

第5章 振幅调制与解调

5.1 概述

5.2 调幅信号的分析

5.3 调幅波产生原理的理论分析

5.4 普通调幅波的产生电路

5.5 普通调幅波的解调电路

5.6 抑制载波调幅波的产生和解调电路

5.5 普通调幅波的解调电路

□ 解调，又称为检波，是调制的逆过程。作用是从已调波中不失真地提取出调制信号。

□ 调幅解调的方法

◆ 非相干解调方式（适用AM波）

① 小信号平方律检波：利用具有平方律特性的非线性器件

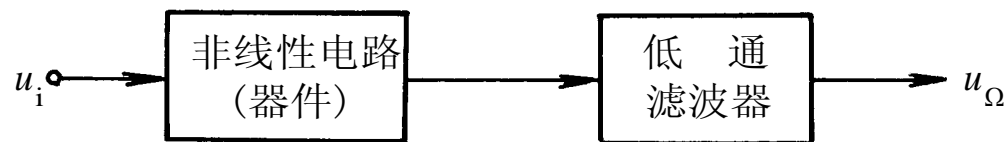
② 大信号包络检波：从已调波的包络中提取调制信号

◆ 相干解调方式——同步检波

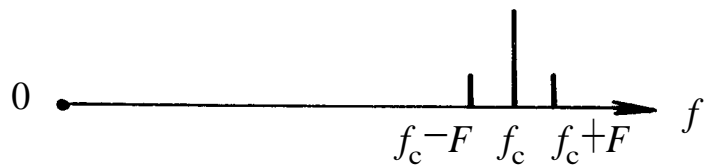
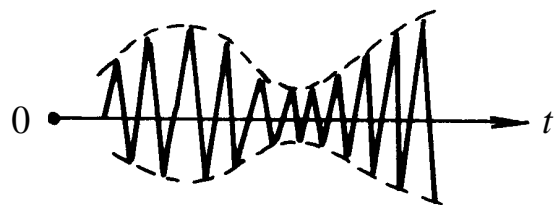
利用与载波同频同相的本振信号与已调波相乘。

（适用各种振幅调制信号，尤其DSB、SSB信号）

- 振幅检波与振幅调制一样，也是频谱搬移的过程，把位于载频位置的调制信号的频谱搬回到零频位置。



(a)



(b)

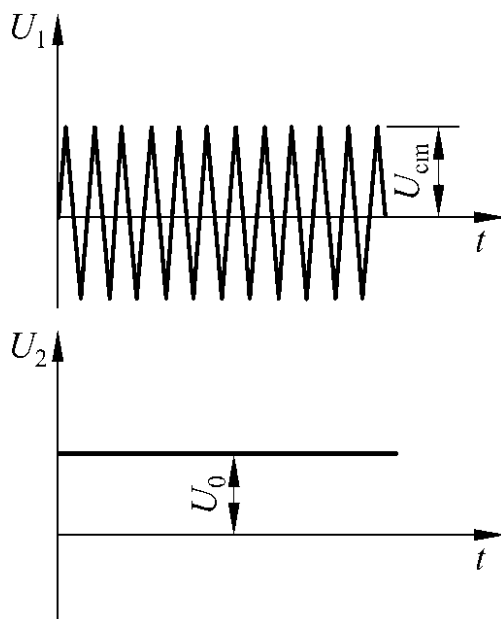
1. 性能指标

① 检波效率（电压传输系数）

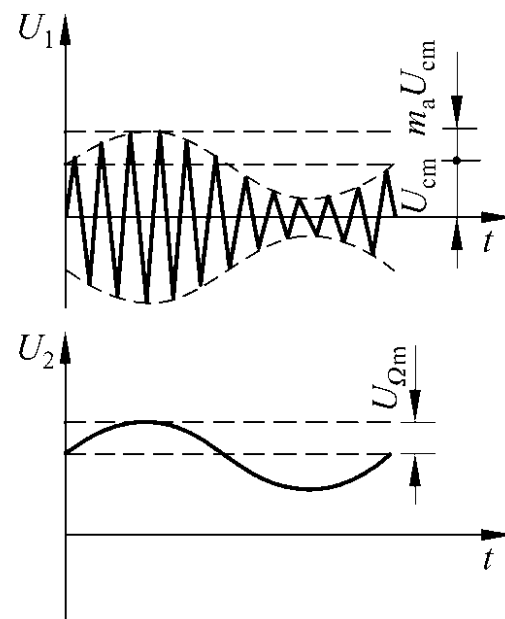
检波效率定义为输出低频电压幅值与输入高频调幅波包络幅值之比。

$$\eta_d = \frac{U_{\Omega m}}{m_a U_{cm}}$$

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



(a)



(b)

②检波失真（非线性失真）

线性失真：各频率成分的比例关系发生变化

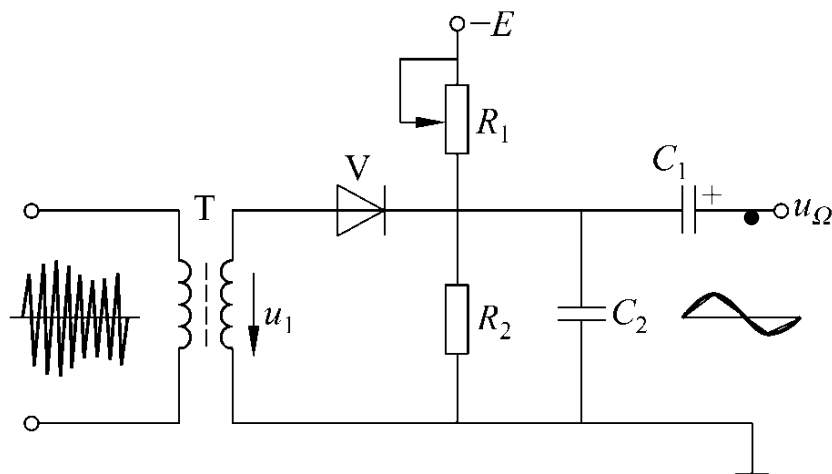
非线性失真：产生新的频率分量

③输入阻抗

检波器的 R_{in} 是中频放大器的负载，影响中放性能。

一、小信号检波（已调波的幅度在几十mV以下）

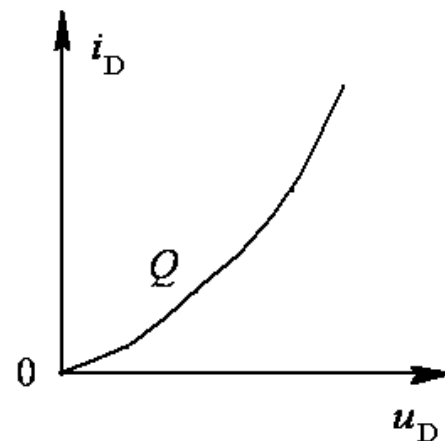
1.小信号平方律检波电路

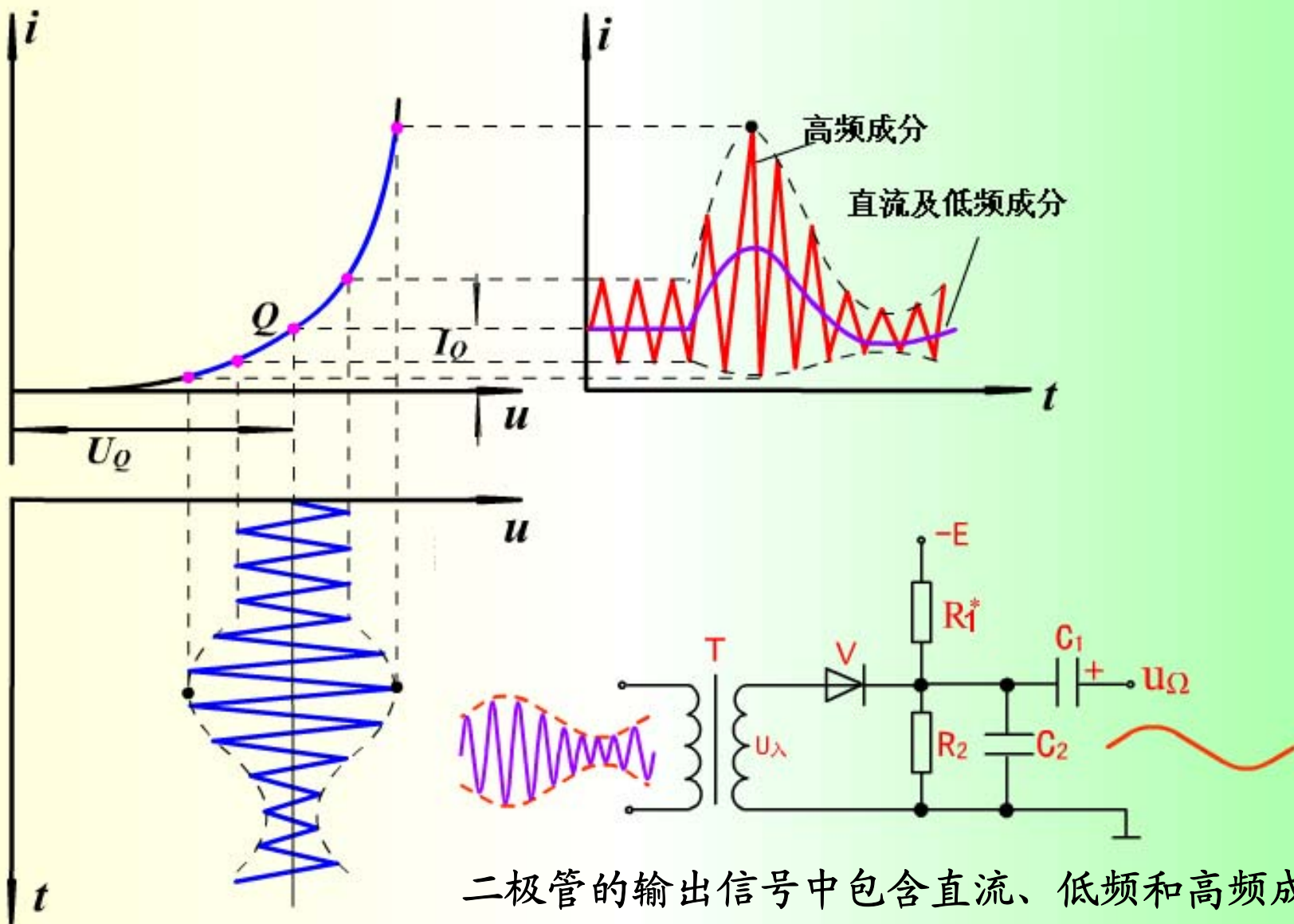


C_1 为音频输出耦合电容
 C_2 为高频旁路电容
(大电容)

R_1 为偏流电阻，通过 R_1 和电源 E 使二极管的静态工作点处于二极管特性的弯曲部分；

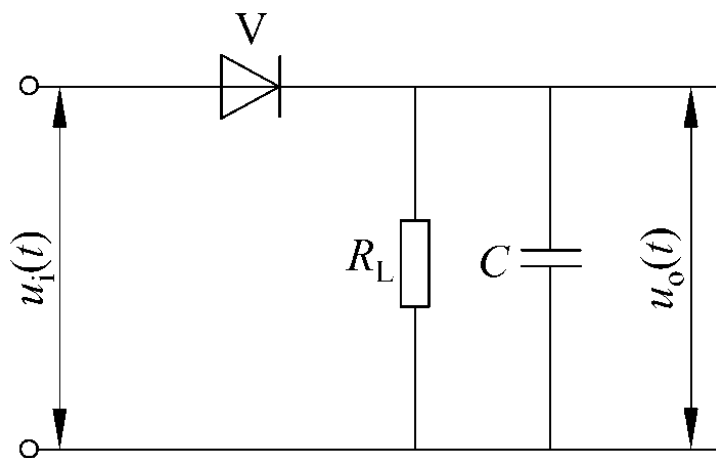
R_2 为检波器的负载电阻





由于特性曲线的非线性，检出的低频电压波形具有上尖下平的特点，与原来的调幅波包络线不完全一致，其中主要是二次谐波成分比较大。

二、大信号峰值包络检波



由输入回路、二极管 V_D 和 R_L 、 C 低通滤波器组成

$$\frac{1}{\omega_c C} \ll R_L \quad \frac{1}{\Omega C} \gg R_L$$

ω_c 为输入信号的载频, 在超外差接收机中则为中频 ω_I ;
 Ω 为调制频率

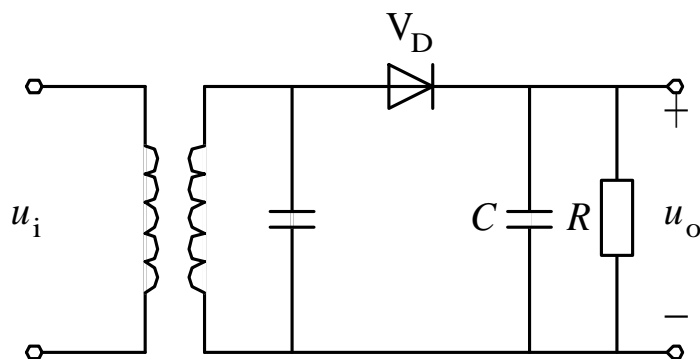
(一) 工作原理

利用二极管的单向导电性和检波负载RC的充放电作用。

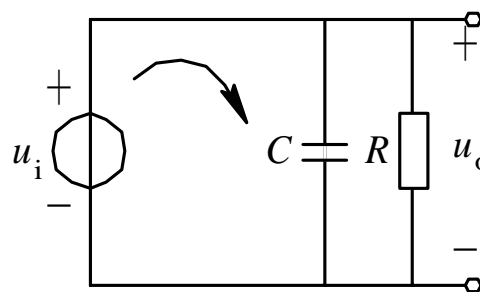
特点：快充慢放

$u_i(t) > u_o(t)$ (导通), C充电, 充电时间常数 $\tau = r_D C$;

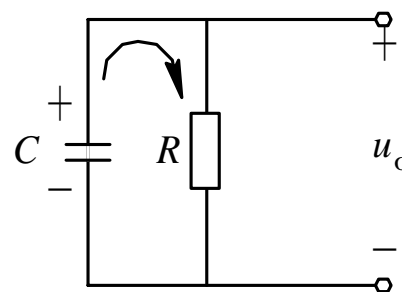
u_i 由峰值下降, 当 $u_i < u_o$, V_D 截止, C向R放电, 放电时间常数 $RC \gg r_D C$



(a)

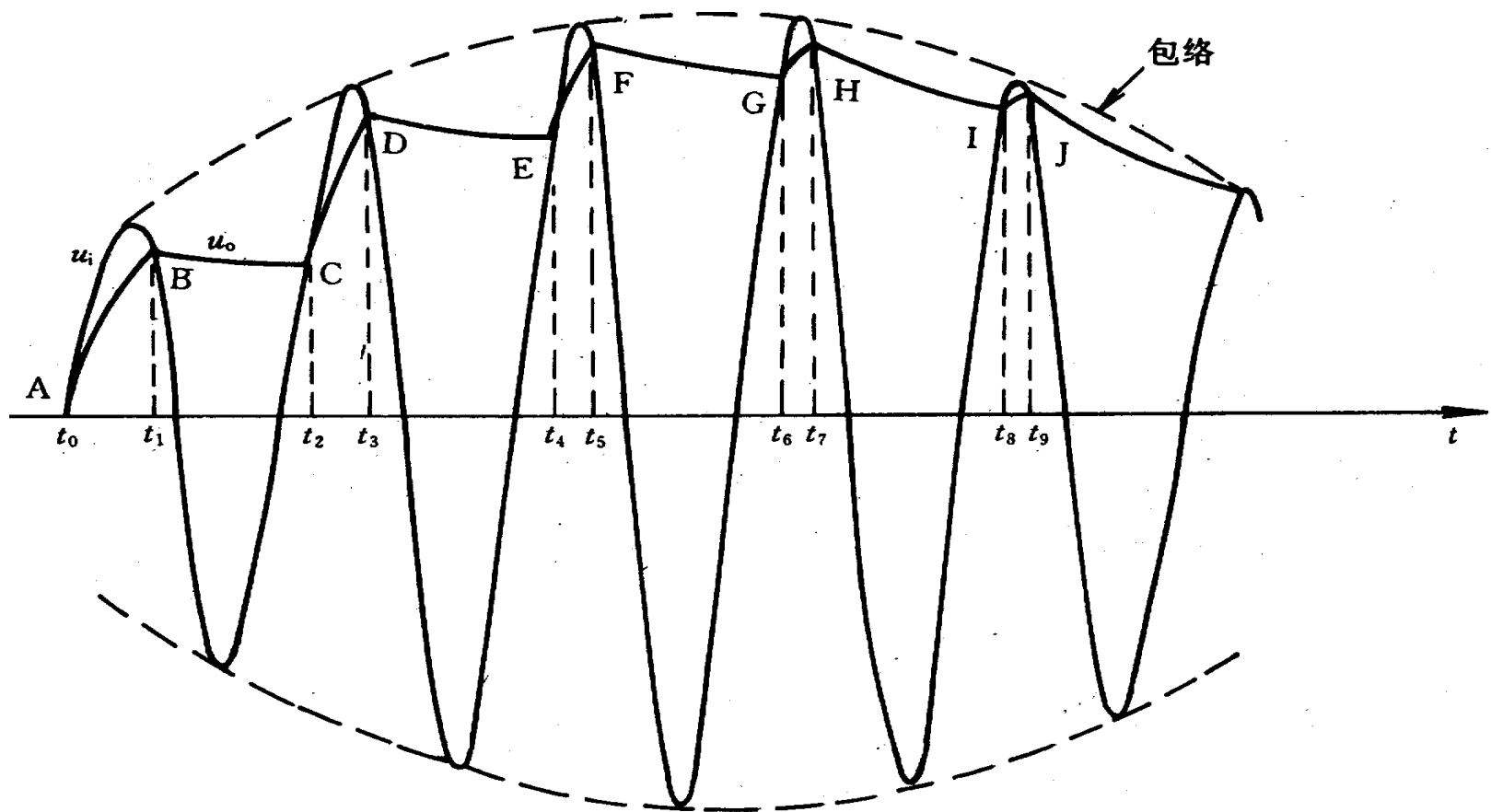


(b)

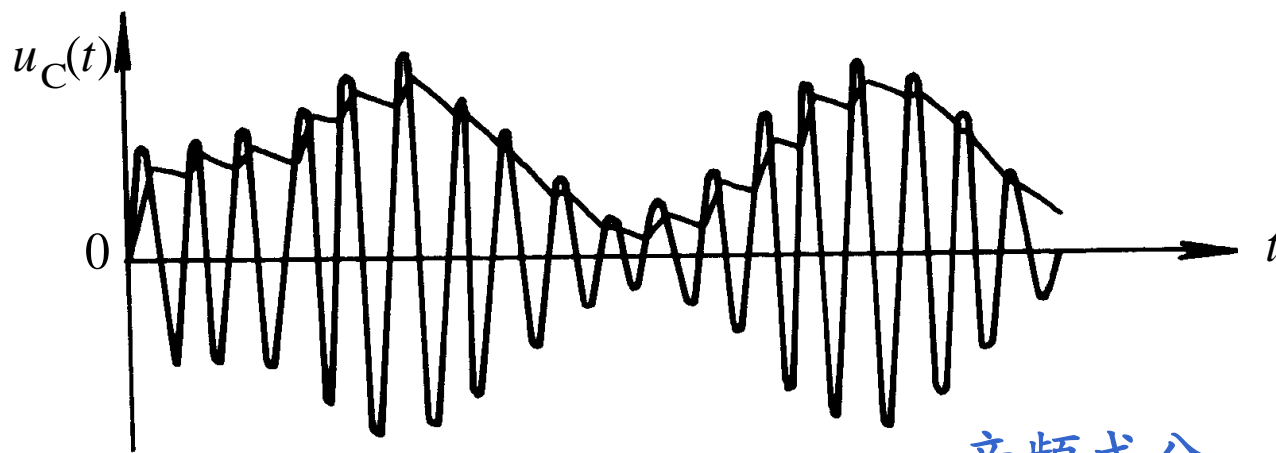


(c)

(a) 原理电路 (b) 二极管导通 (c) 二极管截止



二极管峰值包络检波器的包络检波波形

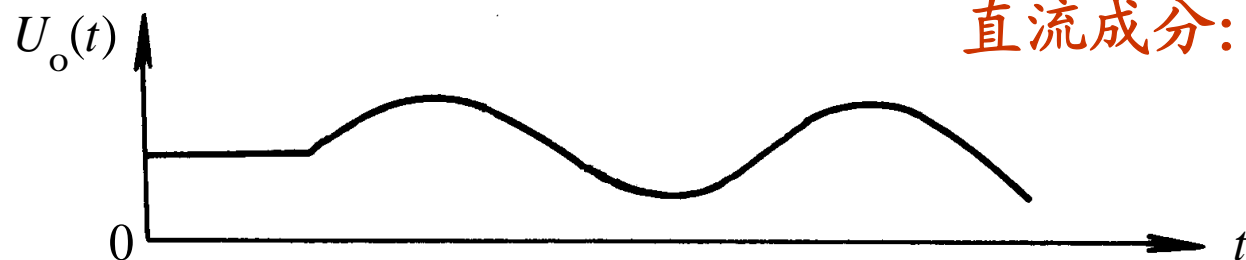


(a)

音频成分：有用，输出；

高频：滤去

直流成分：隔直流电容滤去



(b)

从这个过程可以得出下列几点:

- (1) 检波过程就是信号源通过二极管给电容充电与电容对电阻R放电的交替重复过程。
- (2) 由于RC时间常数远大于输入电压载波周期, 放电慢, 使得二极管负极永远处于正的较高的电位(因为输出电压接近于高频正弦波的峰值, 即 $U_o \approx U_m$)。
- (3) u_c 的起伏与高频调幅波的包络基本一致。
所以称为峰值包络检波器。

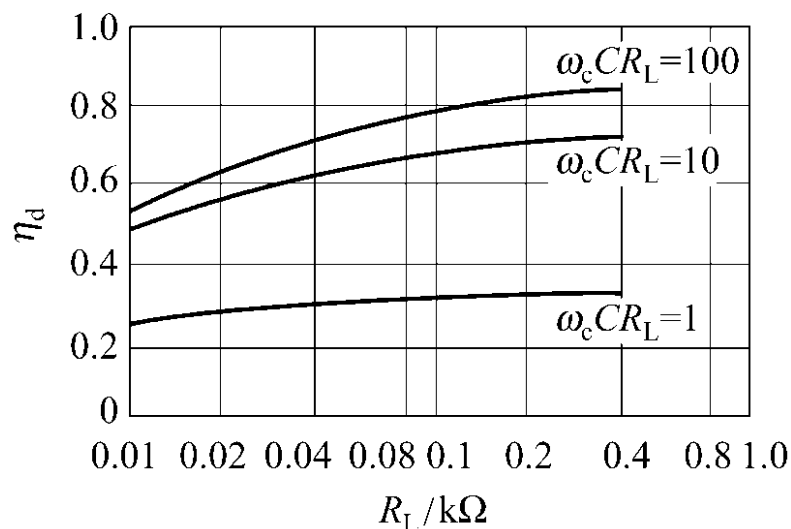
(二) 检波效率 (η_d)

1. 电路参数 ($\omega_c CR_L$ 、 R_L 、 r_D) 对 η_d 的影响

(1) 一定 R_L 下, $\omega_c CR_L (= 2\pi CR_L / T_c)$ 大, 放电变慢, η_d 高;

(2) 一定 $\omega_c CR_L$ 下, R_L 大, 充电加快, η_d 高;

(3) r_D 小, 充电快, η_d 高。



2. 信号强度对 η_d 的影响

输入信号小, 则检波二极管 r_D 大, η_d 降低。

(三) 输入电阻 (R_{in})

输入电阻定义为输入高频电压振幅对二极管电流中基波分量振幅的比值。

设输入为高频等幅信号 $u_i(t) = U_{cm} \cos \omega_c t$, 相应输出为直流电压 U_o , 检波器从输入信号源获得的高频功率为

$$P_i = U_{cm}^2 / 2R_{in}$$

经二极管变换作用, 一部分转换为有用输出功率

由于V的导通时间很短, 近似认为 $P_L \approx P_i$, 而 $P_L = U_o^2 / R_L$
 $U_o \approx U_{cm}$, 因此

$$R_{in} \approx \frac{1}{2} R_L$$

$$R_{in} \approx \frac{1}{2\eta_d} R_L$$

(四) 检波失真

1. 对角线失真 (放电失真, 惰性失真)

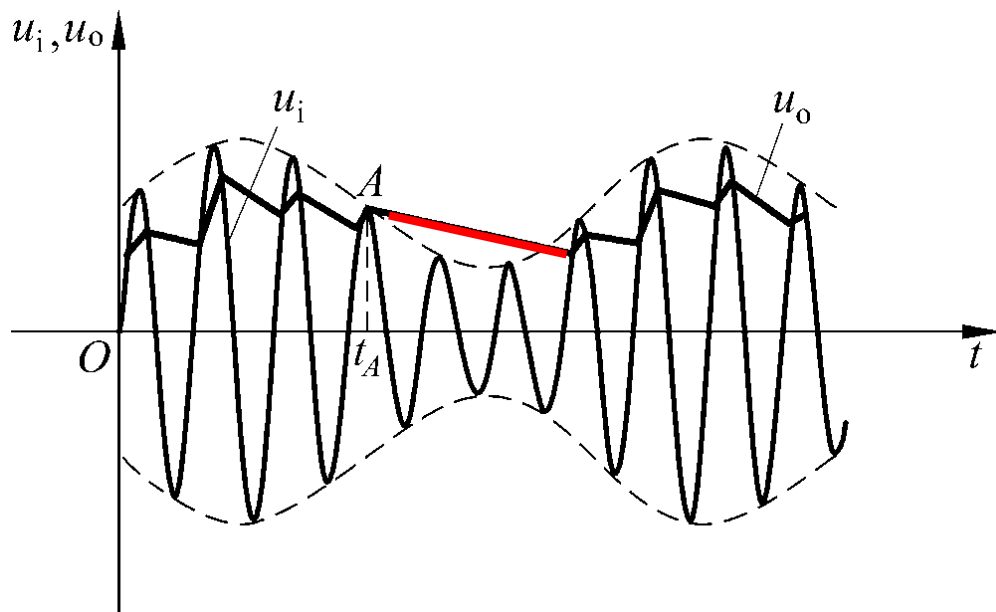
(1) 失真原因

放电慢, 包络线下降快。

(2) 不失真条件

在任何一个高频周期内,
 C 通过 R_L 的放电速度大于
或等于包络的下降速度。

$$\left| \frac{du_{c\text{放}}}{dt} \right| \geq \left| \frac{du_m(t)}{dt} \right|$$

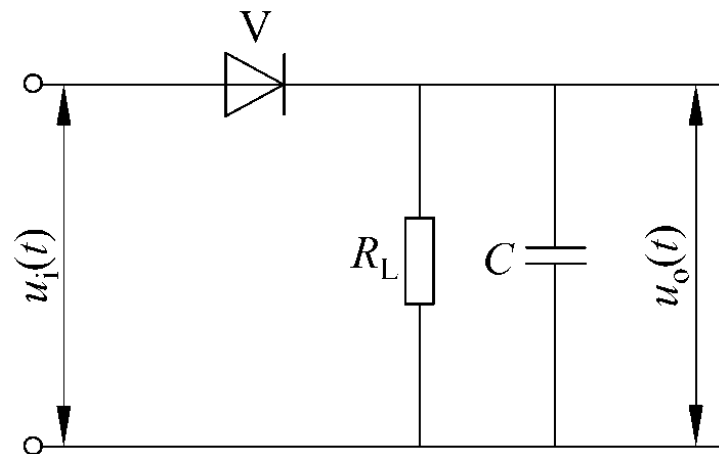


如果输入信号为单音调制的AM波, 其包络为

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

在 t_A 时刻包络的变化速度为

$$\frac{dU_m(t)}{dt} = -U_{cm} m_a \Omega \sin \Omega t$$



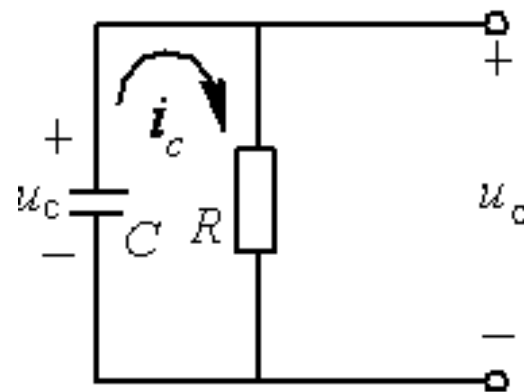
二极管停止导通的瞬间, 电容两端电压 u_c 近似为输入电压包络值, 即 $u_c = U_{cm}(1 + m_a \cos \Omega t)$ 。从 t_A 时刻开始通过 R 放电。

□ 放电电流:

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

□ 电容放电速率:

$$\frac{du_c}{dt} = -\frac{U_m}{RC} = -\frac{U_{cm}(1 + m_a \cos \Omega t)}{RC}$$



$$\frac{dU_m(t)}{dt} = -U_{cm}m_a\Omega \sin \Omega t$$

$$\frac{du_c}{dt} = -\frac{U_{cm}(1+m_a \cos \Omega t)}{RC}$$

$$\therefore \frac{U_{cm}(1+m_a \cos \Omega t_A)}{RC} \geq m_a\Omega U_{cm} \sin \Omega t_A$$

或改写成

$$1+m_a\sqrt{1+(RC\Omega)^2} \cos(\Omega t_A + \varphi) \geq 0$$

$$\varphi = \arctg RC\Omega$$

得出不失真条件如下:

$$\therefore 1-m_a\sqrt{1+(RC\Omega)^2} \geq 0 \quad \Rightarrow \quad RC < \frac{\sqrt{1-m_a^2}}{m_a\Omega}$$

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

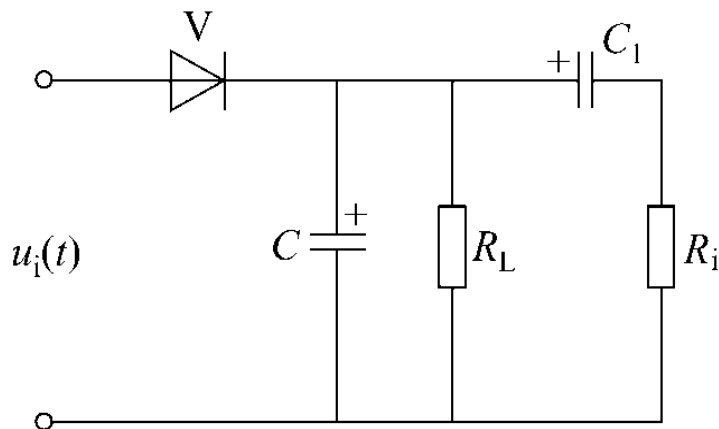
(3) 易产生对角线失真的情况

$CR_L \uparrow$ —— 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(负峰切割失真)



负峰切割失真产生的原因：
检波器的直流负载阻抗与交流
(音频)负载阻抗不相等，而且
调幅度太大时引起的。

通常，检波器输出须通过耦合电容 C_1 与输入等效电阻 R_i 的低频放大器相接。

□ 为了有效地将检波后的低频信号耦合到下一级电路，要求

$$\frac{1}{\Omega C_1} \ll R_i$$

所以 C_1 较大，对 Ω 可认为交流短路。

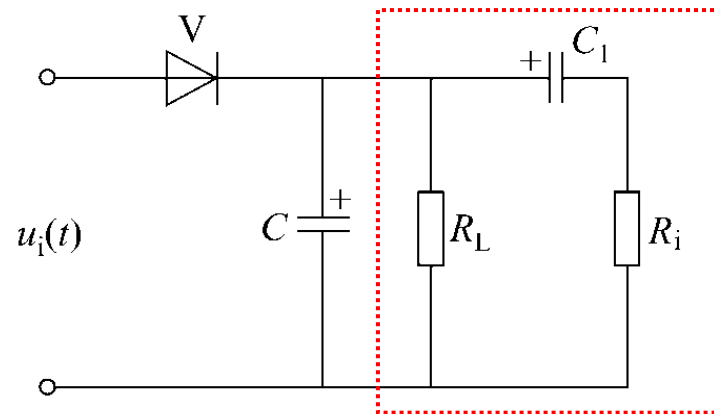
直流负载电阻 = R_L

交流负载电阻

$$R_L // R_i = R'_L < R_L$$

- 当检波器输入AM波，检波器输出是在一个直流电压上迭加了一个音频交流信号，即

$$u_0 = U_0 + u_\Omega = U_{cm}(1 + m_a \cos \Omega t)$$

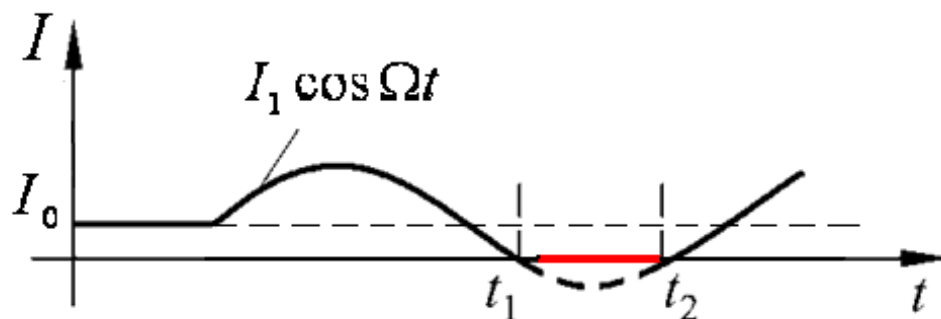


- 相应的输出电流

$$I = I_0 + I_1 \cos \Omega t$$

$$I_0 = \frac{U_{cm}}{R_L}, I_1 = \frac{m_a U_{cm}}{R'_L}$$

$$R'_L < R_L \Rightarrow \text{可能 } I_1 > I_0$$



在 $\cos \Omega t$ 负半周，会导致 $I < 0$ ，二极管截止，输出不能跟随包络变化

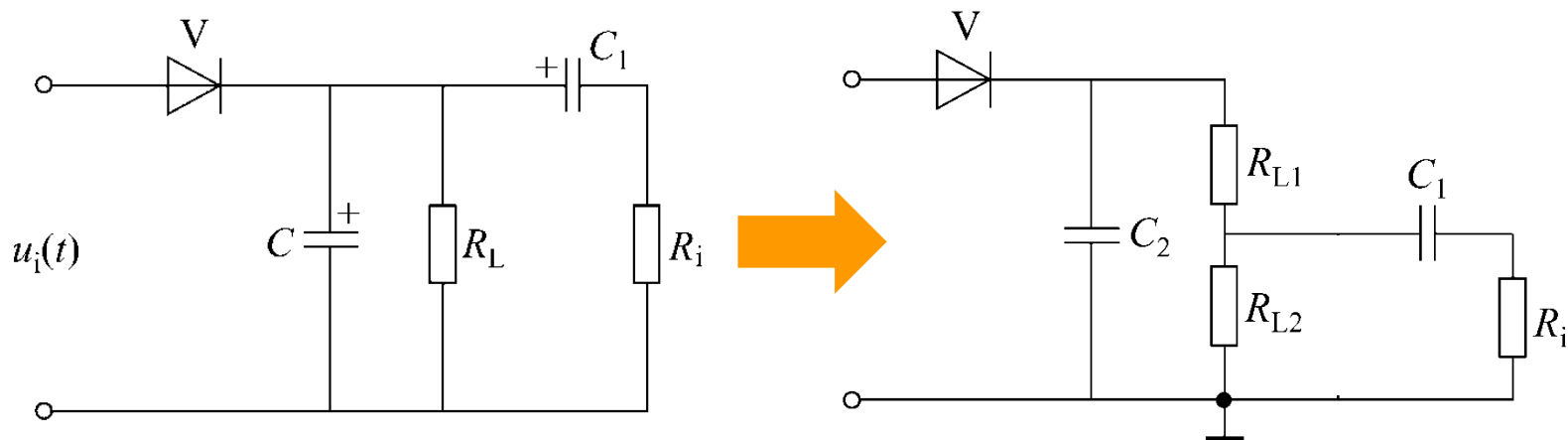
不产生割底失真的条件

$$\frac{U_{cm}}{R_L} > \frac{m_a U_{cm}}{R'_L} \Rightarrow m_a \leq \frac{R'_L}{R_L}$$

m_a 愈大或检波器交直流负载电阻比值愈小，愈容易产生割底失真。

改进电路

思路：减小交、直流负载电阻值的差别



常取 $R_{L1}/R_{L2}=0.1\sim 0.2$

(五) 检波器元器件选择与设计原则

1. 检波二极管

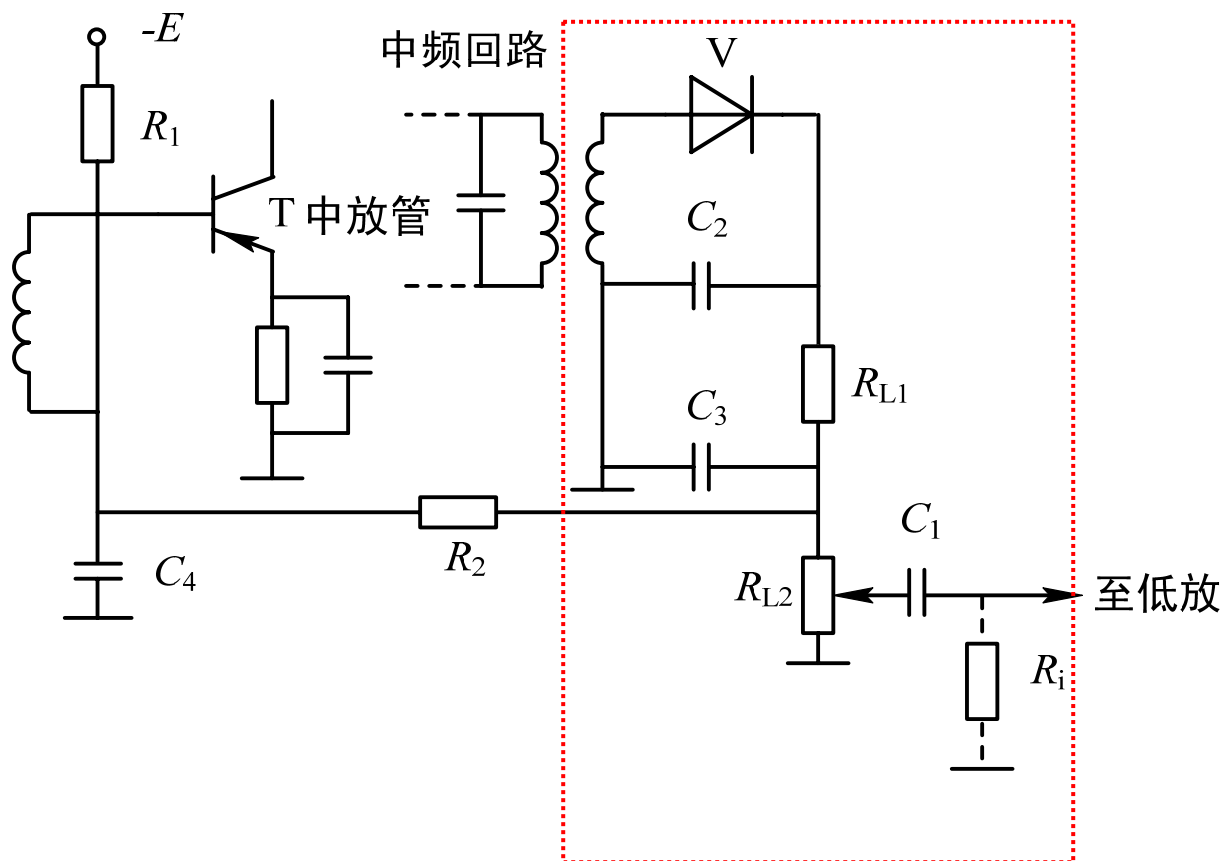
选用正向电阻和结电容小（或最高工作频率高）的晶体二极管。

2. R_L 和 C 的选择

（1）从提高检波效率和高频滤波能力考虑， $R_L C$ 应尽可能大；从避免对角线失真考虑， $R_L C$ 有一最大允许值。

（2）为保证所需的检波输入电阻， $R_L \geq 2R_{in}$ ；为避免割底失真， R_L 有一最大允许值。

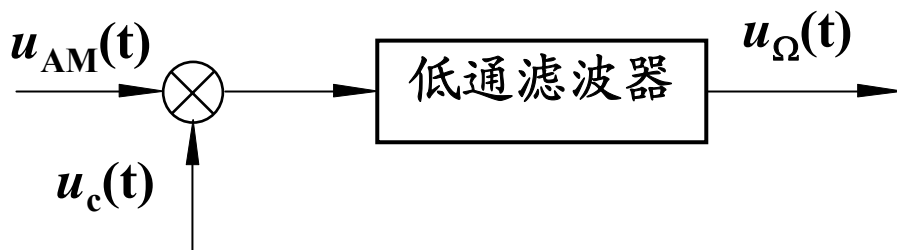
(六) 举例



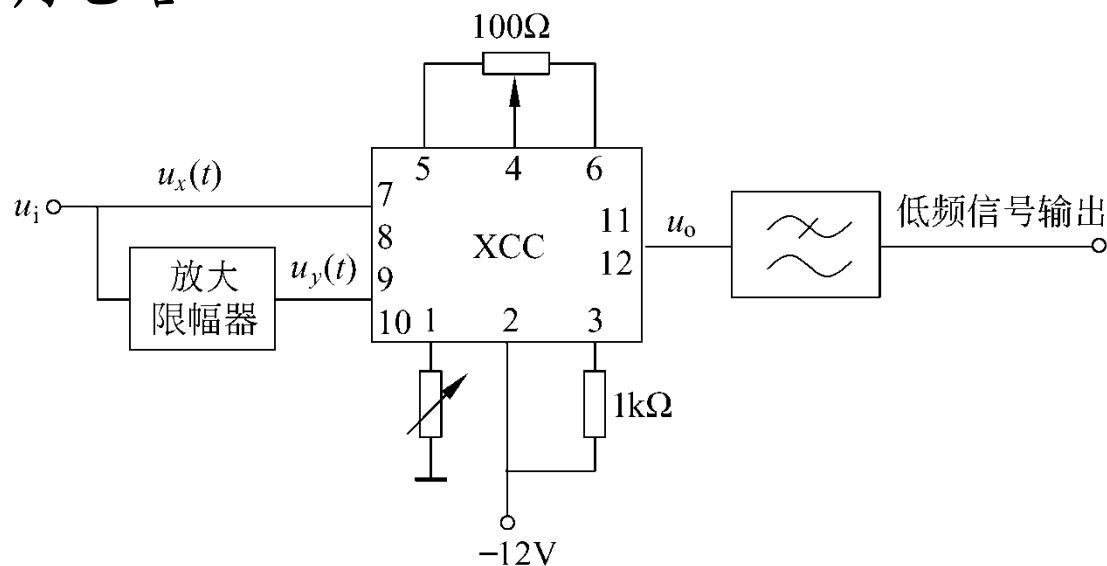
三、普通调幅波的同步解调

从频谱图上看，调幅波的解调是将调幅波中的边带信号不失真的搬到零频附近。因此，**调幅波的解调电路也属于频谱搬移电路。**

(1) 电路模型



(2) 解调电路



作业

教材 5-7 5-13 5-29

第5章 振幅调制与解调

5.1 概述

5.2 调幅信号的分析

5.3 调幅波产生原理的理论分析

5.4 普通调幅波的产生电路

5.5 普通调幅波的解调电路

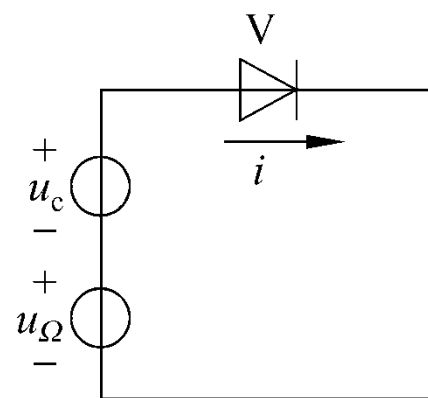
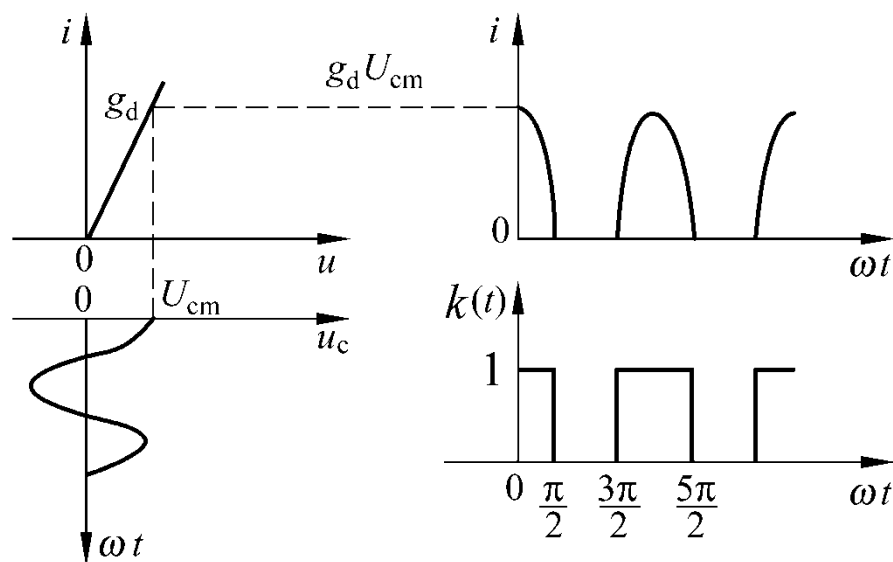
5.6 抑制载波调幅波的产生和解调电路

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-开关函数近似分析法

假设 U_{cm} 足够大，且其值远大于 $U_{\Omega m}$ ，这属于大信号工作情况，则可近似认为二极管工作在受载波控制的开关状态。

此时，管子导通后的非线性相对于单向导电性来说是次要的，因而它的伏安特性可用自原点转折的两段折线逼近。



引入开关函数 $k(t)$

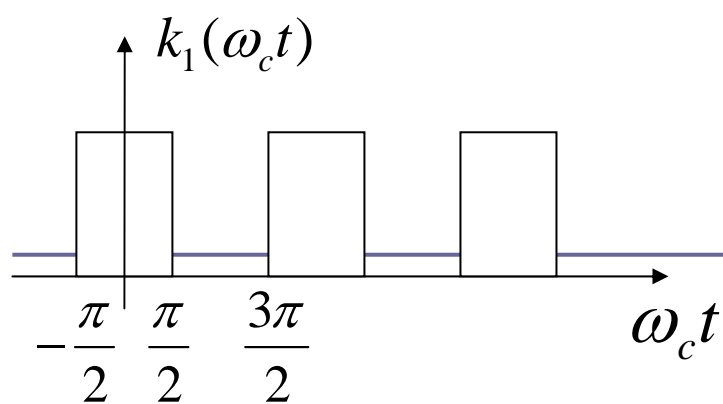
载波正半周 $k_1(t)=1$ ，载波负半周 $k_1(t)=0$ 。

开关函数实际上就是幅度为1，频率为 ω_c 的单向方波脉冲，用傅里叶级数展开后得到

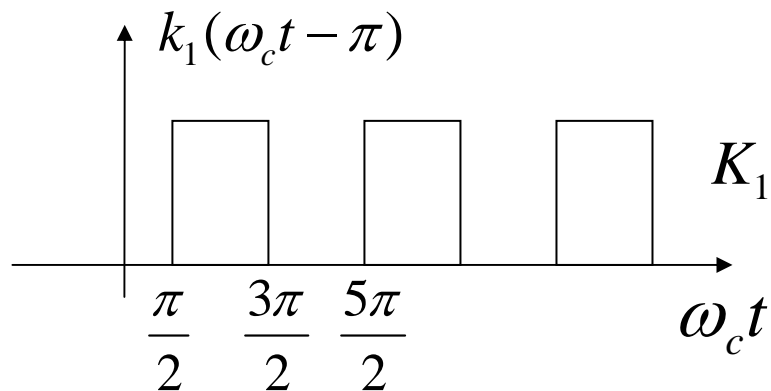
$$k_1(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \left[\cos \omega_c t - \frac{1}{3} \cos 3\omega_c t + \frac{1}{5} \cos 5\omega_c t + \cdots \right]$$

通过二极管V的电流

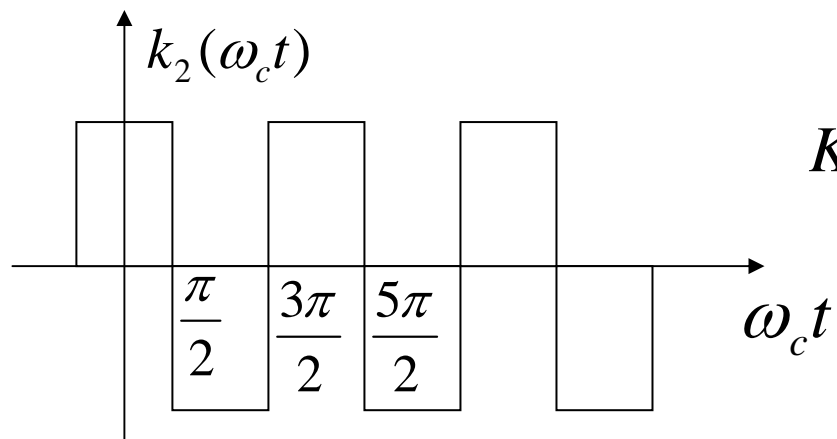
$$i = g_d(u_c + u_\Omega)k_1(t)$$



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



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



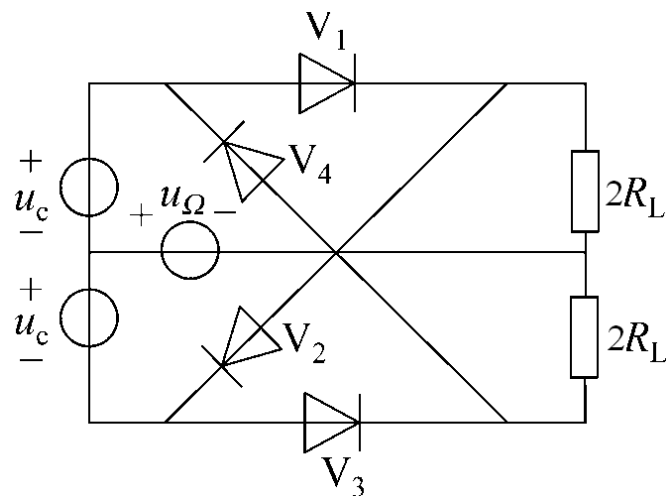
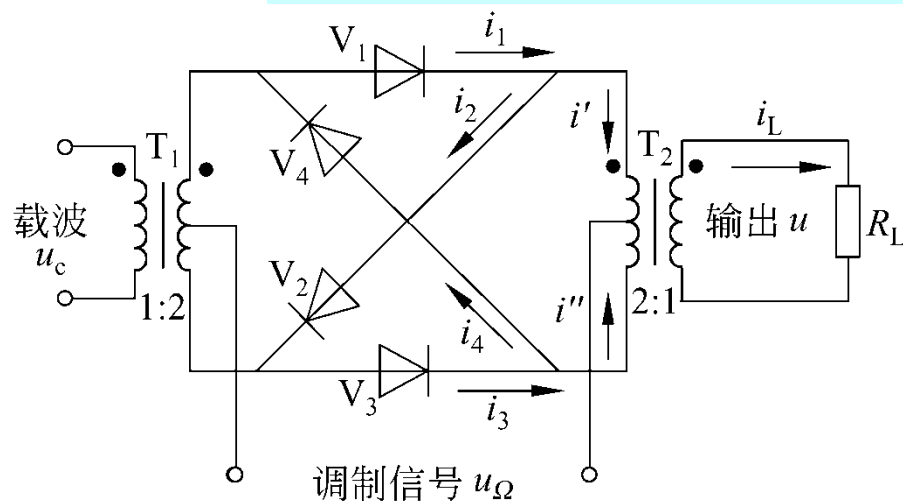
$$K_2(\omega_c t) = K_1(\omega_c t) - K_1(\omega_c t - \pi)$$

$$= \frac{4}{\pi} \cos \omega_c t - \frac{4}{3\pi} \cos 3\omega_c t + \dots$$

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。

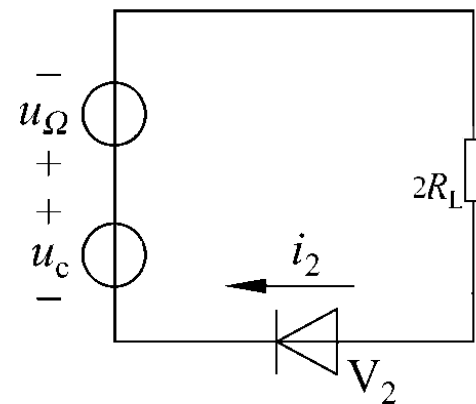
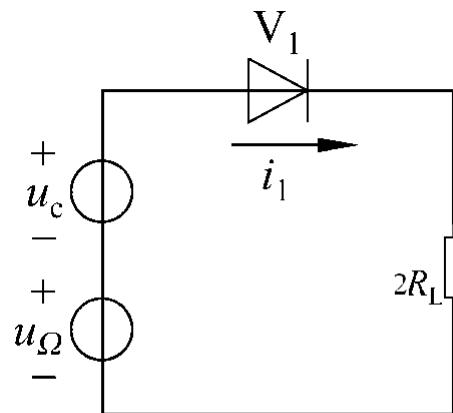
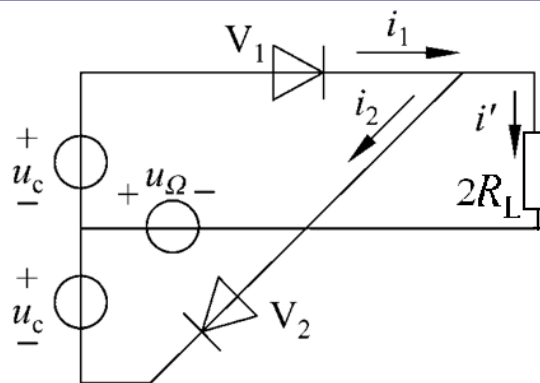
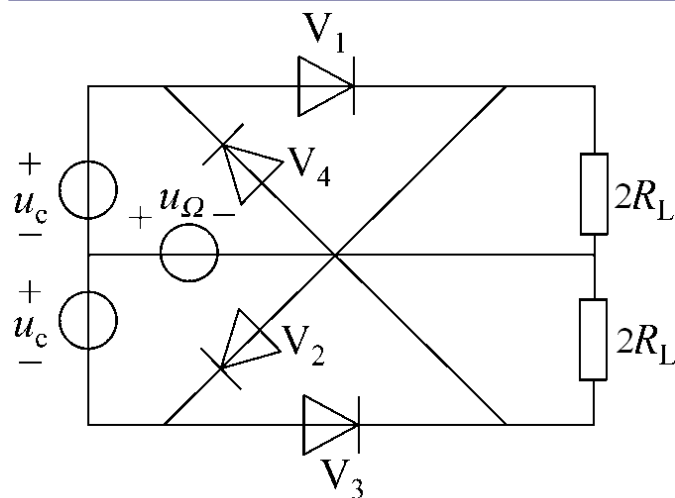
1. 电路: $u_c = U_{cm} \cos \omega_c t$, $u_\Omega = U_{\Omega m} \cos \Omega t$, $U_{cm} \geq U_{\Omega m}$



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。——二极管受大信号控制, 开关状态

(1) u_c 正半周



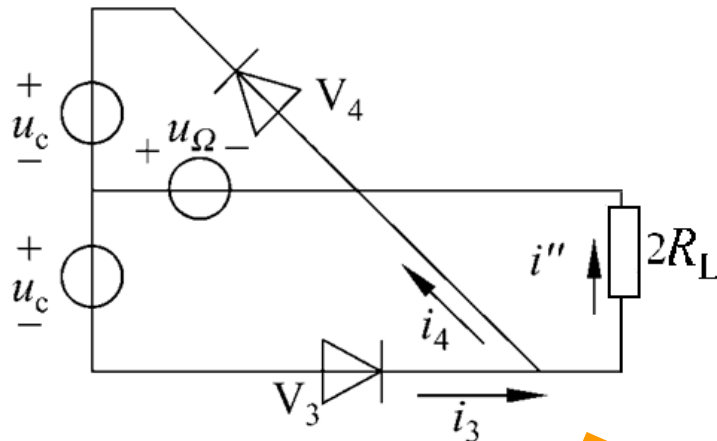
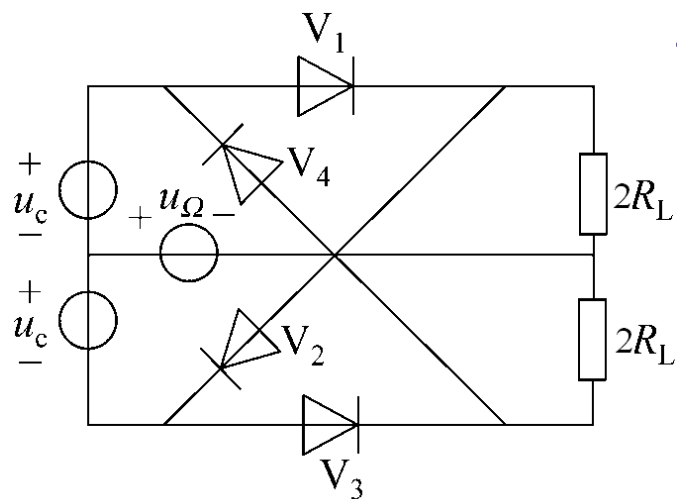
利用开关函数 $k_1(\omega_c t)$

$$i_1 = k_1(\omega_c t)(u_c + u_\Omega) / 2R_L$$

$$i_2 = k_1(\omega_c t)(u_c - u_\Omega) / 2R_L$$

$$i' = i_1 - i_2 = 2k_1(\omega_c t)u_\Omega / 2R_L$$

(2) u_c 负半周

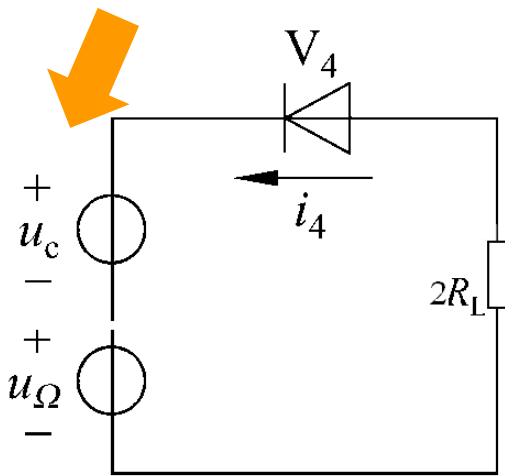
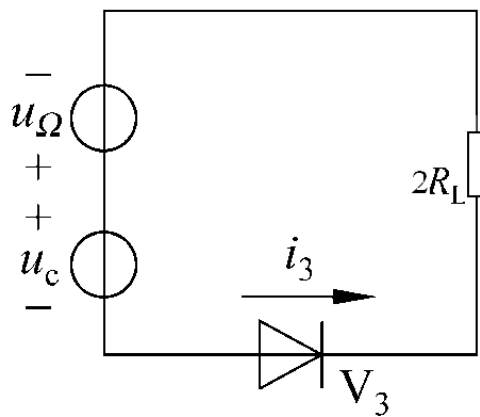


注意: 此时的开关

函数为 $k_1(\omega_c t + \pi)$

$$i_3 = -k_1(\omega_c t + \pi)(u_c - u_\Omega) / 2R_L$$

$$i_4 = -k_1(\omega_c t + \pi)(u_c + u_\Omega) / 2R_L$$



$$i'' = i_3 - i_4 = 2k_1(\omega_c t + \pi)u_\Omega / 2R_L$$

通过负载 R_L 上的总电流:

$$i' = i_1 - i_2 = \frac{k_1(\omega_c t)u_\Omega}{R_L}$$

$$i'' = i_3 - i_4 = \frac{k_1(\omega_c t + \pi)u_\Omega}{R_L}$$

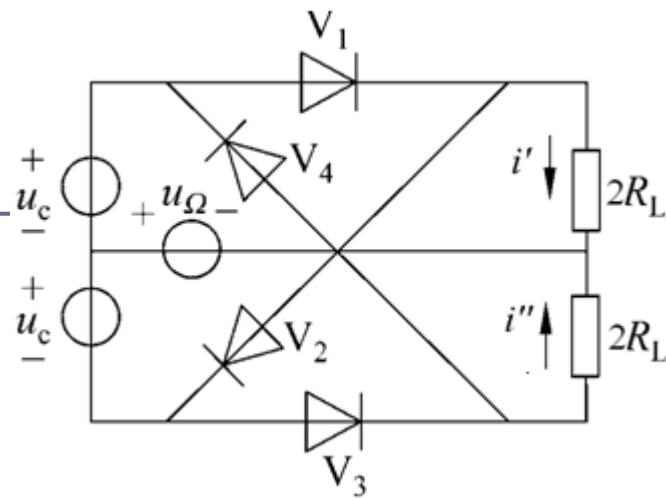
$$i_L = i' - i'' = \frac{u_\Omega[k_1(\omega_c t) - k_1(\omega_c t + \pi)]}{R_L} = \frac{u_\Omega k_2(\omega_c t)}{R_L}$$

$$u_L = 2R_L \cdot i = 2u_\Omega k_2(\omega_c t)$$

$$= 2U_{\Omega m} \cos \Omega t \cdot \frac{4}{\pi} \left[\cos \omega_c t - \frac{1}{3} \cos 3\omega_c t + \frac{1}{5} \cos 5\omega_c t + \cdots \right]$$

输出电压中所包含的频率分量为: $p\omega_c \pm \Omega$, p 为奇数。

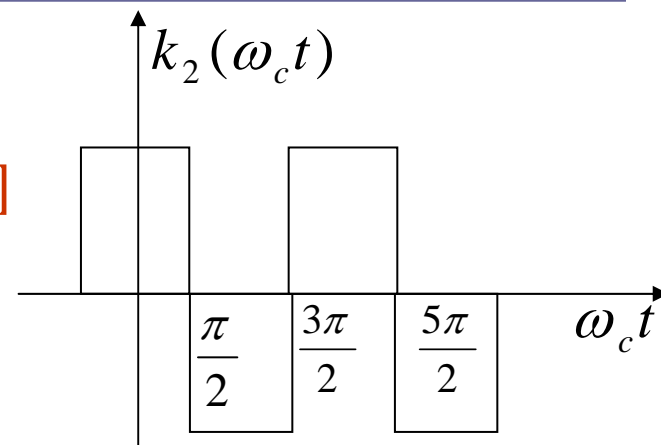
通过带通滤波器, 可得到双边带调制信号 ($\omega_c \pm \Omega$)



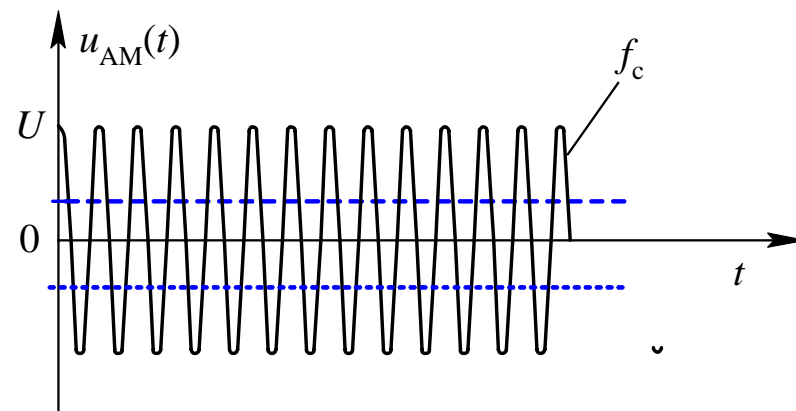
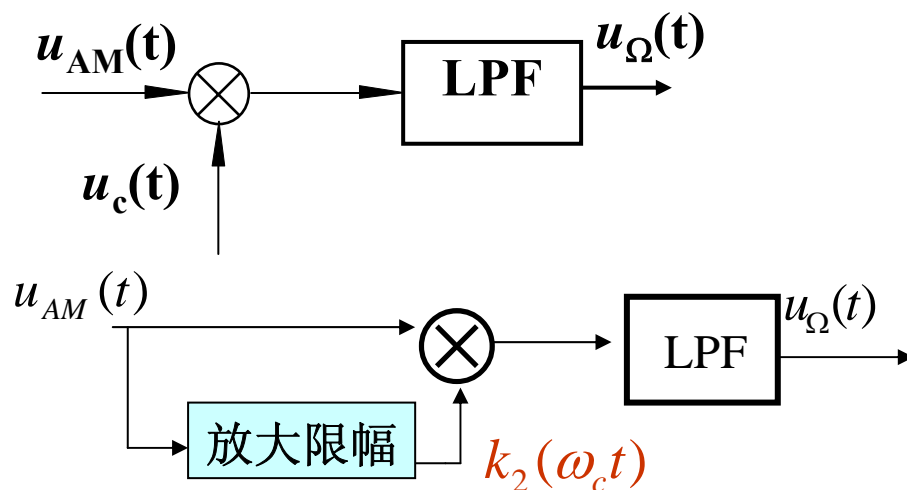
$$k_2(\omega_c t) = k_1(\omega_c t) - k_1(\omega_c t + \pi)$$

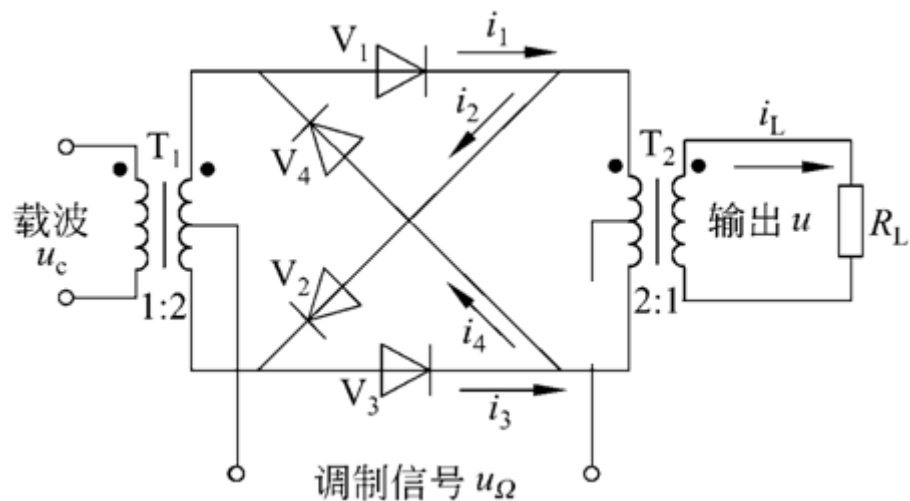
$$= \frac{4}{\pi} \left[\cos \omega_c t - \frac{1}{3} \cos 3\omega_c t + \frac{1}{5} \cos 5\omega_c t + \cdots \right]$$

双向开关函数



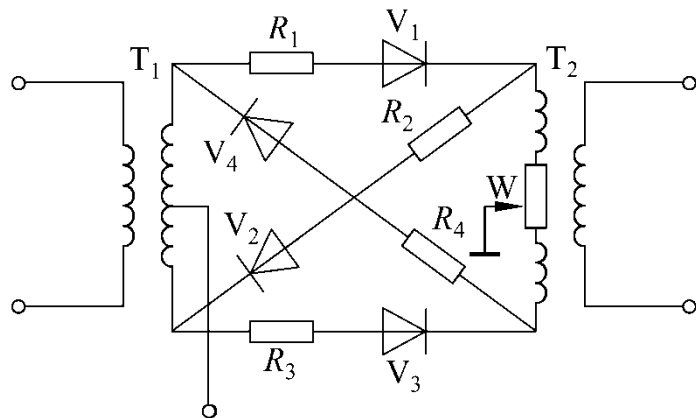
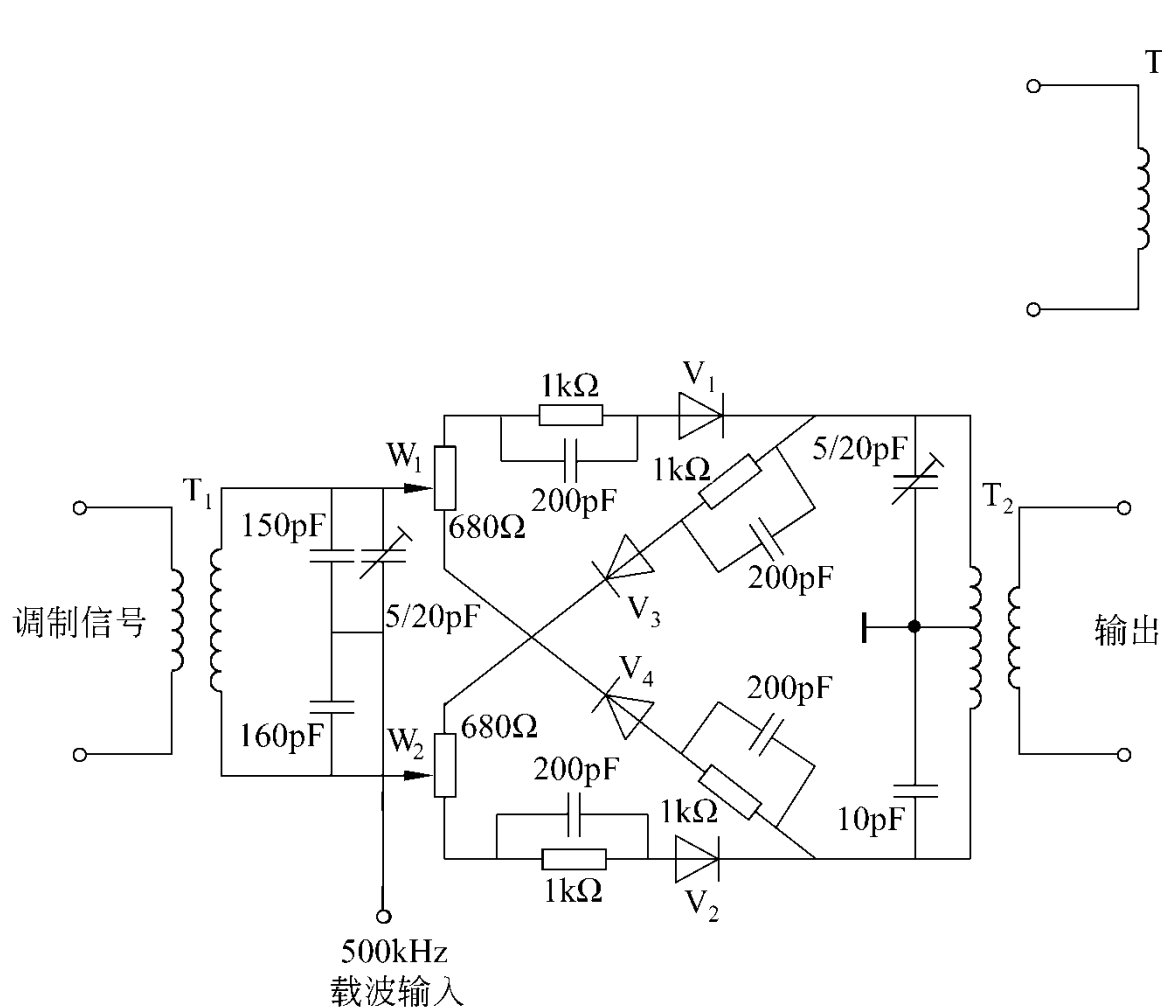
注意：双向开关函数也可用于普通AM波的解调





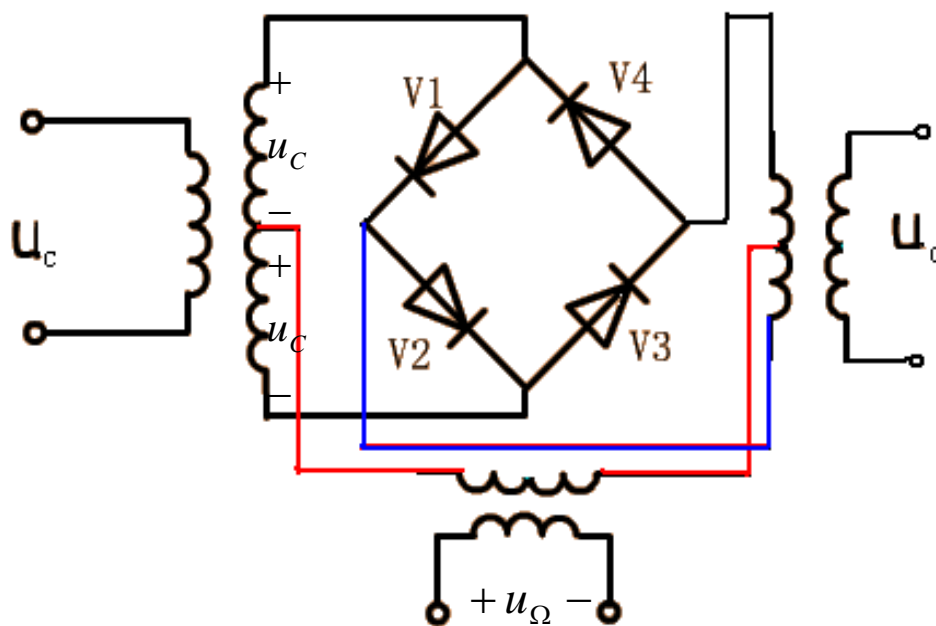
变压器上、下绕组要求各参数尽量相同，保持上下两部分完全对称，四个二极管的特性也应一致。否则，载波分量不会被完全抑制掉，出现“**载漏**”。

实际电路



二极管各支路接入电阻、电容，以减少二极管参数不一致和不稳定引起的不平衡。

这种双平衡调制电路又可以画成环行调制电路形式:



-
- 用模拟乘法器产生抑制载波的调幅电路:
 - P154 图5—38,
注意与P131图5—8 产生AM波的模拟乘法器的比较。

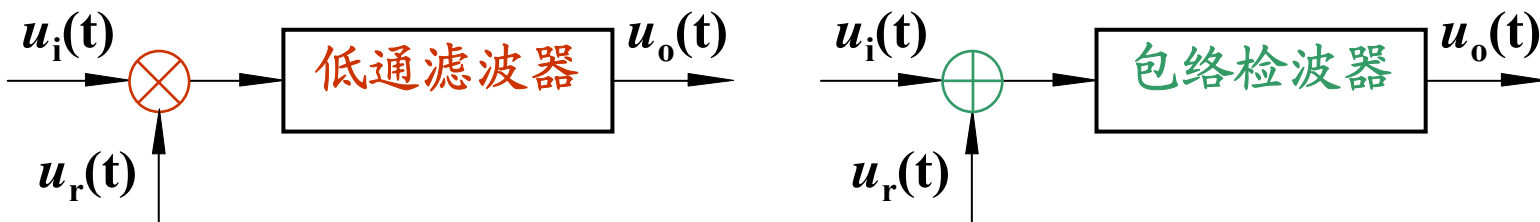
三、抑制载波调幅波的解调电路

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

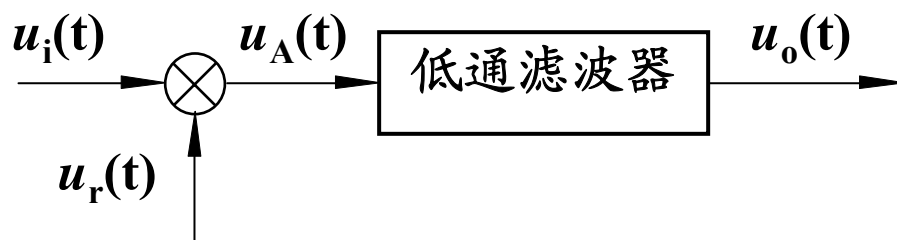
——本地载波信号

分类：乘积型同步检波电路和叠加型同步检波电路



1. 乘积型同步检波器的工作原理

1) 组成框图



2) 工作原理

设输入的DSB信号 $u_i = U_{im} \cos \Omega t \cos \omega_c t$ ，本地载波信号 $u_r = U_{rm}(\cos \omega_c t)$ ，两者相乘有

$$\begin{aligned} u_A &= u_i u_r = U_{im} U_{rm} \cos \Omega t \cos \omega_c t \cdot \cos \omega_c t \\ &= \frac{1}{2} U_{im} U_{rm} \cos \Omega t [1 + \cos 2\omega_c t] \end{aligned}$$

频率分量为 $\Omega, 2\omega_c \pm \Omega$

用低通滤波器滤除二次谐波，就可得到所需调制信号。

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

$$u_r(t) = U_{rm} \cos(\omega_r t + \varphi)$$

$$\omega_r = \omega_c, \varphi \text{ 为相位差}$$

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

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

$$\text{经低通滤波 } u_0(t) = \frac{1}{2}U_{im}U_{rm} \cos \Omega t \cos \varphi$$

$\cos \varphi$ ——减小低频信号的输出幅度。

理想情况下，同步信号与输入信号载波的相位相同，即 $\phi=0$ ，
——同步检波。

$$u_0(t) = \frac{1}{2} U_{im} U_{rm} \cos \Omega t$$

如果同步信号与输入信号载波的频率不同，会引起解调失真。

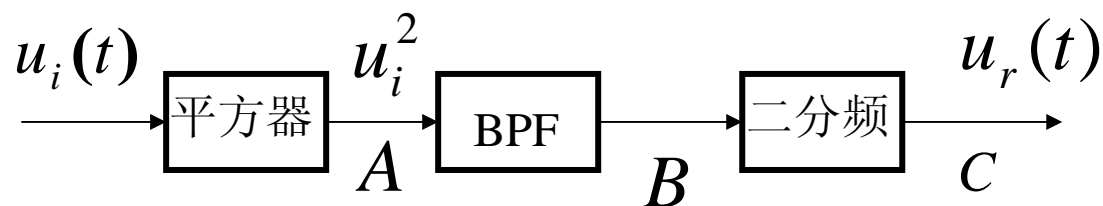
$$\Delta \omega = \omega_c - \omega_r, \quad u_0(t) = \frac{1}{2} U_{im} U_{rm} \cos \Omega t \cos \Delta \omega t$$

输出信号受另一个频率很低的信号控制，是调幅波，这种现象通常称为差拍现象。

3) 同频信号的提取:

1° 在普通的调幅波中, 可将调幅波限幅去除包络变化, 得到频率为 ω_c 的方波, 取出其中频率成分为 ω_c 的同步信号。

2° 对于双边带信号可将双边带调制信号 u_{DSB} 取平方 $u_{DSB}^2(t)$ 从中取出角频率为 $2\omega_c$ 的分量, 经二分频将它变成角频率为 ω_c 的同步信号——平方环法或科斯塔斯环法



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

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

频率分量为: $2\Omega, 2\omega_c, 2\omega_c \pm 2\Omega$

经BPF, 得 $u_B = \frac{1}{4} K_1 U_{im}^2 \cos 2\omega_c t$

经二分频, 得 $u_r = u_C = \frac{1}{4} K_1 K_2 U_{im}^2 \cos \omega_c t$

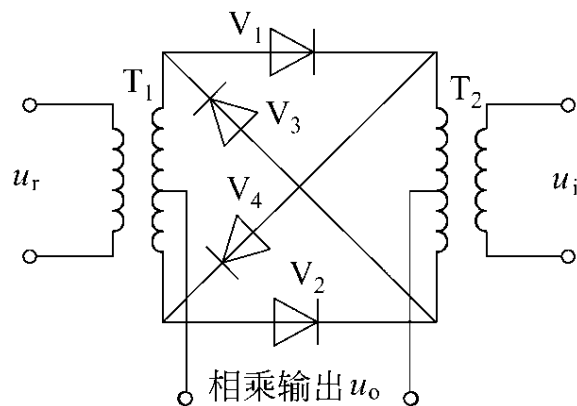
3° 对于单边带调幅波，同步信号无法从中提取出来。

为了产生同步信号，往往在发送单边带信号的同时，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，经放大就可作为同步信号。在接收端，也可用导频信号去控制本地振荡信号使其处在同步中。

如果发射机不发射导频信号，那么接收机就要采用高稳定度的晶体振荡器，产生指定频率的同步信号。

2. 乘积型检波电路——二极管平衡电路

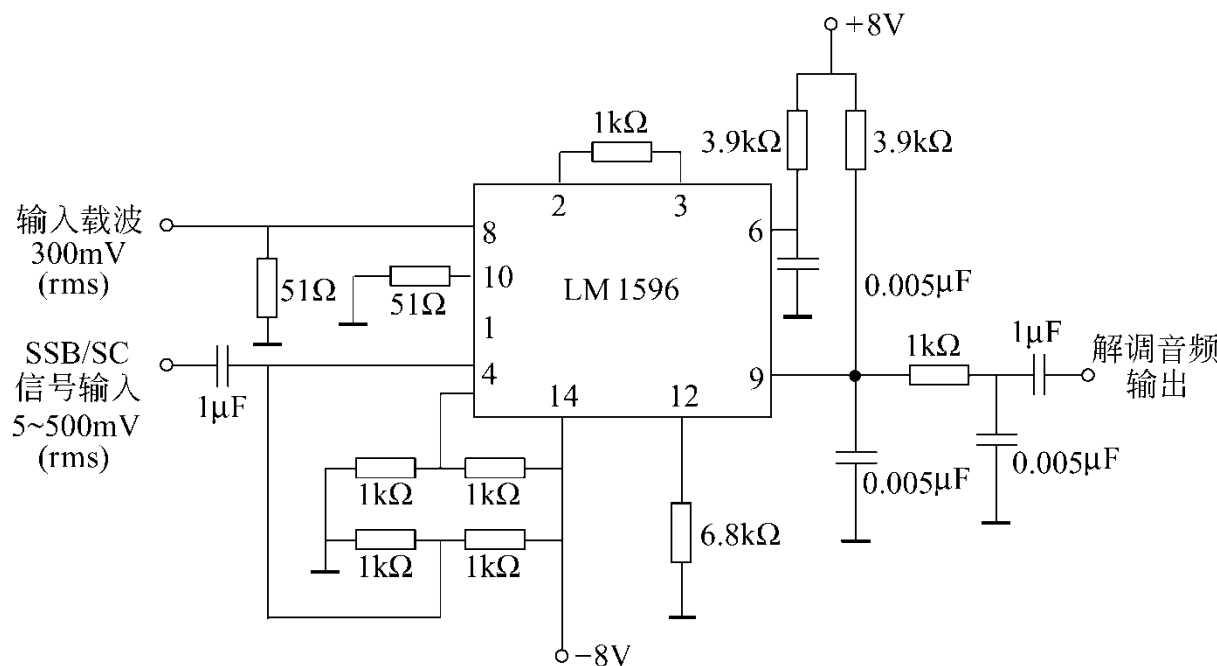
3. 利用模拟乘法器构成的抑制载波调幅解调电路



$$u_i(t) = u_{DSB} \text{ 或 } u_{SSB}$$

$u_r(t)$ — 同步信号

$$U_{rm} \gg U_{im}$$



本章小结

1. 调幅、检波在时域上都表现为两信号的相乘，在频域上则是频谱的线性搬移。因此其原理电路模型相同，都由非线性元件和滤波器组成。

2. 用调制信号去控制高频振荡波的幅度，使其幅度的变化随调制信号成正比的变化，这一过程称为幅度调制。根据频谱结构的不同，可分为AM、DSB和SSB。

——波形、频谱、带宽、功率

3. 普通调幅波的产生电路可采用低电平调制电路（模拟乘法器），也可采用高电平调制电路（大信号基极调幅或集电极调幅）。

□ 抑制载波双边带调幅波的产生电路可采用二极管环形调制器或模拟乘法器实现。

4. **解调**是调制的逆过程。调幅波的解调又称**检波**，其作用是从调幅波中不失真的检测出调制信号来。

- 从频谱上看，就是将调幅波的边带信号不失真的搬到零频。**普通调幅波**中已含有载波，对于大信号检波可采用二极管包络检波器 (**失真**)，对于小信号检波宜采用同步检波。
- 对于**抑制载波的调幅波**只能采用同步检波器进行解调。
- 同步检波的关键是产生一个与发射载波**同频、同相**的本地载波信号。在集成电路中，多采用**模拟乘法器**构成同步检波器。