

2.3

解：设放大电路的选频电路由简单 LC 并联回路构成。
则 LC 回路谐振频率 465kHz, 为满足带宽要求, 回路的品质因数应为

$$Q_L = \frac{f_o}{BW_{0.7}} = \frac{465 \times 10^3}{8 \times 10^3} \approx 58$$

此回路谐振电阻为 $R = \frac{Q_L}{2\pi f_o C} = 92.5 \text{ (k}\Omega\text{)}$ 改为 $R = \frac{Q_L}{2\pi f_o C} = 199 \text{ (k}\Omega\text{)}$

回路未接电阻时固有谐振电阻为 $R_o = \frac{Q_o}{2\pi f_o C} \approx 159 \text{ (k}\Omega\text{)}$

改为 $R_o = \frac{Q_o}{2\pi f_o C} \approx 342 \text{ (k}\Omega\text{)}$

因此需并联电阻为 $R_L = \frac{RR_o}{R_o - R} = 221 \text{ (k}\Omega\text{)}$

改为 $R_L = \frac{RR_o}{R_o - R} = 476 \text{ (k}\Omega\text{)}$

2.4

解：为计算简化, 这里 R_1 与电容 C_2 的容抗之比

$\frac{R_1}{X_{C_2}} = 2\pi$ 较大, 可采用部分接入法公式

$$C_\Sigma = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = 100(pF)$$

$$\text{电感 } L = \frac{1}{(2\pi f_o)^2 C_\Sigma} \approx 0.253(mH)$$

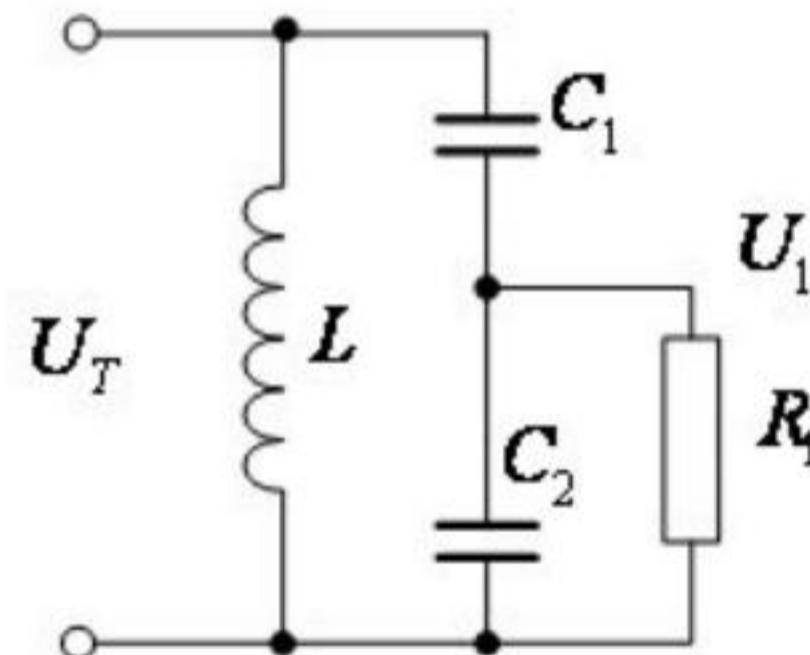
$$\text{接入系数 } P = \frac{C_2}{C_1 + C_2} = 0.5$$

$$R_1 \text{ 在两端等效为 } R_T = \frac{R_1}{P^2} = 20(k\Omega)$$

$$\text{电感固有品质因数 50, 对应的固有谐振电阻 } R_o = \frac{Q_o}{2\pi f_o C_\Sigma} \approx 79.58(k\Omega)$$

$$\text{端等效电阻为 } \frac{R_T R_o}{R_T + R_o} \approx 16(k\Omega)$$

$$\text{有载品质因数 } Q_L = 2\pi f_o C_\Sigma \times 16 \times 10^3 = 10$$



习 题

3.1 高频功率放大器的主要作用是什么？应对它提出哪些主要要求？

答：高频功率放大器的主要作用是放大高频信号或高频已调波信号，将直流电能转换成交流输出功率。要求具有高效率和高功率输出。

3.2 为什么丙类谐振功率放大器要采用谐振回路作负载？若回路失谐将产生什么结果？若采用纯电阻负载又将产生什么结果？

答：因为丙类谐振功率放大器的集电极电流 i_c 为电流脉冲，负载必须具有滤波功能，否则不能获得正弦波输出。若回路失谐集电极管耗增大，功率管有损坏的危险。若采用纯电阻负载则没有连续的正弦波输出。

3.3 高频功放的欠压、临界和过压状态是如何区分的？各有什么特点？

答：根据集电极是否进入饱和区来区分，当集电极最大点电流在临界线右方时高频功放工作于欠压状态，在临界线上时高频功放工作临界状态，在临界线左方时高频功放工作于过压状态。

欠压状态的功率和效率都比较低，集电极耗散功率也较大，输出电压随负载阻抗变化而变化，较少使用，但基极调幅时要使用欠压状态。

临界状态输出功率大，管子损耗小，放大器的效率也较高。

过压状态下，负载阻抗变化时，输出电压比较平稳且幅值较大，在弱过压时，效率可达最高，但输出功率有所下降，发射机的中间级、集电极调幅级常采用过压状态。

3.4 分析下列各种功放的工作状态应如何选择？

(1) 利用功放进行振幅调制时，当调制的音频信号加到基极或集电极时，如何选择功放的工作状态？

(2) 利用功放放大振幅调制信号时，应如何选择功放的工作状态？

(3) 利用功放放大等幅度信号时，应如何选择功放的工作状态？

答：(1) 当调制的音频信号加到基极时，选择欠压状态；加到集电极时，选择过压状态。

(2) 放大振幅调制信号时，选择欠压状态。、

(3) 放大等幅度信号时，选择临界状态。

3.5 两个参数完全相同的谐振功放，输出功率 P_o 分别为 1W 和 0.6W，为了增大输出功率，将 V_{CC} 提高。结果发现前者输出功率无明显加大，后者输出功率明显增大，试分析原因。若要增大前者的输出功率，应采取什么措施？

答：前者工作于欠压状态，故输出功率基本不随 V_{CC} 变化；而后者工作于过压状态，输出功率随 V_{CC} 明显变化。在欠压状态，要增大功放的输出功率，可以适当增大负载或增大输入信号。

3.6 一谐振功放，原工作于临界状态，后来发现 P_o 明显下降， η_C 反而增加，但 V_{CC} 、 U_{cm} 和 u_{BEmax} 均未改变（改为： V_{CC} 和 u_{BEmax} 均未改变，而 U_{cm} 基本不变（因为即使 U_{cm} 变化很小，工作状态也可能改变，如果 U_{cm} 不变，则 U_{ce} 不变，故工作状态不应改变）），问此时功放工作于什么状态？导通角增大还是减小？并分析性能变化的原因。

答：工作于过压状态（由于 U_{cm} 基本不变，故功率减小时，只可能负载增大，此时导通角不变）；导通角不变

3.7 某谐振功率放大器，工作频率 $f=520MHz$ ，输出功率 $P_o=60W$ ， $V_{CC}=12.5V$ 。(1) 当 $\eta_C=60\%$ 时，试计算管耗 P_C 和平均分量 I_{c0} 的值；(2) 若保持 P_o 不变，将 η_C 提高到 80%，试问管耗

P_C 减小多少?

解: (1) 当 $\eta_C=60\%$ 时,

$$P_D = \frac{P_0}{\eta_C} = \frac{60}{0.6} = 100W$$

$$P_C = P_D - P_0 = 100 - 60 = 40W$$

$$I_{C0} = \frac{P_D}{V_{CC}} = \frac{100}{12.5} = 8A$$

(2) 若保持 P_0 不变, 将 η_C 提高到 80%

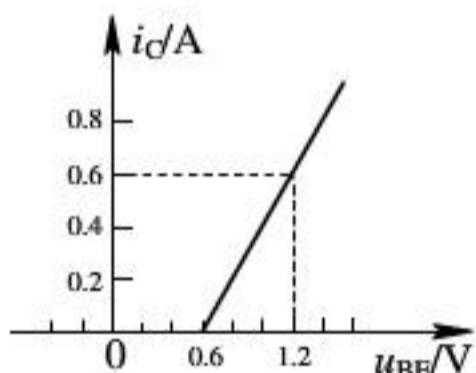
$$P_D = \frac{P_0}{\eta_C} = \frac{60}{0.8} = 75W$$

$$P_C = P_D - P_0 = 75 - 60 = 15W$$

3.8 谐振功率放大器电路如图 3.1(c)所示, 晶体管的理想化转移特性如题 3.8 图所示。已知:

$V_{BB} = 0.2 V$, $u_i = 1.1 \cos(\omega t) V$, 回路调谐在输入信号频率上, 试在转移特性上画出输入

电压和集电极电流波形, 并求出电流导通角 θ 及 I_{c0} 、 I_{c1m} 、 I_{c2m} 的大小。



题 3.8 图

解: 由 $u_{BE} = V_{BB} + u_i = 0.2 + 1.1 \cos \omega t V$, 可作出它的波形如图(2)所示。

根据 u_{BE} 及转移特性, 在图中可作出 i_C 的波形如题图 3.8(s)。由于 $t=0$ 时,

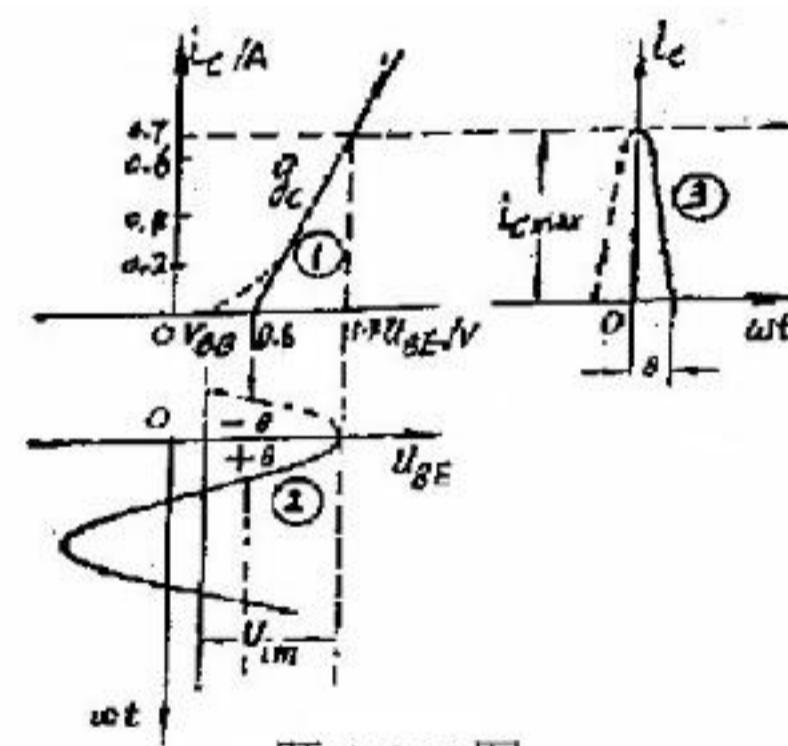
$$u_{BE} = u_{BE\max} = (0.2 + 1.1) V = 1.3 V, \text{ 则}$$

$$i_{C\max} = 0.7 A.$$

因为 $U_{im} \cos \theta = U_{BE(on)} - V_{BB}$, 所以

$$\cos \theta = \frac{U_{BE(on)} - V_{BB}}{U_{im}} = \frac{0.6 - 0.2}{1.1} = 0.364, \text{ 则得}$$

$$\theta = 69^\circ$$



题 3.8(s)图

由于 $\alpha_0(69^\circ) = 0.249$, $\alpha_1(69^\circ) = 0.432$, $\alpha_2(69^\circ) = 0.269$, 则

$$I_{c0} = \alpha_0(69^\circ) i_{C\max} = 0.249 \times 0.7 = 0.174 A$$

$$I_{c1m} = \alpha_1(69^\circ) i_{C\max} = 0.432 \times 0.7 = 0.302 A$$

$$I_{c2m} = \alpha_2(69^\circ) i_{C\max} = 0.269 \times 0.7 = 0.188 A$$

3.9 谐振功率放大器工作在欠压区，要求输出功率 $P_o=5W$ 。已知 $V_{CC}=24V$, $V_{BB}=V_{BZ}$, $R_e=53\Omega$, 设集电极电流为余弦脉冲，即

$$i_c = \begin{cases} i_{C_{max}} \cos \omega t & u_i > 0 \\ 0 & u_i \leq 0 \end{cases}$$

试求电源供给功率 P_D , 集电极效率 η_C 。

解: $\theta=90^\circ$, $\alpha_0=0.319$, $\alpha_1=0.5$

$$P_0 = \frac{1}{2} R_e I_{c1m}^2 \Rightarrow I_{c1m} = \sqrt{\frac{2P_0}{R_e}} = \sqrt{\frac{2 \times 5}{53}} = 0.434A$$

$$i_{C_{max}} = \frac{I_{c1m}}{\alpha_1} = \frac{0.434}{0.5} = 0.868A$$

$$I_{c0} = i_{C_{max}} \alpha_0 = 0.868 \times 0.319 = 0.277A$$

$$P_D = V_{CC} I_{c0} = 24 \times 0.277 = 6.65W$$

$$\eta_C = \frac{P_0}{P_D} = \frac{5}{6.65} = 75\%$$

3.10 已知集电极电流余弦脉冲 $i_{C_{max}}=100mA$, 试求通角 $\theta=120^\circ$, $\theta=70^\circ$ 时集电极电流的直
流分量 I_{c0} 和基波分量 I_{c1m} ; 若 $U_{cm}=0.95V_{CC}$, 求出两种情况下放大器的效率各为多少?

[解] (1) $\theta=120^\circ$, $\alpha_0(\theta)=0.406$, $\alpha_1(\theta)=0.536$

$$I_{c0} = 0.406 \times 100 = 40.6mA, I_{c1m} = 0.536 \times 100 = 53.6mA$$

$$\eta_c = \frac{1}{2} \times \frac{\alpha_1(\theta)}{\alpha_0(\theta)} \times \frac{U_{cm}}{V_{CC}} = \frac{1}{2} \times \frac{0.536}{0.406} \times 0.95 = 62.7\%$$

(2) $\theta=70^\circ$, $\alpha_0(\theta)=0.253$, $\alpha_1(\theta)=0.436$

$$I_{c0} = 0.253 \times 100 = 25.3mA, I_{c1m} = 0.436 \times 100 = 43.6mA$$

$$\eta_c = \frac{1}{2} \times \frac{0.436}{0.253} \times 0.95 = 81.9\%$$

3.11 已知谐振功率放大器的 $V_{CC}=24V$, $I_{c0}=250mA$, $P_o=5W$, $U_{cm}=0.9V_{CC}$, 试求该放大
器的 P_D 、 P_C 、 η_C 以及 I_{c1m} 、 $i_{C_{max}}$ 、 θ 。

解: $P_D = I_{c0} V_{CC} = 0.25 \times 24 = 6W$

$$P_C = P_D - P_o = 6 - 5 = 1 \text{ W}$$

$$\eta_C = \frac{P_o}{P_D} = \frac{5}{6} = 83.3\%$$

$$I_{clm} = \frac{2P_o}{U_{cm}} = \frac{2 \times 5}{0.9 \times 24} = 0.463 \text{ A}$$

$$g_1(\theta) = 2\eta_C \frac{V_{CC}}{U_{cm}} = 2 \times 0.833 \times \frac{1}{0.9} = 1.85, \theta = 50^\circ?$$

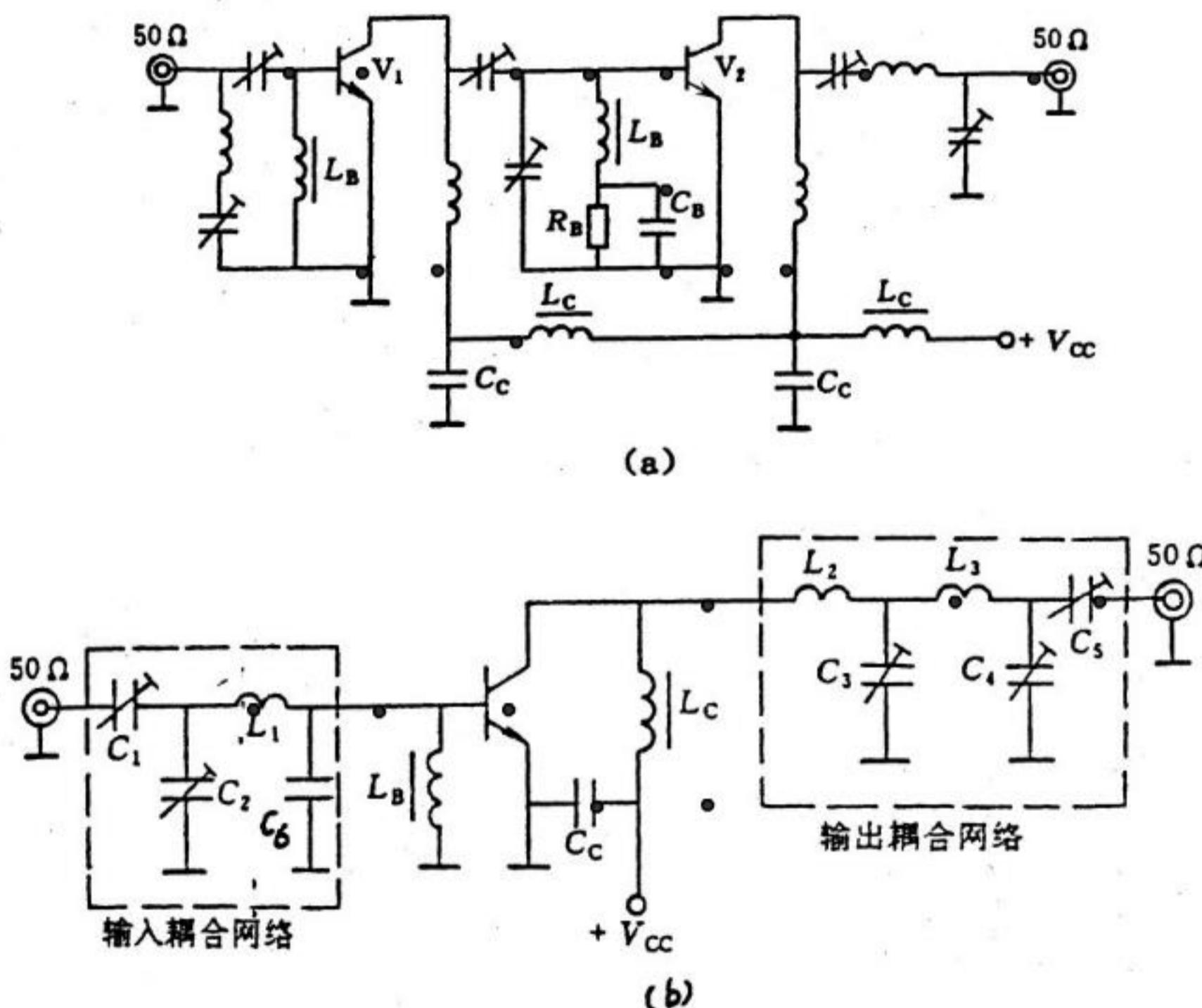
$$i_{C\max} = \frac{I_{C0}}{\alpha_0(\theta)} = \frac{0.25}{0.183} = 1.37 \text{ A}$$

3.12 试画一高频功率放大器的实际电路，要求：

- (1) 采用 PNP 型晶体管，发射极直接接地；
- (2) 集电极并联馈电，与谐振回路抽头连接；
- (3) 基极串联馈电，自偏压，与前级互感耦合。

解：(略)

3.13 谐振功率放大器电路如题 3.13 图所示，试从馈电方式，基极偏置和滤波匹配网络等方面，分析这些电路的特点。



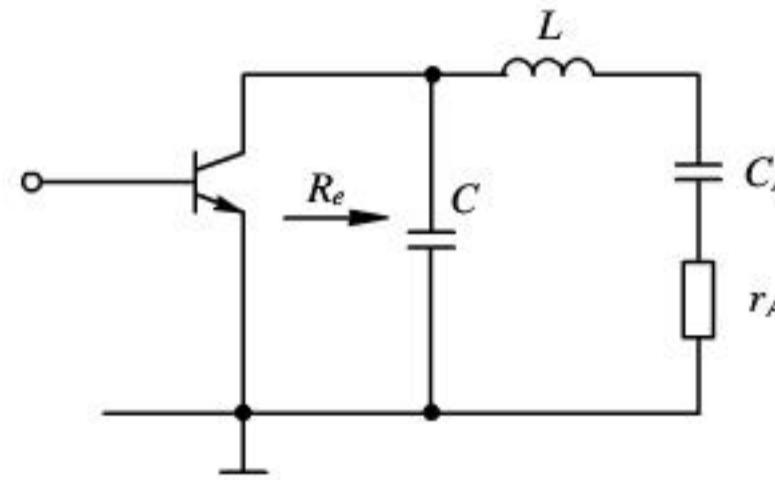
题 3.13 图

解：(a) V_1 、 V_2 集电极均采用串联馈电方式，基极采用自给偏压电路， V_1 利用高频扼圈中固有直流电阻来获得反向偏置电压，而 V_2 利用 R_B 获得反向偏置电压。输入端采用 L 型滤波匹配网络，输出端采用 Π 型滤波匹配网络。

(b) 集电极采用并联馈电方式，基极采用自给偏压电路，由高频扼流圈 L_B 中的直流电阻产

生很小的负偏压，输出端由 L_2C_3 ， $C_3C_4C_5$ 构成 L 型和 T 型滤波匹配网络，调节 C_3C_4 和 C_5 使得外接 50 欧负载电阻在工作频率上变换为放大器所要求的匹配电阻，输入端由 C_1 、 C_2 、 L_1 、 C_6 构成 T 和 L 型滤波匹配网络， C_1 用来调匹配， C_2 用来调谐振。

3.14 某谐振功率放大器输出电路的交流通路如图 T3.3 所示。工作频率为 2 MHz，已知天线等效电容 $C_A=500\text{pF}$ ，等效电阻 $r_A=8\Omega$ ，若放大器要求 $R_e=80\Omega$ ，求 L 和 C 。



题 3.14 图

解：先将 L 、 C_A 等效为电感 L_A ，则 L_A 、 C 组成 L 形网络，如题 3.14(s) 图所示。由图可得

$$Q_e = \sqrt{\frac{R_e}{r_A} - 1} = \sqrt{\frac{80}{8} - 1} = 3$$

由图又可得 $Q_e = \omega L_A / r_A$ ，所以可得

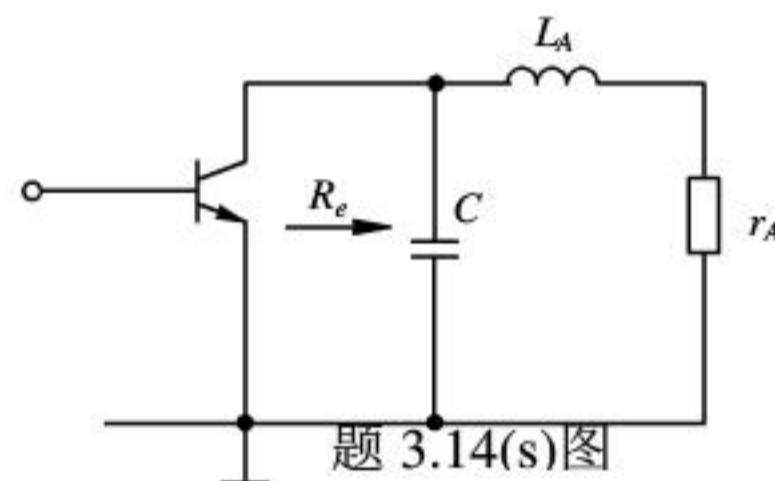
$$L_A = \frac{Q_e r_A}{\omega} = \frac{3 \times 8}{2\pi \times 2 \times 10^6} = 1.91 \times 10^{-6} \text{ H} = 1.91 \mu\text{H}$$

$$L'_A = L_A \left(1 + \frac{1}{Q_e^2} \right) = 1.91 \mu\text{H} \left(1 + \frac{1}{3^2} \right) = 2.122 \mu\text{H}$$

$$C = \frac{1}{\omega^2 L'_A} = \frac{1}{(2\pi \times 2 \times 10^6)^2 \times 2.122 \times 10^{-6}} = 2987 \times 10^{-12} \text{ F} = 2987 \text{ pF}$$

因为 $\omega L_A = \omega L - \frac{1}{\omega C_A}$ ，所以

$$\begin{aligned} L &= L_A + \frac{1}{\omega^2 C_A} = 1.91 \times 10^{-6} + \frac{1}{(2\pi \times 2 \times 10^6)^2 \times 500 \times 10^{-12}} \\ &= 14.59 \times 10^{-6} \text{ H} = 14.59 \mu\text{H} \end{aligned}$$



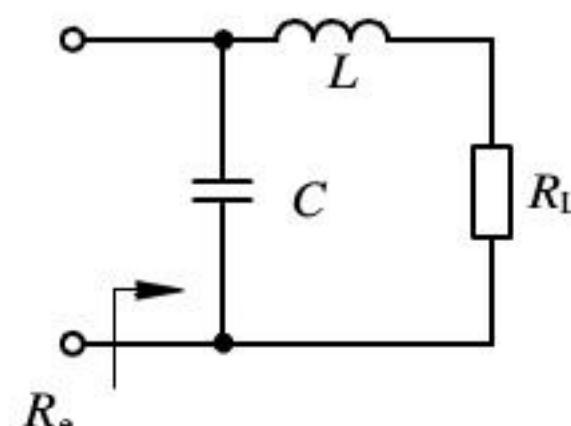
题 3.14(s) 图

3.15 一谐振功率放大器，要求工作在临界状态。已知 $V_{CC} = 20 \text{ V}$ ， $P_o = 0.5 \text{ W}$ ， $R_L = 50 \Omega$ ，集电极电压利用系数为 0.95，工作频率为 10 MHz。用 L 型网络作为输出滤波匹配网络，试计算该网络的元件值。

解：放大器工作在临界状态要求谐振阻抗 R_e 等于

$$R_e = \frac{U_{cm}^2}{2P_o} = \frac{(0.95 \times 20)^2}{2 \times 0.5} = 361 \Omega$$

由于 $R_e > R_L$ ，需采用低阻变高阻网络，所以



题 3.15(s) 图

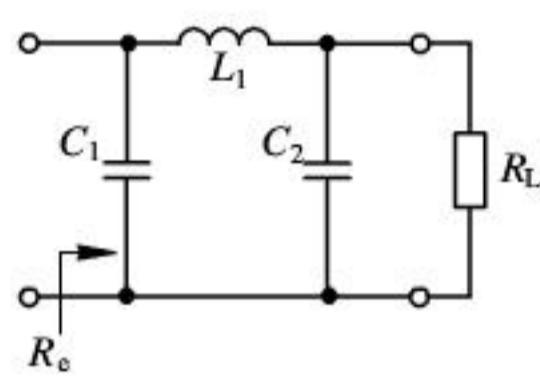
$$Q_e = \sqrt{\frac{R_e}{R_L} - 1} = \sqrt{\frac{361}{50} - 1} = 2.494$$

$$L = \frac{Q_e R_L}{\omega} = \frac{2.494 \times 50}{2\pi \times 10 \times 10^6} = 1.986 \times 10^{-6} H = 1.986 \mu H$$

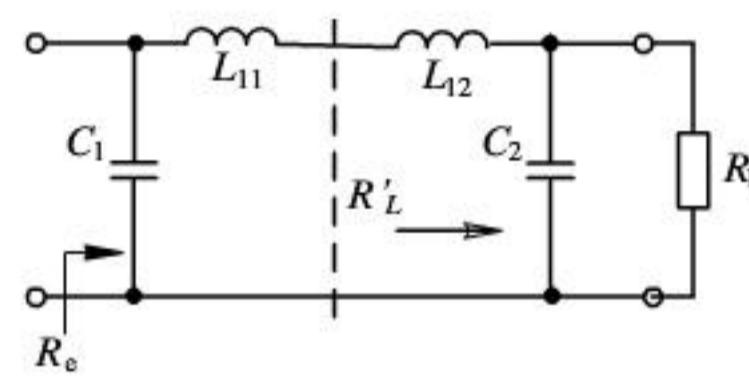
$$L' = L \left(1 + \frac{1}{Q_e^2} \right) = 1.986 \mu H \left(1 + \frac{1}{2.494^2} \right) = 2.31 \mu H$$

$$C = \frac{1}{\omega^2 L'} = \frac{1}{(2\pi \times 10 \times 10^6)^2 \times 2.31 \times 10^{-6}} = 110 \times 10^{-12} F = 110 pF$$

3.16 已知实际负载 $R_L = 50 \Omega$ ，谐振功率放大器要求的最佳负载电阻 $R_e = 121 \Omega$ ，工作频率 $f = 30 \text{ MHz}$ ，试计算题 3.16 图所示 π 型输出滤波匹配网络的元件值，取中间变换阻抗 $R'_L = 2 \Omega$ 。



题 3.16 图



题 3.16(s)图

解：将题 3.16 图拆成两个 L 型电路，如题 3.16(s)图所示。由此可得

$$Q_{e2} = \sqrt{\frac{R_L}{R'_L} - 1} = \sqrt{\frac{50}{2} - 1} = 4.9$$

$$Q_{e1} = \sqrt{\frac{R_e}{R'_L} - 1} = \sqrt{\frac{121}{2} - 1} = 7.71$$

$$C_2 = \frac{Q_{e2}}{\omega R_L} = \frac{4.9}{2\pi \times 30 \times 10^6 \times 50} = 520 \times 10^{-12} F = 520 pF$$

$$C'_2 = C_2 \left(1 + \frac{1}{Q_{e2}^2} \right) = 520 pF \left(1 + \frac{1}{4.9^2} \right) = 542 pF$$

$$L_{12} = \frac{1}{\omega^2 C'_2} = \frac{1}{(2\pi \times 30 \times 10^6)^2 \times 542 \times 10^{-12}} = 52 \times 10^{-9} H = 52 nH$$

$$L_{11} = \frac{Q_{e1} R'_L}{\omega} = \frac{7.71 \times 2}{2\pi \times 30 \times 10^6} = 81.8 \times 10^{-9} H = 81.8 nH$$

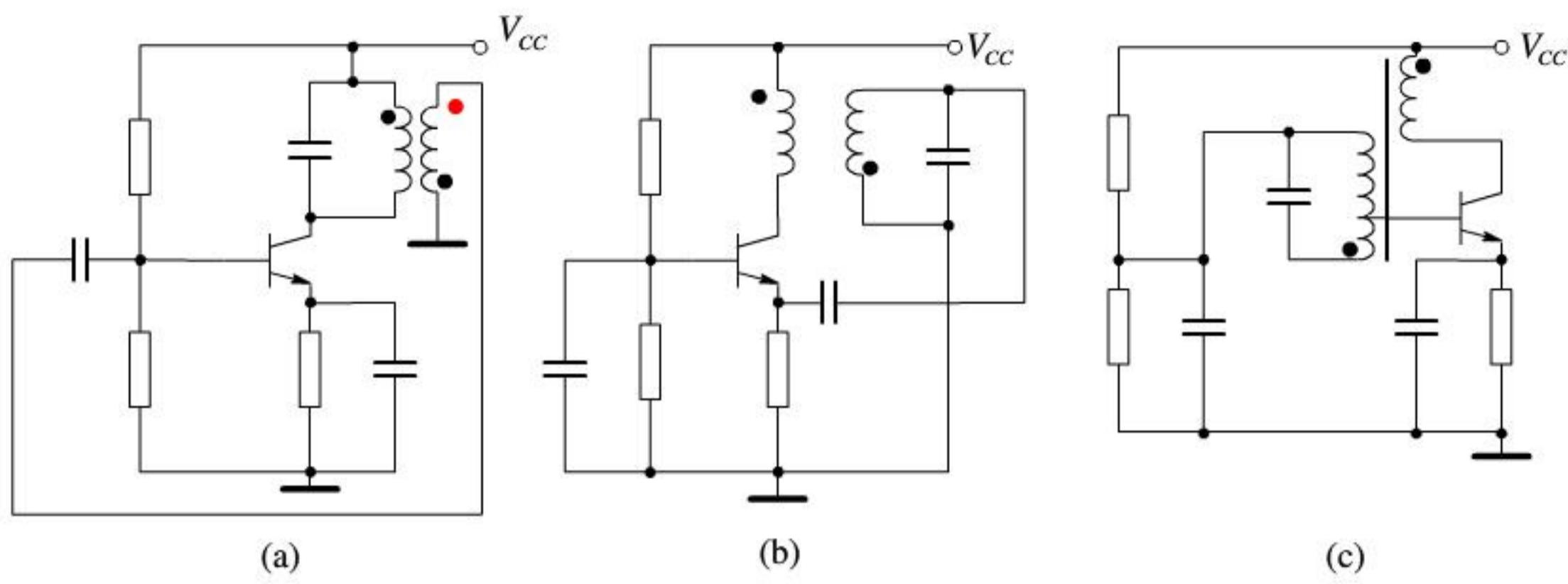
$$L'_{11} = L_{11} \left(1 + \frac{1}{Q_{e1}^2} \right) = 81.8 nH \left(1 + \frac{1}{7.71^2} \right) = 83 nH$$

$$C_1 = \frac{1}{\omega^2 L'_{11}} = \frac{1}{(2\pi \times 30 \times 10^6)^2 \times 83 \times 10^{-9}} = 339 \times 10^{-12} F = 339 pF$$

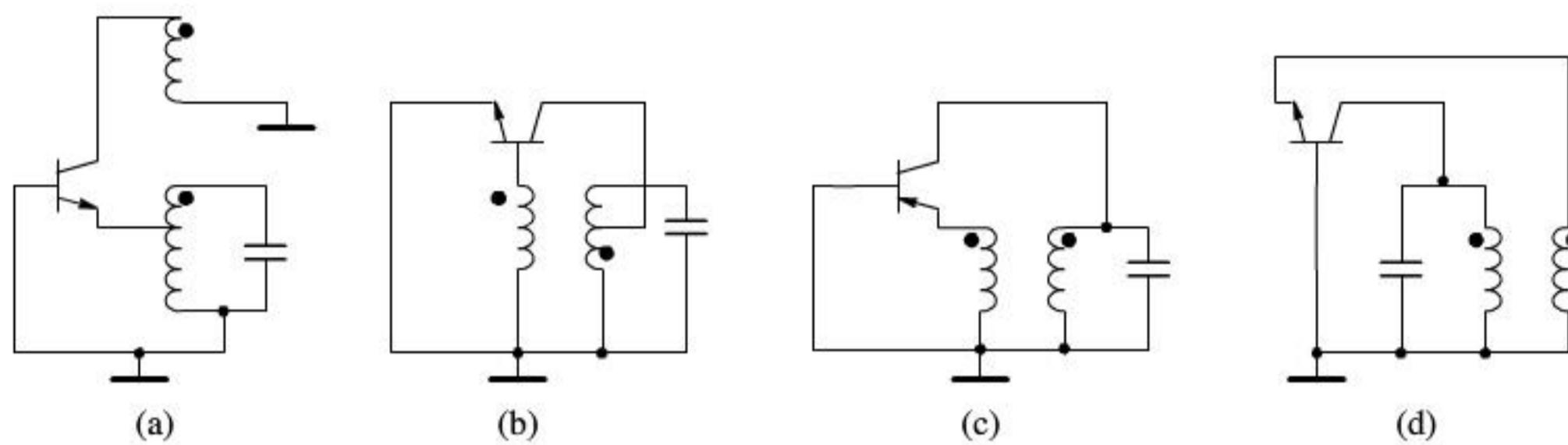
$$L_1 = L_{11} + L_{12} = (81.8 + 52) nH = 133.8 nH$$

参考答案

4.1 答：(a) 同名端标于二次侧线圈的下端 (b) 同名端标于二次侧线的圈下端(c) 同名端标于二次侧线圈的上端

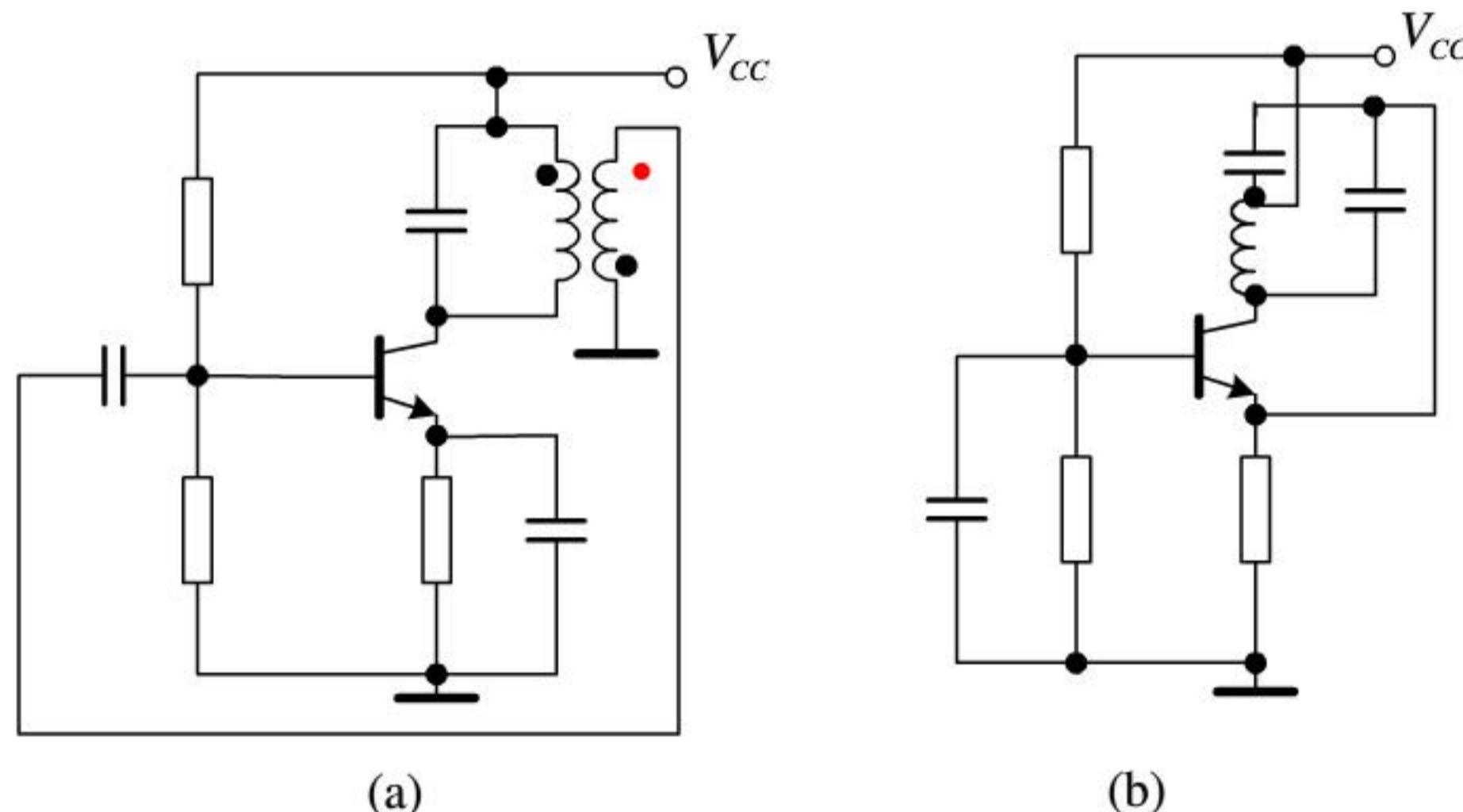


4.2



4.3

答: (a) 构成正反馈 (b) 构成三点式



4.4 (a)不能 (b)不能 (c)可能

4.5

同名端标于二次侧线圈的下端, $f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{0.1\mu \times 4m}} \approx 8kHz$

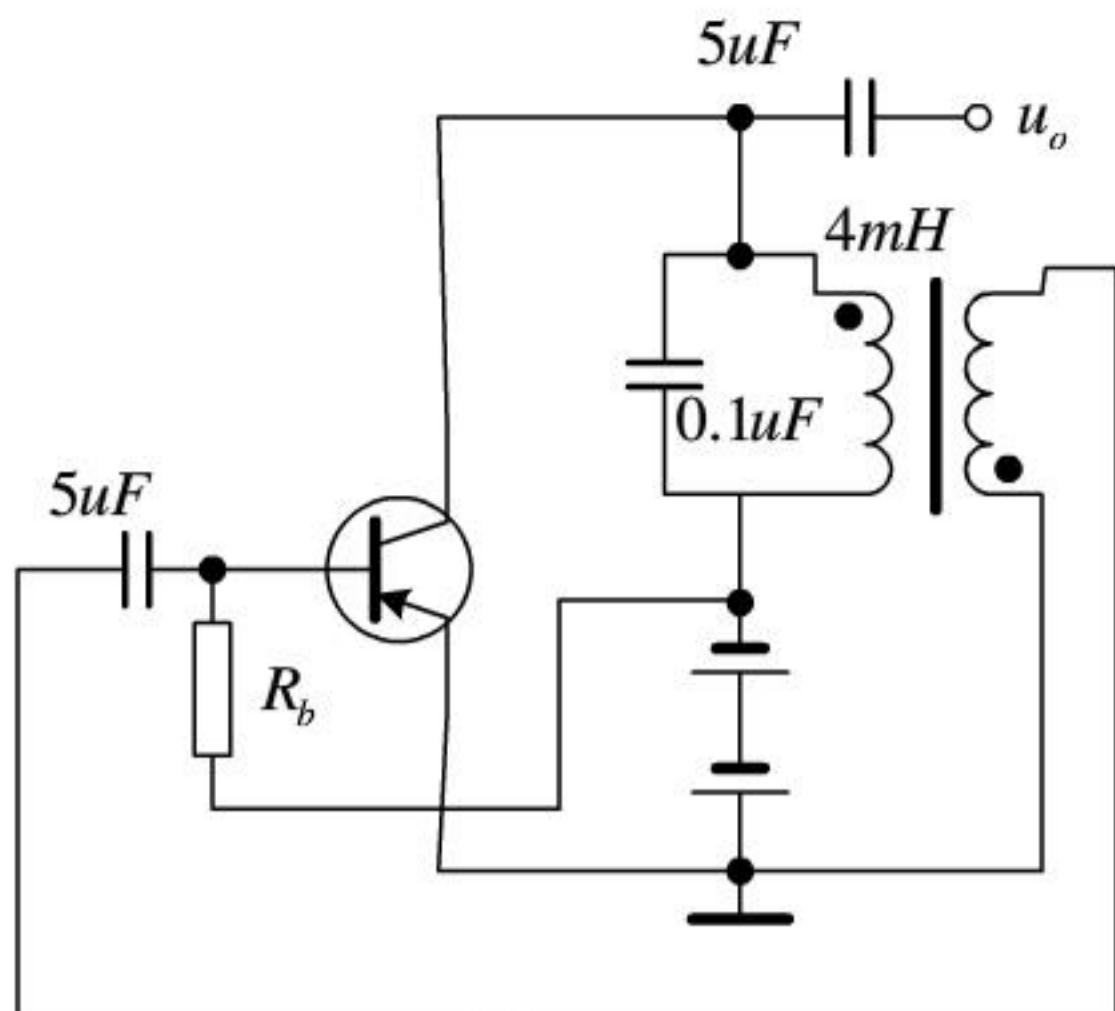


图 P4.3

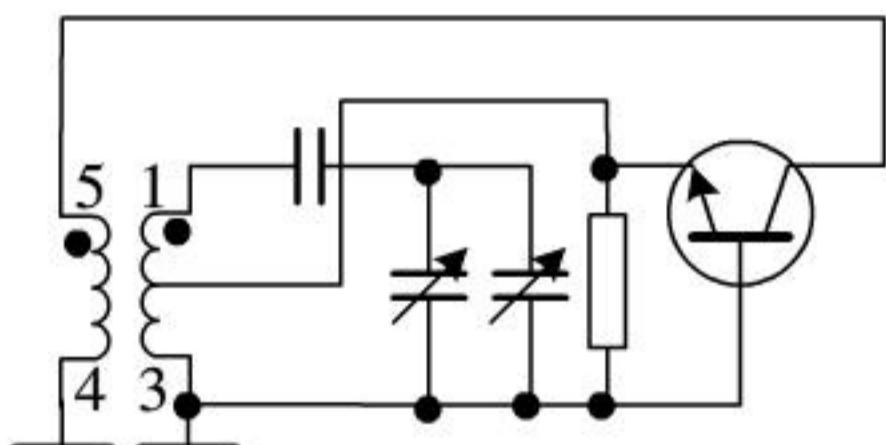
4.6

- (2) C_B 耦合, 隔直, C_E 旁路
- (3) 不能, 不满足三点式条件

$$(4) f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}}$$

4.7

- (1) 1、5 为同名端
- (2)



(3)

影响反馈系数 F; 影响 Q; L23 增大: F 增大 Q 减小

- (4) C1: 旁路, 基极交流接地; C2: 耦合, 隔直; C2: 对振荡没有直接影响;
C1: 去掉后, 信号经电阻衰减可能无法满足幅度平衡条件, C1 不应去掉。

(5)

$$C = C_3 \text{ 串 } (C_4 // C_5), \quad C = \frac{(C_4 + C_5)C_3}{(C_4 + C_5) + C_3}, \quad f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{13}C}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{13}\frac{(C_4 + C_5)C_3}{(C_4 + C_5) + C_3}}}$$

4.8

(1) 旁路、耦合

$$(2) \quad f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}}}, \quad L \approx 245\mu H$$

(3) 耦合，阻抗变换

4.9

(1) 高频扼流

$$(3) \quad C_{\Sigma} = C + \frac{C_1C_2}{C_1 + C_2}$$

(4) 振荡频率

4.10

(1) 高频扼流

$$(3) \quad C_{\Sigma} = C_3 + \frac{C_1C_2}{C_1 + C_2} \text{ (错误)} \quad \textcolor{red}{C_{\Sigma} \approx C_3}$$

(4) 克拉泼振荡器

4.11

$$(2) \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2)C}}$$

(3) 不能

(4) 可以

4.12

(a) 不能

$$(b) \quad f_0 > \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}} \text{ 则可能}$$

$$(c) \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2C_2}} < f_0 < \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}} \text{ 则可能}$$

$$(d) f_0 < \min\left(\frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}}, \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2C_2}}\right) \text{ 则可能}$$

4.13

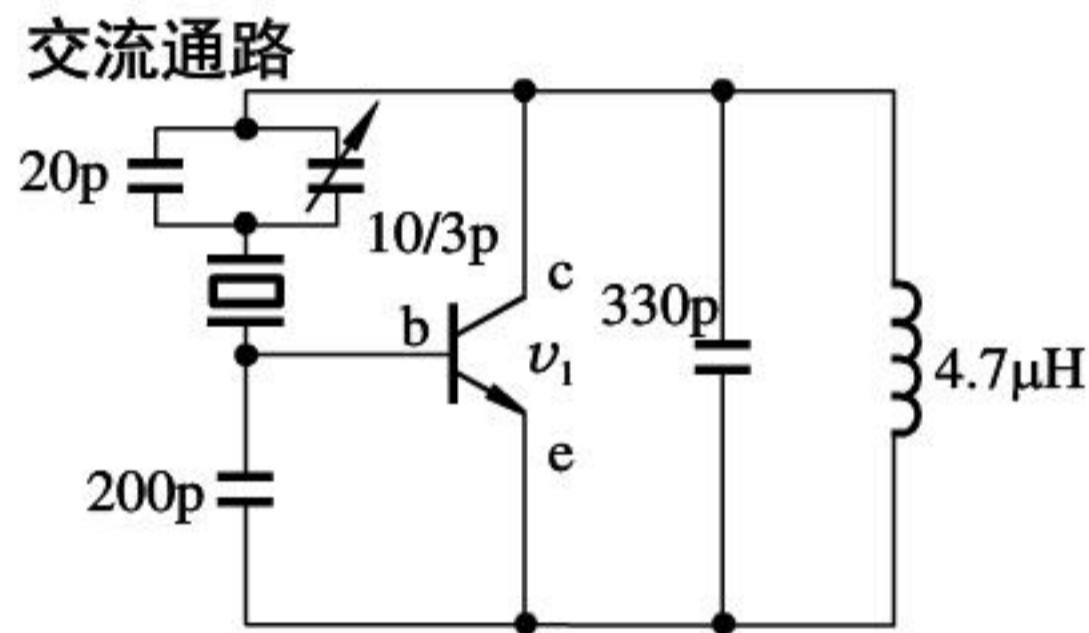
能; 1MHz; 不能

LC_1 回路振荡频率

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_1}} \approx 1.37 \text{ MHz} ; \quad LC_1 \text{回路在 } 1 \text{ MHz 时等效为电感} ;$$

由"源同栅反"原则,形成电感三点式: 晶体:等同为电感
振荡频率1MHz

4.14



$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{4.7 \times 10^{-6} \times 330 \times 10^{-12}}} \approx 4.0 \text{ MHz} ;$$

换成 1M 时, LC 回路为电感, 不能起振

4.15

(1) 4MHz;

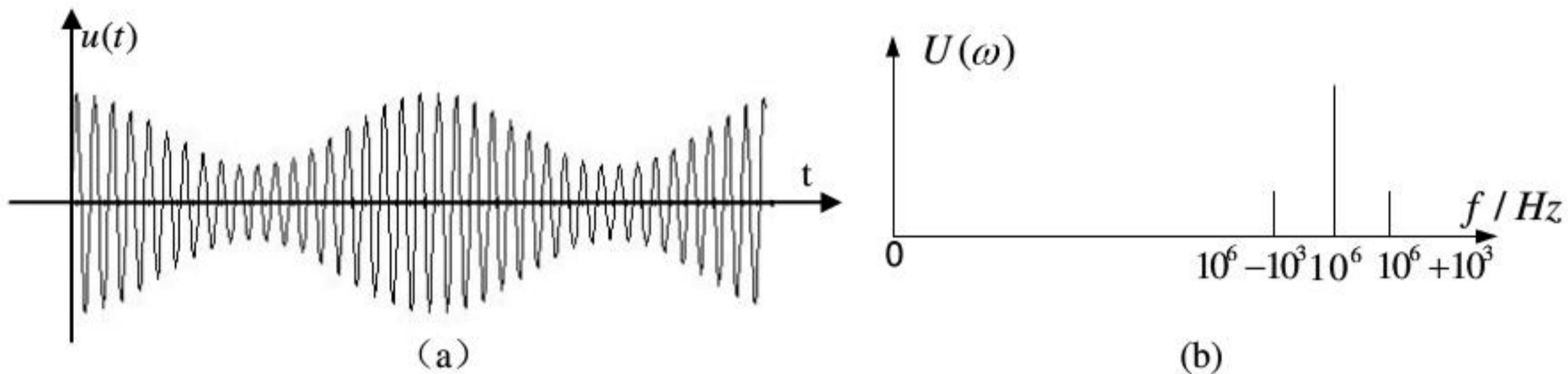
$$(2) f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_q C_q}} ; \quad f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_q \frac{C_q C_0}{C_q + C_0}}} ;$$

(3) 并联型晶体振荡器, 微调振荡频率

5 章习题解答

5.1 已知普通双边带调幅 (AM) 信号电压 $u(t) = 5[1 + 0.5 \times \cos(2\pi \times 10^3 t)] \cos(2\pi \times 10^6 t)$ ，试画出其时域波形图以及频谱图，并求其带宽 BW 。

解：该 AM 调幅波的时域波形见题解图 5.1 (a); (注：为便于观察，这里设载频为 20kHz)
频谱图见题解图 5.1 (b); 由 (b) 图见：该调幅波的带宽： $BW = 2F = 2kHz$



题解图 5.1

5.2 已知调幅波表达式：

$$u(t) = 3\cos(2\pi \times 10^5 t) + \frac{1}{3}\cos[2\pi(10^5 + 2 \times 10^3)t] + \frac{1}{3}\cos[2\pi(10^5 - 2 \times 10^3)t] \text{, 试求其调幅系数及带宽,}$$

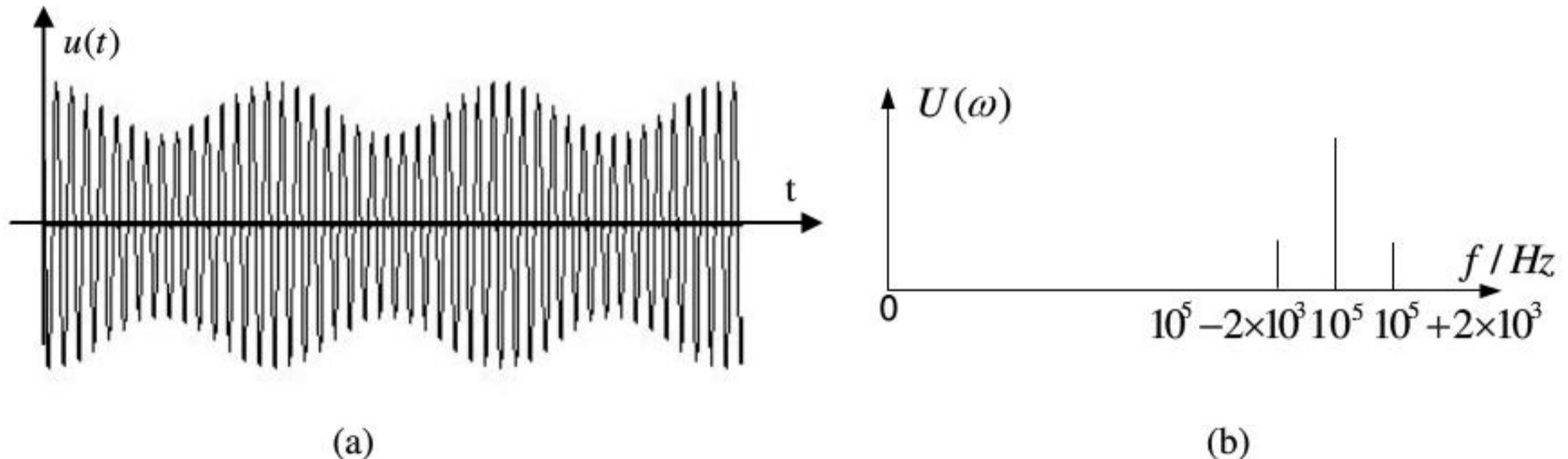
画出该调幅波的时域波形和频谱图。

$$\text{解: } \because \frac{m_a U_{cm}}{2} = \frac{1}{3} \quad \therefore \text{调幅系数: } m_a = 2/9$$

$$\text{带宽: } BW = 2F = 4kHz$$

根据表达式所画时域波形图见题解图 5.2 (a); (注：为便于观察，这里设载频为 30kHz)。

频谱图题解图 5.2 (b)。



题解图 5.2

5.3 已知调制信号 $u_\Omega(t) = [\frac{1}{2}\cos(2\pi \times 500t) + \frac{1}{3}\cos(2\pi \times 300t)]$ ，载波 $u_c(t) = 5\cos(2\pi \times 5 \times 10^3 t)$ ，且假

设比例常数 $k_a = 1$ 。试写出普通双边带调幅波的表达式；求其带宽 BW 。

解：普通双边带调幅波的表达式如下：

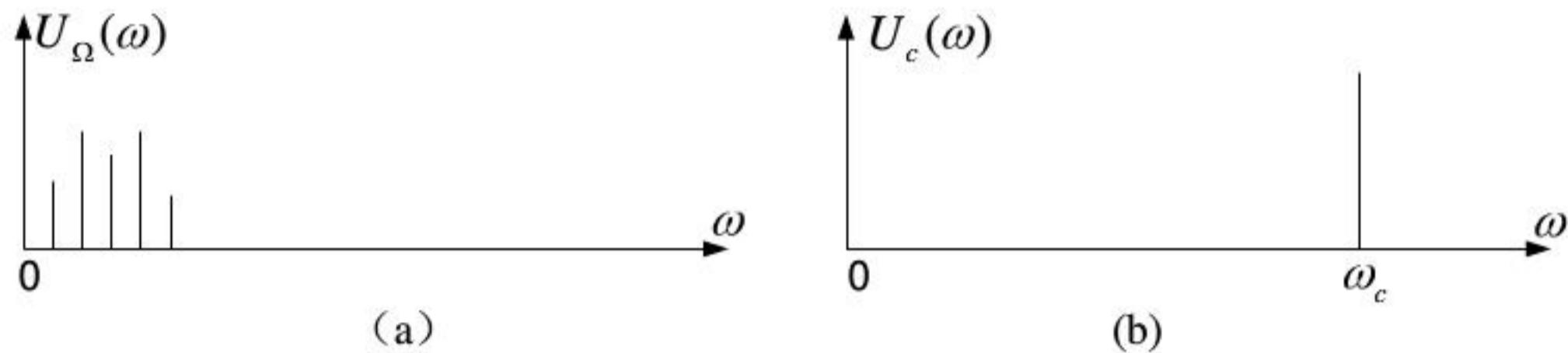
$$u_{AM}(t) = [5 + \frac{1}{2} \cos(2\pi \times 500 t) + \frac{1}{3} \cos(2\pi \times 300 t)] \cos 2\pi \times 5 \times 10^3 t$$

$$= 5[1 + \frac{1}{10} \cos(2\pi \times 500 t) + \frac{1}{15} \cos(2\pi \times 300 t)] \cos 2\pi \times 5 \times 10^3 t$$

而调幅波带宽为:

$$BW = 2F_1 = 1kHz$$

5.4 题 5.4 图的(a)和(b)分别示意的是调制信号和载波的频谱图, 试分别画出普通双边带 (AM) 调幅波、抑制载波的双边带 (DSB) 调幅波以及上边带 (SSB) 调幅波的频谱图。



题 5.4 图

解: 相应的 AM、DSB、SSB (上边带) 信号频谱见题解图 5.3。

5.5 已知调幅波表达式

$u(t) = [10 + 5 \cos(2\pi \times 500 t)] \cos(2\pi \times 10^5 t)$, 假设比例常数 $k_a = 1$ 。试求该调幅波的载波振幅 U_{cm} 、调制信号频率 F 、调幅系数 m_a 和带宽 BW 。

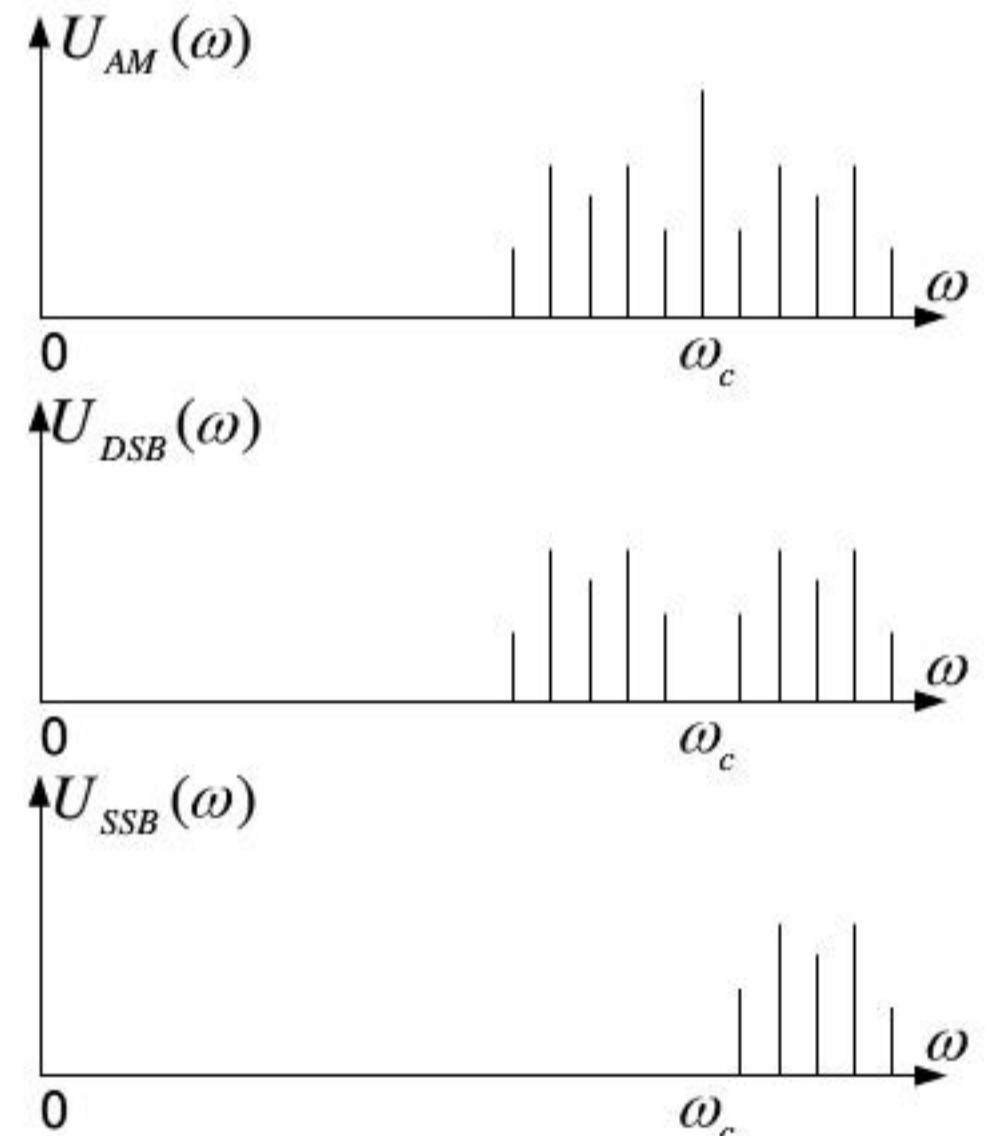
解: 解析所给调幅波表达式可得:

$$U_{cm} = 10V; F = 500Hz;$$

$$m_a = \frac{1}{2}; BW = 2F = 1kHz$$

5.6 已知调幅波表达式 $u(t) = 2[1 + \frac{1}{2} \cos(2\pi \times 100 t)] \cos(2\pi \times 10^3 t)$, 试画出其波形和频谱图, 求出

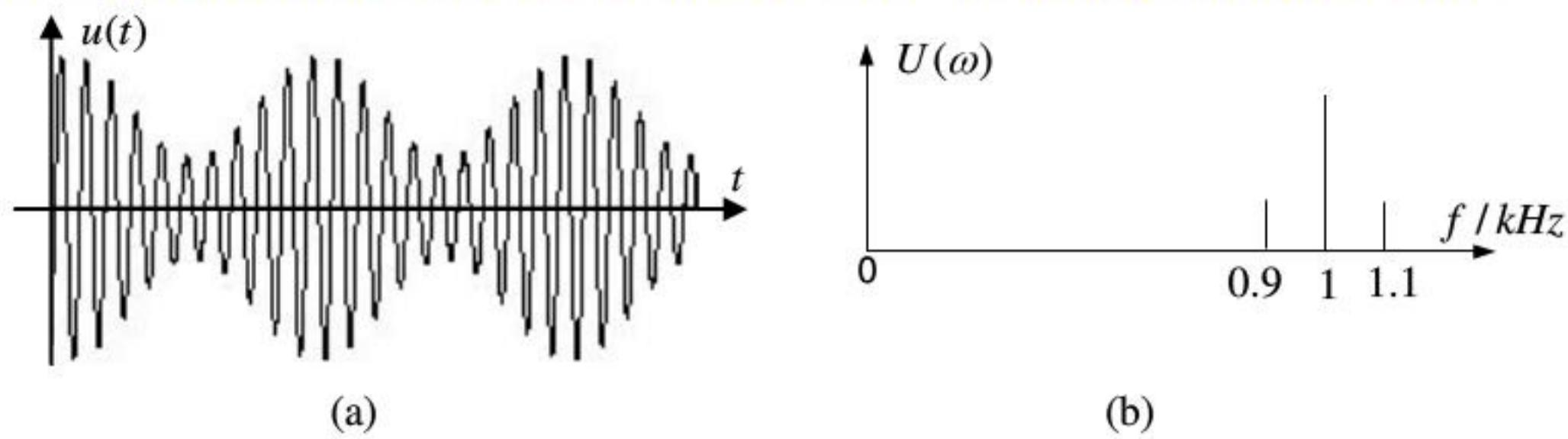
频带宽度。若已知 $R_L = 1\Omega$, 试求载波功率、边频功率、调幅波在调制信号一周期内平



题解图 5.3

均总功率。

解：该 AM 调幅波的时域波形见题解图 5.4 (a)；频谱图见题解图 5.4 (b)。



题解图 5.4

带宽： $BW = 2 F = 200E$;

载波功率：

$$P_c = \frac{1}{2} \frac{U_{cm}^2}{R_L} = \frac{1}{2} \times 2^2 = 2W$$

；

边带功率：

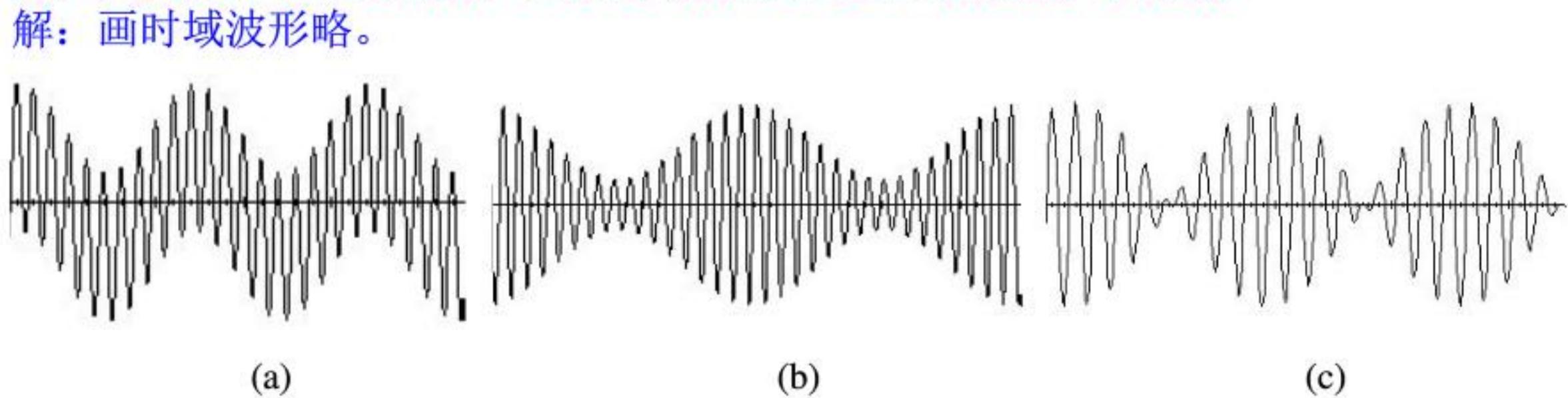
$$P_{SSB} = \frac{1}{4} m_a^2 P_c = \frac{1}{4} \times \frac{1}{2^2} \times 2 = 0.125W \quad ; \quad P_{DSB} = 2 P_{SSB} = 0.25W$$

总功率：

$$P_{AM} = P_c + P_{DSB} = 2.25W$$

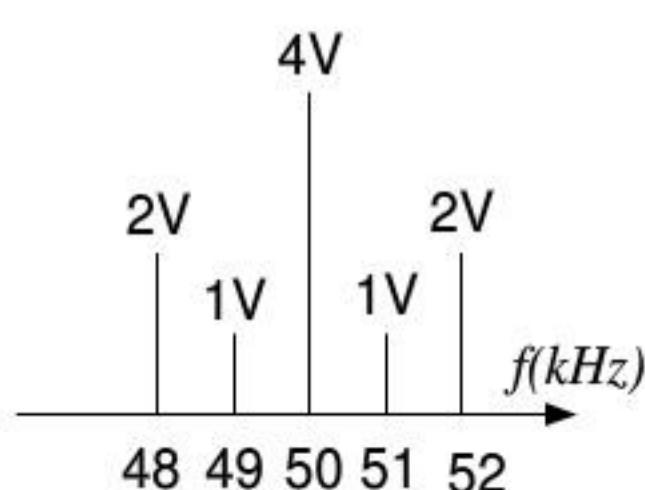
5.7 假设调制信号电压 $u_\Omega(t) = U_{\Omega_m} \cos \Omega t$ ，载波 $u_c(t) = U_{cm} \cos \omega_c t$ ，试分别画出：①两者的叠加波；②普通双边带调幅波；③抑制载波的双边带调幅波的时域波形。

解：画时域波形略。



题解图 5.5

5.8 已知 AM 调幅波的频谱题 5.8 图所示，试写出信号的时域数学表达式。



题 5.8 图

解: ∵可以从题 5.8 图中读出以下参数:

$$U_{cm} = 4V; \quad \frac{1}{2}m_{a1}U_{cm} = 1V; \quad \frac{1}{2}m_{a2}U_{cm} = 2V; \quad f_c = 50kHz; \quad F_1 = 1kHz; \quad F_2 = 2kHz$$

$$\therefore m_{a1} = \frac{1}{2}; \quad m_{a2} = 1$$

$$u_{AM}(t) = 4[1 + \frac{1}{2}\cos(2\pi \times 10^3 t) + \cos(2\pi \times 2 \times 10^3 t)]\cos 2\pi \times 5 \times 10^4 t$$

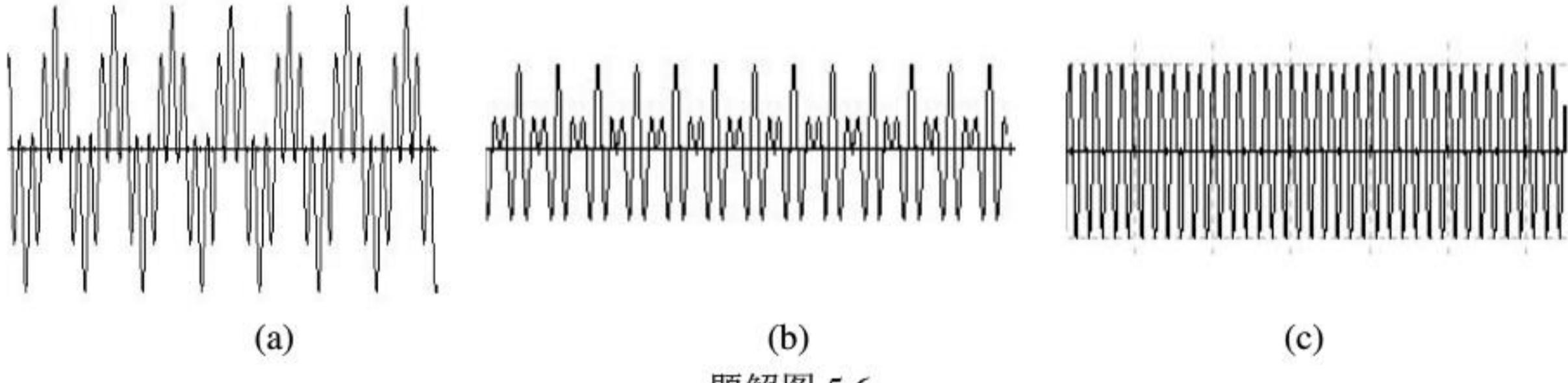
5.9 试分别画出下列电压表达式对应的时域波形和频谱图，并说明它们分别是哪一种调幅信号。(假设 $\omega_c = 5\Omega$)

$$(1) u(t) = (1 + \cos \Omega t) \cos \omega_c t;$$

$$(2) u(t) = \cos \Omega t \cos \omega_c t;$$

$$(3) u(t) = \cos(\omega_c + \Omega) t;$$

解: 各自的时域波形见题解图 5.6 (a) (b) (c) 所示。



题解图 5.6

5.10 已知题图 5.10 示意的模拟乘法器的乘积系数 $A_M = 0.1 (1/V)$, 载波

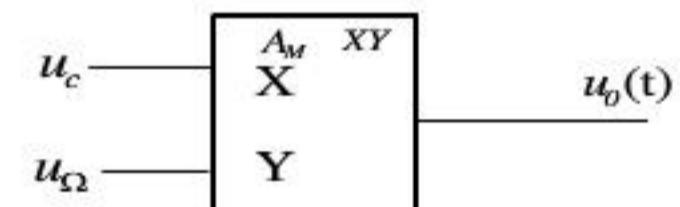
$$u_c(t) = 4\cos(2\pi \times 5 \times 10^6 t), \text{ 调制信号}$$

$$u_\Omega(t) = 2\cos(2\pi \times 3.4 \times 10^3 t) + \cos(2\pi \times 300 t), \text{ 试画出}$$

输出调幅波的频谱图，并求其频带宽度。

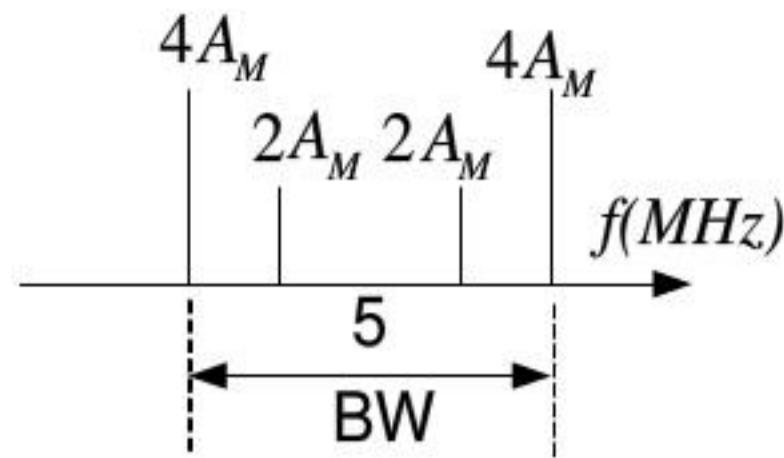
解: ∵

$$\begin{aligned} u_o(t) &= A_M [2\cos(2\pi \times 3.4 \times 10^3 t) + \cos(2\pi \times 300 t)] \times 4\cos(2\pi \times 5 \times 10^6 t) \\ &= 8A_M \cos(2\pi \times 3.4 \times 10^3 t) \times \cos(2\pi \times 5 \times 10^6 t) \\ &\quad + 4A_M \cos(2\pi \times 300 t) \times \cos(2\pi \times 5 \times 10^6 t) \\ &= 4A_M [\cos(2\pi t \times (5 \times 10^6 + 3.4 \times 10^3)) + \cos(2\pi t \times (5 \times 10^6 - 3.4 \times 10^3))] \\ &\quad + 2A_M [\cos(2\pi t \times (5 \times 10^6 + 3 \times 10^2)) + \cos(2\pi t \times (5 \times 10^6 - 3 \times 10^2))] \end{aligned}$$



题图 5.10

∴其频谱如题解图 5.4 所示。由该图可见: $BW = 2F_{max} = 3.4 \times 2 = 6.8kHz$



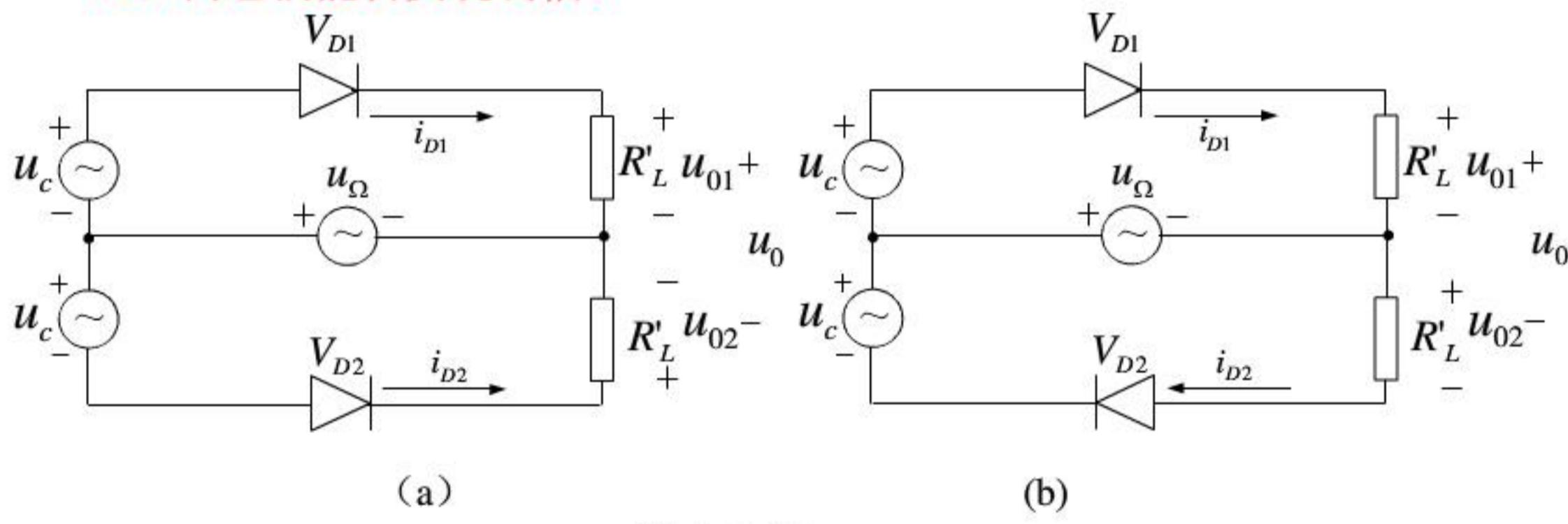
题解图 5.4

5.11 二极管平衡相乘器如题 5.11 图 (a) 和(b) 所示, 其中 $u_c = U_{cm} \cos \omega_c t$ 为大信号,

$u_\Omega = U_{\Omega m} \cos \Omega t$ 为小信号 (即 $U_{cm} \gg U_{\Omega m}$), 使两只性能完全相同的二极管工作在受 u_c 控制的开关状态下。(注: 假设两只二极管导通时的正向导通电阻 $r_d \approx 0$, 截止时的反向电阻趋于无穷大)

(1) 试写出两电路输出电压 u_0 的表达式。

(2) 问它们能否实现调幅?



题 5.11 图

解: (1)

分析 (a) 图得: $u_{01} = (u_c + u_\Omega)k_1(\omega_c t); u_{02} = (-u_c + u_\Omega)k_2(\omega_c t)$

$$\begin{aligned} u_{0a} &= u_{01} - u_{02} = u_c [k_1 \phi_c t + k_2 \phi_\Omega t] - u_\Omega [k_1 \phi_c t - k_2 \phi_\Omega t] \\ &= u_c + u_\Omega k(\omega_c t) \end{aligned}$$

分析 (b) 图得: $u_{01} = (u_c + u_\Omega)k_1(\omega_c t); u_{02} = (u_c - u_\Omega)k_1(\omega_c t)$

$$\begin{aligned} u_{0b} &= u_{01} + u_{02} = u_c [k_1 \phi_c t + k_2 \phi_\Omega t] + u_\Omega [k_1 \phi_c t - k_2 \phi_\Omega t] \\ &= 2u_c k_1 (\phi_c t) \end{aligned}$$

(2) 将 $u_\Omega = U_{\Omega m} \cos \Omega t$ 和 $u_c = U_{cm} \cos \omega_c t$ 代入 (a) 图或 (b) 图的输出电压的得式, 且将开关函数用傅里叶级数展开并代入可得:

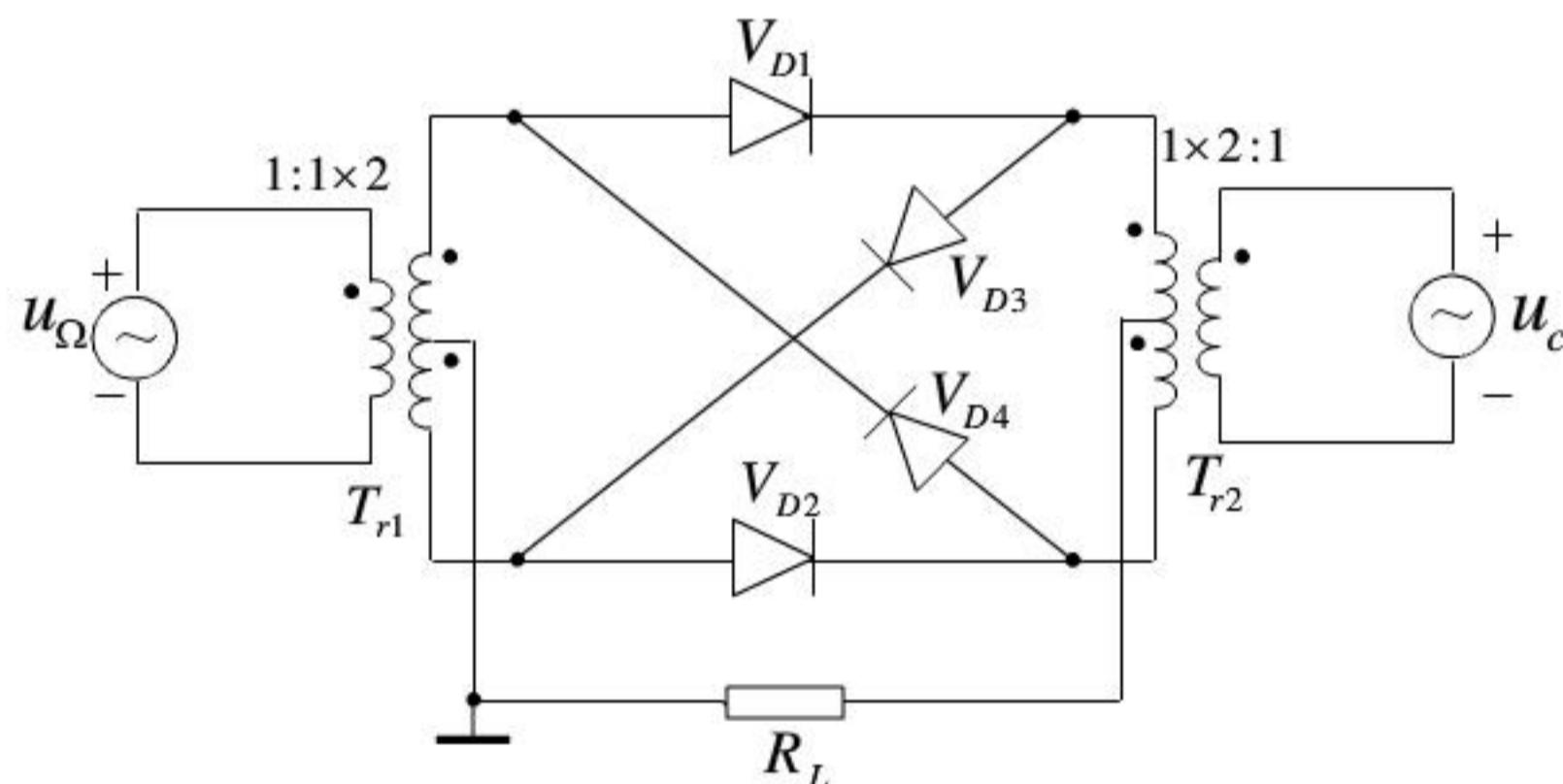
$$\begin{aligned}
u_{oa} &= u_c + u_\Omega k(\omega_c t) = U_{cm} \cos \omega_c t + U_{\Omega m} \cos \Omega t \left(\frac{4}{\pi} \cos \omega_c t - \frac{4}{3\pi} \cos 3\omega_c t + L \right) \\
&= U_{cm} \cos \omega_c t + \frac{4U_{\Omega m}}{\pi} \cos \Omega t \times \cos \omega_c t - \frac{4U_{\Omega m}}{3\pi} \cos \Omega t \cos 3\omega_c t + L \\
&= U_{cm} \cos \omega_c t + \frac{2U_{\Omega m}}{\pi} [\cos(\omega_c + \Omega)t + \cos(\omega_c - \Omega)t] - \frac{2U_{\Omega m}}{3\pi} [\cos(3\omega_c + \Omega)t + \cos(3\omega_c - \Omega)t] + L
\end{aligned}$$

由该式可见，含有载频以及上下边频分量，(a) 电路可以实现调幅。

$$\begin{aligned}
u_{ob} &= 2u_c k_1(\omega_c t) = 2U_{cm} \cos \omega_c t \times \left(1 + \frac{2}{\pi} \cos \omega_c t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_c t + L \right) \\
&= 2U_{cm} \cos \omega_c t \times \left(1 + \frac{2}{\pi} \cos \omega_c t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_c t + L \right) \\
&= 2U_{cm} \cos \omega_c t + \frac{4U_{cm}}{\pi} \cos^2 \omega_c t - \frac{4U_{cm}}{3\pi} \cos \omega_c t \cos 3\omega_c t + L
\end{aligned}$$

由该式可见，未含有上下边频分量，(b) 电路无法实现调幅。

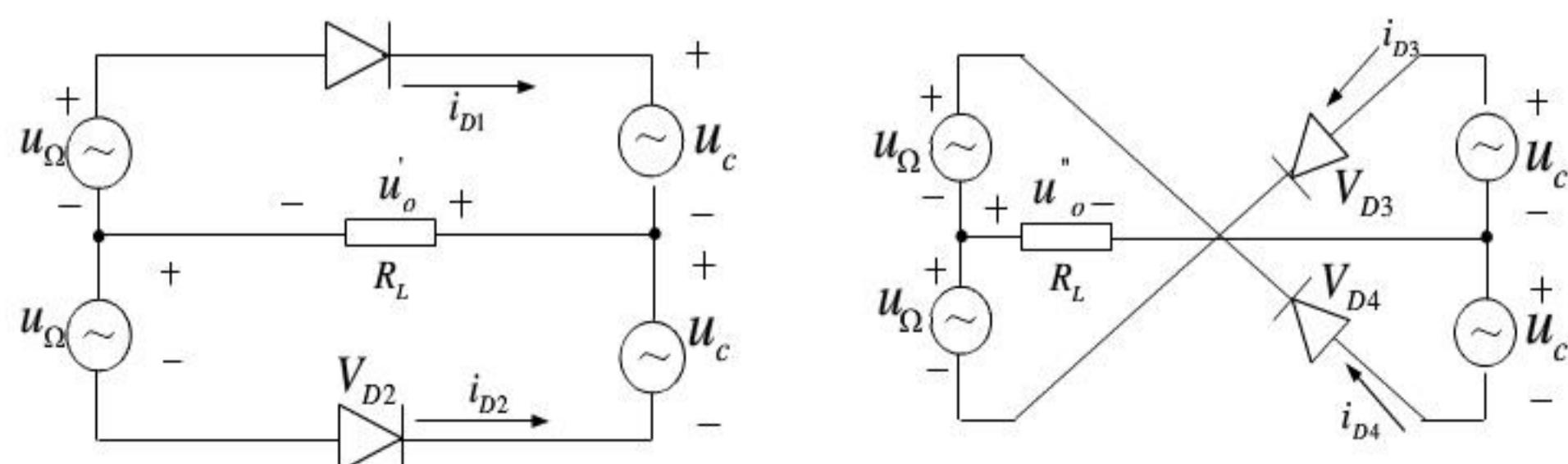
5.12 二极管环形相乘器如题 5.12 图所示，其中 $u_c = U_{\Omega m} \cos \omega_c t$ 为大信号， $u_\Omega = U_{\Omega m} \cos \Omega t$ 为小信号（即 U_{cm} ? $U_{\Omega m}$ ），使四只性能完全相同的二极管工作在受 u_c 控制的开关状态下，试写出输出电压 u_0 的表达式并分析其含有的频率成分。（注：假设四只二极管导通时的



题 5.12 图

正向导通电阻 $r_d \approx 0$ ，截止时的反向电阻趋于无穷大)。

解：因该电路可以人为视作由两个二极管调制器组成（参见题解图 5.12）因此，由此可得：



题解图 5.12

由左图: $u_o' = (-u_c + u_\Omega) \times k_2(\omega_c t) + (u_c - u_\Omega) \times k_1(\omega_c t) = u_c k(\omega_c t) - u_\Omega k(\omega_c t)$

由右图: $u_o'' = (-u_c - u_\Omega) \times k_2(\omega_c t) + (u_c + u_\Omega) \times k_1(\omega_c t) = u_c k(\omega_c t) + u_\Omega k(\omega_c t)$

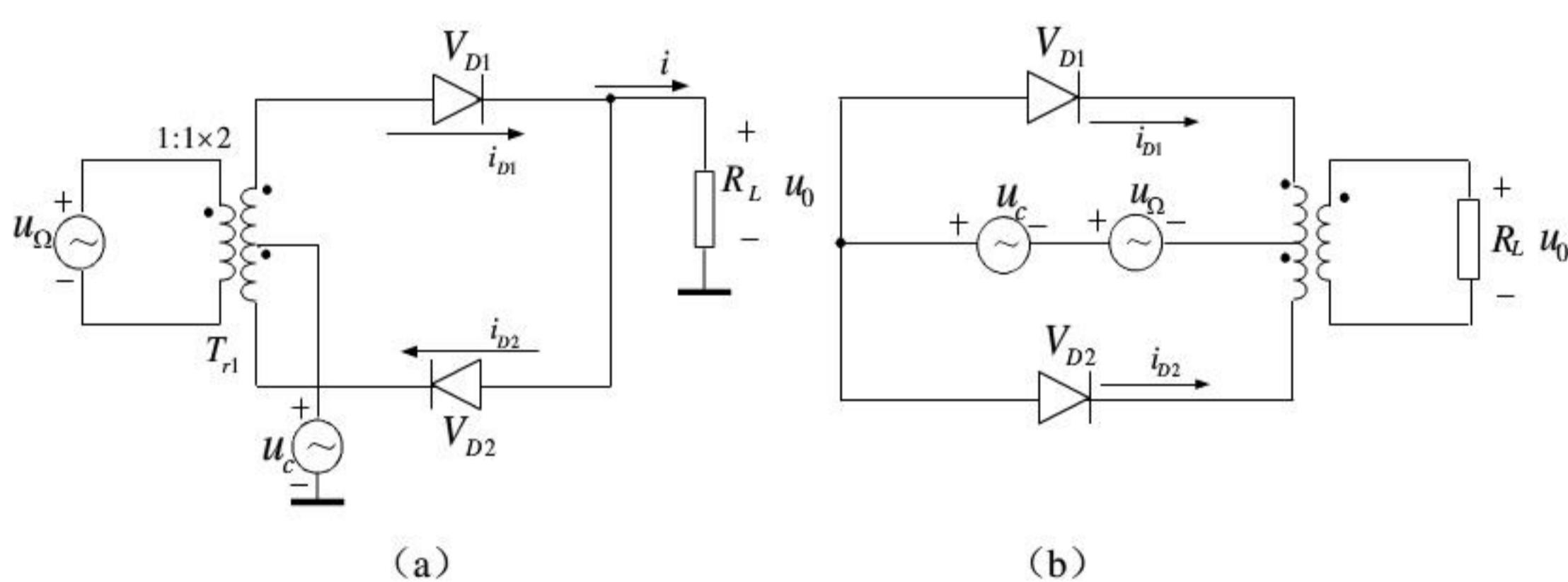
$$\begin{aligned} u_o &= u_o' - u_o'' = u_c k(\omega_c t) - u_\Omega k(\omega_c t) - u_c k(\omega_c t) - u_\Omega k(\omega_c t) \\ &= -2u_\Omega k(\omega_c t) \\ &= -2U_{\Omega m} \cos \Omega t \times \left(\frac{4}{\pi} \cos \omega_c t - \frac{4}{3\pi} \cos 3\omega_c t + L \right) \\ &= -\frac{8U_{\Omega m}}{\pi} \cos \Omega t \times \cos \omega_c t + \frac{8U_{\Omega m}}{3\pi} \cos \Omega t \cos 3\omega_c t + L \\ &= -\frac{4U_{\Omega m}}{\pi} [\cos(\omega_c + \Omega)t + \cos(\omega_c - \Omega)t] + \frac{4U_{\Omega m}}{3\pi} [\cos(3\omega_c + \Omega)t + \cos(3\omega_c - \Omega)t] + L \end{aligned}$$

由该式可见, 输出电压中含有 $n\omega_c \pm \Omega$ ($n=1, 2, 3L$) 等分量。

5.13 二极管构成的电路如题 5.13 图 (a) (b) 所示, 其中 $u_c = U_{\Omega m} \cos \omega_c t$ 为大信号,

$u_\Omega = U_{\Omega m} \cos \Omega t$ 为小信号 (即 U_{cm} ? $U_{\Omega m}$), 使两只性能完全相同的二极管工作在受 u_c 控制的开关状态下, 试分析两电路输出电压中的频谱成分, 说明它们是否具有相乘功能?

(注: 假设几只二极管导通时的正向导通电阻 $r_d \approx 0$, 截止时的反向电阻趋于无穷大)



解: 分析 (a) 图得: $u_{o1} = (u_c + u_\Omega)k_1(\omega_c t); u_{o2} = (-u_c + u_\Omega)k_2(\omega_c t)$

$$\begin{aligned} u_o &= u_{o1} - u_{o2} = u_c [k_1(\omega_c t) + k_2(\omega_c t)] + u_\Omega [k_1(\omega_c t) - k_2(\omega_c t)] = u_c + u_\Omega k(\omega_c t) \\ &= U_{cm} \cos \omega_c t + U_{\Omega m} \cos \Omega t \times \left(\frac{4}{\pi} \cos \omega_c t - \frac{4}{3\pi} \cos 3\omega_c t + L \right) \\ &= U_{cm} \cos \omega_c t + \frac{4U_{\Omega m}}{\pi} \cos \Omega t \times \cos \omega_c t - \frac{4U_{\Omega m}}{3\pi} \cos \Omega t \cos 3\omega_c t + L \\ &= U_{cm} \cos \omega_c t + \frac{2U_{\Omega m}}{\pi} [\cos(\omega_c + \Omega)t + \cos(\omega_c - \Omega)t] - \frac{2U_{\Omega m}}{3\pi} [\cos(3\omega_c + \Omega)t + \cos(3\omega_c - \Omega)t] + L \end{aligned}$$

由此可见 (a) 电路含有 ω_c 和 $n\omega_c \pm \Omega$ ($n=1, 2, 3L$) 等频率成分, 具有相乘器功能。

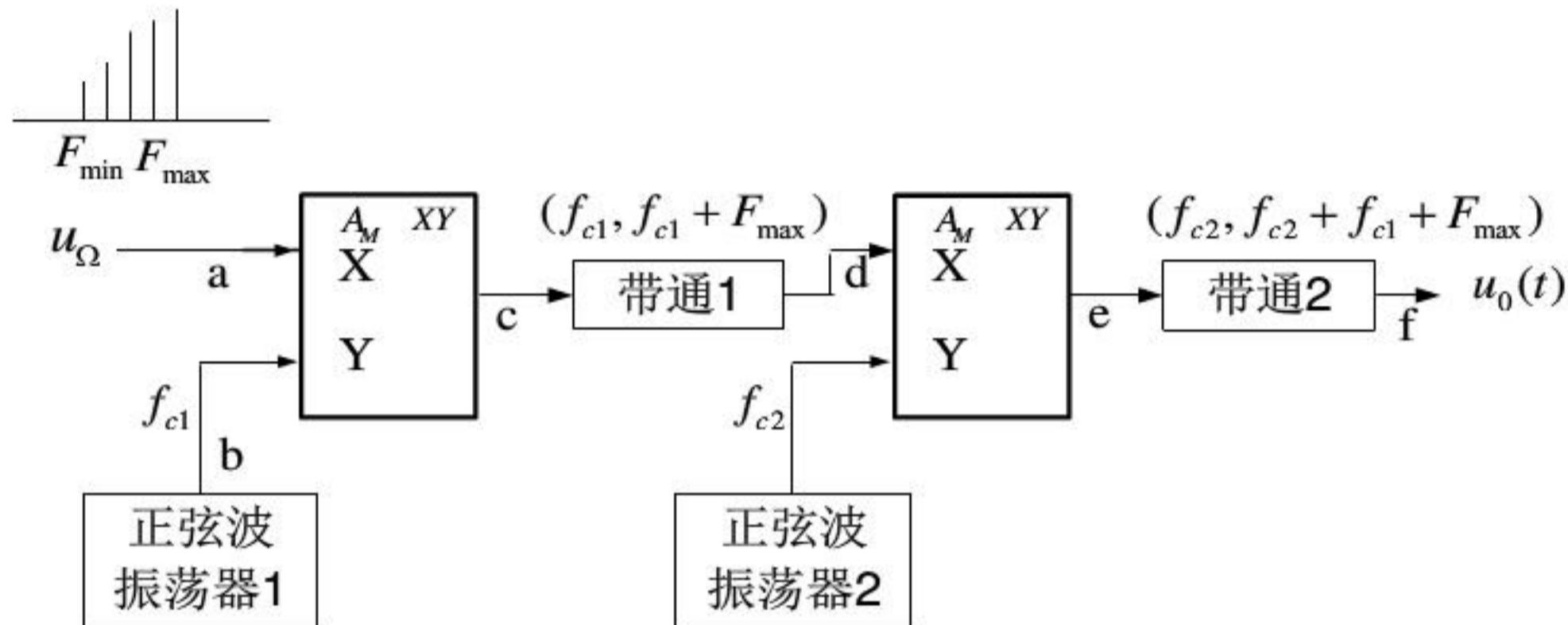
分析 (b) 图得: $u_{o1} = (u_c + u_\Omega)k_1(\omega_c t)$; $u_{o2} = (u_c + u_\Omega)k_1(\omega_c t)$

$$u_o = u_{o1} - u_{o2} = 0$$

由此可见 (b) 电路没有相乘器功能。

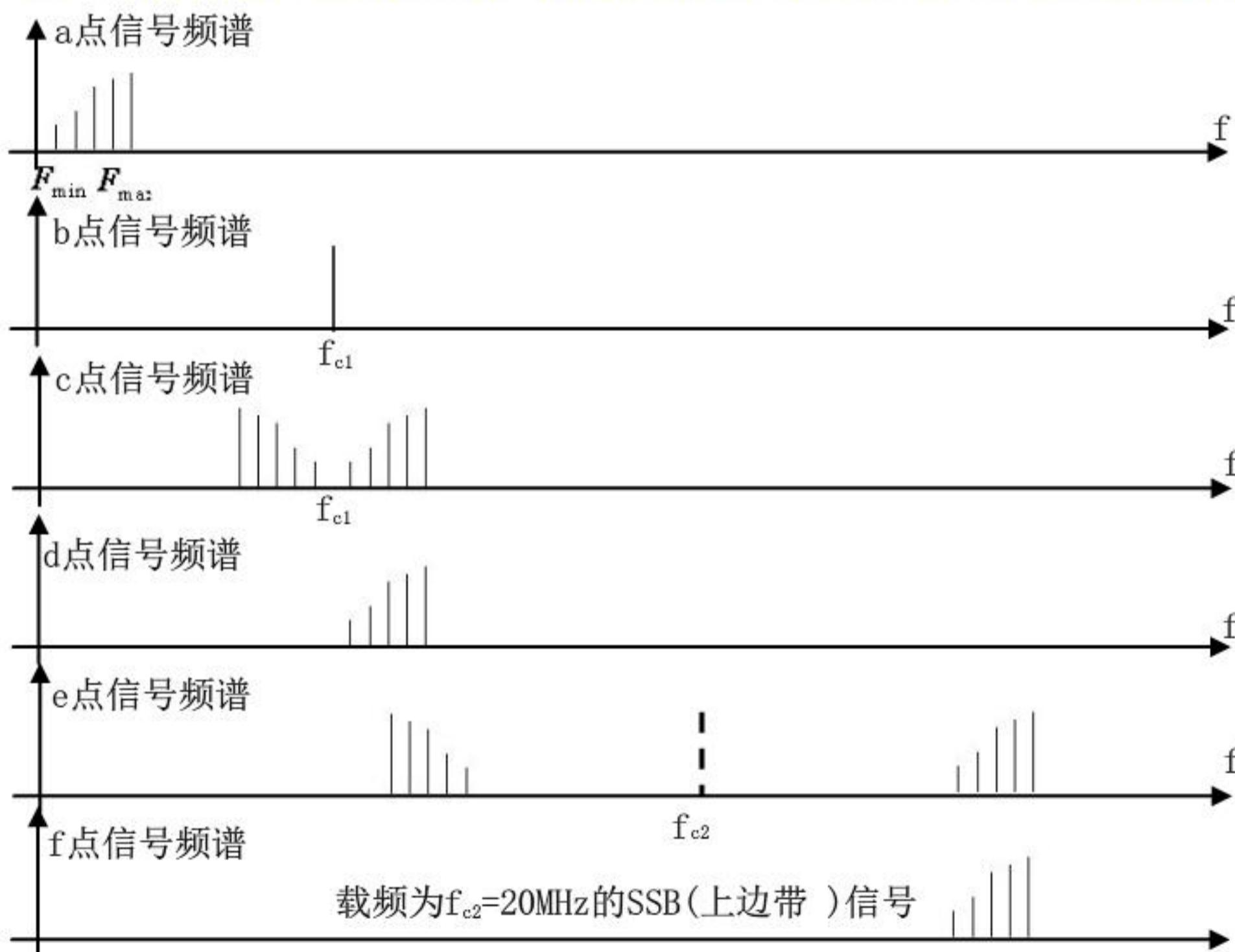
5.14 题 5.14 图所示原理方框中, 已知 $f_{c1} = 50 \text{ kHz}$, $f_{c2} = 20 \text{ MHz}$, 调制信号 $u_\Omega(t)$ 频谱如图,

其频率取值范围为 (F_{\min}, F_{\max}) , 试画图说明其频谱搬移过程, 并说明总输出信号 $u_0(t)$ 是哪种调幅信号。



题 5.14 图

解: 分析各部件功能可得 a、b、c、d、e、f 各点频谱如题解图 5.6 所示。



题解图 5.6

5.15 已知理想模拟相乘器中的乘积系数 $A_M = 0.1 \text{ (1/V)}$, 若两输入信号分别为: $u_X = 3\cos\omega_c t$,

$u_Y = [1 + \frac{2}{3} \cos \Omega_1 t + \frac{1}{2} \cos \Omega_2 t] \cos \omega_c t$ 。试写出相乘器输出电压表达式，说明如果该相乘器后面再接一低通滤波器，问它将实现何种功能？

解：（1）相乘器输出信号表达式为：

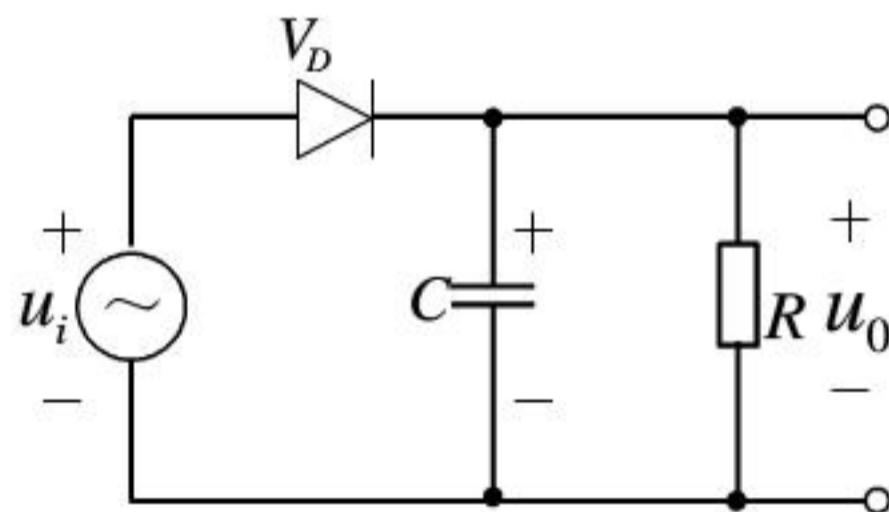
$$\begin{aligned} u'_0(t) &= A_M \times u_x \times u_y \\ &= 0.1 \times 3 \cos \omega_c t \times [1 + \frac{1}{3} \cos \Omega_1 t + \frac{1}{2} \cos \Omega_2 t] \cos \omega_c t \\ &= 0.3 \times [1 + \frac{1}{3} \cos \Omega_1 t + \frac{1}{2} \cos \Omega_2 t] \cos^2 \omega_c t \\ &= 0.15 \times [1 + \frac{1}{3} \cos \Omega_1 t + \frac{1}{2} \cos \Omega_2 t] + 0.15 \times [1 + \frac{1}{3} \cos \Omega_1 t + \frac{1}{2} \cos \Omega_2 t] \cos 2\omega_c t \end{aligned}$$

（2）低通滤波器（假设其通带范围内的传递函数为 1）的输出信号为：

$$u_0 = 0.15 \times [1 + \frac{1}{3} \cos \Omega_1 t + \frac{1}{2} \cos \Omega_2 t]$$

可见，它实现了 AM 调幅波的解调。

5.16 二极管峰值包络检波电路如题 5.16 图所示，已知输入调幅波的中心载频 $f_c = 465 \text{ kHz}$ ，单音调制信号频率 $F = 4 \text{ kHz}$ ，调幅系数 $m_a = \frac{1}{3}$ ，直流负载电阻 $R = 5 \text{ k}\Omega$ ，试决定滤波电容 C 的大小，并求出检波器的输入电阻 R_i 。



题 5.16 图

解：由式 5.48 示意的无惰性失真和频率失真条件可得电容 C 的取值域为：

$$\frac{5}{\omega_c R} \leq C \leq \frac{\sqrt{1-m_a^2}}{m_a \Omega_{\max} R}$$

即：

$$\frac{5}{6.28 \times 465 \times 10^3 \times 5 \times 10^3} \leq C \leq \frac{\sqrt{1-1/9}}{\frac{1}{3} \times 6.28 \times 4 \times 10^3 \times 5 \times 10^3}$$

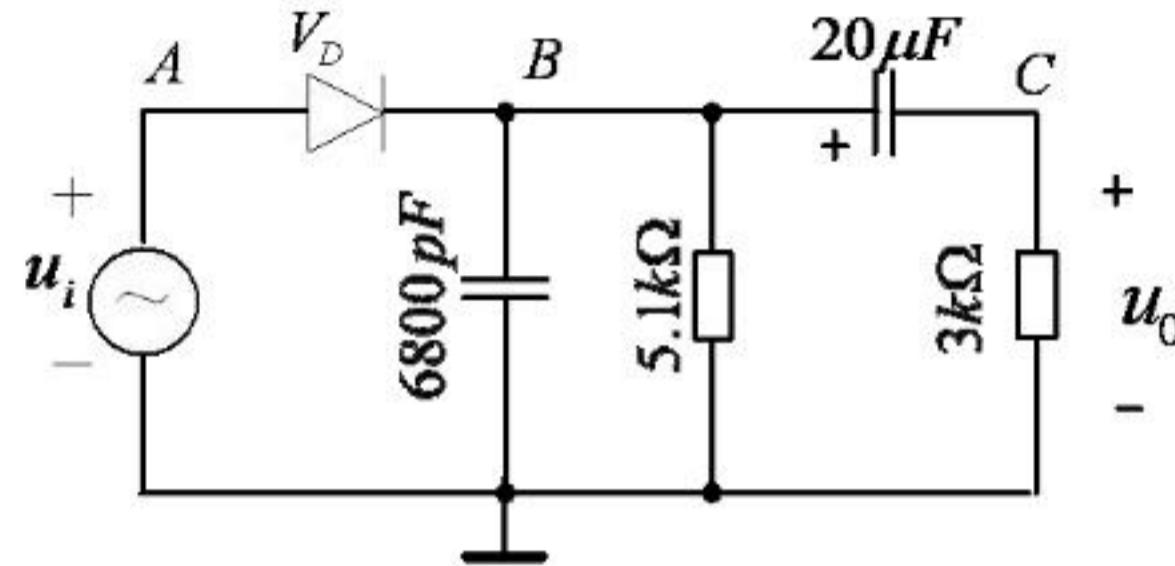
得： $3.4 \mu F \leq C \leq 0.02 \mu F$

输入电阻： $R_i \approx \frac{1}{2} R = 2.5 \text{ k}\Omega$

5.17 二极管峰值包络检波电路如题 5.17 图所示，已知输入调幅信号电压为：

$$u_i(t) = [2 \cos(2\pi \times 465 \times 10^3 t) + 0.4 \cos(2\pi \times 469 \times 10^3 t) + 0.4 \cos(2\pi \times 461 \times 10^3 t)]$$

- (1) 试问该电路会不会产生惰性失真和负峰切割失真?
(2) 如果检波效率 $k_d \approx 1$, 试按对应关系画出 A、B、C 各点电压的时域波形，并标出电压的大小。



题 5.17 图

解：(1) 先求调幅系数：

$$\because u_i(t) = [2\cos(2\pi \times 465 \times 10^3 t) + 0.4\cos(2\pi \times 469 \times 10^3 t) + 0.4\cos(2\pi \times 461 \times 10^3 t)]$$

$$= U_{cm} [1 + m_a \cos(2\pi \times 4 \times 10^3 t)] \times \cos(2\pi \times 465 \times 10^3 t)$$

$$\text{其中: } \frac{m_a U_{cm}}{2} = 0.4; \quad U_{cm} = 2V$$

$$\therefore m_a = 0.4$$

$$u_i(t) = 2 \times [1 + 0.4 \cos(2\pi \times 4 \times 10^3 t)] \times \cos(2\pi \times 465 \times 10^3 t)$$

$$\text{又: 无惰性失真条件为: } RC \leq \frac{\sqrt{1-m_a^2}}{\Omega_{max} m_a}$$

$$\text{其中: } RC = 5.1 \times 10^3 \times 6800 \times 10^{-12} = 3.468 \times 10^{-5}$$

$$\frac{\sqrt{1-m_a^2}}{\Omega_{max} m_a} = \frac{\sqrt{1-0.4^2}}{2\pi \times 4 \times 10^3 \times 0.4} = 9.12 \times 10^{-5}$$

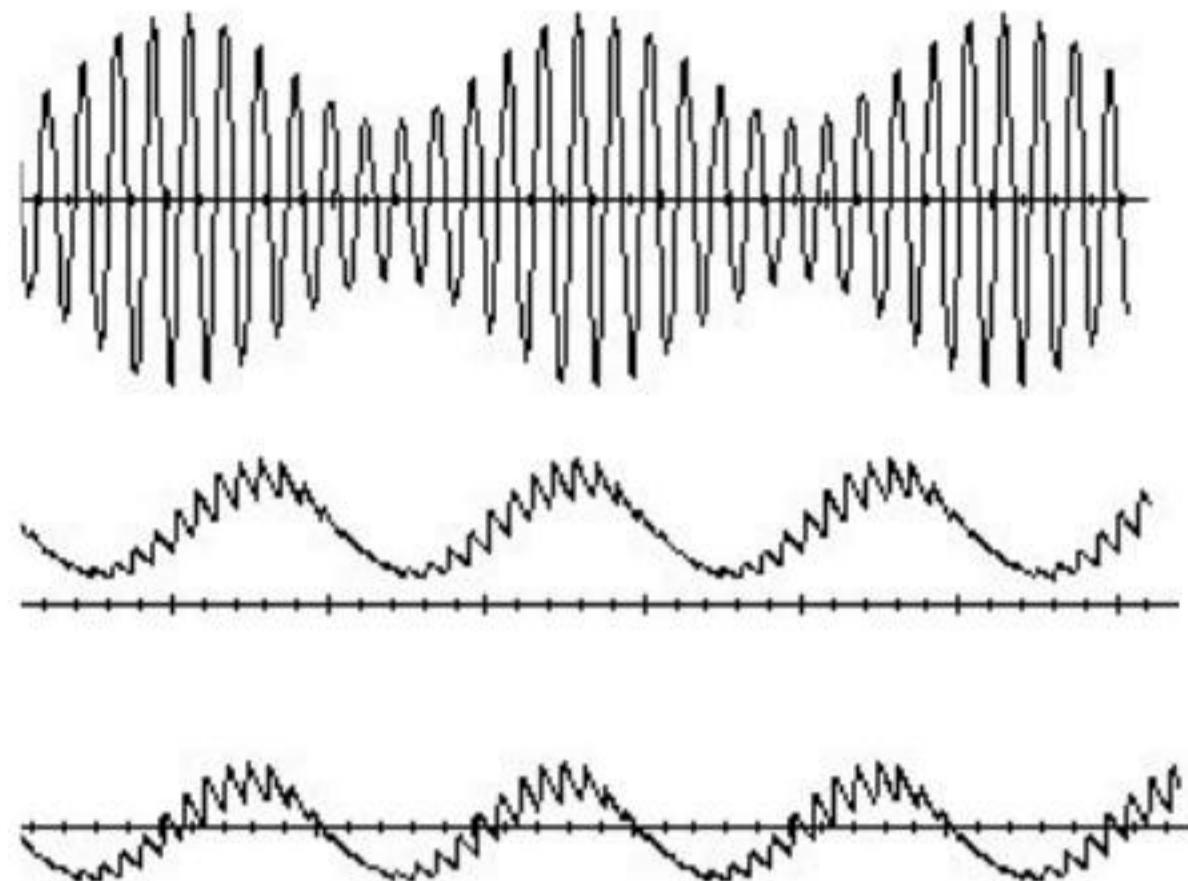
显然，满足无惰性失真的条件。

$$\because \text{低频交流负载电阻: } R_\Omega = \frac{R \cdot R_L}{R + R_L} = \frac{5.1 \times 3}{5.1 + 3} = 1.888k\Omega$$

而直流负载电阻: $R = 5.1k\Omega$

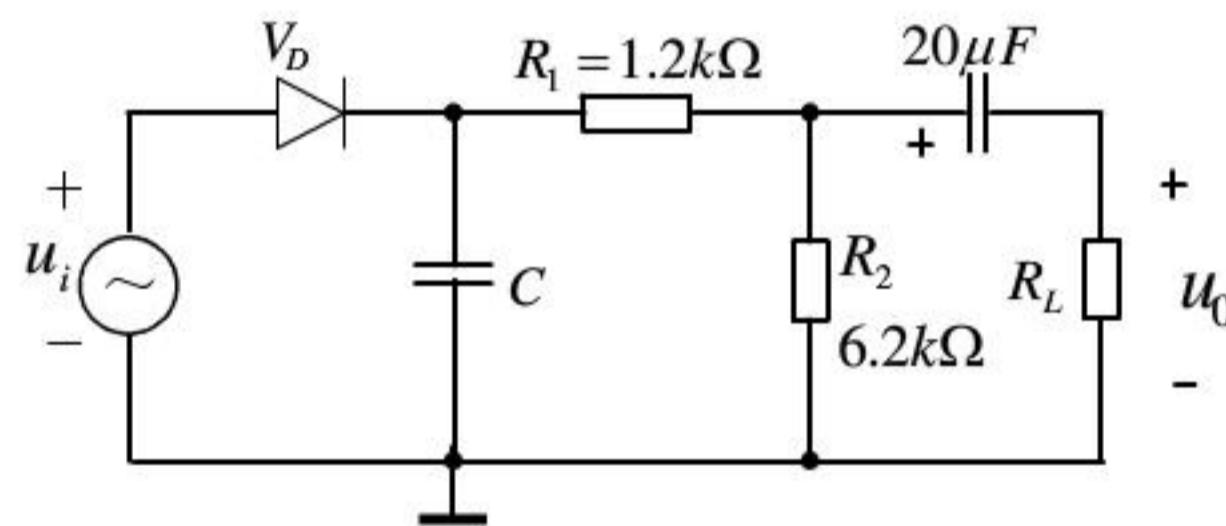
$\therefore \frac{R_\Omega}{R} \approx 0.37$; 而 $m_a = 0.4$, 显然不满足 $m_a \leq \frac{R_\Omega}{R}$ 的无底部切割失真条件。

(2) A、B、C 各点波形由题解图 5.7 示意。



题解图 5.7 A、B、C 各点波形

5.18 二极管峰值包络检波电路如题 5.18 图所示，已知调制信号频率 $F = 300 : 3400 \text{ Hz}$ ，载波频率 $f_c = 10 \text{ MHz}$ ，最大调幅系数 $m_{\text{amax}} = 0.8$ ，要求电路不产生惰性失真和负峰切割失真，试求满足上述要求的 C 和 R_L 的值。



题 5.18 图

解：由无频率失真和无惰性失真条件推得 C 的取值范围为：

$$\frac{10}{\omega_C(R_1 + R_2)} \leq C \leq \frac{\sqrt{1 - m_{\text{amax}}^2}}{m_{\text{amax}} \Omega (R_{\text{ax}} + R_1)}$$

即：

$$\frac{10}{6.28 \times 10^7 \times 7.4 \times 10^3} \leq C \leq \frac{\sqrt{1 - 0.64}}{0.8 \times 6.28 \times 3400 \times 7.4 \times 10^3}$$

解得： $2.2pF \leq C \leq 4.74 \mu F$

$$\text{又} \because R_{\Omega} = R_1 + \frac{R_2 R_L}{R_2 + R_L}$$

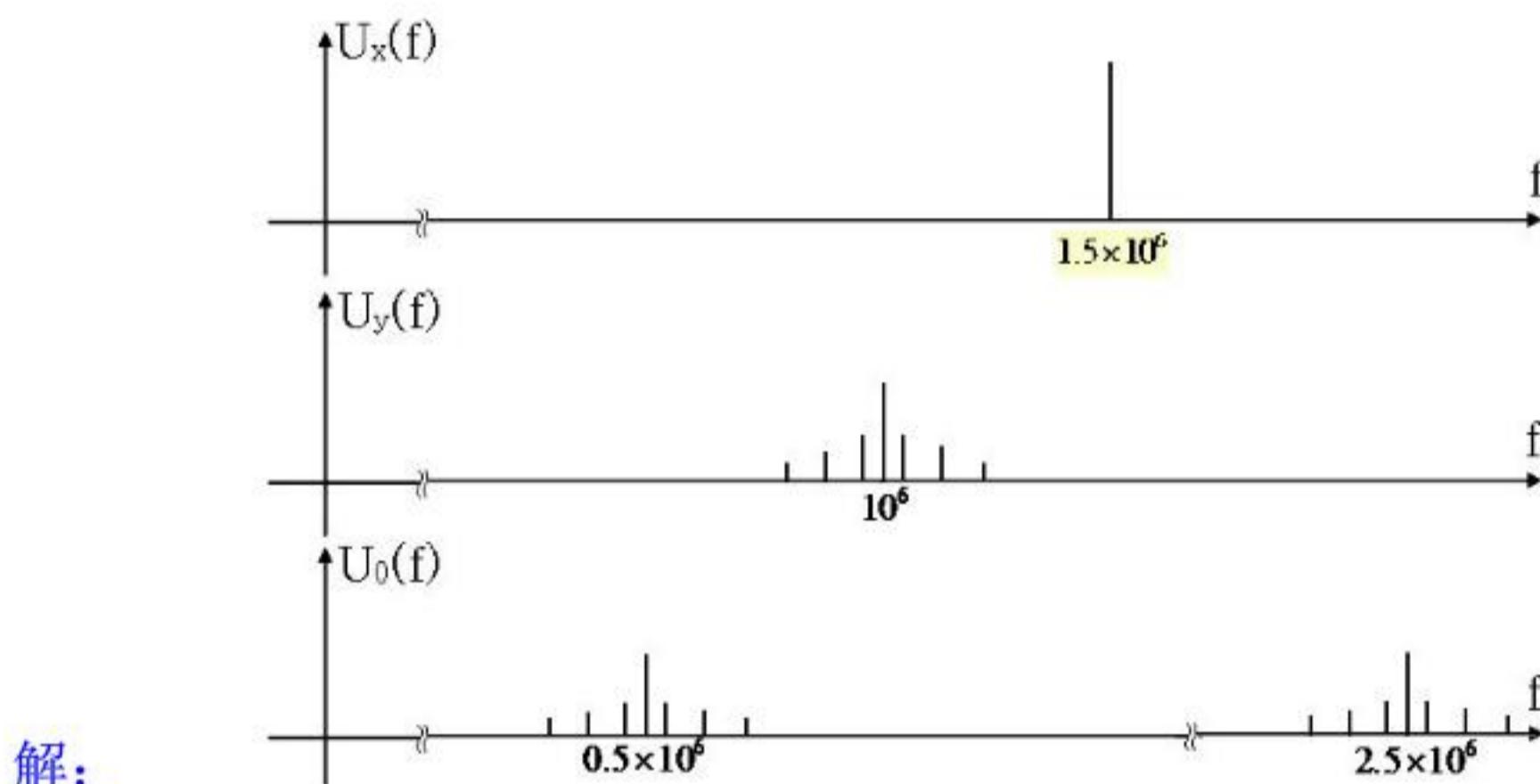
$$\therefore \frac{R_\Omega}{R} = \frac{R_1 + \frac{R_2 R_L}{R_2 + R_L}}{R_1 + R_2} = \frac{1.2 + \frac{6.2 \times R_L}{6.2 + R_L}}{7.4} \quad \text{即: } 0.8 \leq \frac{1.2 + \frac{6.2 \times R_L}{6.2 + R_L}}{7.4}$$

解得: $R_L \leq 19.7 \Omega$

5.19 已知某理想模拟乘法器的乘积系数 $A_M = 0.1$ ($1/V$)，如果输入信号

$$u_x = 3\cos(2\pi \times 1.5 \times 10^6 t) ,$$

$u_y = [\cos(2\pi \times 100t) + \frac{2}{3}\cos(2\pi \times 1000t) + \frac{1}{2}\cos(2\pi \times 2000t)]\cos(2\pi \times 10^6 t)$ ，试画出 u_y 及输出电压 u_0 的频谱图。



解:

5.20 假设混频电路的输入信号 $u_s(t) = U_{sm}[1 + k_a u_\Omega(t)]\cos \omega_c t$ ，本振信号 $u_L(t) = U_{Lm} \cos \omega_c t$ ，输出端的带通滤波器调谐在 $\omega_i = \omega_L - \omega_c$ 上，试写出混频输出中频电压 $u_i(t)$ 的表达式。

解: (1) 乘法器的输出电压为:

$$\begin{aligned} u_0(t) &= A_M u_s(t) u_L(t) = A_M U_{sm} [1 + k_a u_\Omega(t)] \cos \omega_c t \times U_{Lm} \cos \omega_L t \\ &= \frac{1}{2} A_M U_{sm} U_{Lm} [1 + k_a u_\Omega(t)] [\cos(\omega_c + \omega_L)t + \cos(\omega_c - \omega_L)t] \end{aligned}$$

(2) 输出中频电压的表达式为:

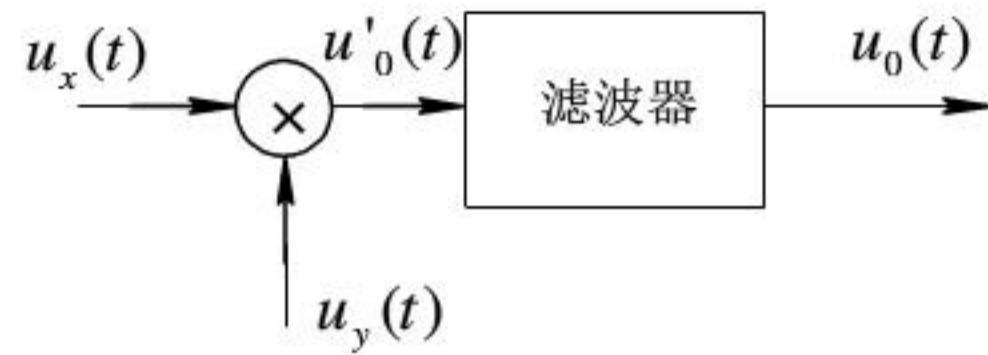
$$u_i(t) = U_{Im} [1 + k_a u_\Omega(t)] \cos(\omega_L - \omega_c)t = U_{Im} [1 + k_a u_\Omega(t)] \cos(\omega_i t)$$

5.21 电路模型如题 5.21 图所示，其中， u_x 为输入信号， u_y 为参考信号，假设相乘特性和滤波特性都是理想的，且相乘系数 $A_M = 1$ 。

- (1) 如果输入信号 $u_x = U_{\Omega m} \cos \Omega t$ ，参考信号 $u_y = U_{cm} \cos \omega_c t$ ；试写出 $u_0(t)$ 的表达式并说明电路功能，并说明滤波器的类型。
- (2) 如果输入信号 $u_x = U_{sm} \cos \Omega t \cos \omega_c t$ ，参考信号 $u_y = U_{rm} \cos \omega_c t$ ；试写出 $u_0(t)$ 的表达式并说

明电路功能，并说明滤波器的类型。

- (3) 如果输入信号 $u_x = U_{sm} \cos \Omega t \cos \omega_c t$ ，参考信号 $u_y = U_{Lm} \cos \omega_L t$ ；试写出 $u_o(t)$ 的表达式并说明电路功能，并说明滤波器的类型。



题 5.21 图

解：(1) $u_o = U_{om} \cos \Omega t \cos \omega_c t$ ；调幅功能；带通滤波器。

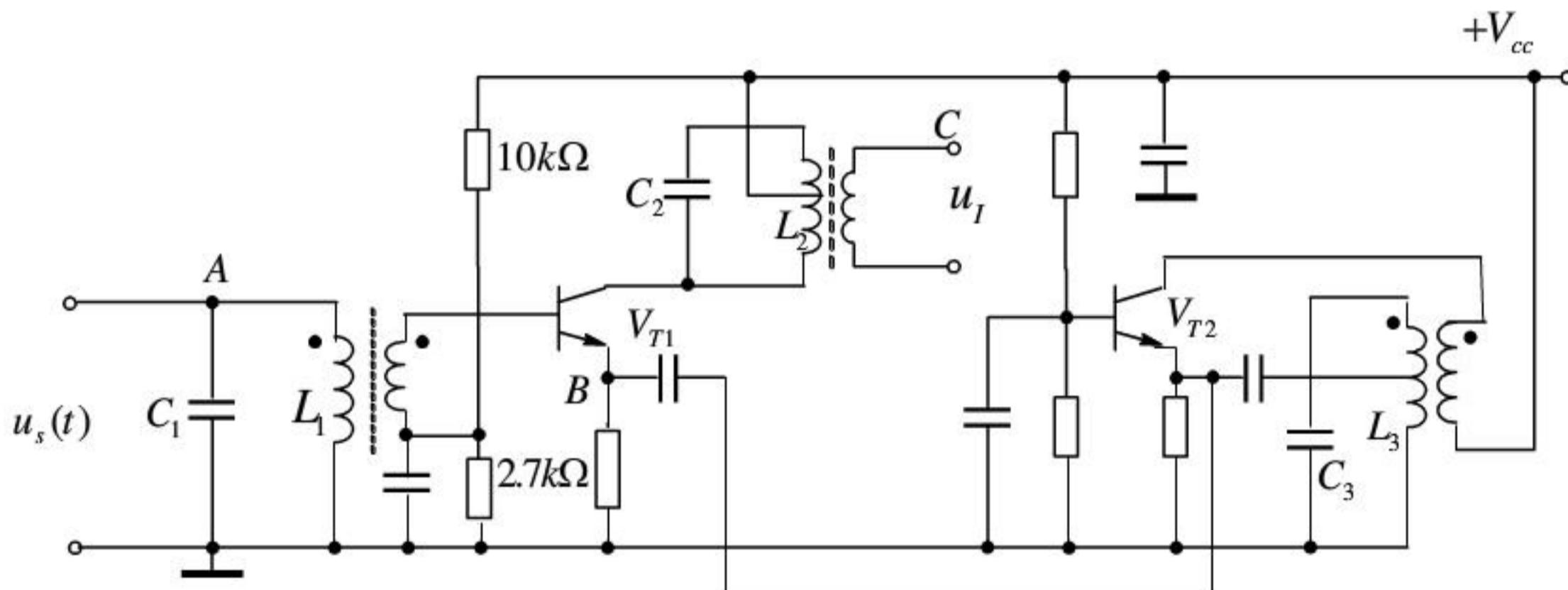
(2) $u_o = U_{om} \cos \Omega t$ ；乘积型检波功能；低通滤波器。

(3) $u_o = U_{om} \cos \Omega t \cos \omega_I t$ ；混频功能；带通滤波器。

5.22 晶体三极管混频电路如题 5.22 图所示，已知中频 $f_I = 465 \text{ kHz}$ ，输入信号

$u_s(t) = 10[1 + \frac{1}{2} \cos(2\pi \times 10^3 t)] \times \cos(2\pi \times 10^6 t) \text{ mV}$ 。试画出 A、B、C 三点对地电压波形并指出

其特点，并说明 L_1C_1 、 L_2C_2 、 L_3C_3 三个 LC 回路调谐在什么频率上。



题 5.22 图

解：(1) 电压波形说明：A 点为中心载频=1MHz 的单音 AM 信号；B 点为等幅正弦波（本振信号）；C 点为中心频率为 465kHz 的单音 AM 信号。

(2) L_1C_1 回路应调谐于输入 AM 信号 1MHz 的中心载频； L_2C_2 应调谐于输入 465kHz 中频； L_3C_3 应调谐于本振频率 1MHz+465kHz；