

第6章 频谱搬移电路

6.4 调幅信号的解调电路

6.4.1 包络检波器

实现包络检波过程的电路为包络检波器。

包络检波器根据所用器件不同，可分为二极管包络检波器和三极管包络检波器；根据信号的大小不同，又可分为小信号平方律检波器和大信号检波器。在大信号情况下，二极管的伏安特性曲线可以近似为线性关系。

一、二极管峰值包络检波器

二极管峰值包络检波器的原理电路如图6.4.1所示

1. 工作原理

由图6.4.1可见,

当加在二极管上的正向电压为 $v_i = V_{im} \cos \omega_c t$

设 $v_{D(on)} = 0$

流过二极管的电流
$$i = \begin{cases} g_D v & , v \geq 0 \\ 0 & , v < 0 \end{cases}$$

电路参数要求 $\frac{1}{\omega_c C} \ll R_L$ 及 $\frac{1}{\Omega C} \gg R_L$

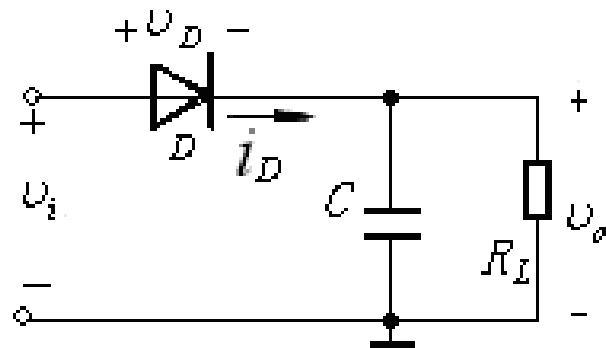


图6.4.1 二极管峰值包络检波器

其中 ω_c 为输入高频调幅信号的载频、 Ω 为调制信号频率。理想情况下， $R_L C$ 低通滤波器的阻抗 $Z(\omega)$ 应满足

$$Z(\omega_c) \approx 0$$

$$Z(\Omega) \approx R_L$$

若 $v_i = V_{im} \cos \omega_c t$

工作原理可以由图
6.4.2描述。

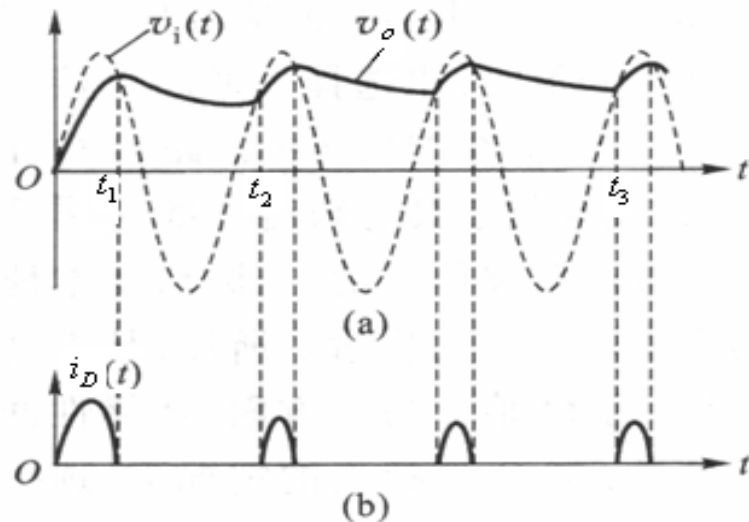


图6.4.2 输入信号为高频等幅正弦波的检波过程

二极管导通时，给电容 C 充电，充电时间常数： $R_D C$

二极管截止时，电容 C 经 R_L 放电，放电时间常数： $R_L C$

充放电过程不断重复，达到动态平衡，输出电压 $v_o(t)$ 将稳定在 V_{av} 上下做锯齿波动，输出电压已接近输入信号的峰值。

- 给定 R_D ，若 C 增大，就会充电慢

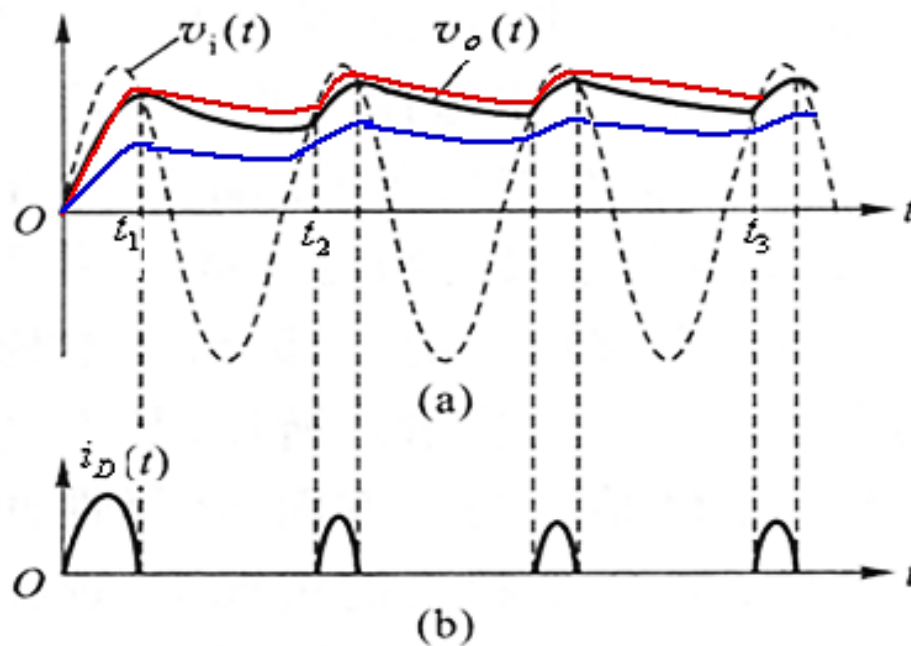
（蓝线），导通角 θ 变大；

- 给定 R_L ，若 C 增大，放电慢（蓝

线），所以波动小， $v_o(t)$ 小；

- 若 C 一定， R_L 增大，则放电慢

（红线），波动小， $v_o(t)$ 大。



- 由于放电时间常数 $R_L C$ 远大于输入电压载波周期，放电慢，使二极管的负极永远处于较高的正电位（输出电压接近高频正弦波的峰值，即 $v_o \approx V_{av} \approx V_{im}$ ）。该电压对二极管形成一个大的负电压，使二极管只有在输入电压的峰值附近才能导通，导通时间很短，二极管电流 i_D 是导通角为 θ 的窄脉冲序列。
- 二极管电流 i_D 中包含平均分量 I_{av} 和高频分量。 I_{av} 流经电阻 R_L 形成平均电压 V_{av} （载波输入时， $V_{av} \approx V_{im}$ ），它是检波器的有用输出电压。高频电流主要被旁路电容 C 旁路，在其上产生很小的残余高频电压，称为纹波电压。实际中，当电路元件参数选择合适时，高频纹波电压很小，可以忽略，这是检波器的输出电压为直流并接近但小于输入电压的峰值。
- 如果输入信号为AM调幅波，只要选择合理的 $R_L C$ 参数， v_o 的波形可以反映输入调幅信号的包络变化规律，即解调出原来的调制信号。正常情况下，导通角 θ 越小，输出 $v_o(t)$ 曲线与输入包络越接近，此时效率最高，失真最小。

当输入为调幅波时的检波器工作波形如图6.4.3所示。

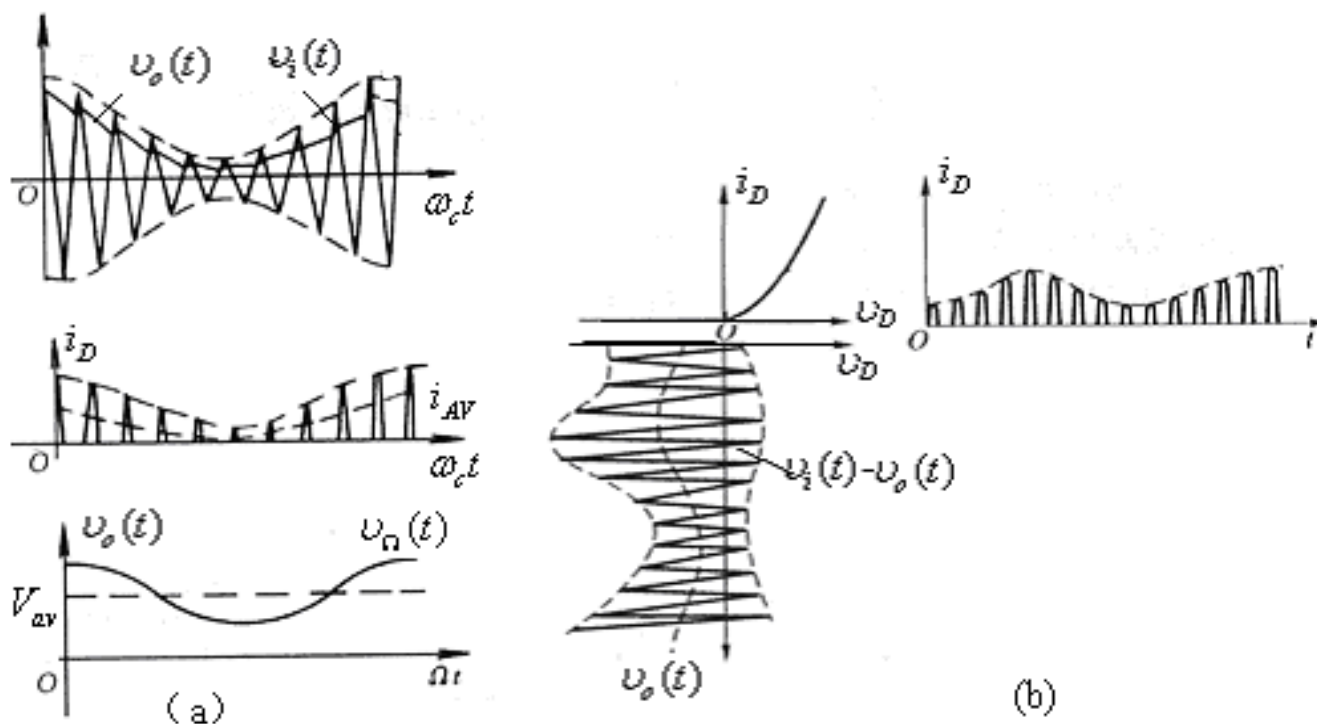


图6.4.3 输入为调幅波情况下的检波器工作波形

- 从工作过程可以看出， $R_L C$ 的数值对检波器输出的性能有很大的影响。为使检波器的输出信号反映输入信号的包络，要求时间常数远大于输入调幅信号载波的周期，但它又必须远小于调制信号的周期，即包络的周期，否则将会引起解调的失真。

前者用来保证组成包络的点与点之间的连续性，后者保证可以实现反映出 $m(t)$ 信号的变化
- 如果 R_L 值小（或者 C 小），则放电快，高频纹波加大，平均电压下降；如果 $R_L C$ 的数值大则作用相反。当幅度变化快，例如调制频率 Ω 高或调幅指数 M_a 大时，电容器必须较快地放电，以使电容器上的电压能跟随峰值包络的下降而下降，此时，如果 $R_L C$ 太大，就会造成失真。

2. 性能指标：检波效率

当输入信号是 $v_i(t) = V_{im} \cos \omega_c t$ 时，检波效率 η_d 定义为输出直流电压 V_{av} 与输入 $v_i(t)$ 的振幅之比，即

$$\eta_d = \frac{V_{av}}{V_{im}}$$

当输入信号为已调幅信号时，建波效率 η_d 定义为输出 $v_o(t)$ 中低频分量 $V_{\Omega m}$ 与输入已调波包络振幅的比值。如输入信号是单频调幅波，即 $v_i(t) = V_{im}(1 + M_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t$ ，则检波效率为

$$\eta_d = \frac{V_{\Omega m}}{M_a V_{im}}$$

此时输出为 $v_o(t) = V_{av} + V_{\Omega m} \cos \Omega t = \eta_d V_{im}(1 + M_a \cos \Omega t)$

利用折线近似分析方法，可以求得检波效率的近似表达式为

$$\eta_d = \frac{V_{av}}{V_{im}} = \cos \theta \quad \text{且} \quad \theta = \sqrt[3]{\frac{3\pi}{g_D R_L}}$$

2. 性能指标：检波效率

- 检波器的检波效率 η_d 与 g_D, R_L 有关, g_D 或 R_L 越大, 导通角 θ 越小, 检波效率越高。考虑到二极管的实际导通电压 $U_{D(on)}$ 不为零, 以及充电电流在二极管微变等效电阻上的压降等因素, 实际检波效率比上述计算公式要小。当 $g_D R_L \gg 3\pi$ 时, $\theta \rightarrow 0, \eta_d \rightarrow 1$
- 当电路一定时, 二极管与负载 R_L 一定, 则 θ 恒定, 与输入信号大小无关。原因是由于负载电阻 R_L 的反作用, 使电路具有自动调节作用而维持 θ 不变。例如, 当输入电压增加时, 引起 θ 增大, I_{av} 增大, 使负载上获得的电压 $V_{av} = I_{av} R_L$ 加大, 加大二极管的反偏电压增大, 使 θ 下降。
- 从提高检波效率的角度出发, 总是希望 R_L 大一些为好。 R_L 越大, θ 越小, η_d 越大, 并趋近于1。但是, R_L 增大将受到检波器中非线性失真的限制。

2. 性能指标:等效输入电阻

在接收设备中, 检波器前接有中频放大器。检波器的等效输入电阻对上一级电路具有负载效应。 R_i 定义为输入高频电压振幅与二极管电流 i_D 中基波分量振幅 I_{d1m} 的比值, 可近似从能量守恒原理求得。

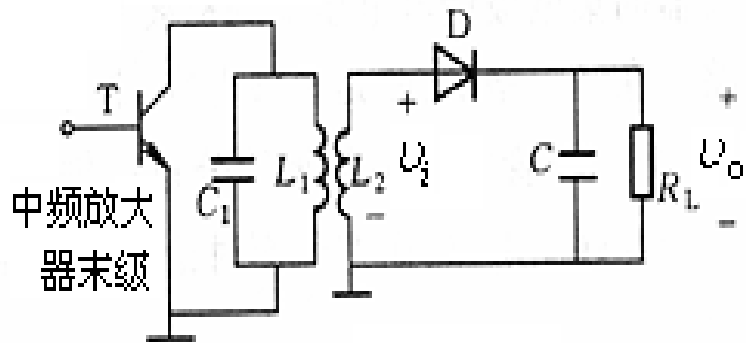


图6.4.4 中频放大器与检波器级联

假设输入为高频等幅电压 $v_i = V_{im} \cos \omega_c t$, 输出直流电压为 V_{av} , 则检波器从输入信号源获得的高频功率为 $P_i = \frac{V_{im}^2}{2R_i}$; 经过二极管的变换作用, 一部分转换为有用输出, 平均功率为 $P_o = \frac{V_{av}^2}{R_L}$, 其余部分则消耗在二极管正向导通电阻 R_D 上, 由于二极管在一个周期内的导通时间很短, 在 R_D 上消耗的功率很小, 可忽略, 因而近似认为 $P_i \approx P_o$ 。在 $\eta_d \rightarrow 1$ 的情况下, $V_{av} \approx V_{im}$

$$R_i \approx \frac{1}{2} R_L$$

所以，从增加中频放大器增益、提高接收机灵敏度的角度出发，应尽量加大 R_i ，也即应加大 R_L 。但是， R_L 的增大同样受到检波器中非线性失真的限制。

解决以上矛盾的一个有效方法是采用图6.4.5所示的三极管射极包络检波电路。由图可见，就其检波物理过程而言，它利用发射结产生与二极管包络检波器相似的工作过程，**不同**的仅是输入电阻比二极管检波器增大了 $1 + \beta$ **倍**。这种电路适宜于集成化，在集成电路中得到了广泛的应用。

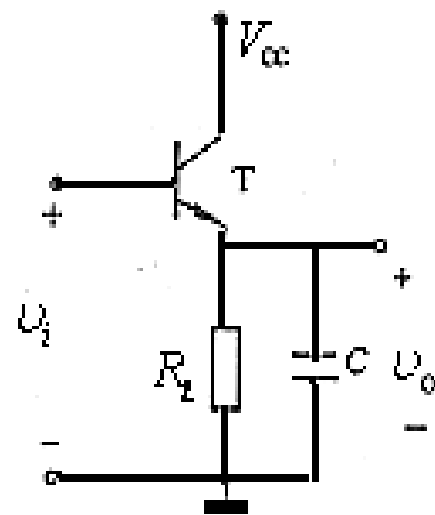


图6.4.5 三极管射极包络检波电路

3、二极管包络检波器中的失真

(1) 惰性失真（对角线切割失真）

惰性失真如图6.4.6所示。

产生的原因：它是在调幅波包络下降时，由于时间常数太大（图中时间 $t_1 \sim t_2$ 内），电容C的放电速度跟不上输入电压包络的下降速度。这种非线性失真是由于C的惰性太大引起的，所以称为惰性失真。

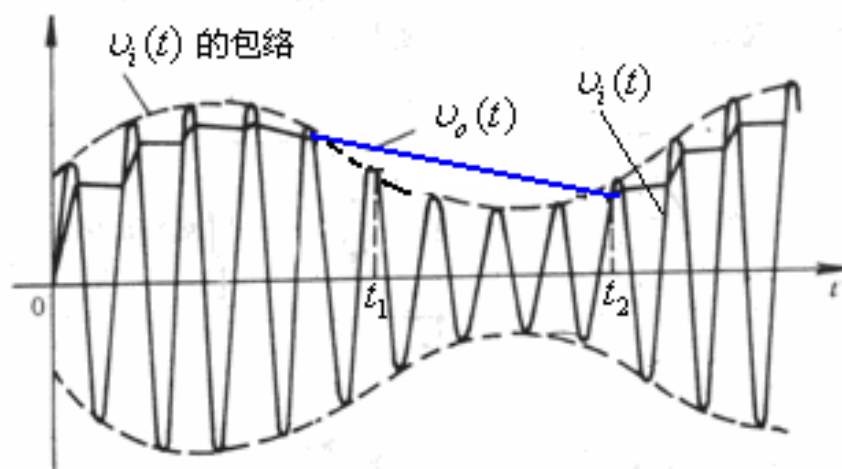


图6.4.6 惰性失真

要避免惰性失真，就要保证电容C两端的电压减小速率（电容的放电速度）在任何一个高频周期内，都要大于或等于包络线的下降速率。

避免惰性失真的条件：
$$R_L C \leq \frac{\sqrt{1 - M_a^2}}{\Omega M_a}$$

当 $\Omega = \Omega_{max}$ 时， A_{max} 最大。为了保证在 $\Omega = \Omega_{max}$

时也不产生失真，应满足
$$R_L C \leq \frac{\sqrt{1 - M_a^2}}{\Omega_{max} M_a}$$

调幅指数越大，调制信号的频率越高，时间常数 $R_L C$ 的允许值越小。这是由于 M_a 越大，高频信号的包络变化越快，所以 $R_L C$ 的时间常数需要小些，以缩短放电时间，从而保证电容 C 的放电速度能够跟得上包络的变化。同样，当最高调制角频率 Ω_{max} 加大时，高频信号包络的变化也加快，所以 $R_L C$ 时间常数也应相应缩短。

(2) 底部切割失真（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 $Z_L(0)$ 与交流（音频）负载阻抗 $Z_L(\Omega)$ 不相等，而且调幅度 M_a 太大时引起的。

通常情况下，检波器输出须通过耦合电容 C_C

与输入等效电阻为

R_{i2} 的低频放大器相连接，如图6.4.7所示。

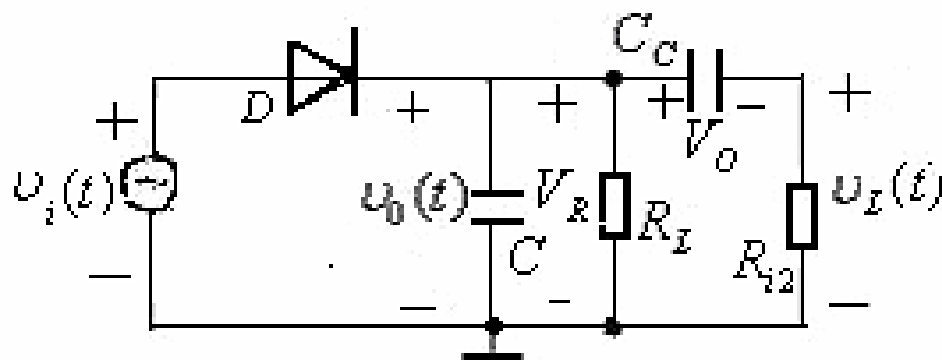


图6.4.7 计入耦合电容 C_C

和低放输入等效电阻 R_{i2} 后的检波电路

(a) 关于负峰切割失真的一种解释:

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 $v_o(t) = V_0 + v_\Omega(t)$

为了有效地将检波后的低频信号耦合到下一级电路, 要求

$$\frac{1}{\Omega C_C} \ll R_{i2}$$

所以 C_C 的值很大。这样, $v_o(t)$ 中的直流分量几乎都落在 C_C 上, 这个直流分量 的大小近似为输入载波的振幅, 即

$$V_0 \approx V_{im}$$

所以 C_C 等效为一个电压为 V_{im} 的直流电压源, 此电压源在

R_L 上的分压为 $V_R = \frac{R_L}{R_{i2} + R_L} V_{im}$

此电压反向加在二极管两端, 如图6.4.7所示。

当输入调幅波的调幅指数 M_a 较小时，这个电压的存在不致影响二极管的工作。

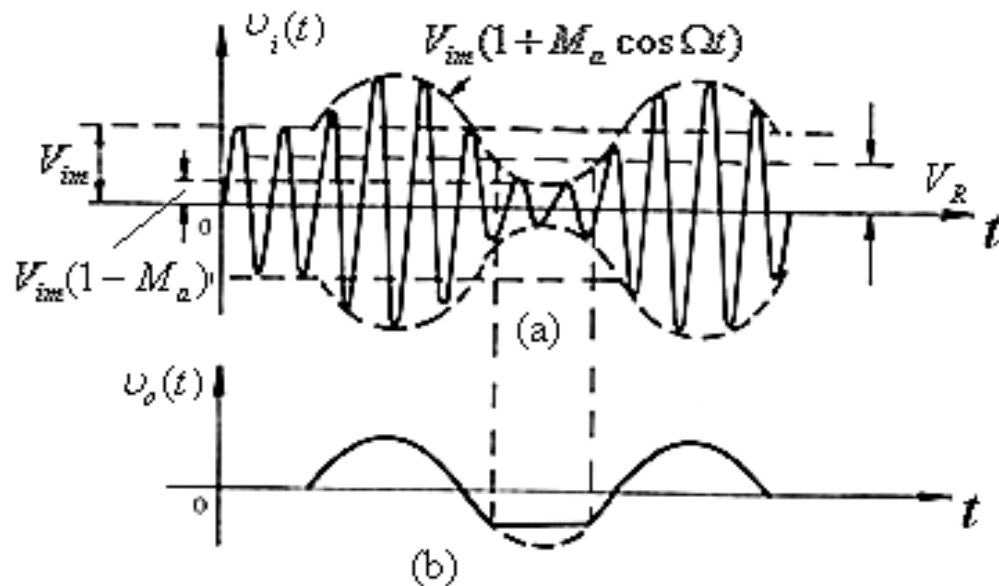


图6.4.8 负峰切割失真

当调制指数 M_a 较大时，出现 $V_{im}(1 - M_a) < V_R$ 如图6.4.8(a)所示。造成二极管截止，结果造成输出低频电压负峰切割掉了。如图6.4.8(b)所示。

显然, R_{i2} 愈小, 则 R_L 上的分压值 V_R 愈大, 这种失真愈易产生。另外, M_a 愈大, 则 $(1 - M_a)V_{im}$ 愈小, 这种失真也愈易产生。

避免产生负峰切割失真的条件:

由图6.4.8 (a) 可见, 要防止这种失真的产生, 必须使包络线的最小电平大于或等于 V_R , 即满足

$$V_{im}(1 - M_a) \geq \frac{R_L}{R_{i2} + R_L} V_{im}$$

或
$$M_a \leq \frac{R_{i2}}{R_{i2} + R_L} = \frac{Z_L(\Omega)}{Z_L(0)}$$

通常情况下，图6.4.7中， C_C 容量较大，对音频来说，可以认为是短路。因此，检波器的交流负载阻抗 $Z_L(\Omega)$ 为

$$Z_L(\Omega) = R_L // R_{i2} = \frac{R_L R_{i2}}{R_L + R_{i2}}$$

检波器的直流负载阻抗

$$Z_L(0) = R_L$$

显然 $Z_L(0) > Z_L(\Omega)$

实际上，现代设备一般采用 R_{i2} 很大的集成运放，不会产生底部切割失真。

(b) 关于负峰切割失真的另一种解释:

在不产生负峰切割失真的正常情况下, 当 $v_i(t) = V_{im}(1 + M_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t$

时, 输出电压的平均值为 $v_o(t) = V_0 + v_{\Omega}(t)$

因而, 相应的平均输出电流为 $i_o(t) = I_0 + I_{\Omega m} \cos \Omega t$

$$\text{其中, } I_0 = \frac{V_0}{Z_L(0)} = \frac{V_0}{R_L}, \quad I_{\Omega m} = \frac{V_{\Omega m}}{Z_L(\Omega)} = \frac{V_{\Omega m}}{R_L // R_{i2}}$$

由于二极管的单向导电性, 电容上的电压恒为正, 所以电流 $i_o(t)$

$$\text{必须为正值, 所以得到 } \frac{V_{\Omega m}}{Z_L(\Omega)} \leq \frac{V_0}{Z_L(0)}$$

$$\text{如果 } \eta_d \rightarrow 1 \text{ 则 } V_0 \approx V_{im}, \quad V_{\Omega m} \approx M_a V_{im}$$

$$\text{则产生负峰切割失真的条件可写为 } M_a \leq \frac{Z_L(\Omega)}{Z_L(0)} = \frac{R_{i2}}{R_L + R_{i2}}$$

在分离元件的电路中，通常采用
如图6.4.9所示的分负载电路。

$R_{L1}C_1$ 和 $R_{L2}C_2$ 组成检波负载
(低通滤波器)，取出低频分量，
滤除高频分量。该电路可以减少 $Z_L(0)$
和 $Z_L(\Omega)$ 的差别

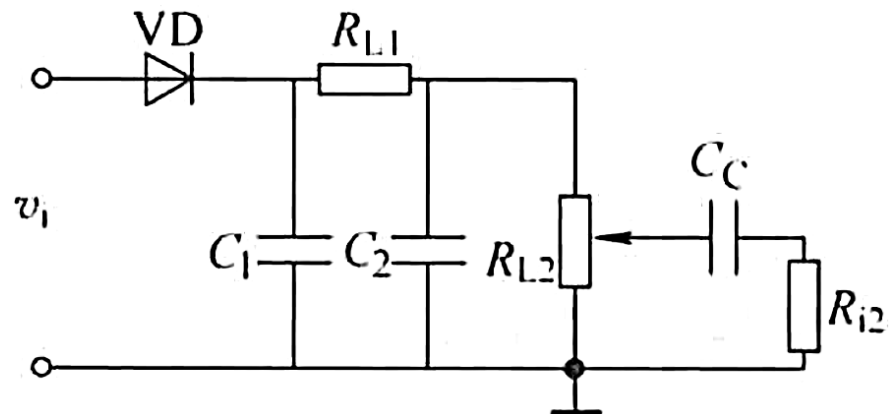


图6.4.9 分负载检波电路

电位器在中间位置时 $Z_L(0) = R_{L1} + R_{L2}$

$$Z_L(\Omega) = R_{L1} + \frac{R_{L2}}{2} + \frac{R_{L2}}{2} // R_{i2}$$

直流电阻和交流电阻之间的差距变小，减小负峰切割失真。为了
减小 R_{i2} 的影响，还可以进一步加射随器。

例如，图6.4.10是某收音机二极管检波器的实际电路。

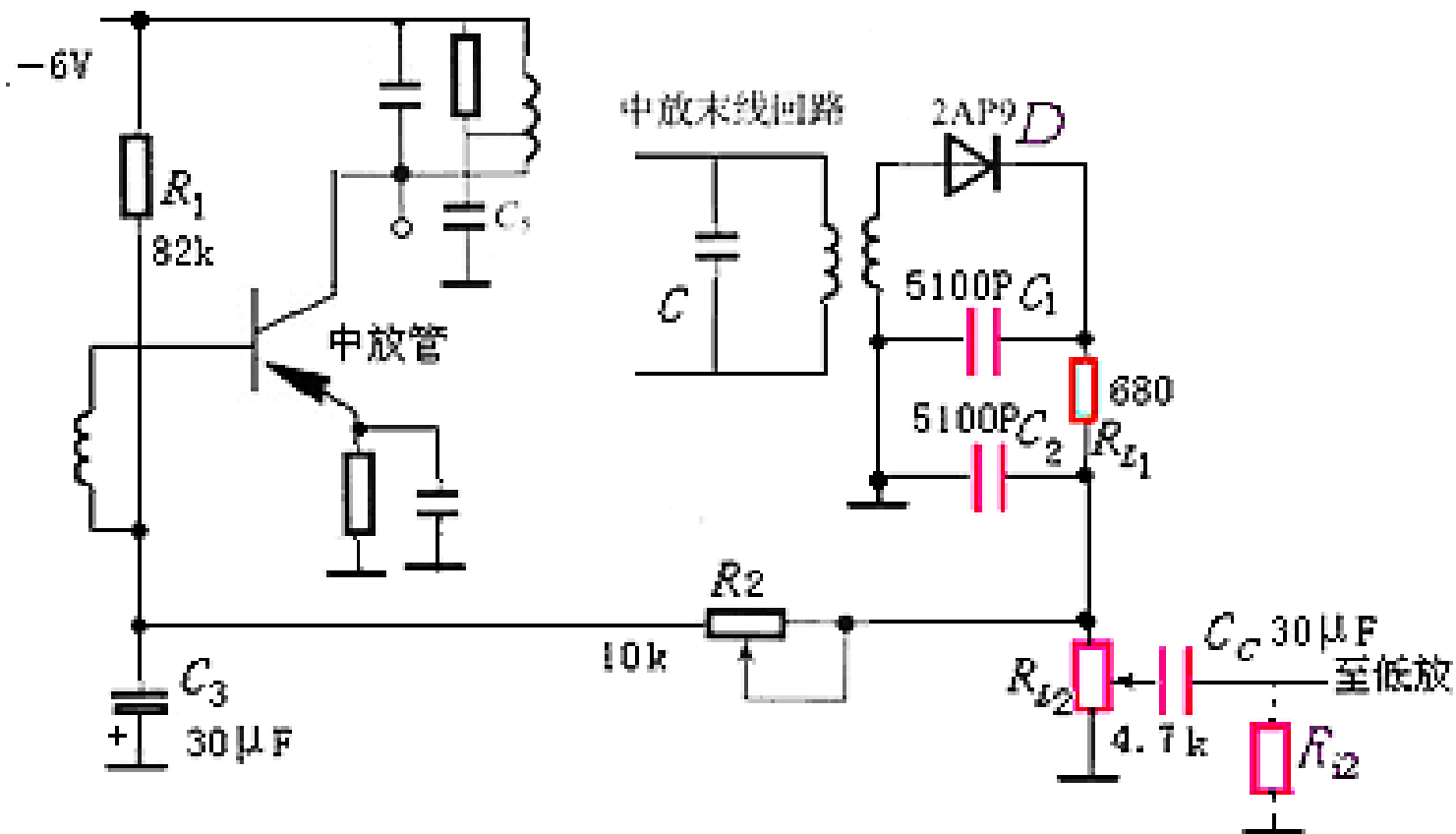


图6.4.10 收音机中的实际二极管检波电路

4、设计考虑（自学）

设计二极管包络检波器的关键在于：正确选用晶体二极管，合理选取 $R_L C$ 等数值，保证检波器提供尽可能大的输入电阻，同时满足不失真的要求。

(1) 检波二极管的选择

为了提高检波电压传输系数，应选用正向导通电阻 R_D 和极间电容 C_D 小（或最高工作频率高）的晶体二极管。为了克服导通电压的影响，一般都需外加正向偏置，提供（20~50） μA 静态工作点电流，具体数值由实验确定。

(2) $R_L C$ 和 C 的选择

首先根据下述考虑确定 $R_L C$ 的乘积值。

1) 从提高检波电压传输系数和高频滤波能力考虑, R_L 应尽可能大。工程上, 要求它的最小值满足下列条件

$$R_L C = \frac{5 \sim 10}{\omega_c}$$

2) 从避免惰性失真考虑, 允许 $R_L C$ 的最大值满足下列条件

$$R_L C \leq \frac{\sqrt{1 - M_{a \max}^2}}{\Omega_{\max} M_{a \max}}$$

工程分析时, 取 $R_L C \Omega_{\max} \leq 1.5$ 即可。

因此，要同时满足上述两个条件， $R_L C$ 可供选用的数值范围由下式确定：

$$\frac{5 \sim 10}{\omega_c} \leq R_L C \leq \frac{1.5}{\Omega_{\max}}$$

$R_L C$ 值确定后，一般可按下列考虑分配 R_L 和 C 的数值。

① 为保证所需的检波输入电阻 R_i ， R_L 的最小值应满足下列条件

$$R_L \geq 2R_i \text{ 或 } R_L \geq 3R_i$$

② 为避免产生负峰切割失真， R_L 的最大允许值应满足下列条件：

$$R_L \leq \frac{1 - M_{a\max}}{M_{a\max}} R_{i2}$$

因此，要同时满足上述两个条件， R_L 的取值范围应为

$$2R_i(\text{或}3R_i) \leq R_L \leq \frac{1-M_{a\max}}{M_{a\max}} R_{i2}$$

③ 当 R_L 选定后，就可按 $R_L C$ 乘积值求得 C ，但应检验求得的 C 值是否满足下列条件

$$C > 10C_D$$

④ 当采用分负载电路时 R_{L1} 和 R_{L2} 的数值可按 $\frac{R_{L1}}{R_{L2}} = 0.1 \sim 0.2$ 进行分配，而 C_1 和 C_2 均可取为 $\frac{C}{2}$ 。

二、并联型二极管包络检波器 (自学)

有些情况下，需要在中频放大器和检波器之间接入隔直流电容，以防止中频放大器的集电极馈电电压加到检波器上，为此可以采用并联型二极管包络检波器。如图6.4.11所示。

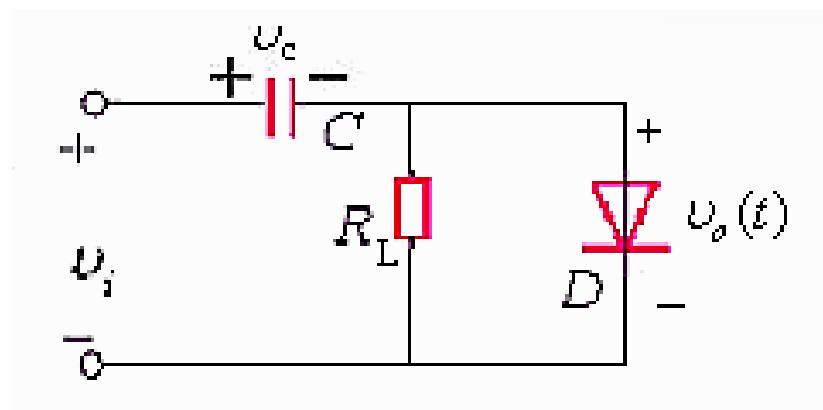


图6.4.11 并联型二极管包络检波器

- 该电路中， C 是负载电容，并兼做隔直流电容， R_L 是负载电阻，与二极管并联。由于 R_L 和 VD 并接，所以称为并联型包络检波器。
- 该电路具有与串联型电路相同的检波过程。当 VD 导通时， $v_i(t)$ 通过 VD 给电容充电，时间常数为 $R_D C$ 。达到动态平衡后， C 上具有与串联型电路类似的锯齿波动电压 $v_c(t)$ ，输出电压为 $v_o(t) \approx v_i(t) - v_c(t)$ ，含有低频和直流+高频成分，因此需要在检波器的后续电路中另加低通滤波器，以滤除高频分量。
- 由于 $v_o(t)$ 加在了 R_L 上， R_L 上既有高频成分，也有低频和直流成分，因此， R_L 除了消耗低频和直流功率，也会消耗高频功率。

电路的工作波形如图6.4.12所示。

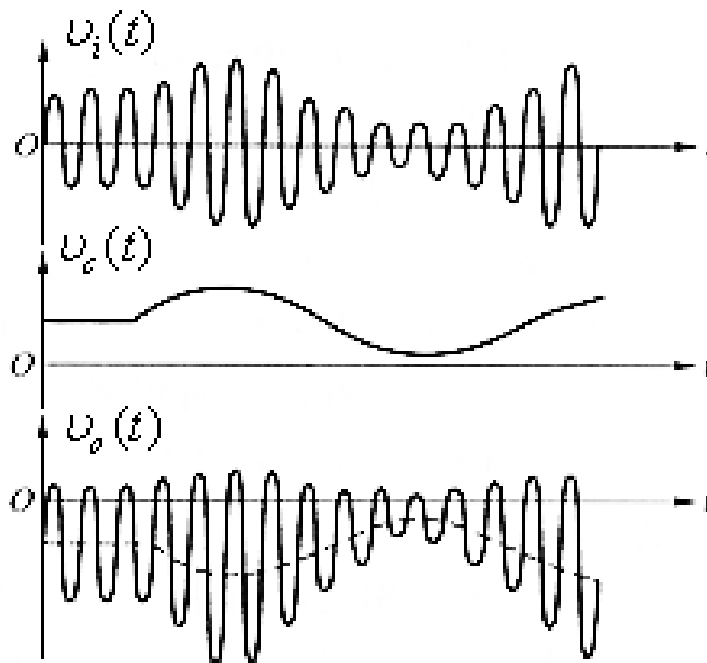


图6.4.12 并联型包络检波器工作波形

当 $V_o \approx V_{im}$ 时，可以证明

$$\frac{V_{im}^2}{2R_i} \approx \frac{V_{im}^2}{2R_L} + \frac{V_o^2}{R_L} \Rightarrow R_i \approx \frac{1}{3}R_L$$

显然比串联型电路的等效输入电路小，不利于提高中频放大器的电压增益。图6.4.13为并联型包络检波器的实际电路。

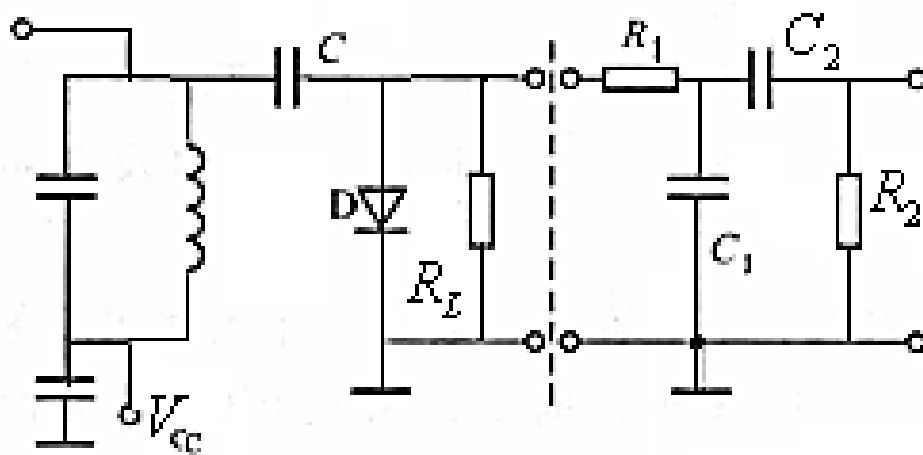


图6.4.13 并联型包络检波器的实际电路

6.4.2 同步检波器

同步检波 (Synchronous Detector) 又称为相干检波，主要用于解调DSB和SSB信号，有乘积型和叠加型两种方式，其组成框图分别为图6.4.14所示。

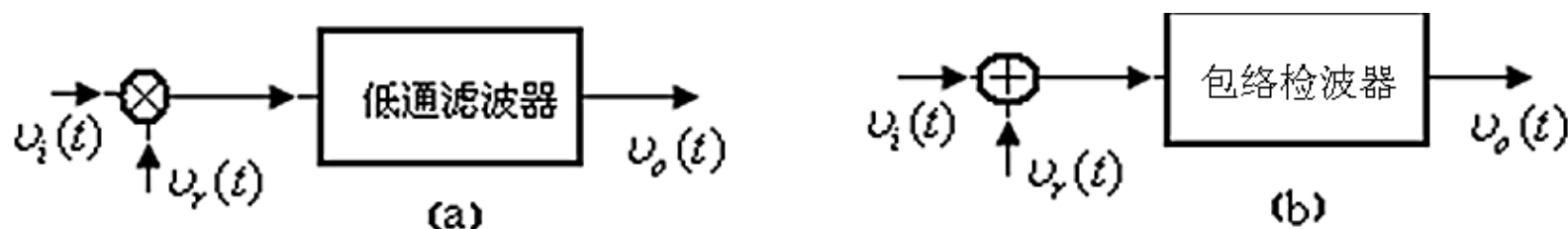


图6.4.14 两种方式同步检波器的组成框图
(a) 乘积型 (b) 叠加型

一、乘积型同步检波器

乘积型同步检波器的原理在6.1.2中已讨论过，这里不再赘述。

1、当同步信号与发送端的载波信号不同频同相的情况下，解调输出的信号会是怎样呢？

若同步信号 v_r 与发射端载波不同步，二者之间存在一相位差 $\phi(t)$ ，其一般表示式为

$$\phi(t) = \Delta\omega \cdot t + \phi_0 \quad (6.4.25)$$

式中 ϕ_0 为一常量，表示两个载波之间的相位误差， $\Delta\omega$ 表示两个载波之间的频率误差，即

$$v_r(t) = V_{rm} \cos[\omega_c t + \phi(t)] \quad (6.4.26)$$

则乘法器的输出为

$$\begin{aligned} v_{o1}(t) &= kv_i(t)v_r(t) = kV_{rm}V_{im} \cos \Omega t \cos \omega_c t \cos [\omega_c t + \phi(t)] \\ &= \frac{1}{2}kV_{rm}V_{im} \cos \Omega t \{ \cos \phi(t) + \cos [2\omega_c t + \phi(t)] \} \end{aligned}$$

低通滤波器的输出为

$$v_o(t) = \frac{1}{2}kV_{rm}V_{im} \cos \phi(t) \cos \Omega t \quad (6.4.27)$$

从上式可以看出，相角 $\phi(t)$ 的存在将直接影响解调输出。

若 $\phi_t = \phi_0$ 是一常数，即同步信号与发射端载波的相位差始终保持恒定，同频不同相，则解调输出的低频分量仍与原调制信号成正比，只不过振幅有所减小。

当然 $\phi_t \neq \pm \frac{\pi}{2}$ ，否则 $\cos \phi_t = 0$ 将无解调输出。

若 $\phi(t)$ 是随时间变化的[见式 (6.4.25)]，则

$v_r(t)$ 与发射端载波之间不再同频，这时式 (6.4.27) 为

$$v_o(t) = \frac{1}{2} k V_{rm} V_{im} \cos(\Delta\omega t + \phi_0) \cos \Omega t \quad (6.4.28)$$

这个结果表明，解调输出是一个具有小的载波角频率和相位的DSB信号，信号的幅度缓慢且周期性地变化，不再与原调制信号成线性关系，而是振幅按 $\cos(\Delta\omega t + \phi_0)$ 的规律变化的音频电压，因此接收机发出的声音就会高低起伏，令人厌烦。

2、同步信号的获得 (自学)

获得 $v_r(t)$ 的电路（称之为载波恢复或载波提取电路）也各不相同，如图6.4.15所示。

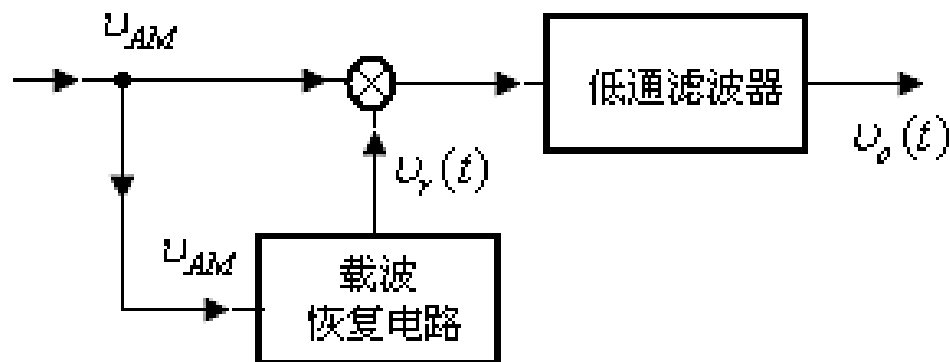


图6.4.15 同步检波器方框图

(1) 若是解调AM波，载波恢复电路的组成框图见图6.4.16。在高质量解调电路中，采用锁相环产生同步信号。

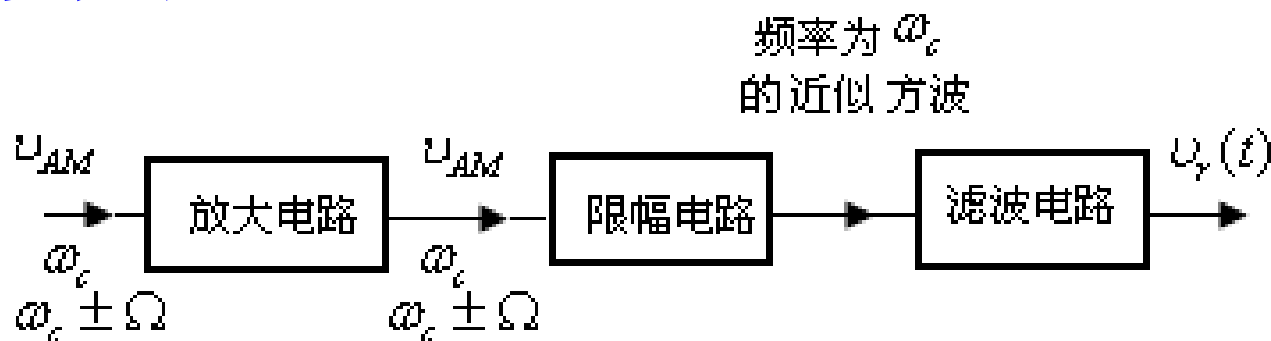


图6.4.16 解调AM信号时的载波恢复电路的框图

(2) 若是解调双边带信号，由于双边带信号不含固定的载波分量，不能用限幅滤波法得到同步信号，此时可以采用非线性变化方法，组成方框图如图6.4.17 (a) 所示，其工作波形如图 (b) 所示。

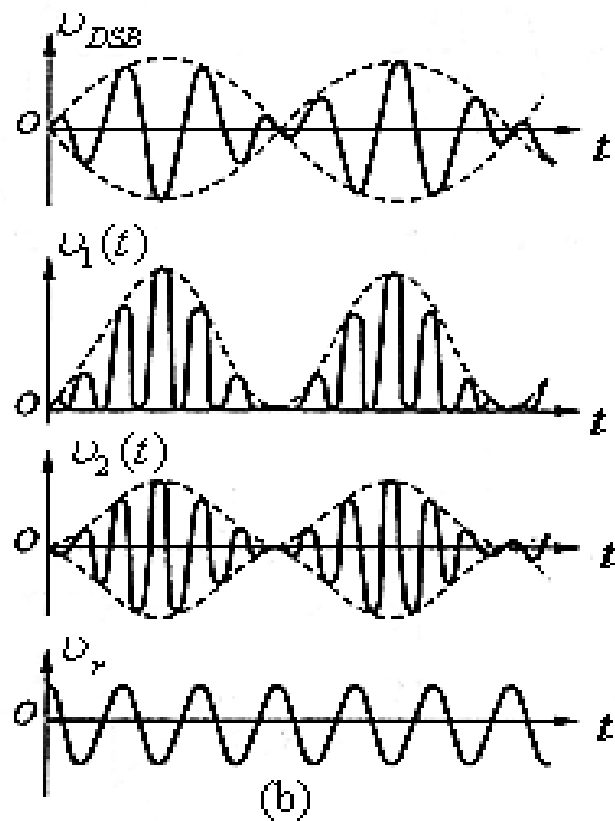
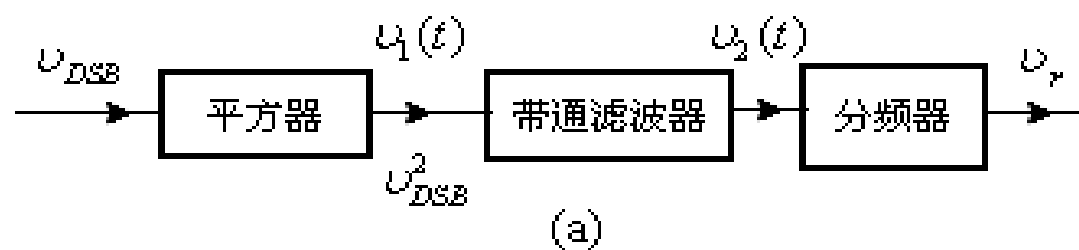


图6.4.17 解调DSB信号时的载波恢复电路的组成框图及工作波形

如若输入信号为单频率调制的DSB信号，即

$$v_i(t) = v_{DSB}(t) = V_m \cos \Omega t \cos \omega_c t$$

经平方器后的输出为

$$\begin{aligned} v_1(t) &= v_{DSB}^2 = V_m^2 \cos^2 \Omega t \cos^2 \omega_c t \\ &= \frac{1}{4} V_m^2 (1 + \cos 2\Omega t)(1 + \cos 2\omega_c t) \end{aligned} \quad (6.4.29)$$

经过带通滤波器取出

$$v_2(t) = \frac{1}{4} V_m^2 \cos 2\omega_c t \quad (6.4.30)$$

经过二分频可得到同步信号，大家可自行分析当输入为多频率调制的DSB信号情况下的工作过程。

(3) 解调单边带信号，可在发射端发射单边带信号的同时发射导频信号，在接收端采用高选择性的窄带滤波器从输入信号中取出该导频信号，经过放大后即可作为同步信号。或采用高稳定度的晶体振荡器产生指定频率的同步信号，但这种方法产生的同步信号不可能与原载频同步，只能将这种不同步量限制在允许的范围内。

3、乘积型同步检波电路举例

图6.4.18是用MC1596组成的同步检波电路。普通调幅信号或双边带调幅信号经耦合电容后从y通道①、④脚输入，同步信号从x通道⑧、⑩脚输入。(12)脚单端输出后经RCⅡ型低通滤波器取出解调信号 U_o 。

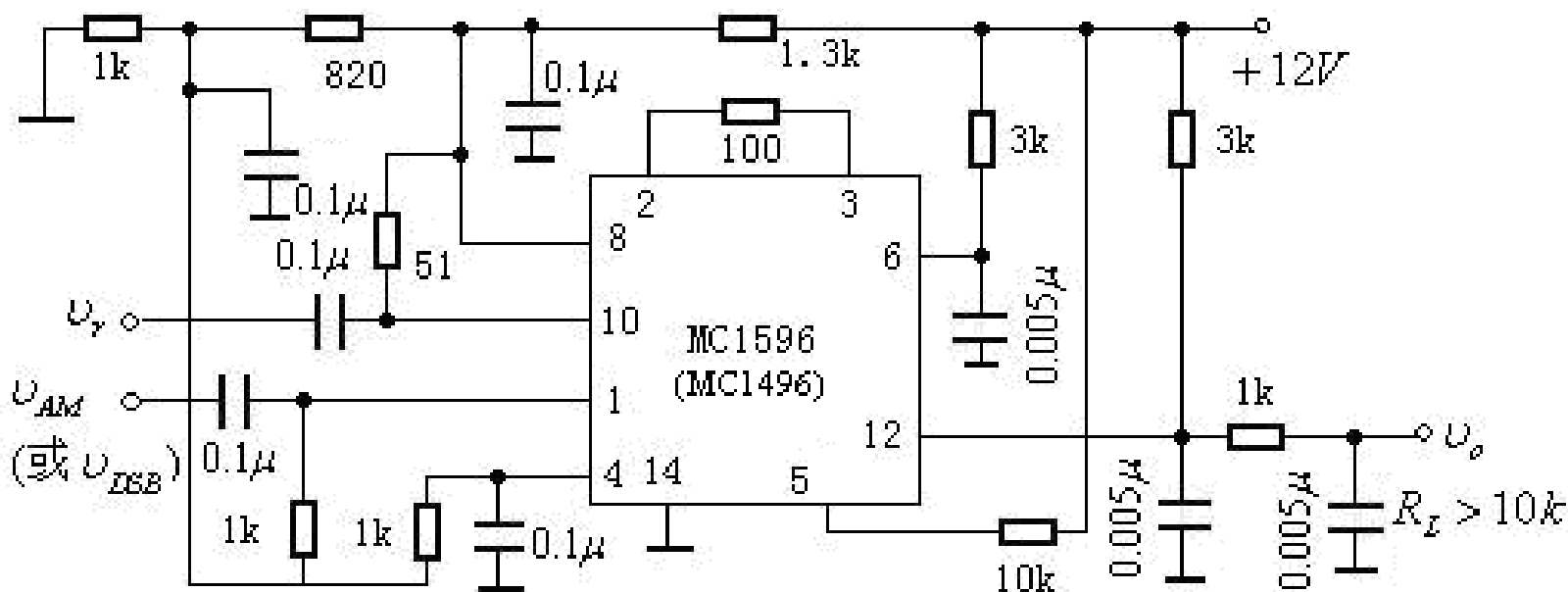


图6.4.18 MC1596组成的同步检波电路

二、叠加型同步检波器

将输入信号与同步信号叠加后，合成包络反映调制信号变化的普通调幅信号，再利用包络检波器实现解调，原理电路如图6.4.19所示。

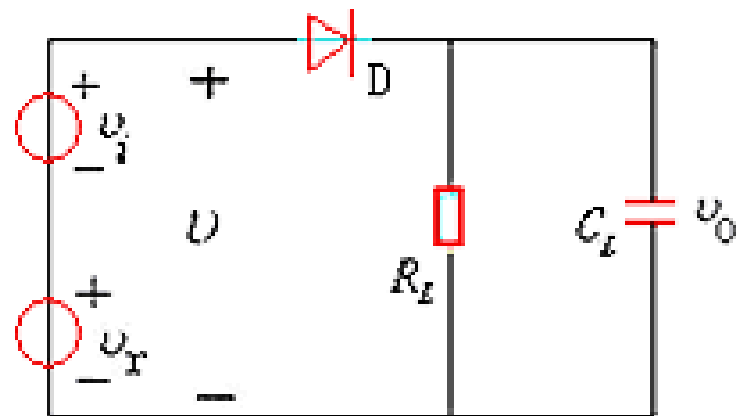


图6.4.19 叠加型同步检波器

若 $v_r(t) = V_{rm} \cos \omega_c t$

当 $v_i(t) = V_{im} \cos \Omega t \cos \omega_c t$ 为双边带信号时，

合成电压

$$\begin{aligned}v(t) &= v_i(t) + v_r(t) = V_{rm} \cos \omega_c t + V_{im} \cos \Omega t \cos \omega_c t \\&= V_{rm} \left(1 + \frac{V_{im}}{V_{rm}} \cos \Omega t\right) \cos \omega_c t \\&= V_{rm} (1 + M_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t \quad (6.4.31)\end{aligned}$$

只要满足 $V_{rm} \geq V_{im}$, $M_a = \frac{V_{im}}{V_{rm}} \leq 1$, 合成信号即为不失真的AM调幅信号, 利用包络检波器可以解调出所需要的音频信号。

当 $v_i(t) = V_{im} \cos(\omega_c + \Omega)t$ 为单边带信号时，合成电压

$$\begin{aligned}
 v(t) &= v_i(t) + v_r(t) \\
 &= V_{rm} \cos \omega_c t + V_{im} \cos(\omega_c + \Omega)t \\
 &= (V_{rm} + V_{im} \cos \Omega t) \cos \omega_c t - V_{im} \sin \Omega t \sin \omega_c t \\
 &= V_m \cos(\omega_c t + \varphi)
 \end{aligned} \tag{6.4.32}$$

式中：

$$\begin{cases} V_m = \sqrt{(V_{rm} + V_{im} \cos \Omega t)^2 + (V_{im} \sin \Omega t)^2} \\ \varphi = -\operatorname{arctg} \frac{V_{im} \sin \Omega t}{V_{rm} + V_{im} \cos \Omega t} \end{cases} \tag{6.4.33}$$

合成信号的包络和相角均受到调制信号的控制，不能不失真地反映原调制信号的变化规律。所以，一般情况下，由包络检波器构成的叠加型同步检波器不能对单边带信号实现线性解调。

将 V_m 改写为

$$V_m = V_{rm} \sqrt{1 + \left(\frac{V_{im}}{V_{rm}}\right)^2 + 2 \frac{V_{im}}{V_{rm}} \cos \Omega t} \quad (6.4.34)$$

$$v(t) = V_m \cos(\omega_c t + \varphi)$$

假若满足一定的条件，失真可以减小到允许值。

若满足 $V_{rm} \gg V_{im}$ ，上式可以简化为

$$V_m \approx V_{rm} \left[1 + \frac{V_{im}}{V_{rm}} \cos \Omega t - \frac{1}{2} \left(\frac{V_{im}}{V_{rm}} \right)^2 \cos^2 \Omega t + \cdots \right] \quad (6.4.35)$$

进一步忽略上式中的三次方及其以上的各项，
经三角变换后可得

$$V_m \approx V_{rm} \left[1 - \frac{1}{4} \left(\frac{V_{im}}{V_{rm}} \right)^2 + \frac{V_{im}}{V_{rm}} \cos \Omega t - \frac{1}{4} \left(\frac{V_{im}}{V_{rm}} \right)^2 \cos 2\Omega t \right] \quad (6.4.36)$$

将角频率为 Ω 和 2Ω 分量的振幅之比定义为二次谐波失真系数，用 k_{f2} 表示，其值为

$$k_{f2} = \frac{V_{2\Omega m}}{V_{\Omega m}} = \frac{1}{4} \frac{V_{im}}{V_{rm}} \quad (6.4.37)$$

若要求 $k_{f2} < 2.5\%$ ，则要求 $\frac{V_{im}}{V_{rm}} < 0.1$

通过上述分析知：

当采用包络检波器构成同步检波电路用以解调单边带信号时，为将 k_{f2} 限制在允许的范围内，必须要求同步信号 $v_r(t)$ 有足够大的振幅 V_{rm}

实际上，为了进一步抵消众多的失真频率分量，可以采用平衡式叠加型同步检波器。如图6.4.20所示。可以证明，它的解调输出电压中抵消了 2Ω 及其以上的各偶次谐波分量。

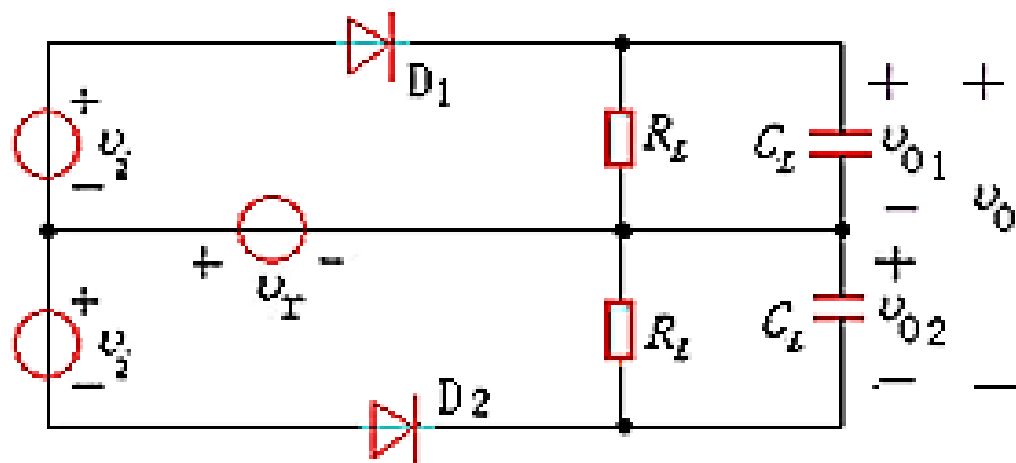


图6.4.20 平衡叠加型同步检波器

作业： P. 223

6. 35 6. 36 6. 38 6. 40 6. 45

预习： 6. 5