligned}
 U_m(t) &\approx U_r \sqrt{1 + 2m \cos \Omega t} \approx U_r (1 + m \cos \Omega t) \\
 (1+x)^{1/2} &\approx 1 + x/2
 \end{aligned}$$



## 6.2 调幅信号的解调

### 三、同步检波

#### 2. 叠加型同步检波 $U_m(t) \square U_r(1 + m \cos \Omega t)$

经包络检波器后，输出电压为：

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

隔直后，可将调制信号恢复出来。

为了减小解调器输出电压的非线性失真，可采用**平衡同步检波电路**。



## 6.2 调幅信号的解调

### 三、同步检波

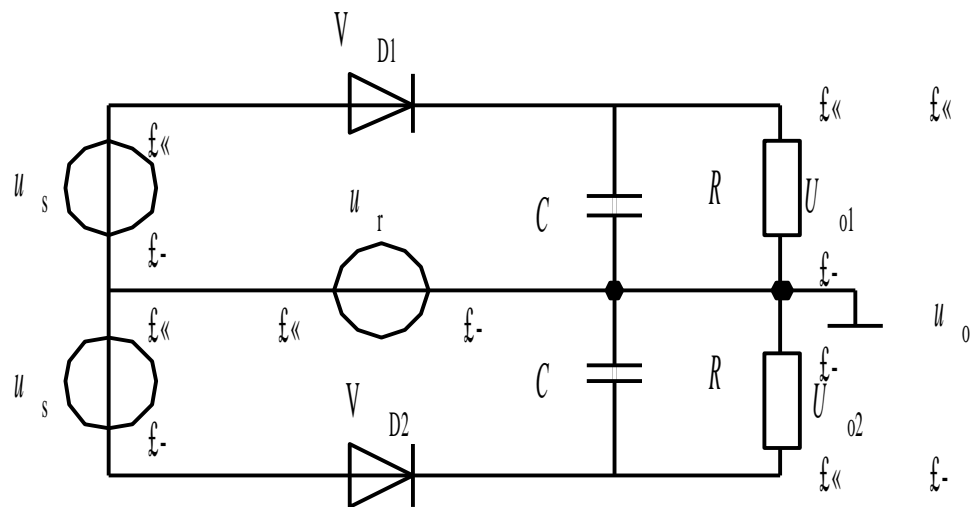
#### 2. 叠加型同步检波

$$u_o = u_{o1} - u_{o2}$$

$$u_{o1} = K_d U_r (1 + \frac{U_s}{U_r} \cos \Omega t)$$

$$u_{o2} = K_d U_r (1 - \frac{U_s}{U_r} \cos \Omega t)$$

$$\rightarrow u_o = 2K_d U_s \cos(\Omega t)$$



平衡同步检波电路

思考： $U_s \gg U_r$   
，输出电压  $u_o = ? ? ?$

时



## 6.2 调幅信号的解调

### 三、同步检波

同步检波的关键是：要产生一个与载波信号同频同相的恢复载波

**AM 信号：**同步信号可直接从信号中提取。

AM 波通过限幅器就可以去除包络不变化，得到等幅载波信号，这就是同频同相的恢复载波。

**DSB 信号：**将其平方，从中取出角频率为  $2\omega_c$  的频率分量，然后进行分频，就可得到角频率为  $\omega_c$  的恢复载波。

**SSB 信号：**无法直接提取出恢复载波。因此发射机在发射 SSB 信号的同时，还需要附带发射一个载波信号，称为导频信号。