

《高频电子线路》

习 题 解 答



周 选 昌

二〇〇六年九月

第一章：选频网络与阻抗变换

1-1 电容器等效电路和电感线圈等效电路如图 P1-1，已知电感线圈 $L=585\mu\text{H}$ ，其品质因数 $Q_0=100$ ，电容器 $C=200\text{PF}$ ， $R_C=30\text{M}\Omega$ ，将二者串联组成串联谐振电路，要求谐振频率为 $f_0=465\text{KHz}$ ，试求：

串联谐振回路的总电感 L_0 和总电容 C_0

串联谐振回路的总谐振电阻 r_0

串联谐振回路的品质因数 Q_e

解：在 L 与 r_L 组成的支路中有：

$$r_L = \frac{\rho}{Q_0} = \frac{2\pi f_0 L}{Q_0} = 17.1\Omega$$

将 R_C 与 C 组成的并联支路转换为 r_C 与 C_C 的串联支路后的等效电路如图所示。则有：

$$Q_C = \frac{R_C}{\rho} = R_C C \omega_0 = 2\pi f_0 C R_C = 17530, \text{ 利用串并互换原则有}$$

$$r_C = \frac{1}{1+Q_C^2} R_C \approx \frac{1}{Q_C^2} R_C = 0.098\Omega \quad X_{C_C} = \frac{1}{1+\frac{1}{Q_C^2}} X_C \approx X_C \text{ 即 } C_C \approx C = 200\text{pF}$$

则串联谐振回路的总电感 $L_0 = L = 585\mu\text{H}$ ，总电容 $C_0 = C_C = 200\text{pF}$ 。

串联谐振回路的总谐振电阻 $r_0 = r_L + r_C = 17.1 + 0.098 = 17.198\Omega$

串联谐振回路的品质因数 $Q_e = \frac{\rho}{r_0} = \frac{2\pi f_0 L}{r_0} = 99.43$

1-2 现有一电感线圈 $L=200\mu\text{H}$ ， $Q_0=100$ 。将其与一可变电容器 C 串联后，接于 $U_s=10\text{mV}$ ，

$f=794\text{KHz}$ 的信号源上。调节可变电容器 C 使回路谐振时，试求：（1）谐振时 C_0 及谐振电阻 r_0 。（2）回路的谐振电流 I_0 。（3）电容器 C 两端电压 U_C 。

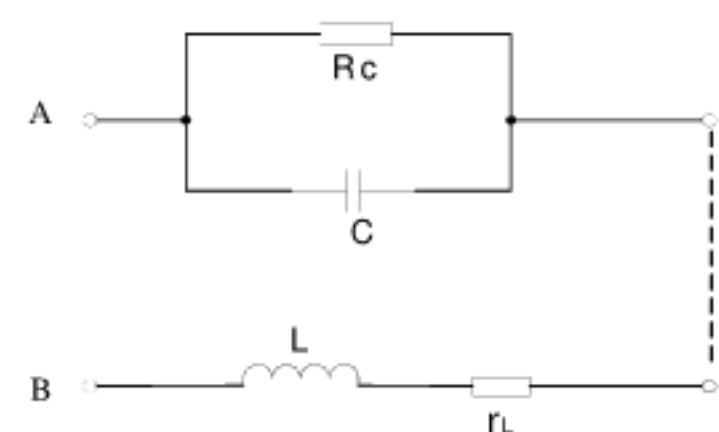
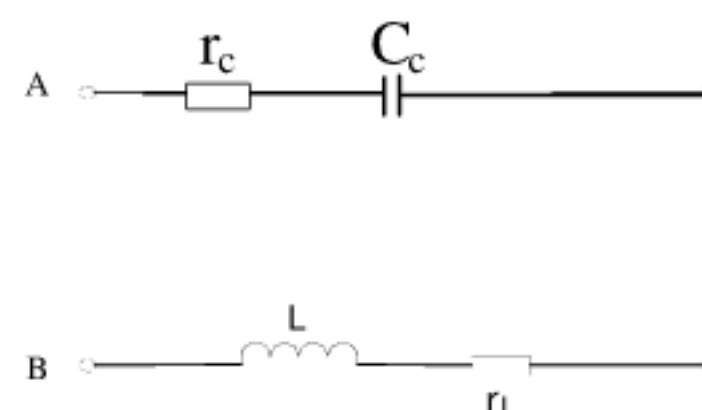


图 P1-1



解：根据题意画出其电路如图所示。

$$r_L = \frac{\rho}{Q_0} = \frac{2\pi f_0 L}{Q_0} = 10\Omega$$

$$\because \omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \therefore C_0 = C = \frac{1}{\omega^2 L} = 200pF。$$

$$\text{谐振时回路电流 } I_0 = \frac{V_s}{r_L} = 1mA$$

$$\text{电容两端的电压 } U_C = I_0 X_C = \frac{V_s}{r_L} \cdot \frac{1}{\omega C} = Q_0 V_s = 1V。$$

1-3 某串联谐振回路的谐振频率 $f_0=640KHz$ ，当信号频率偏离 $f_0 \pm 20KHz$ 时信号的抑制比 $S=0.7$ 。试求：（1）谐振回路通频带 $BW_{0.7}$ 。（2）估算回路的 Q 值。（3）信号频率为 $680KHz$ 时的抑制比 S 。

$$\text{解：} \because S = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(2Q \frac{\Delta f}{f_0}\right)^2}} \rightarrow Q = \frac{f_0}{2\Delta f} \sqrt{\frac{1}{S^2} - 1} = \frac{640}{2 \times 20} \sqrt{\frac{1}{0.7^2} - 1} = 16$$

$$BW_{0.7} = \frac{f_0}{Q} = \frac{640}{16} = 40KHz。$$

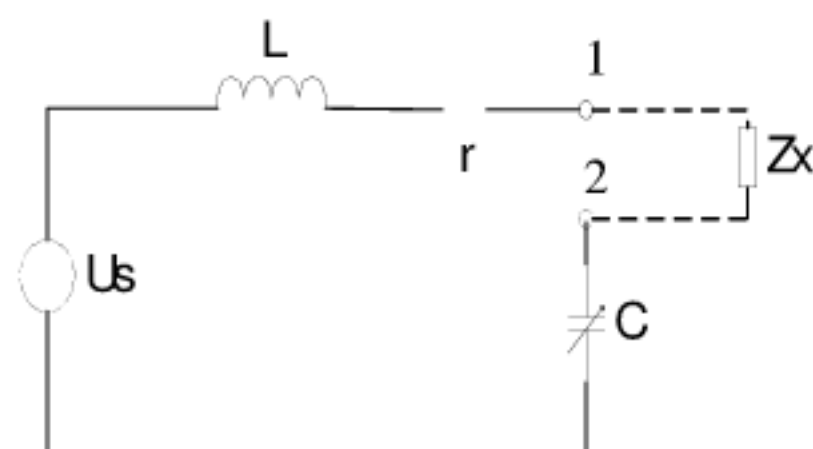
当信号频率为 $680KHz$ 时，则频率偏移为 $\Delta f = 680 - 640 = 40KHz$ ，则信号的抑制比 S 为

$$S = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(2Q \frac{\Delta f}{f_0}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(2 \times 16 \times \frac{40}{640}\right)^2}} = 0.447 \rightarrow -7dB。$$

1-4 如图 P1-4 所示的电路中，已知信号源 $U_s=0.1V$ ，频率 $f=1MHz$ 。若先将 1.2 两端短路，调可变电容 C 使回路谐振时 $C=100pF$ ，测得电容 C 两端电压 $U_c=10V$ ；给 1.2 两端串入

一容性负载 ($Z_x = r_x + 1/\omega C_x$)，则回路失谐，将可变电容重新调到 $C'=200PF$ 时，回路再次谐振，此时测得电容 C 两端电压 $U_c'=2.5V$ 。试求：

- (1) 电感 L 及电阻 r 的值。
- (2) 后接入的容性负载中，电容 C_x 电阻 r_x 的值。



图P1-4

解：当 1、2 端短路时， $\omega_0 \frac{1}{\sqrt{LC}} \rightarrow L = \frac{1}{\omega_0^2 C} = 253.3 \mu H$

$$\because V_C = Q_0 V_S \rightarrow Q_0 = \frac{V_C}{V_S} = \frac{10}{0.1} = 100 \quad r = \frac{\rho}{Q_0} = \frac{1}{Q_0 \omega_0 C} = 16 \Omega$$

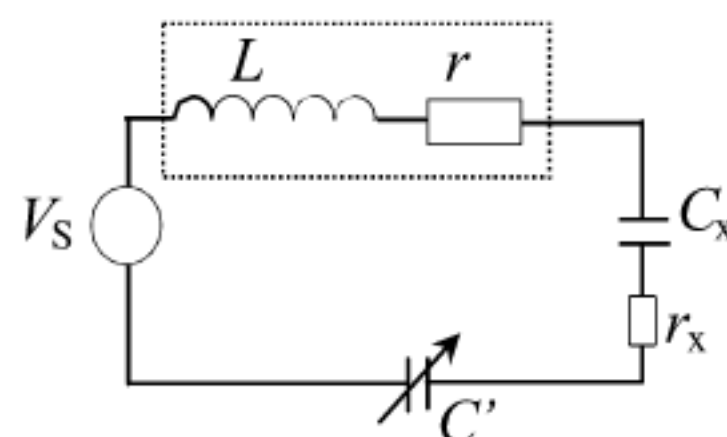
当 1.2 两端串入一容性负载 ($Z_X = r_x + 1/\omega C_x$) 时，其等效电路如图所示。

$$\because C' // C_x = C \rightarrow C_x = \frac{CC'}{C' - C} = 200 pF$$

$$\because V_C' = \frac{V_S}{r + r_x} \cdot \frac{1}{\omega_0 C'}$$

$$\therefore r + r_x = \frac{V_S}{V_C'} \cdot \frac{1}{\omega_0 C'} = \frac{0.1}{2.5} \times \frac{1}{2\pi \times 10^6 \times 200 \times 10^{-12}} = 32 \Omega$$

$$r_x = 32 - 16 = 16 \Omega$$



1-5 已知某并联谐振回路谐振频率 $f_0 = 6.5 MHz$ ，通频带 $BW_{0.7} = 250 KHz$ ，若测得其回路电容 $C = 51 pF$ ，试求：(1) 回路电感 L ，回路的品质因素 Q 。(2) 回路谐振电阻 R_T 。(3) 若希望回路的通频带宽展宽一倍，应在回路两端并一多大的电阻 R_x 。

$$\text{解：} BW_{0.7} = \frac{f_0}{Q_0} \rightarrow Q_0 = \frac{f_0}{BW_{0.7}} = \frac{6.5 \times 10^6}{250 \times 10^3} = 26$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \rightarrow L = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C} = 11.76 \mu H$$

$$Q_0 = \frac{R_T}{\rho} \rightarrow R_T = \rho Q_0 = \omega_0 L Q_0 = 12.49 K\Omega$$

若希望回路的通频带宽展宽一倍，则要求品质因素 Q 降低一倍，即谐振电阻减少一倍，则应在回路两端并一个与谐振电阻 R_T 一样的电阻，即 $R_x = R_T = 12.49 K\Omega$ 。

1-6 并联谐振回路如图 P1-6 所示。已知回路电容 $C = 10 pF$ ，电源内阻 $R_S = 6 K\Omega$ ，回路空载谐振电阻 $R_p = 20 K\Omega$ ，回路有载时的通频带 $BW_{0.7} = 6 MHz$ ，试求接入的负载电阻 R_L 。

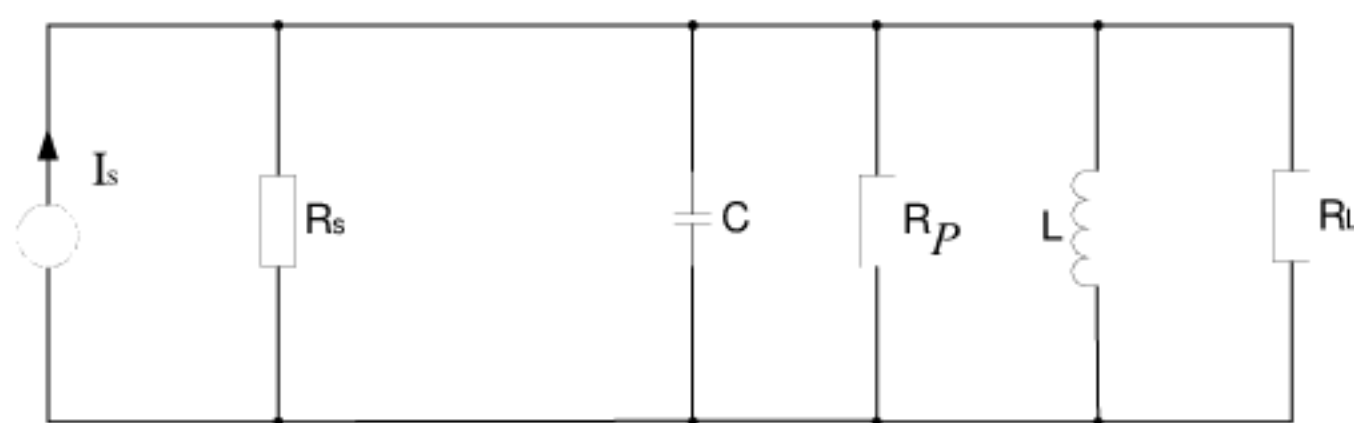


图 P1-6

解：回路有载时有：

$$R_T = \rho Q_e = \frac{Q_e}{\omega_0 C} = \frac{Q_e}{2\pi f_0 C} = \frac{1}{2\pi C \frac{f_0}{Q_e}} = \frac{1}{2\pi C B W_{3dB}} = \frac{1}{2\pi \times 10 \times 10^{-12} \times 6 \times 10^6} = 2.65 K\Omega$$

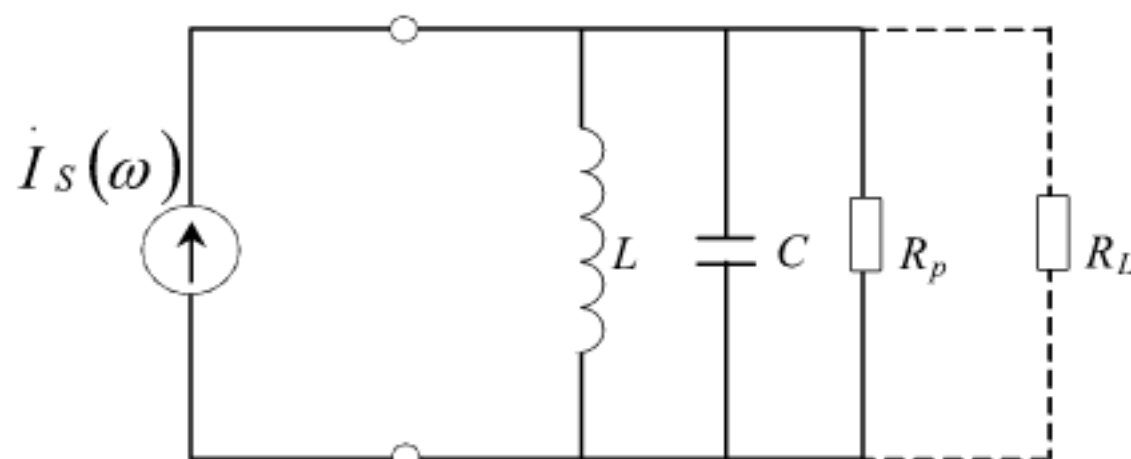
$$G_T = 1/R_T = 0.377 mS \quad G_S = 1/R_S = 0.167 mS \quad G_P = 1/R_P = 0.05 mS$$

又 $R_T = R_S // R_P // R_L$ ，即 $G_T = G_S + G_P + G_L$ ，所以有：

$$G_L = G_T - G_S - G_P = 0.377 - 0.167 - 0.05 = 0.16 mS \rightarrow R_L = \frac{1}{G_L} = 6.25 K\Omega$$

1-7 设计一并联谐振回路，要求其谐振频率 $f_0 = 10 MHz$ ；当失谐频率 $f = 10.6 MHz$ 时，

抑制比 $S = 0.126$ 。现选定回路电容 $C = 56 pF$ ，试求：(1) 回路电感 L 值及回路的品质因素 Q 。(2) 回路谐振电阻 R_T 及通频带 $BW_{0.7}$ 。(3) 若希望通频带展宽一倍，应给回路并入多大电阻。



解：并联谐振回路如图所示：

$$\because S = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(2Q_0 \frac{\Delta f}{f_0}\right)^2}} \rightarrow Q_0 = \frac{f_0}{2\Delta f_0} \sqrt{\frac{1}{S^2} - 1} = 65.6$$

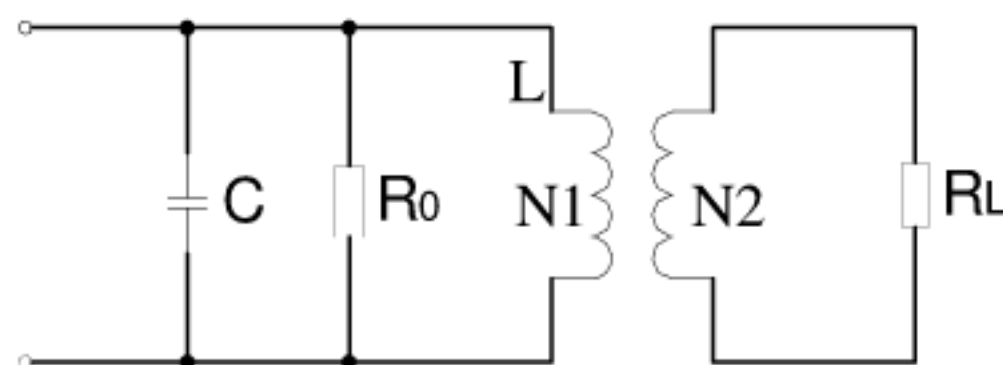
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \rightarrow L = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C} = 4.523 \mu H \quad R_P = \rho Q_0 = \frac{Q_0}{\omega_0 C} = 18.65 K\Omega$$

$$BW_{0.7} = \frac{f_0}{Q_0} = \frac{10 \times 10^6}{65.6} = 152.44 KHz$$

若希望回路的通频带宽展宽一倍，则要求品质因素 Q 降低一倍，即谐振电阻减少一倍，则应在回路两端并一个与谐振电阻 R_P 一样的电阻，即 $R_L = R_P = 18.65 K\Omega$ 。

1-8 带有阻抗变换网络的一组并联谐振回路如图 P1-8 所示。试分别求它们的有负载谐振阻抗、回路总电容和有载 Q 值的表达式。

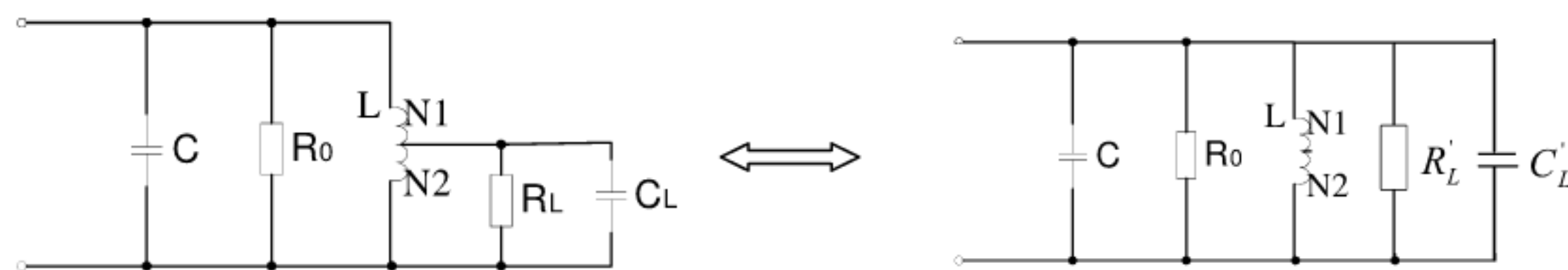
解: (a)



谐振阻抗: $R_T = R_0 // \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 R_L$, 回路总电容: $C_\Sigma = C$, 有载品质因素:

$$Q_e = \frac{R_T}{\rho} = R_T \omega_0 C, \text{ 其中 } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

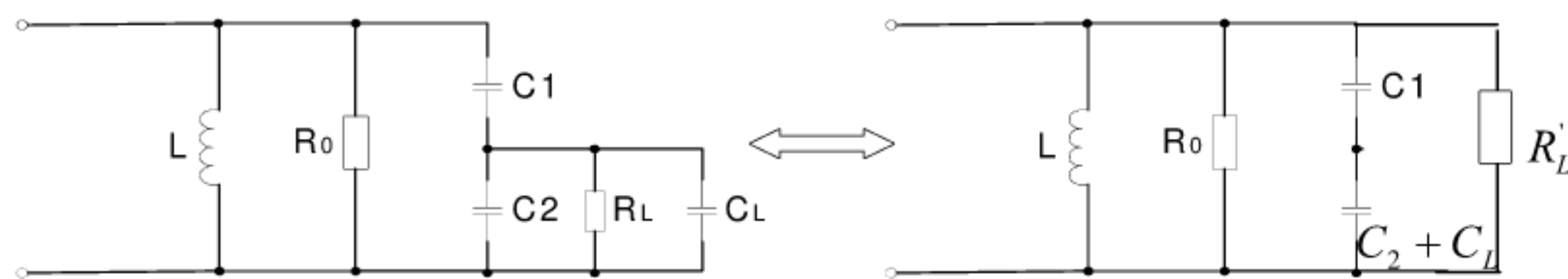
(b) 令接入系数 $P_L = \frac{N_2}{N_1 + N_2}$, 其等效电路如右图所示, 则有:



$R'_L = \frac{1}{P_L^2} R_L, C'_L = P_L^2 C_L$ 。此时有谐振阻抗: $R_T = R_0 // R'_L$, 回路总电容: $C_\Sigma = C + C'_L$

有载品质因素: $Q_e = \frac{R_T}{\rho} = R_T \omega_0 C_\Sigma$, 其中 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_\Sigma}}$ 。

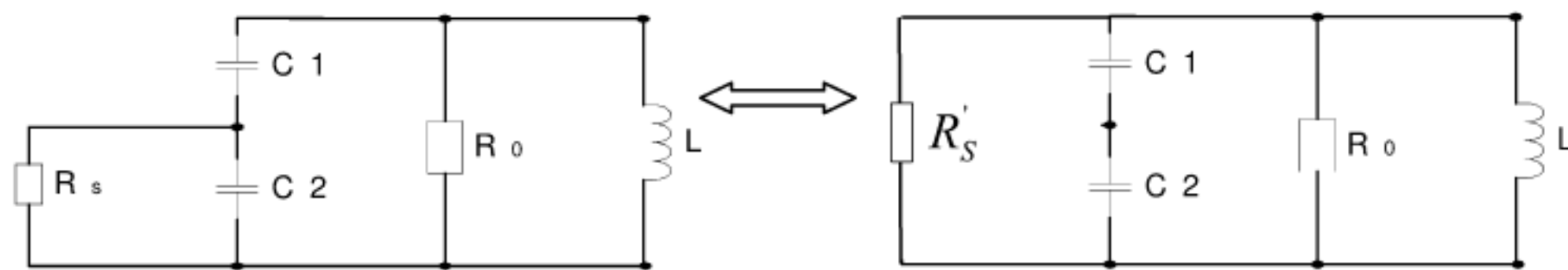
(c) 令接入系数 $P_C = \frac{C_1}{(C_2 + C_L) + C_1}$, 其等效电路如右图所示, 则有:



$R'_L = \frac{1}{P_C^2} R_L$ 。此时有谐振阻抗: $R_T = R_0 // R'_L$, 回路总电容: $C_\Sigma = C_1 // (C_2 + C_L)$

有载品质因素: $Q_e = \frac{R_T}{\rho} = R_T \omega_0 C_\Sigma$, 其中 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_\Sigma}}$ 。

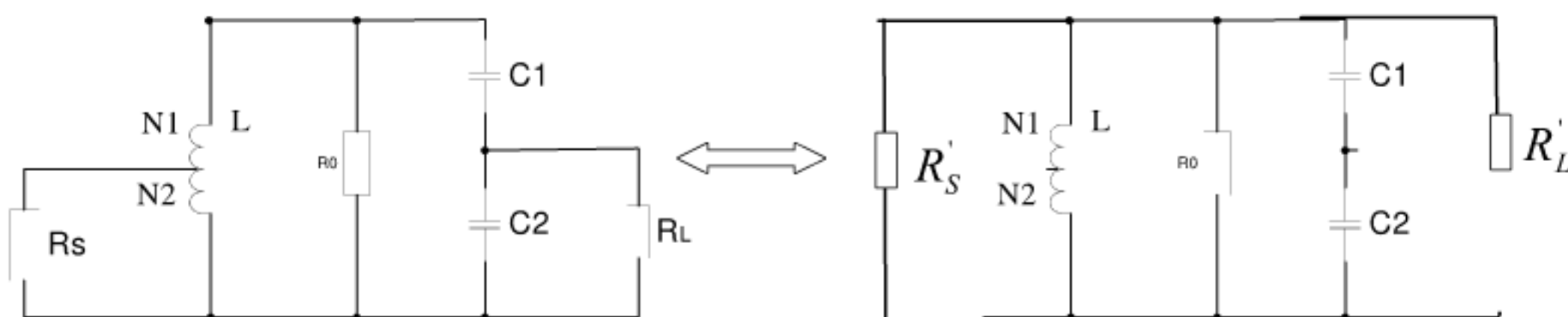
(d) 令接入系数 $P_C = \frac{C_1}{C_2 + C_1}$ ，其等效电路如右图所示，则有：



$R'_S = \frac{1}{P_C^2} R_S$ 。此时有谐振阻抗： $R_T = R_0 // R'_S$ ，回路总电容： $C_\Sigma = C_1 // C_2$

有载品质因素： $Q_e = \frac{R_T}{\rho} = R_T \omega_0 C_\Sigma$ ，其中 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_\Sigma}}$ 。

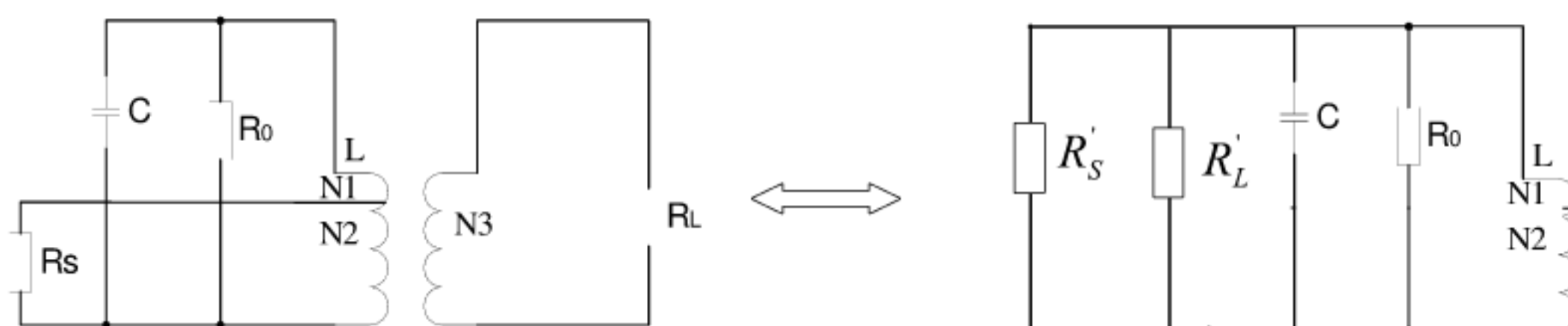
(e) 令接入系数 $P_C = \frac{C_1}{C_2 + C_1}$ ，接入系数 $P_L = \frac{N_2}{N_2 + N_1}$ ，其等效电路如右图所示，则有：



$R'_S = \frac{1}{P_L^2} R_S$ ， $R'_L = \frac{1}{P_C^2} R_L$ 。此时有谐振阻抗： $R_T = R_0 // R'_S // R'_L$ ，回路总电容：

$C_\Sigma = C_1 // C_2$ ，有载品质因素： $Q_e = \frac{R_T}{\rho} = R_T \omega_0 C_\Sigma$ ，其中 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_\Sigma}}$ 。

(f) 令接入系数 $P_1 = \frac{N_2}{N_2 + N_1}$ ，接入系数 $P_2 = \frac{N_2 + N_1}{N_3}$ ，其等效电路如右图所示，则有：

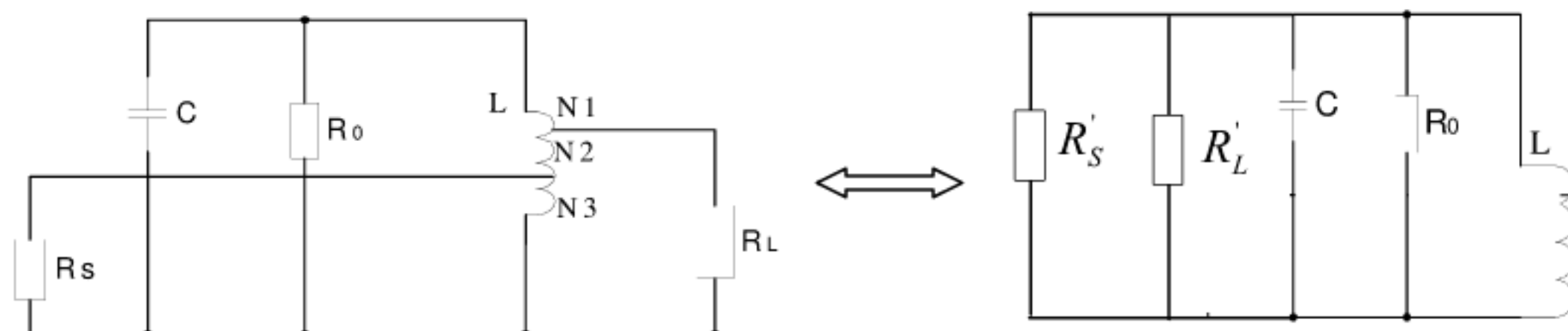


$R'_S = \frac{1}{P_1^2} R_S$ ， $R'_L = \frac{1}{P_2^2} R_L$ 。此时有谐振阻抗： $R_T = R_0 // R'_S // R'_L$ ，回路总电容： $C_\Sigma = C$ ，

有载品质因素： $Q_e = \frac{R_T}{\rho} = R_T \omega_0 C_\Sigma$ ，其中 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_\Sigma}}$ 。

(g) 令接入系数 $P_1 = \frac{N_3}{N_3 + N_2 + N_1}$, 接入系数 $P_2 = \frac{N_2 + N_3}{N_3 + N_2 + N_1}$, 其等效电路如右图

所示, 则有:



$R'_S = \frac{1}{P_1^2} R_S$, $R'_L = \frac{1}{P_2^2} R_L$ 。此时有谐振阻抗: $R_T = R_0 // R'_S // R'_L$, 回路总电容:

$C_\Sigma = C$, 有载品质因素: $Q_e = \frac{R_T}{\rho} = R_T \omega_0 C_\Sigma$, 其中 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_\Sigma}}$ 。

1-9 画出图 P1-9 所示的四个无耗的电抗~频率特性曲线, 并写出关键点的频率值。

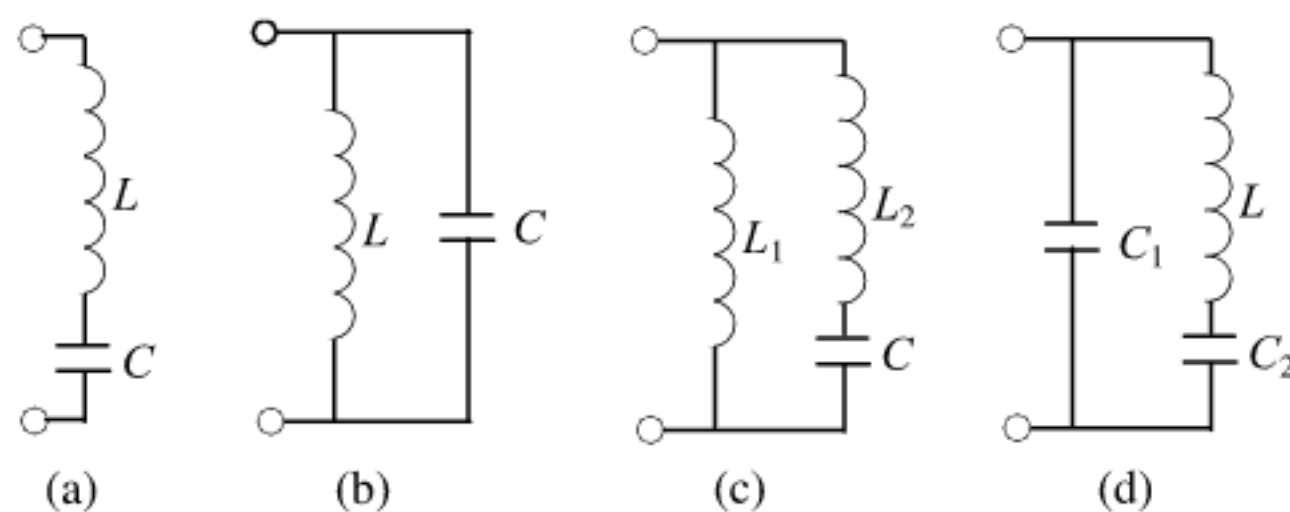
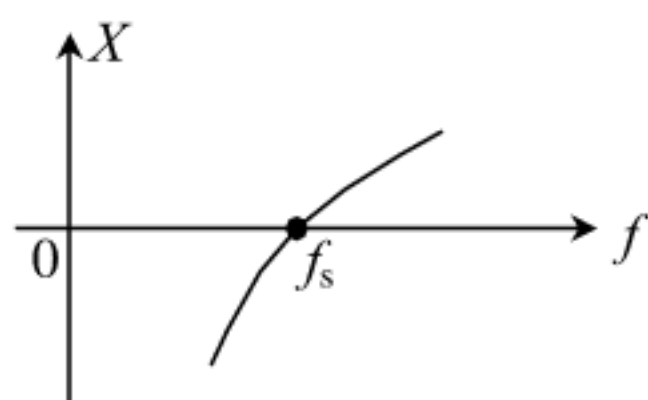
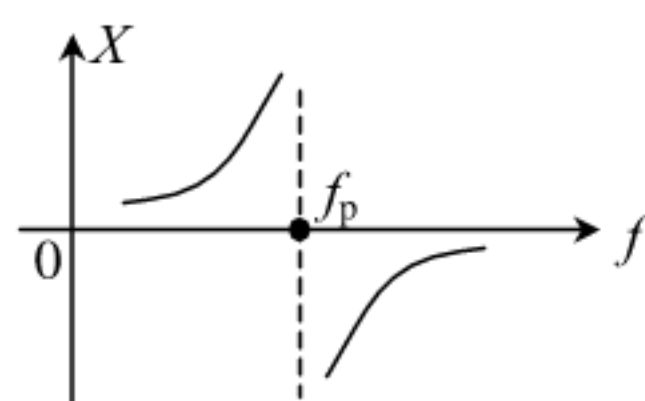


图 P1-9

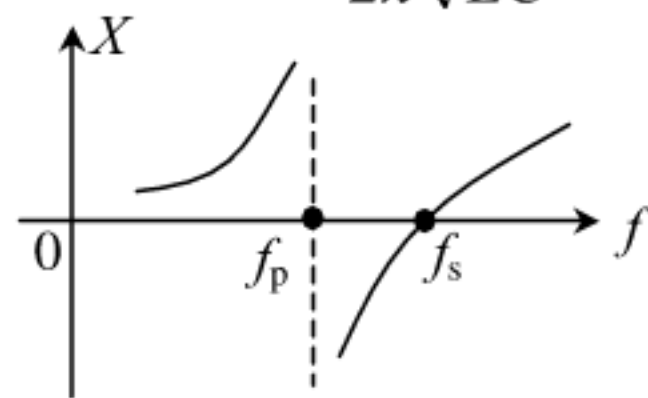
解: 其电抗~频率特性曲线及关键点的频率如下图所示。



(a) $f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

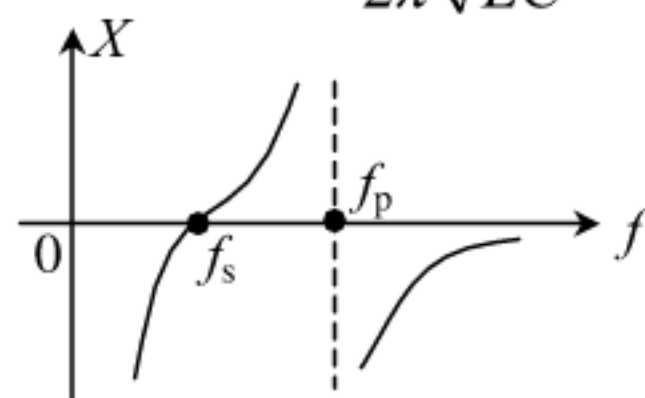


(b) $f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$



(c)

$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C}}, f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2)C}}$



(d)

$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_2}}, f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}}$

1-10 并联谐振回路如图 P1-10 所示。已知回路中: $L = 0.8\mu H$, $C_1 = 20PF$, $C_2 = 20PF$, $C_S = 5PF$, $C_L = 20PF$, $R_S = 10K\Omega$, $R_L = 5K\Omega$, 回路空载 $Q_0 = 100$ 。试求: (1) 回路的谐振频率 f_0 。(2) 回路中 R_p 值及回路有载 Q_e 。(3) 回路通频带 $BW_{0.7}$ 。

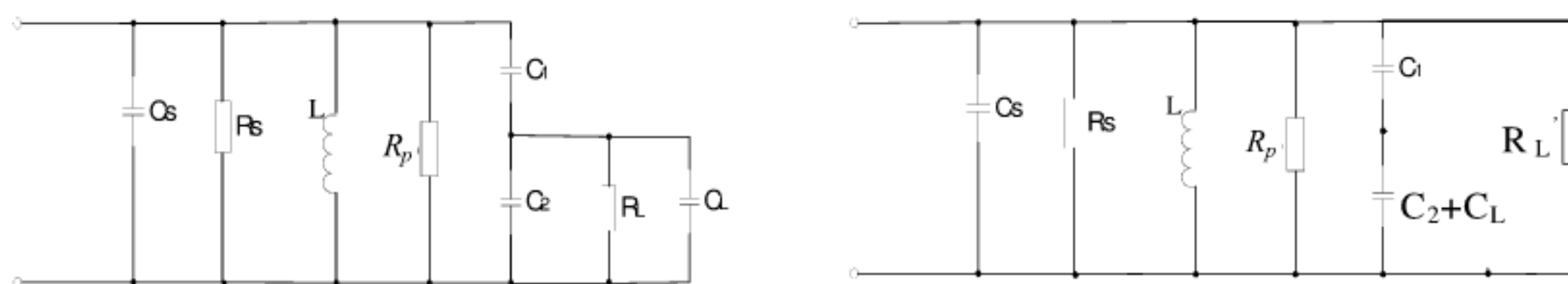


图 P1-10

解: 其等效并联谐振回路如右图所示。电容接入系数 $P_C = \frac{C_1}{C_1 + (C_2 + C_L)} = \frac{1}{3}$, 则有:

$$R'_L = \frac{1}{P_C^2} R_L = 9R_L = 45K\Omega, \quad C_\Sigma = C_S + C_1 // (C_2 + C_L) = 18.33pF$$

$$\text{回路的谐振频率: } f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_\Sigma}} = 41.56MHz, \quad R_p = \rho Q_0 = \omega_0 L Q_0 = 20.9K\Omega.$$

$$\text{谐振阻抗为: } R_T = R_S // R_p // R'_L = 5.88K\Omega,$$

$$\text{有载品质因素为: } Q_e = \frac{R_T}{\rho} = \frac{R_T}{R_p} Q_0 = 28.13,$$

$$\text{回路的通频带为: } BW_{0.7} = \frac{f_0}{Q_e} = \frac{41.56MHz}{28.13} = 1.48MHz$$

1-11 阻抗变换电路如图 P1-11 所示。图中已知 $C_1 = 5PF$,

$C_2 = 15PF$, $R_L = 300\Omega$, $R_S = 75\Omega$, 若通过阻抗变换后

使电路能匹配。试求 N_1/N_2 。

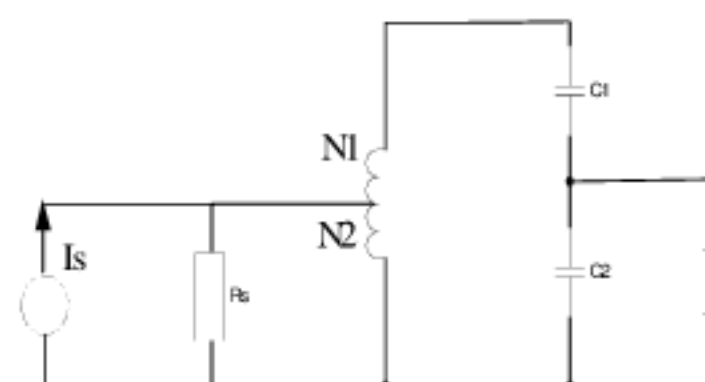


图 P1-11

解: 电容的接入系数为 $P_C = \frac{C_1}{C_1 + C_2} = \frac{1}{4}$, 电感的接入系数为 $P_L = \frac{N_2}{N_1 + N_2}$ 。则有

$$R'_L = \frac{1}{P_C^2} R_L = 16R_L, \quad R'_S = \frac{1}{P_L^2} R_S = \left(1 + \frac{N_1}{N_2}\right)^2 R_S. \quad \text{回路阻抗匹配时要求 } R'_L = R'_S$$

$$\text{即 } 16R_L = \left(1 + N_1/N_2\right)^2 R_S, \quad \text{可得 } N_1/N_2 = \sqrt{16R_L/R_S} - 1 = 7$$

1-12 如图 P1-12 所示的并联谐振电路中, 空载 $Q_0 = 100$, $C = 100\text{pF}$ 谐振频率

$f_0 = 10\text{MHz}$ 。 $R_s = 12.8\text{K}\Omega$, $R_L = 1\text{K}\Omega$, n_1 、 n_2 是

接入系数, 且 $n_1 = 0.8$ 。若要求该电路匹配, 试求接入系

数 n_2 及回路的通频带 $BW_{0.7}$ 。

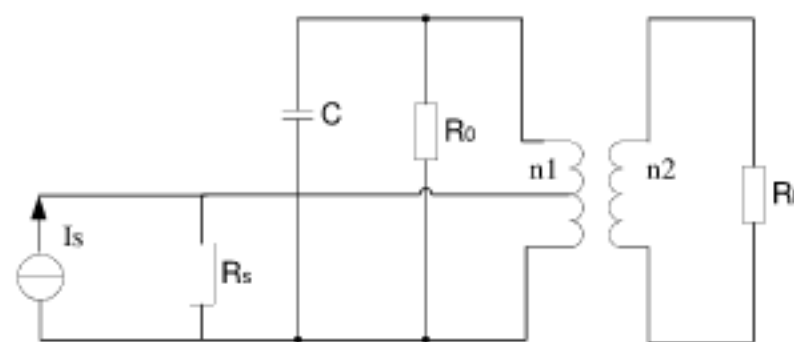


图 P1-12

解: 回路空载时有: $R_0 = \rho Q_0 = \frac{Q_0}{\omega_0 C} = 15.9\text{K}\Omega$, 又 $R'_s = \frac{1}{n_1^2} R_s = \frac{12.8}{0.8^2} = 20\text{K}\Omega$,

$R'_L = \frac{1}{n_2^2} R_L$ 。因电路匹配时要求 $R_0 // R'_s = R'_L$, 即 $\frac{1}{R_0} + \frac{1}{R'_s} = \frac{1}{R'_L} = \frac{n_2^2}{R_L}$, 则有:

$$n_2 = \sqrt{R_L \left(\frac{1}{R_0} + \frac{1}{R'_s} \right)} = \sqrt{1 \times \left(\frac{1}{15.9} + \frac{1}{20} \right)} = 0.336, \text{ 因此有 } R'_L = \frac{1}{n_2^2} R_L = 8.86\text{K}\Omega。$$

此时回路的谐振电阻为: $R_T = R_0 // R'_s // R'_L = 4.43\text{K}\Omega$

回路的有载品质因素为: $Q_e = R_T \omega_0 C = 27.86$,

回路的通频带为: $BW_{0.7} = \frac{f_0}{Q_e} = \frac{10\text{MHz}}{27.86} = 359\text{KHz}$ 。

1-13 阻抗变换电路如图 P1-13 所示。设电路工作频率

$f_0 = 20\text{MHz}$, 信号源内阻 $R_s = 20\Omega$, 负载电阻 $R_L = 50\Omega$, 若要

使该电路匹配, 求变换网络中 L 、 C 的值。

解: 令 C 、 R_L 并联支路的品质因素为 Q , 则 $Q = \omega_0 C R_L$ 。同时将其

转换为 C_s 、 r 的串联, 则有: $r = \frac{R_L}{(1+Q^2)}$

由于电路匹配, 要求 $R_s = r = \frac{R_L}{(1+Q^2)}$, 即 $Q = \sqrt{\frac{R_L}{R_s} - 1} = 1.225$ 。

所以 $C = \frac{Q}{\omega_0 R_L} = \frac{1.225}{2\pi \times 20 \times 10^6 \times 50} = 195\text{pF}$, 又因为 $Q = \frac{\omega_0 L}{R_s}$

$L = \frac{Q R_s}{\omega_0} = \frac{1.225 \times 20}{2\pi \times 20 \times 10^6} = 0.195\mu\text{H}$ 。

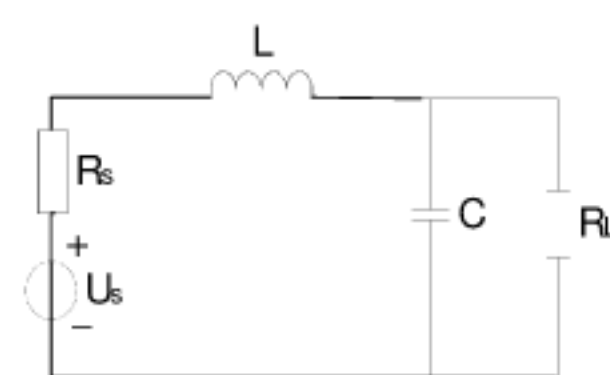


图 P1-13

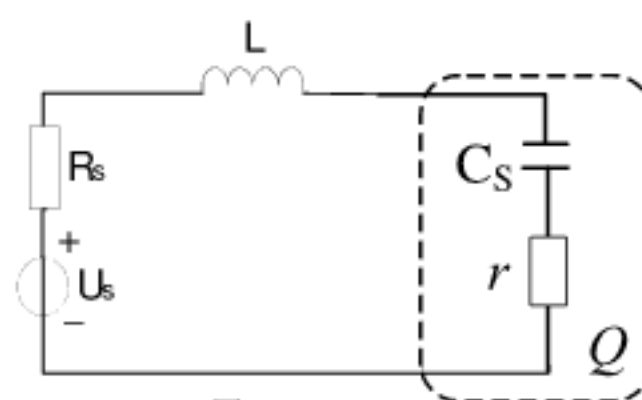


图 P1-13

1-14 试求图 P1-14 所示的各种传输线变压器的阻抗变换关系 (R_i/R_L) 及相应的特性阻抗 Z_C 的表达式。

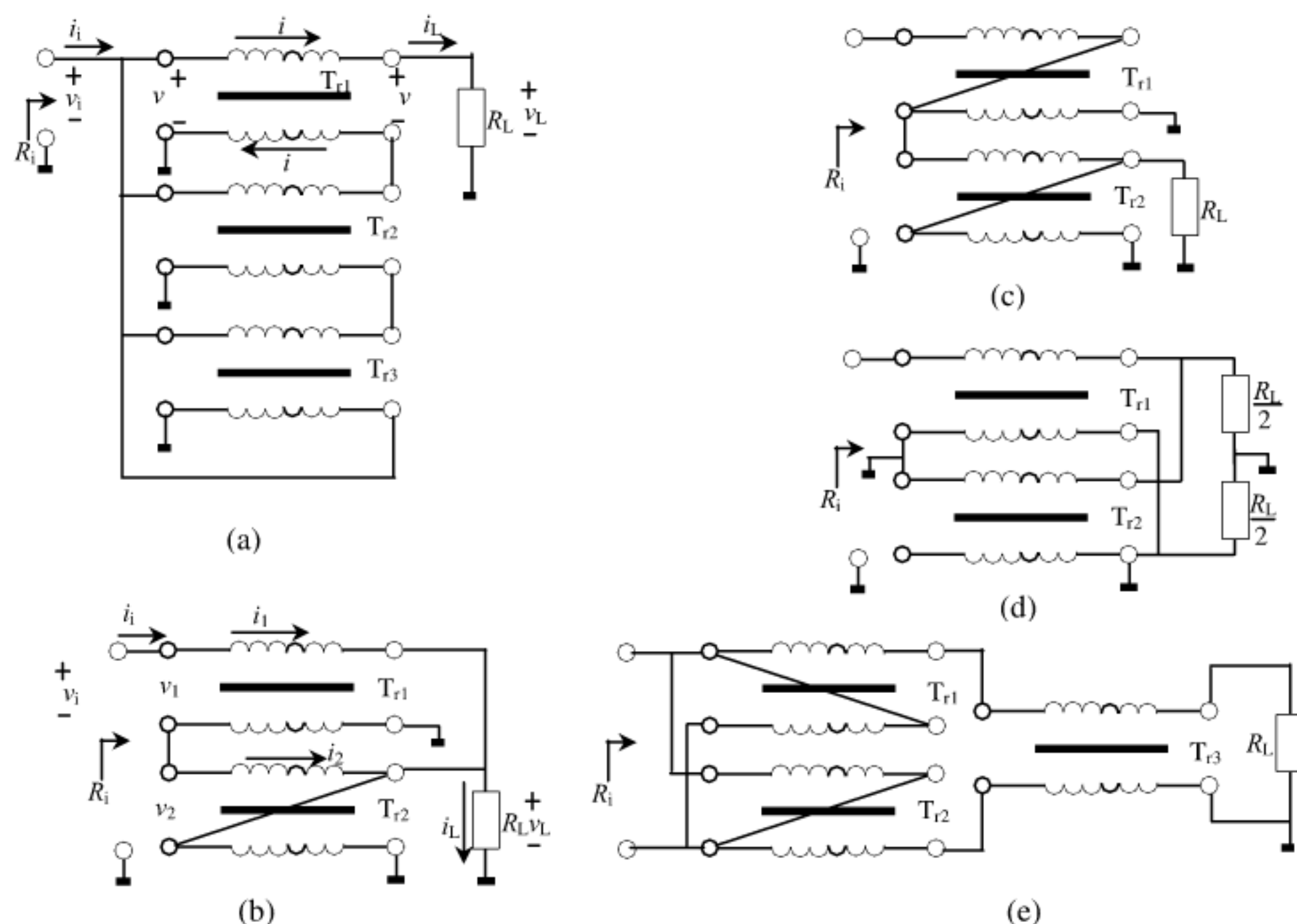


图 P1-14

解: (a) 令输入电压、电流分别为 v_i 、 i_i , 负载的电压、电流分别为 v_L 、 i_L , 传输线上的电

压、电流分别为 v 、 i 。则有: $i_L = i, v_L = 4v$, $R_L = \frac{v_L}{i_L} = 4 \frac{v}{i}$

$i_i = 4i, v_i = v$, $R_i = \frac{v_i}{i_i} = \frac{1}{4} \cdot \frac{v}{i}$, 则 $\frac{R_i}{R_L} = \frac{1}{16}$, 传输线特性阻抗均为 $\frac{R_i}{R_L} = \frac{1}{16}$ 。

(b) $i_2 = i_1 = i_i, i_L = i_1 + i_2 + i_2 = 3i_i, v_L = v_1 = v_2, v_i = v_1 + v_2 + v_2 = 3v_L$, 则有

$\frac{R_i}{R_L} = 9$, 传输线的特性阻抗 $Z_{C1} = Z_{C2} = 3R_L = \frac{1}{3}R_i$

同理可以求得 (c)、(d)、(e) 的结果, 如下:

$$(c) \quad \frac{R_i}{R_L} = 16, \quad Z_{C1} = 8R_L, \quad Z_{C2} = 2R_L$$

$$(d) \quad \frac{R_i}{R_L} = 4, \quad Z_{C1} = Z_{C2} = 2R_L$$

$$(e) \quad \frac{R_i}{R_L} = \frac{1}{9}, \quad Z_{C1} = Z_{C2} = \frac{1}{3}R_L, \quad Z_{C3} = R_L$$

第二章：非线性器件描述及应用

2-1 已知非线性器件的伏安特性为 $i = a_0 + a_1 v + a_2 v^3$, 试问它能否实现调幅作用, 为什么?

解: 实现调幅是需要两个频率的和频或差频, 它是由非线性器件的 2 次方项产生的。由于该非线性器件的伏安特性没有包含 2 次方项, 因此不能实现调幅作用。

2-2 已知非线性器件的伏安特性为 $i = a_0 + a_1 v + a_2 v^2 + a_3 v^3$, 式中

$$v = v_1 + v_2 + v_3 = V_{1M} \cos \omega_1 t + V_{2M} \cos \omega_2 t + V_{3M} \cos \omega_3 t$$

试写出电流 i 中组合频率分量的频率通式, 说明它们是各由 i 中的哪些次方项产生的, 并求出其中的 $\omega_1, 2\omega_1 - \omega_2, \omega_1 + \omega_2 - \omega_3$ 频率分量的幅度。

解: 因为 $v = v_1 + v_2 + v_3$, 则有

$$\begin{aligned} i &= a_0 + a_1 v + a_2 v^2 + a_3 v^3 \\ &= a_0 + a_1 (v_1 + v_2 + v_3) + a_2 (v_1^2 + v_2^2 + v_3^2 + 2v_1 v_2 + 2v_2 v_3 + 3v_3 v_1) \\ &\quad + a_3 (v_1^3 + v_2^3 + v_3^3 + 3v_1^2 v_2 + 3v_1^2 v_3 + 3v_1 v_2^2 + 3v_1 v_3^2 + 3v_2^2 v_3 + 3v_2 v_3^2 + 6v_1 v_2 v_3) \end{aligned}$$

则在电流中会出现的组合频率分量为 $|\pm p\omega_1 \pm q\omega_2 \pm r\omega_3|$, 且 $p \geq 0, q \geq 0, r \geq 0, p + q + r \leq 3$, 它是由 $p + q + r$ 次方项产生的。

ω_1 频率分量是由 $v_1, v_1^3, 3v_1 v_2^2, 3v_1 v_3^2$ 中产生的, 因此对应的幅度为

$$a_1 V_{1M} + \frac{3}{4} a_3 V_{1M}^3 + \frac{3}{2} a_3 V_{1M} V_{2M}^2 + \frac{3}{2} a_3 V_{1M} V_{3M}^2。$$

$2\omega_1 - \omega_2$ 的频率分量是由 $3v_1^2 v_2$ 产生的, 对应的幅度为 $\frac{3}{4} a_3 V_{1M}^2 V_{2M}。$

$\omega_1 + \omega_2 - \omega_3$ 的频率分量是由 $6v_1 v_2 v_3$ 产生的, 对应的幅度为 $\frac{3}{2} a_3 V_{1M} V_{2M} V_{3M}。$

2-3 某非线性器件的伏安特性为

$$i = \begin{cases} g_D v & v > 0 \\ 0 & v \leq 0 \end{cases}$$

式中 $v = V_Q + v_1 + v_2 = V_Q + V_{1M} \cos \omega_1 t + V_{2M} \cos \omega_2 t$ 。若 V_{2M} 很小, 满足线性时变状态条件, 则在 $V_Q = -V_{1M}/2, 0, V_{1M}$ 三种条件下, 画出 $g_m(t)$ 的波形, 并求出时变跨导 $g_m(t)$ 的表示式, 分析该器件在什么条件下能够实现频谱搬移功能。

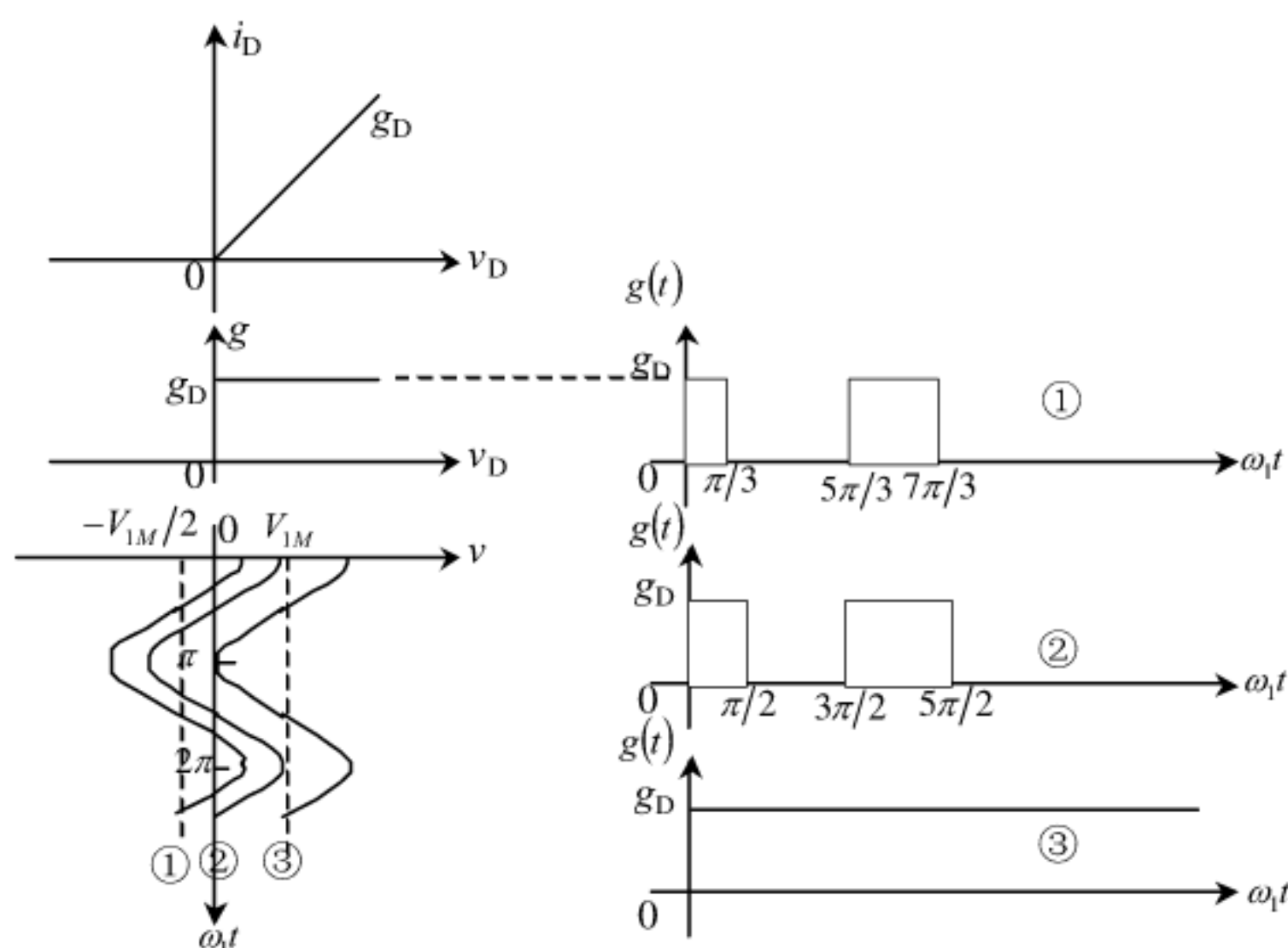
解: 因为 V_{2M} 很小, 其时变偏置为 $V_{DQ}(t) = V_Q + v_1 = V_Q + V_{1M} \cos \omega_1 t$ 。在线性时变状态条件, 当 $V_Q = -V_{1M}/2, 0, V_{1M}$ 时, 时变跨导 $g_m(t)$ 的波形对应如下图中的①②③所示。

利用式 (2.3.3) [见书中 P45 页], 可以求出各谐波的分量。则 $g_m(t)$ 有为:

$$g_1(t) = g_D \left[\frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \cos \omega_1 t + \frac{\sqrt{3}}{2\pi} \cos 2\omega_1 t + 0 - \frac{\sqrt{3}}{4\pi} \cos 4\omega_1 t + \frac{\sqrt{3}}{5\pi} \cos 5\omega_1 t + 0 + \frac{\sqrt{3}}{7\pi} \cos 7\omega_1 t + \dots \right]$$

$$g_2(t) = g_D S_1(\omega_1 t) = g_D \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_1 t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_1 t + \frac{2}{5\pi} \cos 5\omega_1 t + \dots \right]$$

$$g_3(t) = g_D$$



为了实现频谱搬移,则必须要求产生和频与差频的组合分量,从上图中可以看出,在时变偏置的一个周期变化过程中必须使得二极管出现导通、截止情况才可以。即要求 $-V_{1M} < V_{DQ} < V_{1M}$ 。

2-4 在图 P2-4 所示的电路中, $v_1(t) = V_{1M} \cos \omega_1 t$, $v_2(t) = V_{2M} \cos \omega_2 t$, 且 $V_{1M} \ll V_{2M}$ 。

晶体二极管 D_1 、 D_2 的伏安特性相同,均为从原点出发且斜率为 g_D 的直线。试分析其输出电流中包含的频率分量。

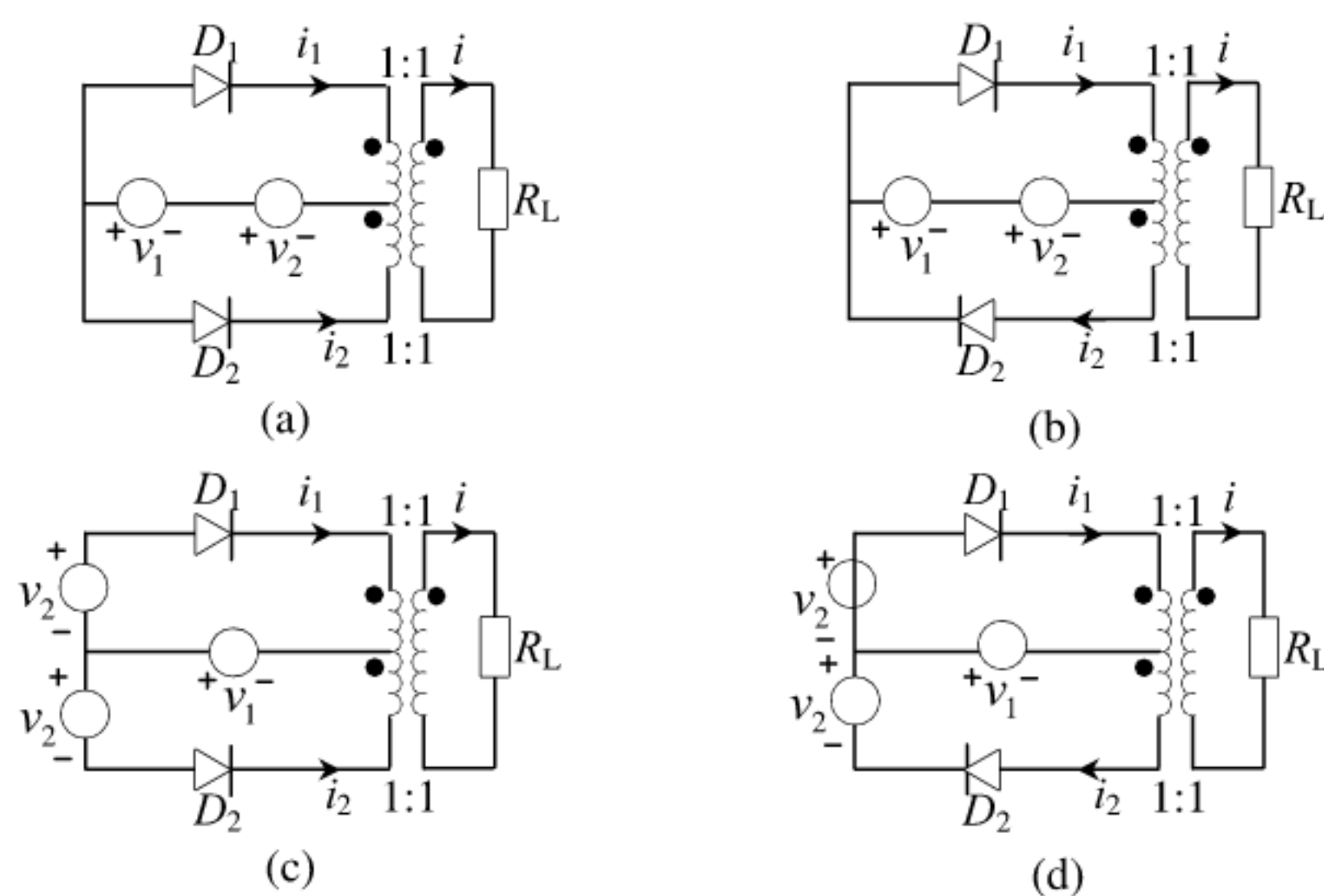
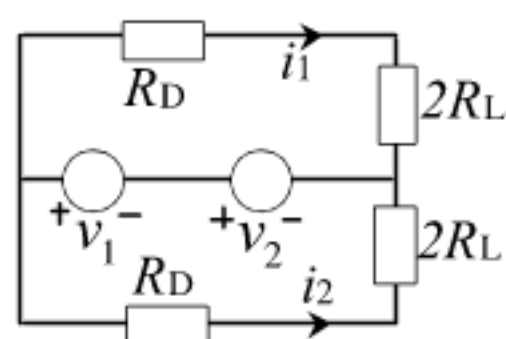


图 P2-4

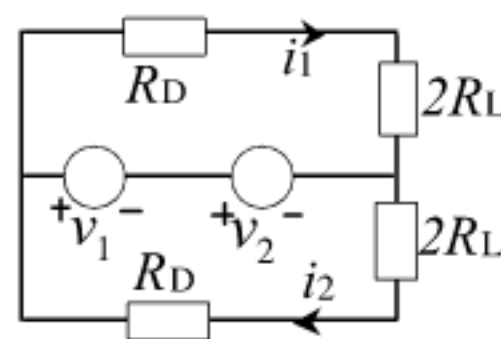
解: 因为 $V_{1M} \ll V_{2M}$, 则电路工作满足线性时变条件, 二极管的导通与截止由 $v_2(t)$ 控制。

二极管的导通电阻为 $R_D = 1/g_D$ 则有:

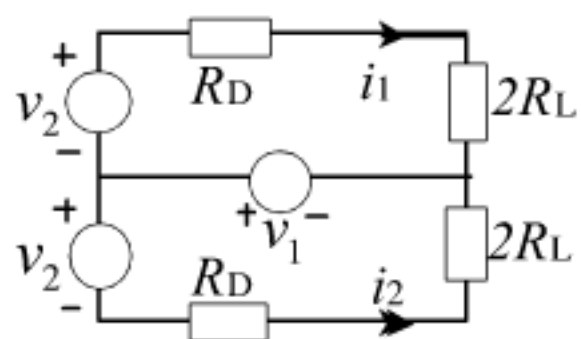
(a) 在 $v_2(t)$ 的正半周时, D_1, D_2 均导通; 在 $v_2(t)$ 的负半周时, D_1, D_2 均截止。在 D_1, D_2 均导通时的等效电路如下图 (a) 所示。



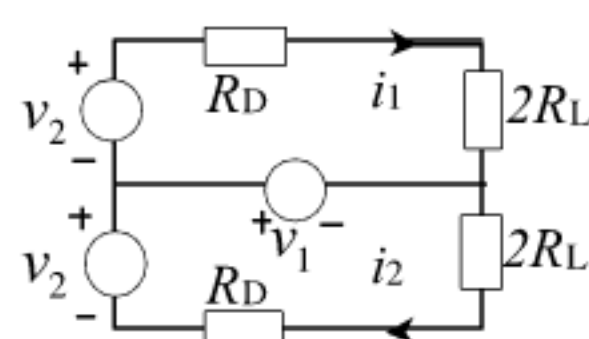
(a)



(b)



(c)



(d)

$$\begin{cases} v_1 + v_2 = i_1(R_D + 2R_L) \\ v_1 + v_2 = i_2(R_D + 2R_L) \end{cases}, \text{ 则有 } i = i_1 - i_2 = 0, \text{ 无频率分量。}$$

(b) 在 $v_2(t)$ 的正半周时, D_1 导通、 D_2 截止; 在 $v_2(t)$ 的负半周时, D_1 截止 D_2 导通。等效电路如下图 (b) 所示。

在 $v_2(t)$ 为正半周时: 有 $i_1 = \frac{v_1 + v_2}{R_D + 2R_L} S_1(\omega_2 t)$, $i_2 = 0$;

在 $v_2(t)$ 为负半周时: 有 $i_1 = 0$, $i_2 = -\frac{v_1 + v_2}{R_D + 2R_L} S_1(\omega_2 t + \pi)$;

则有 $i = i_1 + i_2 = \frac{v_1 + v_2}{R_D + 2R_L} [S_1(\omega_2 t) - S_1(\omega_2 t + \pi)] = \frac{v_1 + v_2}{R_D + 2R_L} S_2(\omega_2 t)$

$$= \frac{1}{R_D + 2R_L} (V_{1M} \cos \omega_1 t + V_{2M} \cos \omega_2 t) \left[\frac{4}{\pi} \cos \omega_2 t - \frac{4}{3\pi} \cos 3\omega_2 t + \dots \right]$$

因此电流中频率分量有: $2n\omega_2$, $(2n+1)\omega_2 \pm \omega_1$, $n = 0, 1, 2, 3, \dots$

(c) 在 $v_2(t)$ 的正半周时, D_1 导通、 D_2 截止; 在 $v_2(t)$ 的负半周时, D_1 截止 D_2 导通。等效电路如下图 (c) 所示。

在 $v_2(t)$ 为正半周时: 有 $i_1 = \frac{v_1 + v_2}{R_D + 2R_L} S_1(\omega_2 t)$, $i_2 = 0$;

在 $v_2(t)$ 为负半周时: 有 $i_1 = 0$, $i_2 = -\frac{v_1 - v_2}{R_D + 2R_L} S_1(\omega_2 t + \pi)$;

则有 $i = i_1 - i_2 = \frac{v_2}{R_D + 2R_L} + \frac{v_1}{R_D + 2R_L} S_2(\omega_2 t)$

$$= \frac{V_{2M} \cos \omega_2 t}{R_D + 2R_L} + \frac{1}{R_D + 2R_L} (V_{1M} \cos \omega_1 t) \left[\frac{4}{\pi} \cos \omega_2 t - \frac{4}{3\pi} \cos 3\omega_2 t + \dots \right]$$

因此电流中频率分量有: ω_2 , $(2n+1)\omega_2 \pm \omega_1$, $n=0,1,2,3,\dots$

(d) 在 $v_2(t)$ 的正半周时, $D_1 D_2$ 均导通; 在 $v_2(t)$ 的负半周时, $D_1 D_2$ 均截止。导通时的等效电路如下图 (d) 所示。则有:

$$\text{在 } v_2(t) \text{ 为正半周时: 有 } i_1 = \frac{v_1 + v_2}{R_D + 2R_L} S_1(\omega_2 t), \quad i_2 = \frac{v_2 - v_1}{R_D + 2R_L} S_1(\omega_2 t);$$

$$\text{在 } v_2(t) \text{ 为负半周时: 有 } i_1 = 0, \quad i_2 = 0;$$

$$\begin{aligned} \text{则有 } i &= i_1 + i_2 = \frac{2v_2}{R_D + 2R_L} S_1(\omega_2 t) \\ &= \frac{2V_{2M} \cos \omega_2 t}{R_D + 2R_L} \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_2 t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_2 t + \dots \right] \end{aligned}$$

因此电流中频率分量有: ω_2 , $2n\omega_2$, $n=1,2,3,\dots$

2-5 已知放大器和混频器的连接如图 P2-5 所示, 放大器的功率增益为 $G_p = 20\text{dB}$, 对应三阶截点的输出功率 $OIP_3 = 22\text{dBm}$, 混频器的变频损耗为 $G_p = -6\text{dB}$, 对应三阶截点的输入功率 $IIP_3 = 13\text{dBm}$, 求系统三阶截点对应的 IIP_3 、 OIP_3 。

解: $G_{p1} = 20\text{dB} \rightarrow G_{p1} = 100$, $(IIP_3)_1 = (OIP_3)_1 - G_{p1} = 22 - 20 = 2\text{dBm} \rightarrow 1.58\text{mW}$
 $(IIP_3)_2 = 13\text{dBm} \rightarrow 19.95\text{mW}$, 则系统三阶截点对应的 IIP_3 、 OIP_3 分别为:

$$\frac{1}{IIP_3} = \frac{1}{(IIP_3)_1} + \frac{G_{p1}}{(IIP_3)_2} = \frac{1}{1.58} + \frac{100}{19.95}, \text{ 所以 } IIP_3 = 0.177\text{mW} \rightarrow -7.516\text{dBm}$$

$$OIP_3 = IIP_3(\text{dBm}) + G_{p1}(\text{dB}) + G_{p2}(\text{dB}) = -7.516 + 20 - 6 = 6.48\text{dBm}$$

2-6 若将上题的放大器与混频器位置互换, 再求系统三阶截点对应的 IIP_3 、 OIP_3 。

解: $G_{p1} = 6\text{dB} \rightarrow G_{p1} = 0.25$, $(IIP_3)_1 = 13\text{dBm} \rightarrow 19.95\text{mW}$

$(IIP_3)_2 = (OIP_3)_2 - G_{p2} = 22 - 20 = 2\text{dBm} \rightarrow 1.58\text{mW}$, 则系统三阶截点对应的 IIP_3 、 OIP_3 分别为:

$$\frac{1}{IIP_3} = \frac{1}{(IIP_3)_1} + \frac{G_{p1}}{(IIP_3)_2} = \frac{1}{19.95} + \frac{0.25}{1.58}, \text{ 所以 } IIP_3 = 4.8\text{mW} \rightarrow 6.8\text{dBm}$$

$$OIP_3 = IIP_3(\text{dBm}) + G_{p1}(\text{dB}) + G_{p2}(\text{dB}) = 6.8 + 20 - 6 = 20.8\text{dBm}$$

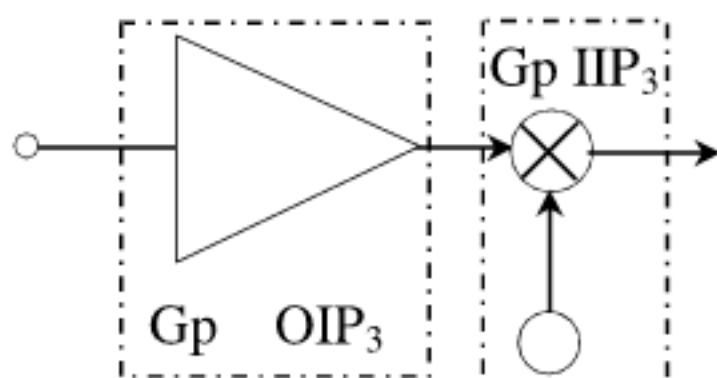


图 P2-5

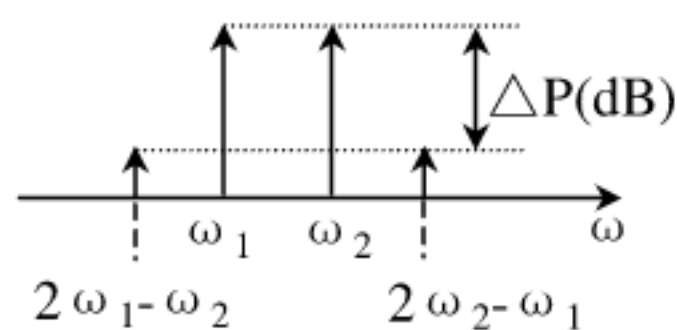


图 P2-7

2-7 试证明输入三阶互调截点 IIP_3 可以用下面的式子计算。

$$IIP_3(dBm) = \frac{\Delta P(dB)}{2} + P_{in}(dBm)$$

其中 P_{in} 为输入功率, ΔP 为输出端的基波功率与三阶分量功率之差, 见图 P2-7 所示。

证明: 假设输入信号为 $v_i(t) = V_M \cos \omega_1 t + V_M \cos \omega_2 t$, 输入功率为 $P_{in}(dBm)$, 基波输出功率为 $P_{01}(dBm)$, 基波功率增益为 G_{P1} ; 三阶互调输出功率为 $P_{03}(dBm)$, 三阶互调功率增益为 G_{P3} 。在不考虑基波增益压缩情况下, 则有

$$\begin{cases} P_{01}(dBm) = G_{P1}(dB) + P_{in}(dBm) \\ P_{03}(dBm) = G_{P3}(dB) + 3P_{in}(dBm) \end{cases}$$

当输入功率 $P_{in} = IIP_3$ 时, $P_{01} = P_{03} = OIP_3$, 则 $G_{P1} + IIP_3 = G_{P3} + 3IIP_3$, 即

$$G_{P1} - G_{P3} = 2IIP_3$$

因此 $\Delta P = P_{01} - P_{03} = (G_{P1} - G_{P3}) + (P_{in} - 3P_{in}) = 2IIP_3 - 2P_{in}$

所以有: $IIP_3 = \frac{1}{2} \Delta P + P_{in}$, 证毕。

2-8 图 P2-8 为 38GHz 点对点的无线通信接收机前端方框图。已知: 38GHz 波导插入损耗 $L_1 = 1dB$; 低噪声放大器 (LNA) 的增益 $G_{PLNA} = 20dB$, 三阶互调截点 $IIP_{3LNA} = 15dBm$; 38GHz 带通滤波器 (BPF) 的插入损耗 $L_2 = 4dB$; 变频器的混频损耗 $L_M = 7dB$, 三阶互调截点 $IIP_{3M} = 10dBm$; 1.8GHz 中频 (IF) 放大器的增益 $G_{PIF} = 13dB$, 三阶互调截点 $IIP_{3IF} = 25dBm$ 。计算此接收机前端的总增益 G_P 及三阶互调截点 IIP_3 。

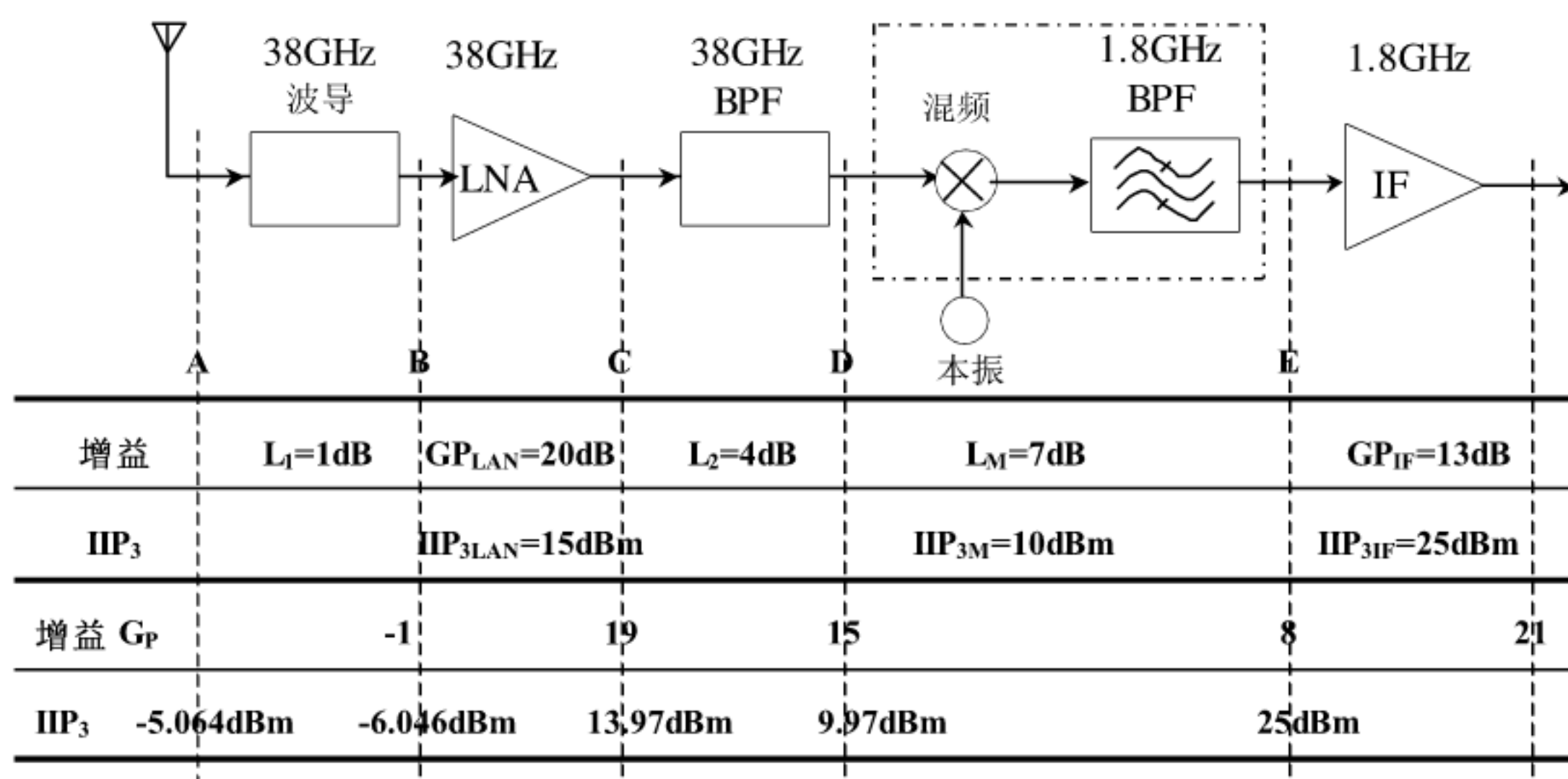


图 P2-8

解: 系统的总增益为 $G_P = -L_1 + GP_{LNA} - L_2 - L_M + GP_{IF} = -1 + 20 - 4 - 7 + 13 = 21dB$

三阶互调截点 IIP_3 。

$$(IIP_3)_E = IIP_{3IF} = 25dBm \rightarrow 316.23mW$$

$$\frac{1}{(IIP_3)_D} = \frac{1}{(IIP_{3M})} + \frac{1/L_M}{(IIP_3)_E} = \frac{1}{10} + \frac{0.1995}{316.23}, \quad (IIP_3)_D = 9.937mW \rightarrow 9.97dBm$$

$$(IIP_3)_C = L_2 + (IIP_3)_D = 4 + 9.97 = 13.97dBm \rightarrow 24.946mW$$

$$\frac{1}{(IIP_3)_B} = \frac{1}{(IIP_{3LAN})} + \frac{GP_{LAN}}{(IIP_3)_C} = \frac{1}{31.62} + \frac{100}{24.946}, \quad (IIP_3)_B = 0.2475mW \rightarrow -6.064dBm$$

$$IIP_3 = (IIP_3)_A = L_1 + (IIP_3)_B = 1 - 6.064 = -5.064dBm$$

各值详见图中的下方已经标注。

2-9 在图 P2-9 所示的吉尔伯特模拟乘法器电路中, 若 $v_1(t) = V_{1m}(1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_1 t$ 、 $v_2(t) = V_{2m} \cos \omega_2 t$, 且 $V_{1m} \ll V_{2m}$, $\omega_1 = \omega_2$ 。设低通滤波器的带宽 $BW_{3dB} \geq F$ ($\Omega = 2\pi F$), 试写出输出信号 v_o 的表达式。

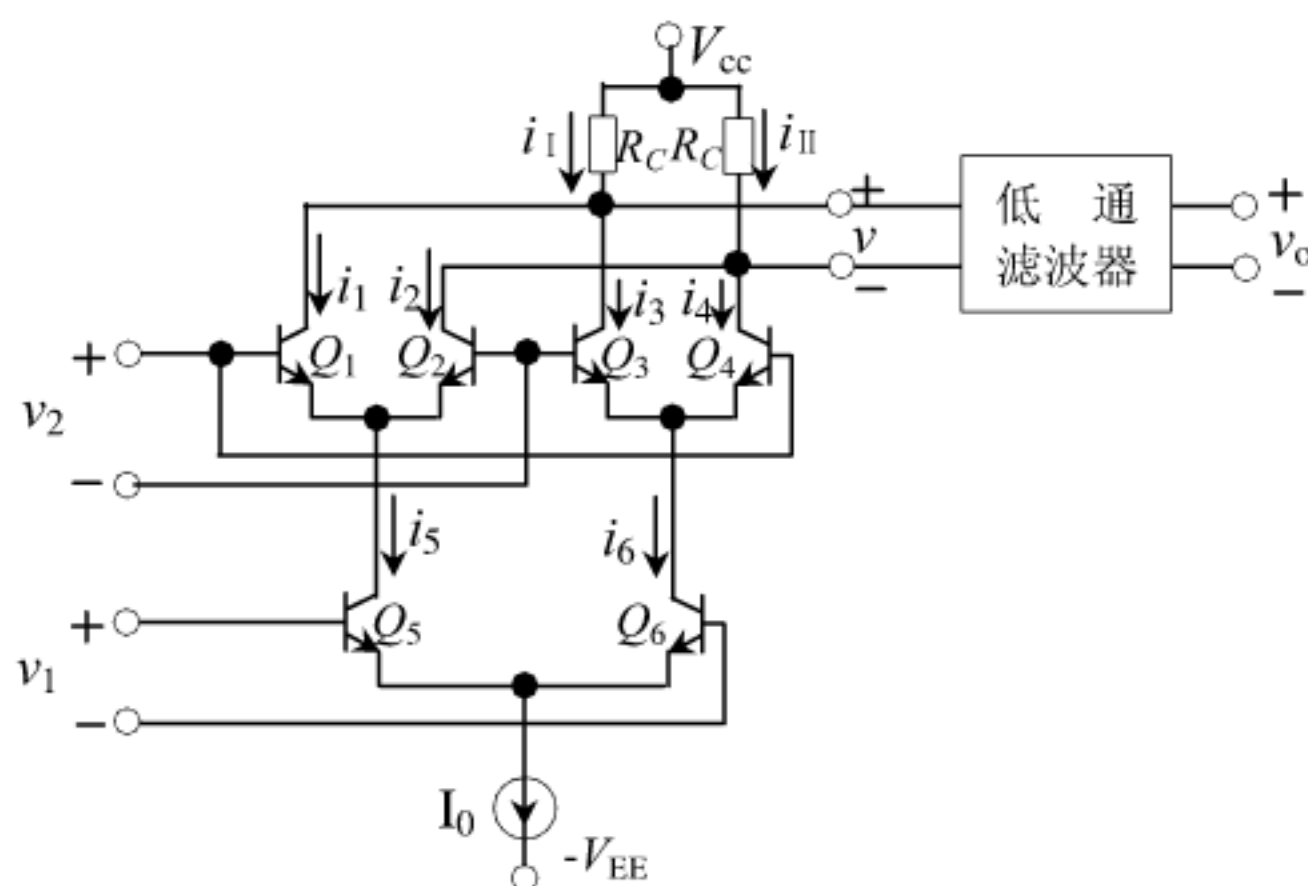


图 P2-9

解: 乘法器的输出电压为:
$$v = I_0 R_C \operatorname{th} \left(\frac{v_1}{2V_T} \right) \operatorname{th} \left(\frac{v_2}{2V_T} \right)$$

因为 $V_{1m} \ll V_{2m}$, 所以 $v_1(t)$ 为小信号, $v_2(t)$ 为大信号, 因此电路工作在线性时变状态。则有:

$$\begin{aligned} v &= I_0 R_C \operatorname{th} \left(\frac{v_1}{2V_T} \right) \operatorname{th} \left(\frac{v_2}{2V_T} \right) \\ &\approx I_0 R_C \left(\frac{v_1}{2V_T} \right) S_2(\omega_2 t) \\ &= \frac{I_0 R_C}{2V_T} V_{1M} (1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_1 t \left[\frac{4}{\pi} \cos \omega_2 t - \frac{4}{3\pi} \cos 3\omega_2 t + \frac{4}{5\pi} \cos 5\omega_2 t + \dots \right] \\ &= \frac{I_0 R_C}{2V_T} V_{1M} (1 + m_a \cos \Omega t) \left[\frac{2}{\pi} \cos(\omega_2 \pm \omega_1)t - \frac{2}{3\pi} \cos(3\omega_2 \pm \omega_1)t + \frac{2}{5\pi} \cos(5\omega_2 \pm \omega_1)t + \dots \right] \end{aligned}$$

因为输出采用低通滤波器，其带宽为 $BW_{3dB} \geq F$ ，则经低通滤波器的后输出电压为：

$$v_0 = \frac{I_0 R_C}{2V_T} V_{1M} (1 + m_a \cos \Omega t) \left[\frac{2}{\pi} \cos(\omega_2 - \omega_1) t \right] = \frac{I_0 R_C}{\pi V_T} V_{1M} \cos(1 + m_a \cos \Omega t)$$

第三章：发射机与接收机结构

3-1 无线通信为什么要用高频信号？“高频”信号指的是什么？

答：（略）

3-2 无线通信为什么要进行调制？

答：（略）

3-3 试说明直接变换与二步法变换的发射机结构的优、缺点。

答：（略）

3-4 说明超外差式接收机的优、缺点。

答：（略）

3-5 说明接收机的灵敏度、选择性的定义，它们与哪些因素有关？

答：（略）

3-6 为什么要用二次变频方案？I 中频和 II 中频的选择有何要求？

答：（略）

3-7 请画出图 3.3.3 中所示的各种信号的频谱图。

答：（略）

3-8 设接收机输入端与天线匹配，接收机的灵敏度为 $1.0\mu V$ ，接收机的输入阻抗为 50Ω ，解调器要求输入功率为 $0dBm$ ，求接收机在解调器之前的净增益。若高频部分的增益为 $20dB$ ，求中频增益。

解：接收机的输入功率为：

$$P_{in,min} = \frac{v_i^2}{R_i} = \frac{(1 \times 10^{-6})^2}{50} = 2 \times 10^{-14} W \rightarrow -137dBW = -107dBm$$

则在解调器之前的功率净增益为： $0dBm - (-107dBm) = 107dB$

因为高频部分的增益为 $20dB$ ，则中频增益要求为 $107dB - 20dB = 87dB$ 。

3-9 检测发射机和接收机有哪些性能指标？这些指标分别提出了什么要求？主要受整机那一部分电路的影响？

答：（略）

3-10 调频广播频带为 $88 \sim 108\text{MHz}$ ，最大频偏为 $\Delta f_m = \pm 75\text{kHz}$ ，最高调制频率

$F_s = 15\text{kHz}$ ，信道间隔为 200kHz ，调频接收机中频为 $f_I = 10.7\text{MHz}$ 。试求：

- (1) 在高频段选择信道和在中频段选择信道所要求的 Q 值；
- (2) 接收机的本振频率范围，频率覆盖系数(高低端频率之比)；
- (3) 镜像频率是否落在信号频带内？
- (4) 如何选择中频可以保证镜像频率一定位于信号频带之外？

解：因为最大频偏 $\Delta f_m = 75\text{kHz}$ ，最高调制频率 $F_s = 15\text{kHz}$ ，则调制系数为

$$m_f = \frac{\Delta f_m}{F_s} = \frac{75}{15} = 5, \text{ 信号的带宽为 } BW_{CR} = 2(m_f + 1)F_s = 2(5 + 1) \times 15 = 180\text{kHz}。$$

$$(1) \quad \text{因为 } Q = \frac{f_0}{BW_{CR}},$$

在高频段的中心频率为 $f_{RF} = 88\text{MHz} \sim 108\text{MHz}$ ，则高频段的 Q 值要求为：

$$Q_{\text{高频}} = \frac{f_{RF}}{BW_{CR}} = \frac{88 \times 10^6 \sim 108 \times 10^6}{180 \times 10^3} = 489 \sim 600$$

在中频段的中心频率为 $f_{IF} = 10.7\text{MHz}$ ，则中频段的 Q 值要求为：

$$Q_{\text{中频}} = \frac{f_{IF}}{BW_{CR}} = \frac{10.7 \times 10^6}{180 \times 10^3} = 59.44$$

(2) 设本振信号频率为 f_{LO} 。

若 $f_{LO} > f_{RF}$ 且 $f_{LO} - f_{RF} = f_{IF}$ ，则本振信号频率的变化为

$$f_{LO} = f_{RF} + f_{IF} = 98.7\text{MHz} \sim 118.7\text{MHz}$$

$$\text{其频率覆盖系数为 } k = \frac{118.7\text{MHz}}{98.7\text{MHz}} = 1.203$$

若 $f_{LO} < f_{RF}$ 且 $f_{RF} - f_{LO} = f_{IF}$ ，则本振信号频率的变化为

$$f_{LO} = f_{RF} - f_{IF} = 77.3\text{MHz} \sim 97.3\text{MHz}$$

$$\text{其频率覆盖系数为 } k = \frac{97.3\text{MHz}}{77.3\text{MHz}} = 1.2587$$

(3) 设镜像频率为 f_{im} 。

$$\text{若 } f_{LO} > f_{RF}, \text{ 则其镜像频率为 } f_{im} = f_{RF} + 2f_{IF} = 109.4\text{MHz} \sim 129.4\text{MHz}$$

$$\text{若 } f_{LO} < f_{RF}, \text{ 则其镜像频率为 } f_{im} = f_{RF} - 2f_{IF} = 66.6\text{MHz} \sim 86.6\text{MHz}$$

可见其镜像频率不在信号的频带范围 (88 ~ 108MHz) 内。

(4) 当 $f_{LO} < f_{RF}$ 时, 则必须要求 $f_{im} = f_{RF \max} - 2f_{IF} < f_{RF \min}$

$$\text{当 } f_{LO} > f_{RF} \text{ 时, 则必须要求 } f_{im} = f_{RF \min} + 2f_{IF} > f_{RF \max}$$

$$\text{即中频要求为 } f_{IF} > \frac{1}{2}(f_{RF \max} - f_{RF \min})$$

第四章：正弦波振荡器

4-1 反馈型正弦波振荡器由哪几部分电路组成？试简述各部分电路的作用。

(略)

4-2 什么是反馈型振荡器的起振条件、平衡条件和稳定条件？能否从反馈振荡的物理过程来说明这三个条件的实质？

(略)

4-3 振荡电路如图 P4-3 所示。图中， $L=140\mu\text{H}$ ， $C_1=12\sim 270\text{PF}$ ， $C_2=20\text{PF}$ ， $C_3=360\text{PF}$ 。要求：

- (1) 试画出该电路的交流等效电路。
- (2) 为使电路满足振荡的相位条件，给电感线圈标出正确的同名端。
- (3) 说明该电路属于什么类型的振荡电路？
- (4) 求振荡器振荡频率的可调范围？

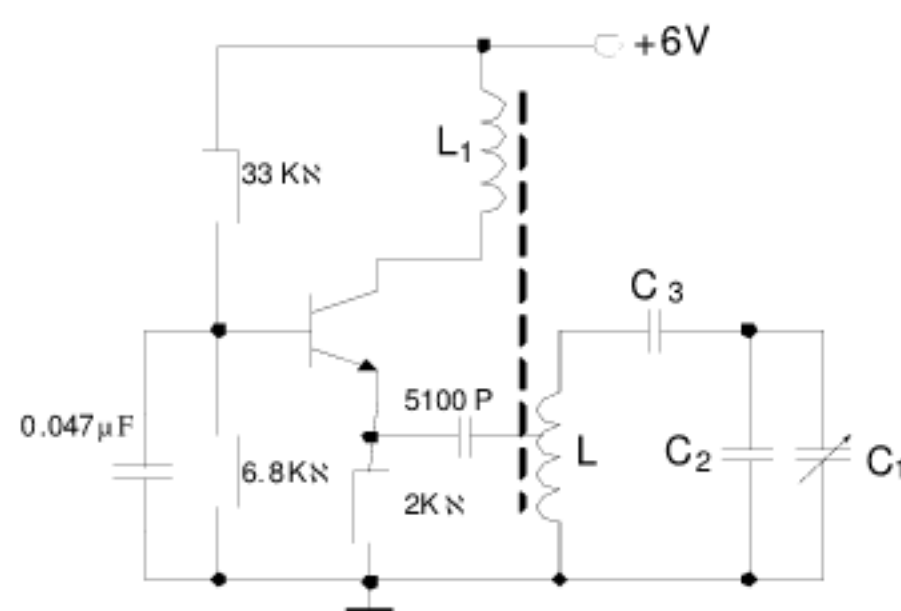
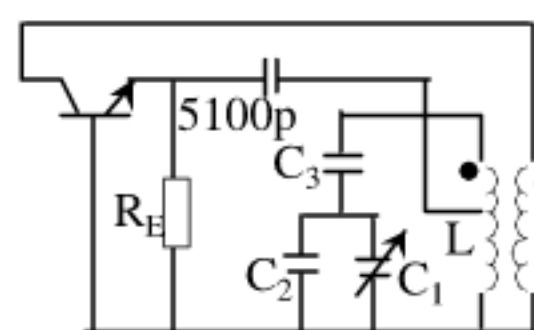


图 P4 -3

解：

- (1) 交流等效电路如右图所示。
- (2) 同名端见右图中的黑点所示。
- (3) 属变压器互感耦合类型的振荡器。



- (4) 回路的总电容为 $C_{\Sigma} = (C_1 + C_2) // C_3 = \frac{(C_1 + C_2)C_3}{(C_1 + C_2) + C_3} = 29.388\text{PF} \sim 160.615\text{PF}$

则回路的振荡频率为： $f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{\Sigma}}} = 1.06\text{MHz} \sim 2.48\text{MHz}$

4-4 试从相位条件出发，判断图 P4-4 所示的 LC 振荡器高频等效电路中，哪些可能振荡？哪些不可能振荡？哪些在什么条件下才可能振荡？指出能振荡的电路属于哪种类型？

解：(a) 可能振荡，属于变压器互感耦合振荡器。(b) 可能振荡，属于变压器互感耦合振荡器。(c) 可能振荡，属于变压器互感耦合振荡器。(d) 可能振荡，属于电容三点式振荡器。

(e) 不可能振荡。(f) 可能振荡，属于电感三点式振荡器。(g) 可能振荡，属于电容三点

式振荡器（考虑晶体管内部的 BE 结电容）。(h) 可能振荡, 属于电感三点式振荡器, 但要求 L_1 、 C 等效为电容。(i) 可能振荡, 属于电容三点式振荡器, 但要求 L_2 、 C_2 等效为电容, 且 L_1 、 C_1 等效为电感。

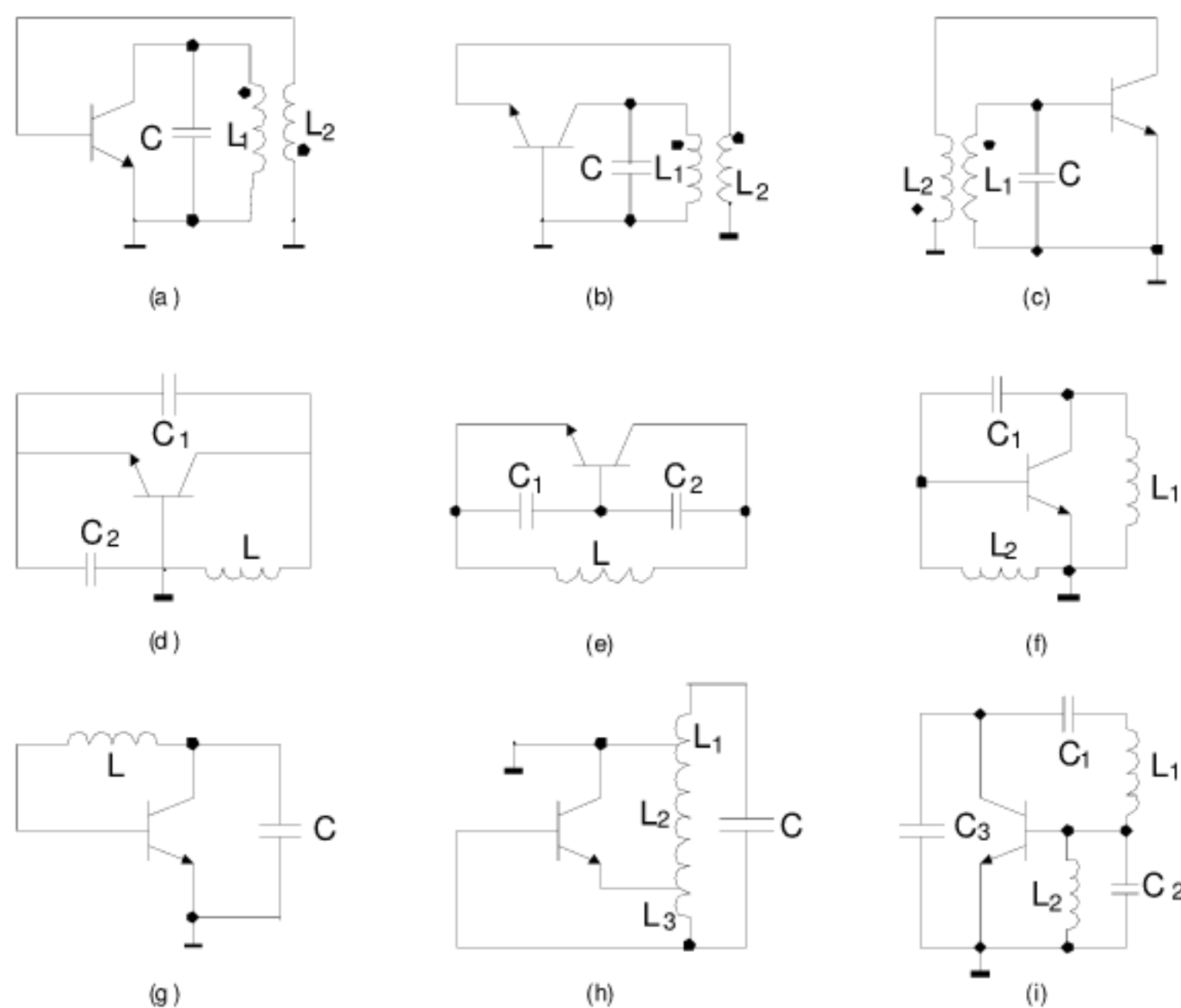


图 P4 -4

4-5 图 P4-5 是一种三回路振荡器的交流通路。假设电路的参数有四种情况:

$$\textcircled{1} L_1 C_1 > L_2 C_2 > L_3 C_3$$

$$\textcircled{2} L_1 C_1 < L_2 C_2 < L_3 C_3$$

$$\textcircled{3} L_1 C_1 = L_2 C_2 > L_3 C_3$$

$$\textcircled{4} L_1 C_1 < L_2 C_2 = L_3 C_3$$

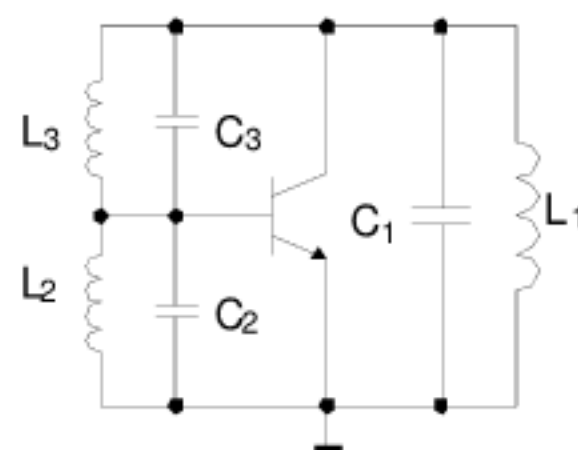


图 P4 -5

试分析:

- (1) 上述四种情况中, 哪几种情况可能形成振荡? 哪几种不能形成振荡?
- (2) 如能形成振荡, 设振荡频率为 f_0 , 说明属于哪种振荡电路? 需要什么条件?

解: 令 $f_i = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_i C_i}}$, 若振荡频率 $f_o > f_i$, 回路 L_i 、 C_i 呈容性, 反之, 若振荡频率 $f_o < f_i$,

回路 L_i 、 C_i 呈感性。则有:

对于 $L_1 C_1 > L_2 C_2 > L_3 C_3$ 时, 可能振荡, 属于电感三点式振荡。振荡频率范围为

$$\max(f_1, f_2) < f_o < f_3$$

对于 $L_1 C_1 < L_2 C_2 < L_3 C_3$ 时, 不可能振荡, 无法满足构成三点式振荡条件。

对于 $L_1 C_1 = L_2 C_2 > L_3 C_3$ 时, 可能振荡, 属于电感三点式振荡。振荡频率范围为

$$\max(f_1, f_2) < f_o < f_3。$$

对于 $L_1 C_1 < L_2 C_2 = L_3 C_3$ 时, 不可能振荡, 无法满足构成三点式振荡条件。

4-6 振荡器电路如图 P4-6 所示。

- (1) 画出交流等效电路 (C_{C1} 、 C_{C2} 、 C_e 均视为对交流短路)。判断其属于何种反馈电路?
- (2) 分析电路应满足什么条件才能振荡?

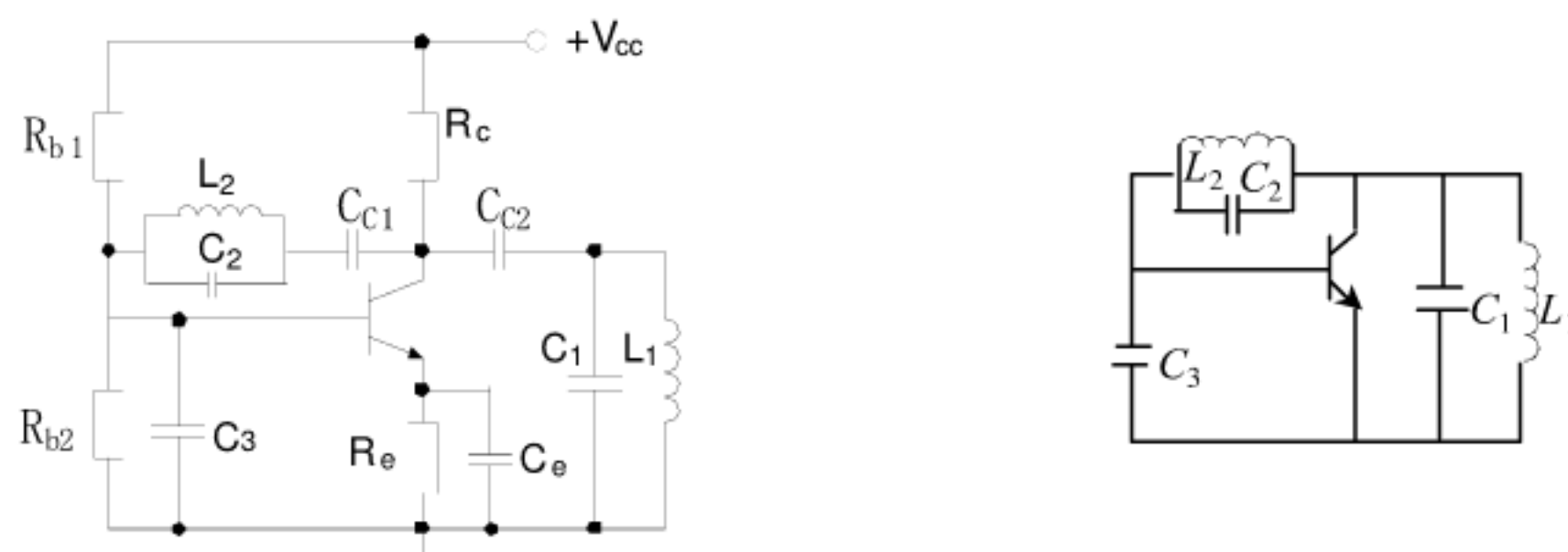


图 P4 -6

解: (1) 其交流等效电路如右图所示。属于正反馈电路。

(2) 当 L_1 、 C_1 等效为电容, 且 L_2 、 C_2 等效为电感时, 电路才可能振荡, 属于电容三点式振荡。

4-7 图 P4-7 所示是一个正弦波振荡器电路。

- (1) 画出振荡器交流等效电路。指出它属于哪种类型?
- (2) 估算振荡频率 f_0 ? 估算反馈系数 F ?
- (3) 为保证电路能起振, 电路增益至少为多少?

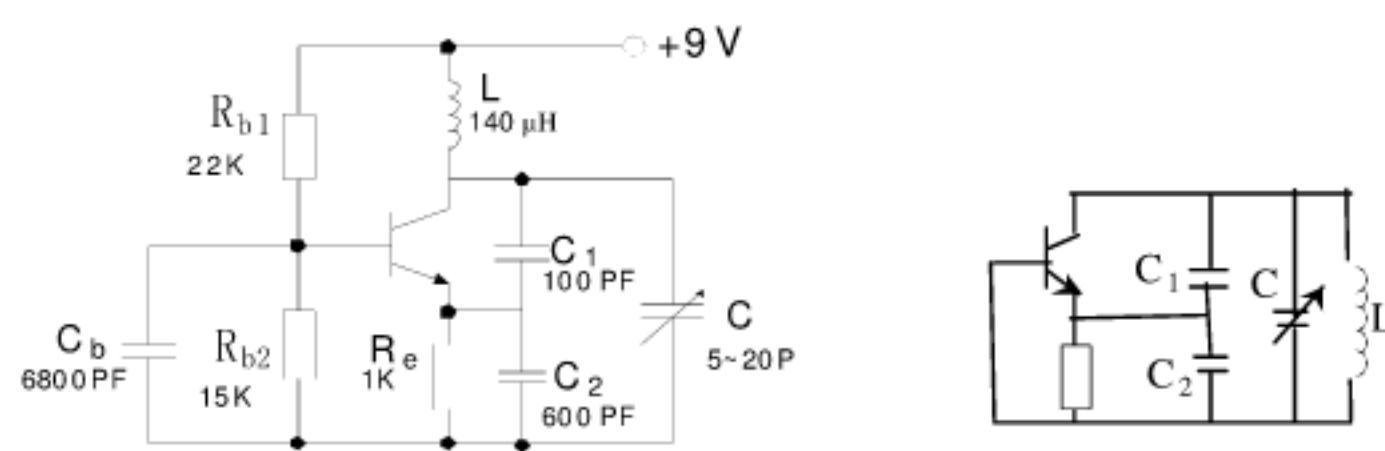


图 P4 -7

解：(1) 等效电路如上右图所示，属于电容三点式振荡器（考毕兹电路）。

(2) 回路总电容为： $C_{\Sigma} = (C_1 // C_2) + C = 90.71PF \sim 105.71PF$

振荡频率为： $f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{\Sigma}}} = 1.308MHz \sim 1.4123MHz$

反馈系数为： $F = \frac{C_1}{C_2} = \frac{100}{600} = 0.17$ 。

(3) 为了保证电路起振，则要求 $F \cdot A \geq 1$ 即电路的增益至少为 $A \geq \frac{1}{F} = 6$ 。

4-8 振荡电路如图 P4-8 所示。图中 C_b 、 C_e 、 C_{ϕ} 均视为对高频短路； L_C 、 L_D 为高频扼流圈。

已知电路中： $L_1=200\mu H$ 、 $L_2=10\mu H$ 、 $C_1=0.001\mu F$ 、 $C_2=300PF$ 。要求：

- (1) 画出交流等效电路。指出它属于哪种电路形式？
- (2) 估算振荡频率 f_0 （忽略互感系数 M ）。
- (3) 分析电路是否能满足振荡的相位条件。

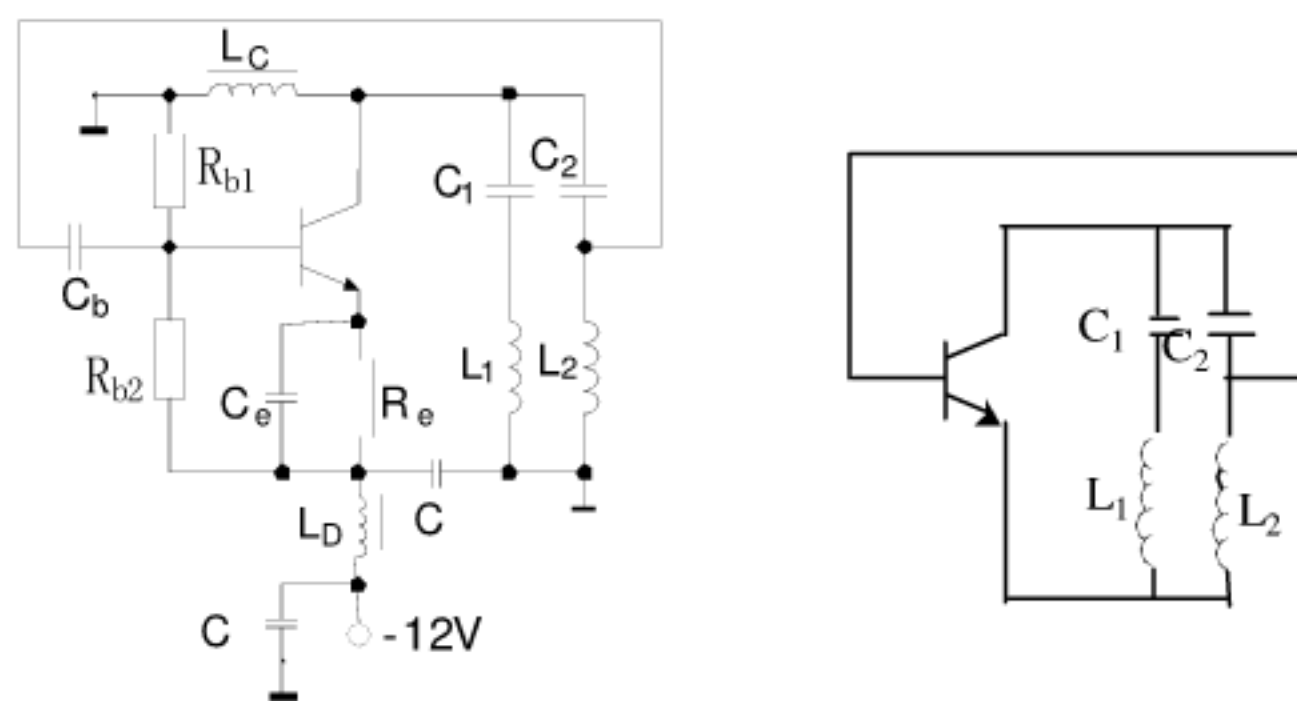


图 P4 -8

解：(1) 交流等效电路如右图所示。它属于电感三点式振荡器。

(2) 振荡频率为： $f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2)\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2)C_2}} = 0.634MHz$

(3) L_1 、 C_1 的支路串联谐振频率为 $f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} = 25.16KHz$ 。

因为 $f_{osc} > f_1$ ，因此 L_1 、 C_1 支路的电抗呈现为感抗，因此满足相位振荡条件。

4-9 某电视机高频调谐器中的本机振荡器电路如图 P4-9 所示。

- (1) 画出其交流等效电路。指出它属于哪种电路形式？
- (2) 试求，当工作频率在 $90\sim 280\text{MHz}$ 时，回路电感 L 的可调范围为多少？

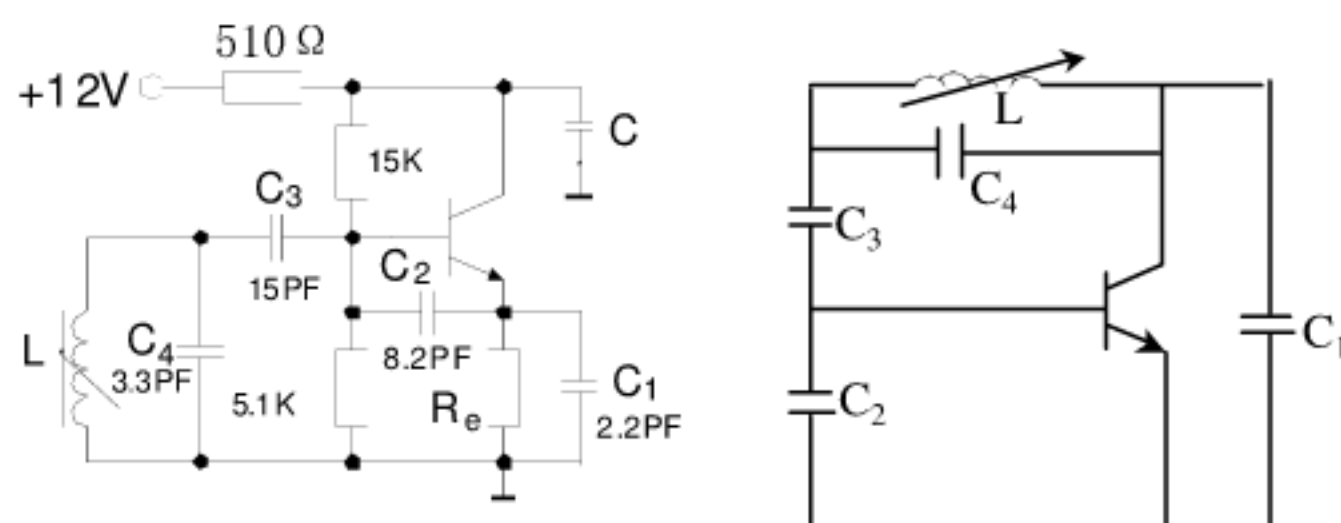


图 P4 -9

解：(1) 其交流等效电路如右图所示。它属于电容三点式振荡电路（西勒形式）

$$(2) \text{ 回路的总电容为 } C_{\Sigma} = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}} + C_4 = 4.8548\text{PF}$$

当工作频率在 $90\sim 280\text{MHz}$ 时，回路电感 L 的可调范围为

$$L = \frac{1}{\omega^2 C_{\Sigma}} = \frac{1}{(2\pi f)^2 C_{\Sigma}} = 0.644\mu\text{H} \sim 66.55\text{nH}$$

4-10 某振荡器电路如图 P4-10 所示。图中已知可调电容 $C=15\sim 47\text{PF}$ ， L_C 为高频扼流圈。

- (1) 画出其交流等效电路。指出它属于哪种电路形式？
- (2) 估算振荡频率可调范围 $f_{0\min} \sim f_{0\max}$ 。

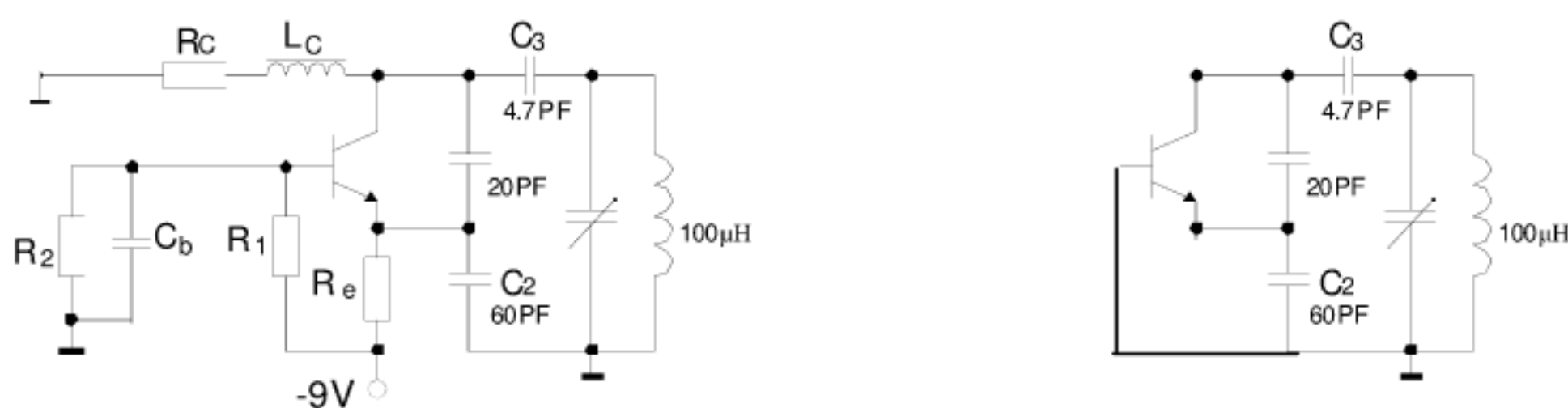


图 P4 -10

解：(1) 其交流等效电路如右图所示。它属于电容三点式振荡电路（西勒形式）

$$(2) \text{ 回路的总电容为 } C_{\Sigma} = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}} + C_4 \approx C_3 + C_4 = 19.7\text{PF} \sim 51.7\text{PF}$$

$$\text{振荡频率为: } f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{\Sigma}}} = 2.213\text{MHz} \sim 3.585\text{MHz}。$$

4-11 晶体振荡电路如图 P4-11 所示。

- (1) 画出该电路的交流等效电路。说明石英晶体在电路中的作用，并指出该电路属于哪种类型？
- (2) 若石英晶振器频率为 f_0 ， L_1C_1 、 L_2C_2 回路的谐振频率分别为 f_{01} 、 f_{02} ，试分析三个频率之间具备什么关系时，电路才能产生振荡？

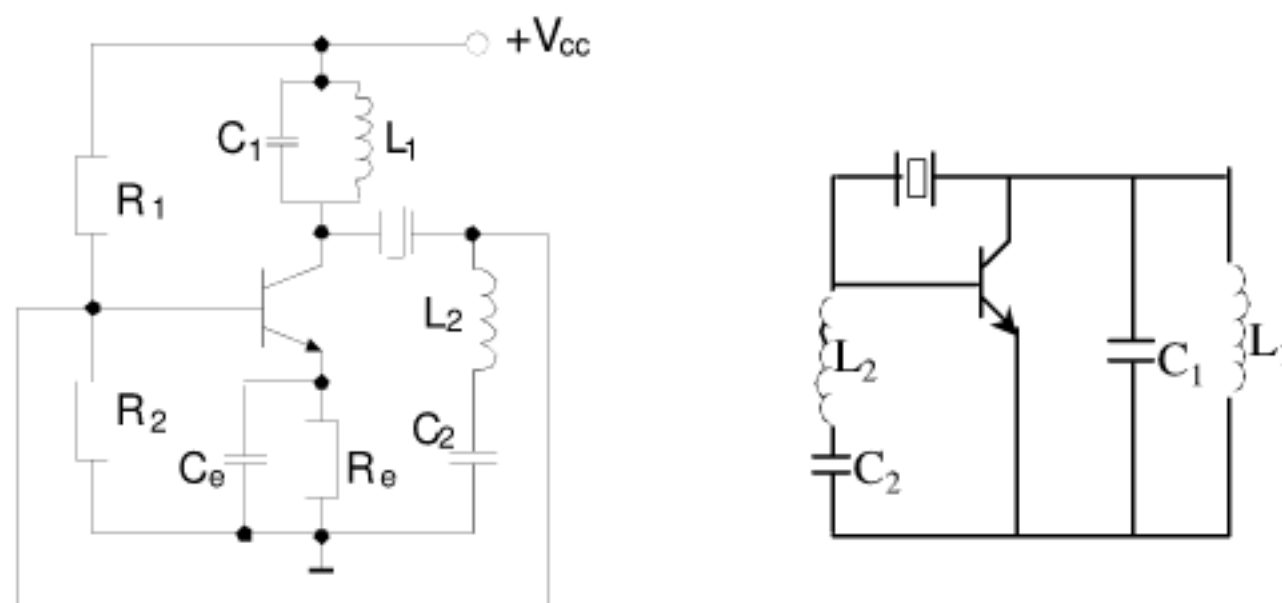


图 P4 -11

解：(1) 其交流等效电路如右图所示。晶体在电路中谐振时作电感用，属于晶体的并联谐振。

- (2) 要求 L_1 、 C_1 及 L_2 、 C_2 在谐振时等效为电容性，则必须要求满足以下关系：

$$f_1 < f_0 < f_2$$

4-12 10MHz 晶体振荡器如图 P4-12 所示。图中， C_e 、 C_ϕ 视为对高频短路， L_C 为高频扼流圈。

- (1) 画出交流等效电路。指出该晶振电路属于哪种类型？
- (2) 说明晶振器及 C 、 C_3 在电路中的作用。
- (3) 计算反馈系数 F =? 求出电路能维持振荡的最小增益 A_v 。

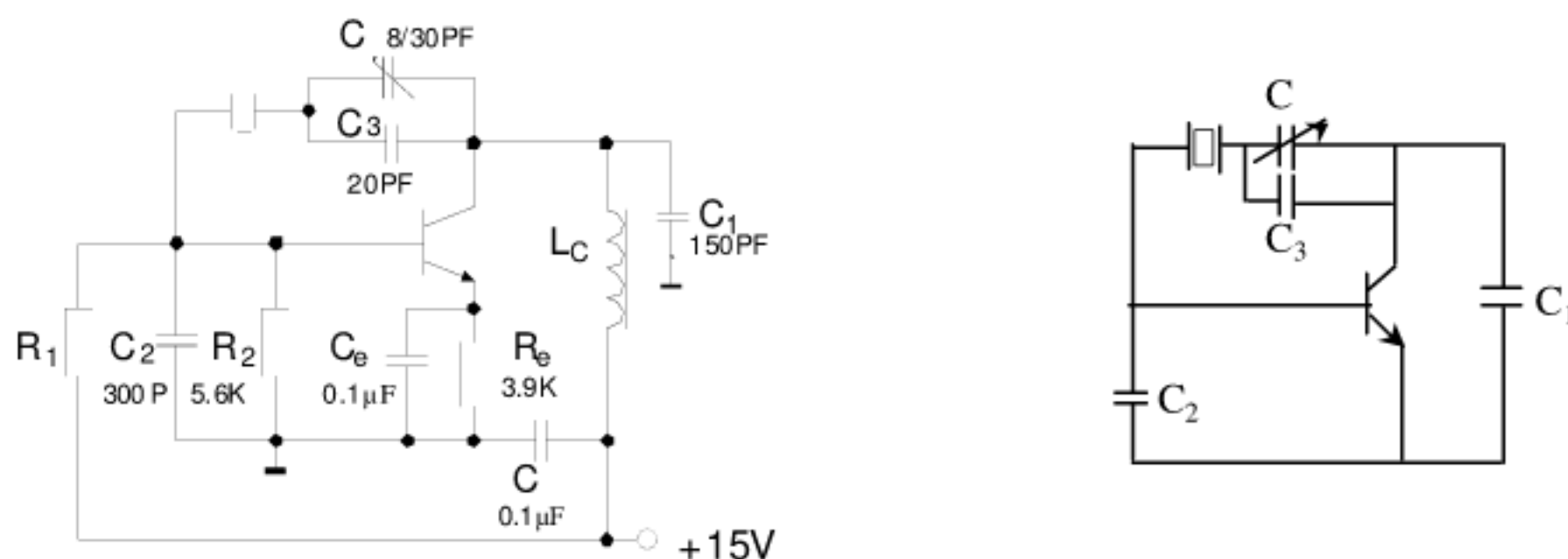


图 P4 -12

解：(1) 其交流等效电路如右图所示。晶体在电路中谐振时作电感用，属于晶体的并联谐振。

- (2) 其作用为微调振荡器的振荡频率。

- (3) 反馈系数为 $F = \frac{C_1}{C_2} = \frac{150}{300} = 0.5$ ，维持振荡的最小增益为 $A > \frac{1}{F} = \frac{1}{0.5} = 2$ 。

4-13 10MHZ 晶体振荡如图 P4-13 所示。

- (1) 画出交流等效电路。指出晶振电路的类型及晶振器在电路中的作用。
- (2) 估算反馈系数 F 及维持振荡的最小增益 A_V 。
- (3) 求电感线圈 L = ?

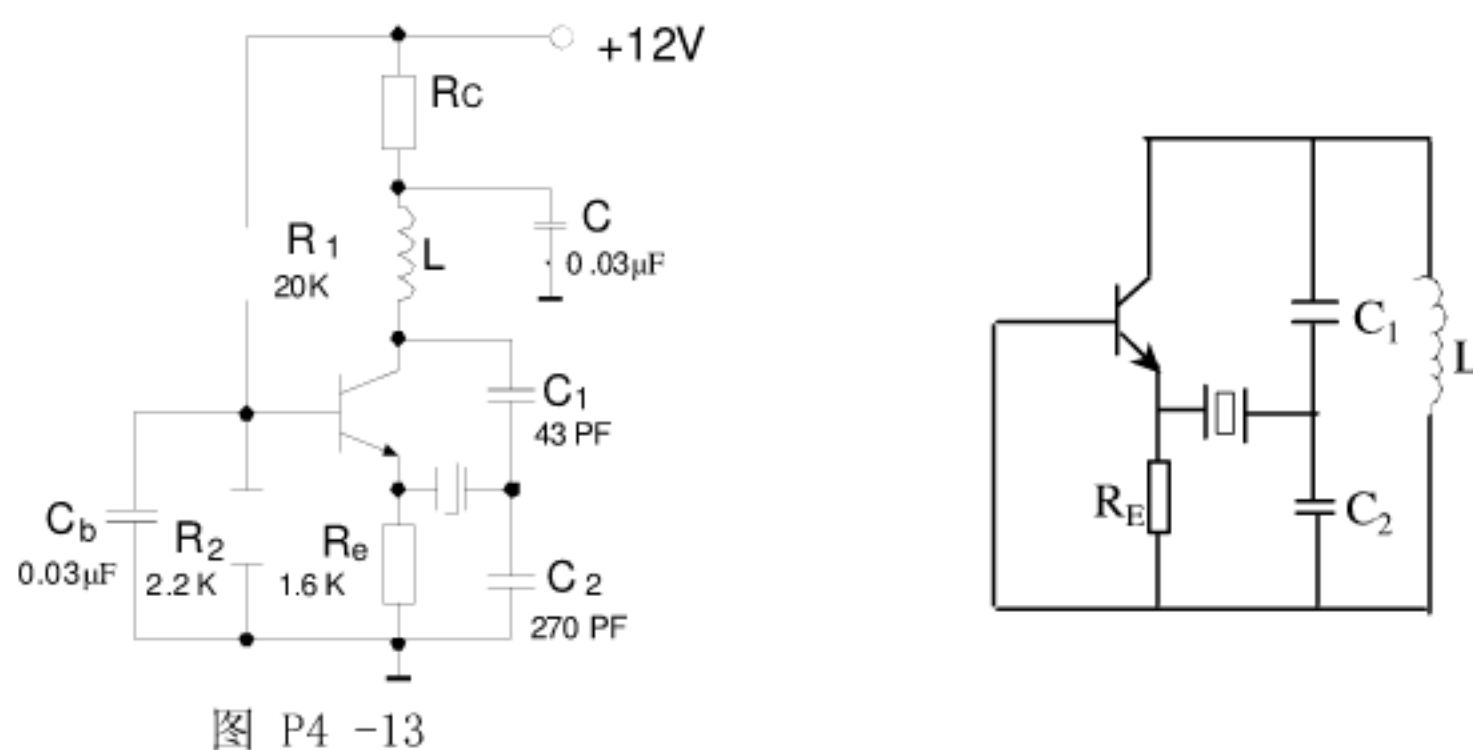


图 P4 -13

解：(1) 其交流等效电路如右图所示。晶体在电路中谐振时作短路用，属于晶体的串联谐振。

(2) 反馈系数为 $F = \frac{C_1}{C_2} = \frac{43}{270} = 0.16$ ，维持振荡的最小增益为 $A > \frac{1}{F} = \frac{1}{0.16} = 6.28$ 。

(3) 回路的总电容为 $C_{\Sigma} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = 37.09 \text{ PF}$ ，则电感为：

$$L = \frac{1}{\omega^2 C_{\Sigma}} = \frac{1}{(2\pi f)^2 C_{\Sigma}} = 6.83 \mu\text{H}$$

4-14 晶体振荡器电路如图 P4-14 所示。

- (1) 画出交流等效电路，并指出晶振电路的类型及晶振器在电路中的作用。
- (2) 说明 LC 回路及晶体管 T_2 的作用。

若图中石英晶体的基频为 1.67MHz ，求振荡器工作频率 f_0 = ?

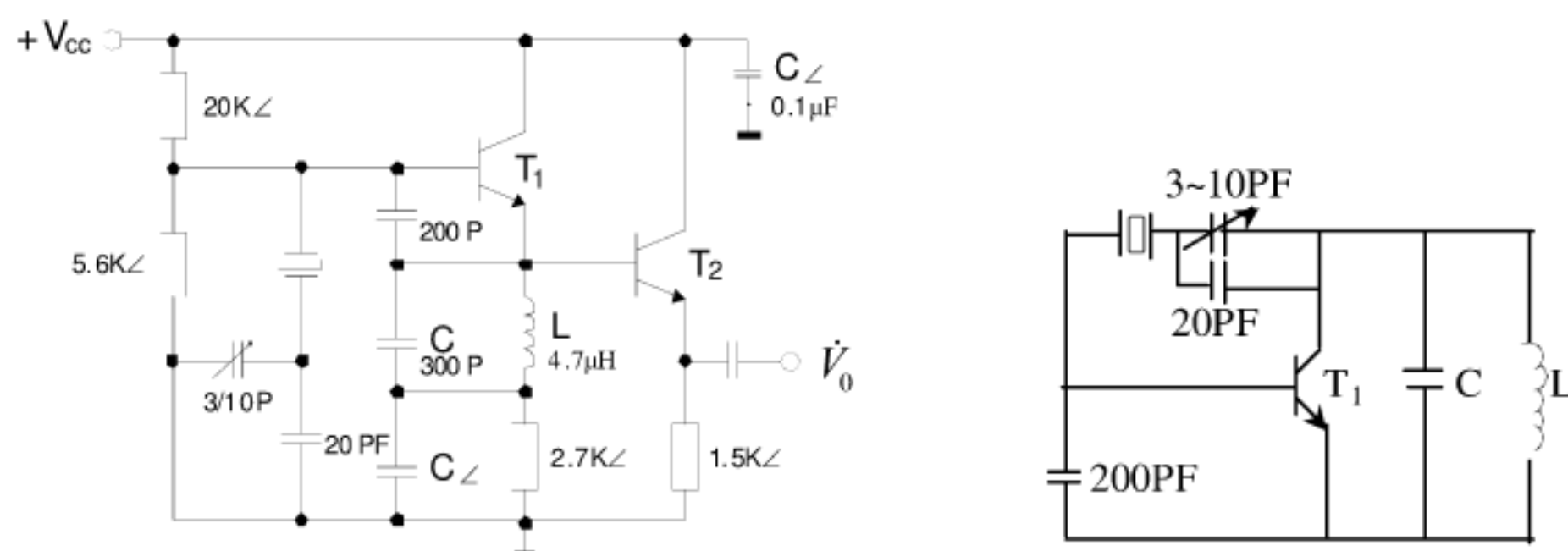


图 P4 -14

解：(1) 其交流等效电路如右图所示。晶体在电路中谐振时作电感用，属于晶体的并联谐振。

(2) LC 回路的作用是等效为电容，并且选择晶体的泛音频率，晶体管 T_2 的作用是跟随输出，起输出缓冲作用。

(3) 因为 LC 并联谐振回路的频率为 $f_{LC} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 4.238\text{MHz}$ ，则振荡回路的工作频率

必须大于 4.238MHz ，因此晶体的三次泛音满足其要求，即 $3 \times 1.67 = 5.01\text{MHz}$ ，所以振荡器工作在晶体的三次泛音上，振荡频率为 5.01MHz 。

4-15 某压控振荡器如图 P4-15 所示。图中 $C_\phi = 6800\text{PF}$ ，可视为对高频的容抗很小，近似为零，对低频表现容抗较大； $C = 5\mu\text{F}$ 很大，对低频看作通路； L 为高频扼流圈。

(1) 画出其简化高频等效电路，指出石英晶体在电路中的作用。

(2) 画出变容二极管的直流偏置电路，说明电位器 R_{P1} 的作用。

(3) 画出变容二极管低频控制信号 u_Ω 的通路，说明电位器 R_{P2} 在电路中的作用。

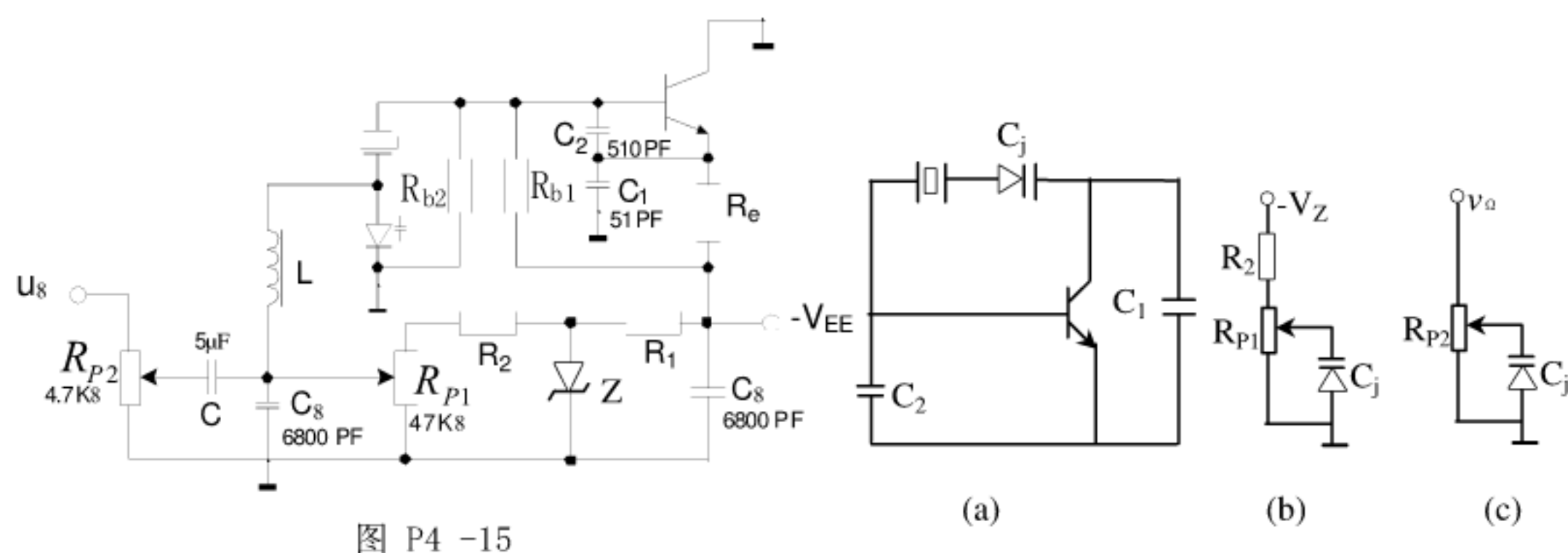


图 P4 -15

解：(1) 高频等效电路如右(a)图所示。晶体作为电感用，属于晶体的并联谐振。

(2) 变容管的直流偏置电路如右(b)所示，电位器 R_{P1} 的作用为调节二极管的直流偏置电压。

(3) 变容管的低频控制通路如右(c)所示，电位器 R_{P2} 是调节低频信号的大小。

第五章 振幅的调制与解调

5-1 为什么调制必须利用电子器件的非线性特性才能实现？它与信号的放大在本质上有什么不同？

解：调制必须利用电子器件的非线性特性，这是因为实现频谱的搬移主要利用非线性器件的高次方项实现。信号的放大则必须要求器件工作在线性状态，输入、输出信号的频率不能变化，否则输出信号会出现失真。

5-2 图 P5-2 是用频率为 1000kHz 的载波信号同时传输两路信号的频谱图。试写出它的电压表示式，并画出相应的实现框图。计算单位负载上的平均功率 P_{av} 和频谱宽度 BW_{AM} 。

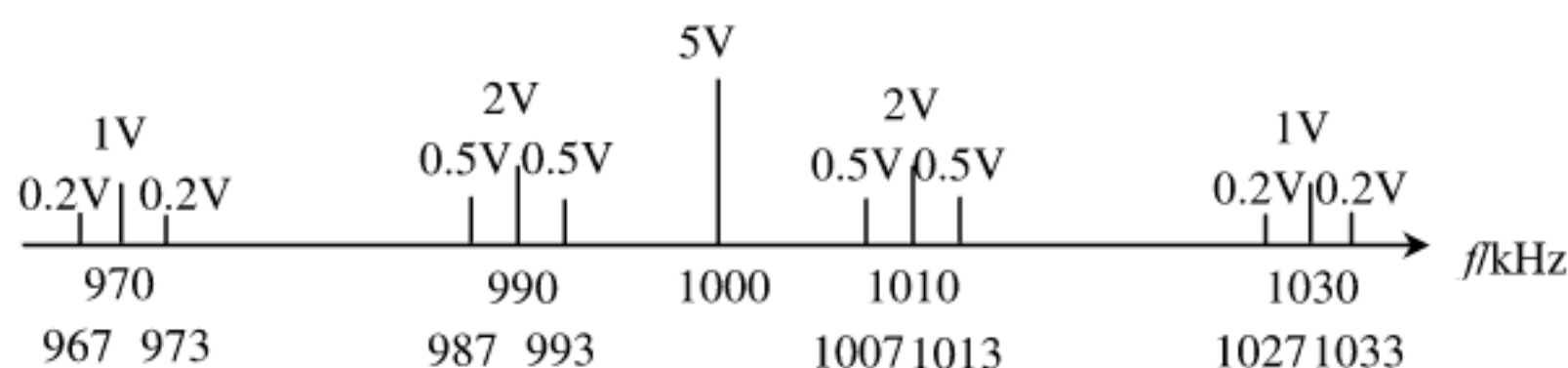


图 P5-2

解：这是两次调制的普通调幅波。第一次调制：将频率 $F = 3\text{KHz}$ 的基带信号分别调制到载频为 $f_1 = 10\text{KHz}$ 和 $f_2 = 30\text{KHz}$ 的载波上。第二次调制：将上述两路信号相加后再调制到主载频为 $f_c = 1000\text{KHz}$ 的载波上。

$$\text{令 } \Omega = 2\pi F = 2\pi \times 10^3 \text{ rad/s}, \quad \omega_1 = 2\pi f_1 = 2\pi \times 10^4 \text{ rad/s},$$

$$\omega_2 = 2\pi f_2 = 2\pi \times 3 \times 10^4 \text{ rad/s}, \quad \omega_c = 2\pi f_c = 2\pi \times 10^6 \text{ rad/s}.$$

第一次调制：

$$v_{01}(t) = (2 + 2 \times 0.5 \cos \Omega t) \cos \omega_1 t = 2(1 + 0.5 \cos \Omega t) \cos \omega_1 t,$$

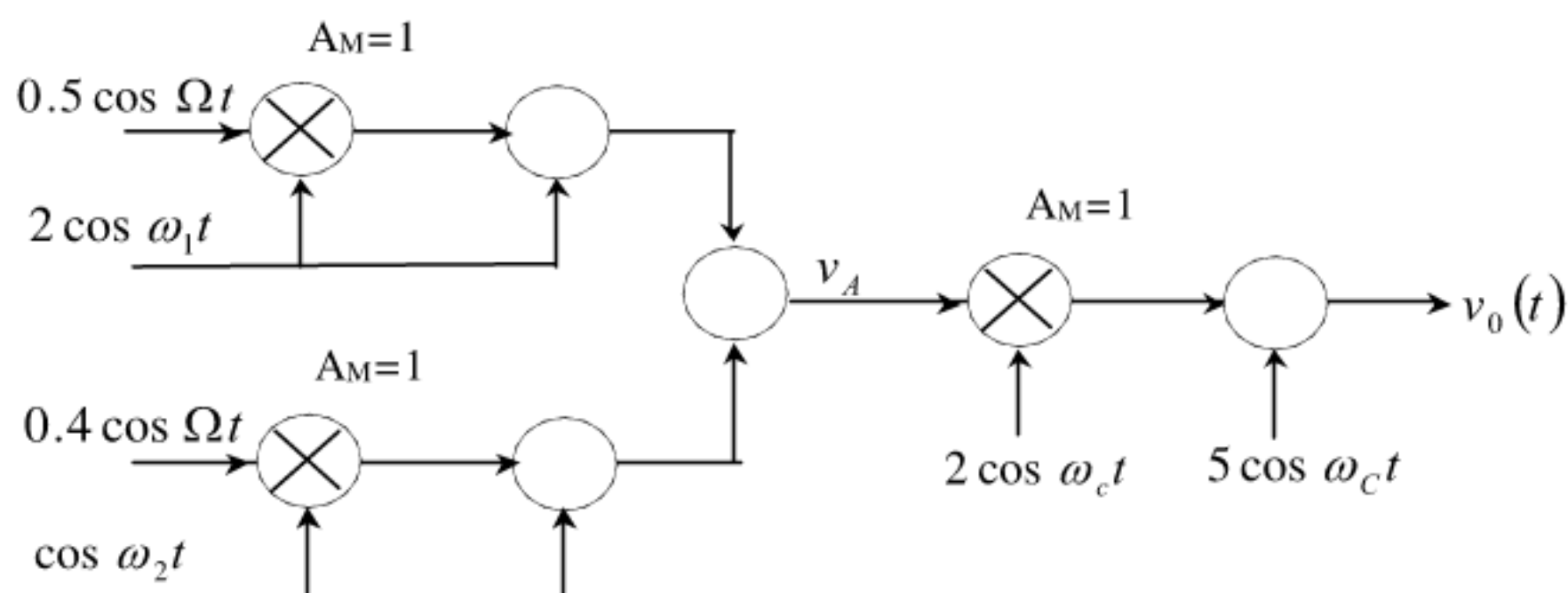
$$v_{02}(t) = (1 + 2 \times 0.2 \cos \Omega t) \cos \omega_2 t = (1 + 0.4 \cos \Omega t) \cos \omega_2 t.$$

$$\text{令 } v_A = v_{01}(t) + v_{02}(t),$$

第二次调制：

$$\begin{aligned} v_0(t) &= (5 + 2v_A) \cos \omega_c t = [5 + 2v_{01}(t) + 2v_{02}(t)] \cos \omega_c t \\ &= [5 + 4(1 + 0.5 \cos \Omega t) \cos \omega_1 t + 2(1 + 0.4 \cos \Omega t) \cos \omega_2 t] \cos \omega_c t \\ &= 5[1 + 0.8(1 + 0.5 \cos \Omega t) \cos \omega_1 t + 0.4(1 + 0.4 \cos \Omega t) \cos \omega_2 t] \cos \omega_c t \end{aligned}$$

调制实现框图如下所示：



频谱宽度为 $BW_{AM} = 1033 - 967 = 66\text{KHz}$ 。

单位负载电阻上平均功率为:

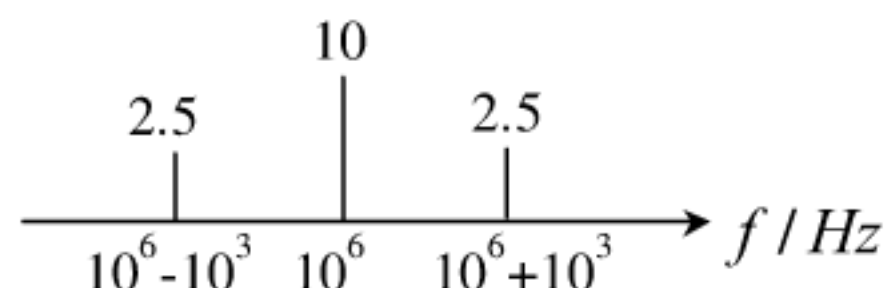
$$P_{av} = \frac{1}{2} \times 5^2 + 2 \times \frac{1}{2} \times 2^2 + 2 \times \frac{1}{2} \times 1^2 + 4 \times \frac{1}{2} \times 0.5^2 + 4 \times \frac{1}{2} \times 0.2^2 = 18.08\text{W}$$

5-3 调幅波的表达式为 $v_{AM}(t) = 10(1 + 0.5 \cos 2\pi \times 10^3 t) \cos 2\pi \times 10^6 t$ (V), 并加在阻值为 $1\text{k}\Omega$ 的负载电阻上, 要求: (1)画出频谱结构图, (2)载波分量的功率为多少? (3)边频分量的功率为多少? (4)最大瞬时功率和最小瞬时功率为多少?

解: (1) 因为

$$\begin{aligned} v_{AM}(t) &= 10(1 + 0.5 \cos 2\pi \times 10^3 t) \cos 2\pi \times 10^6 t \\ &= 10 \cos 2\pi \times 10^6 t + 2.5 \cos 2\pi \times (10^6 \pm 10^3) t \end{aligned}$$

频谱结构图如右图所示。



(2) 载波分量的功率为 $P_C = \frac{V_{CM}^2}{2R_L} = \frac{10^2}{2 \times 10^3} = 0.05\text{W}$ 。

(3) 边频分量的功率为 $P_{\omega_c \pm \Omega} = 2 \times \frac{1}{2R_L} \times \left(\frac{1}{2} m_a V_{CM} \right)^2 = 2 \times \frac{2.5^2}{2 \times 10^3} = 0.00625\text{W}$ 。

(4) 最大瞬时功率为 $P_{\max} = \frac{1}{2R_L} [V_{CM}(1 + m_a)]^2 = \frac{15^2}{2 \times 10^3} = 0.1125\text{W}$

最小瞬时功率为 $P_{\min} = \frac{1}{2R_L} [V_{CM}(1 - m_a)]^2 = \frac{5^2}{2 \times 10^3} = 0.0125\text{W}$

5-4 请画出下列四种信号的波形图与频谱图。假设 $\omega_c \gg \Omega$

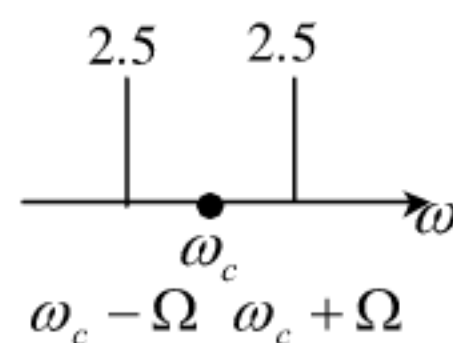
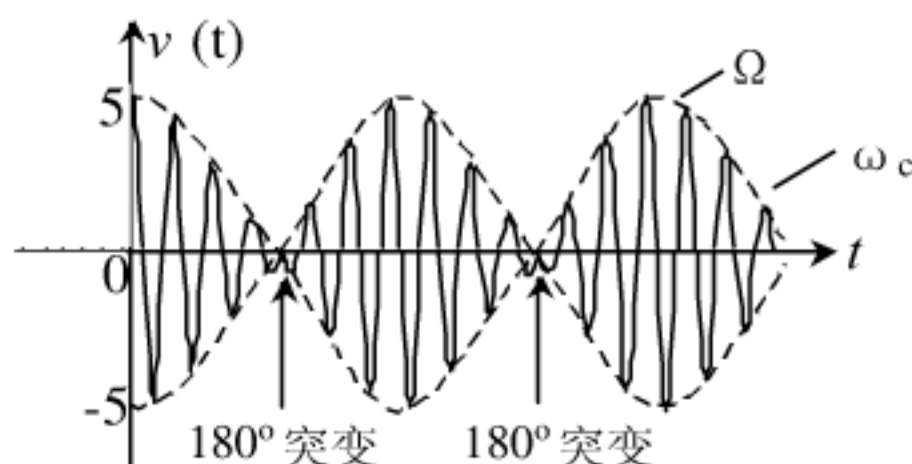
(1) $v(t) = 5 \cos \Omega t \cos \omega_c t$

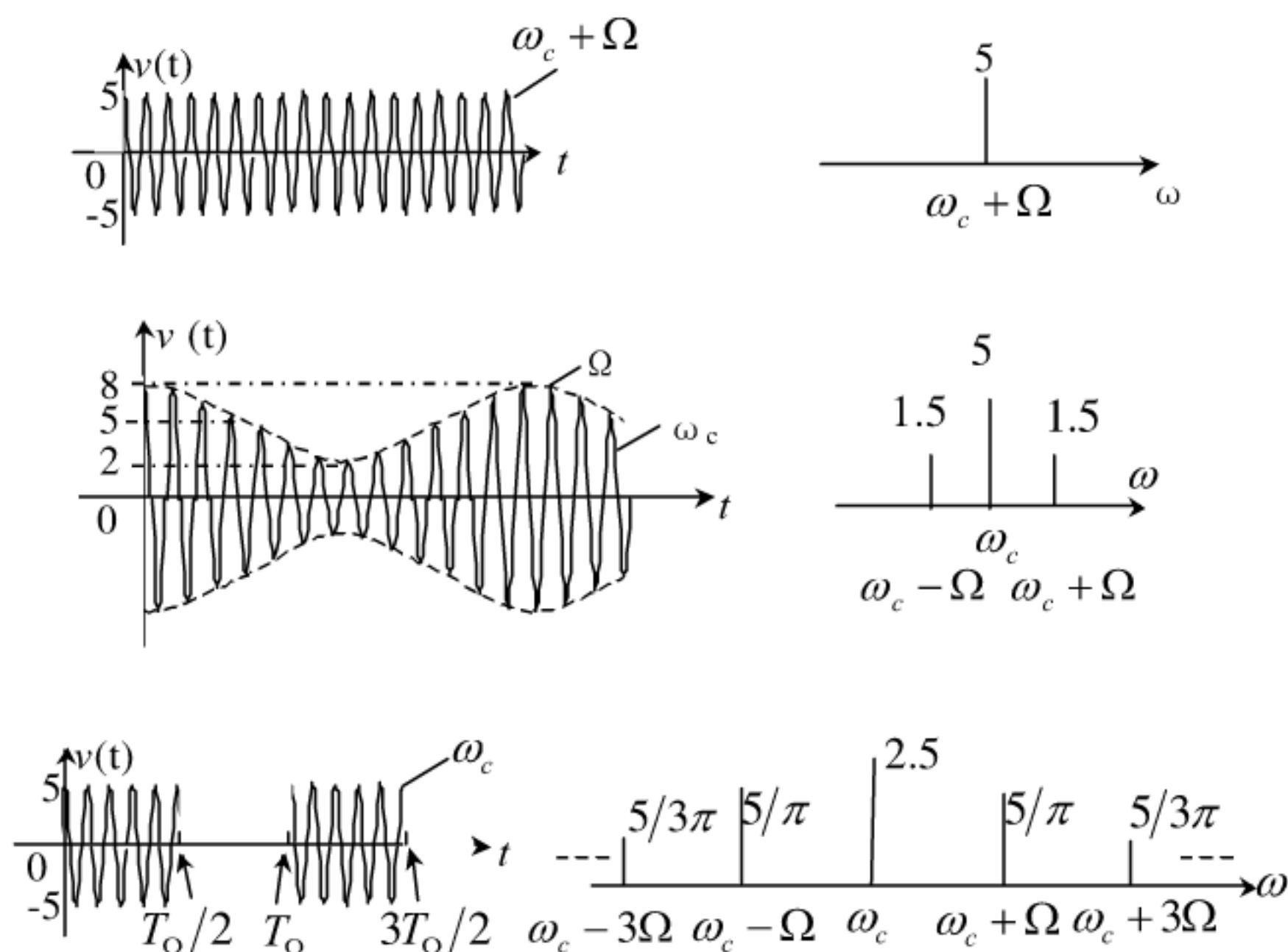
(2) $v(t) = 5 \cos(\omega_c + \Omega)t$

(3) $v(t) = (5 + 3 \cos \Omega t) \cos \omega_c t$

(4) $v(t) = \begin{cases} 5 \cos \omega_c t & 2n\pi < \Omega t < (2n+1)\pi \\ 0 & (2n+1)\pi < \Omega t < (2n+2)\pi \end{cases} \quad n = 0, 1, 2, \dots$

解: 各波形的时域波形图与频域频谱图如下:





第(4)题的频谱分析如下:

$$\begin{aligned}
 v(t) &= \begin{cases} 5 \cos \omega_c t & 2n\pi < \Omega t < (2n+1)\pi \\ 0 & (2n+1)\pi < \Omega t < (2n+2)\pi \end{cases} = 5 \cos \omega_c t \cdot S_1\left(\Omega t + \frac{\pi}{2}\right) \\
 &= 5 \cos \omega_c t \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos\left(\Omega t + \frac{\pi}{2}\right) - \frac{2}{3\pi} \cos 3\left(\Omega t + \frac{\pi}{2}\right) + \frac{2}{5\pi} \cos 5\left(\Omega t + \frac{\pi}{2}\right) + \dots \right] \\
 &= 5 \cos \omega_c t \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sin \Omega t + \frac{2}{3\pi} \sin 3\Omega t + \frac{2}{5\pi} \sin 5\Omega t + \dots \right]
 \end{aligned}$$

5-5 已知载波电压为 $v_c(t) = V_{CM} \cos \omega_c t$ 调制信号为如图 P5-5 所示的三角波, 且 $f_c \gg 1/T_\Omega$ 。

请画出 $m_a = 0.5$ 时的 AM 波形以及 DSB 波形。

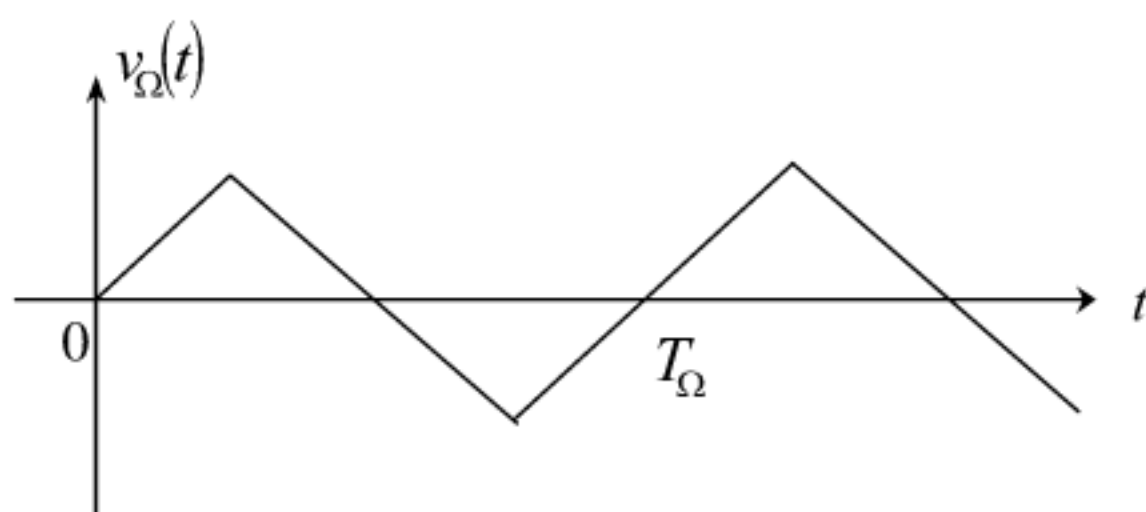
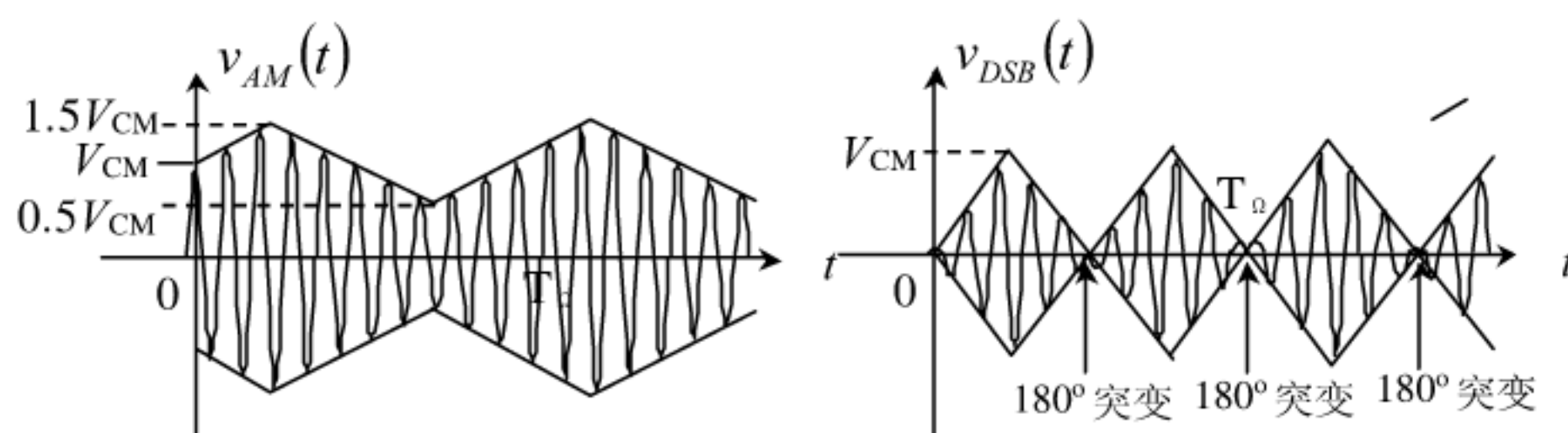


图 P5-5

解: 对应的波形如下图所示。



5-6 某调幅波的数学表达式为 $v_{AM}(t) = V_{AM}(1 + m_1 \cos \Omega_1 t + m_2 \cos \Omega_2 t) \cos \omega_c t$ ，且 $\Omega_2 = 2\Omega_1$ ，当该调幅波分别通过具有如图 P5-6 所示频率特性的滤波器后：

- (1) 分别写出它们输出信号的数学表示式；
- (2) 分别说明它们属于哪种调制形式；
- (3) 若 $\omega_c \gg \Omega_1$ ，分别说明对它们可以采用何种解调方式。

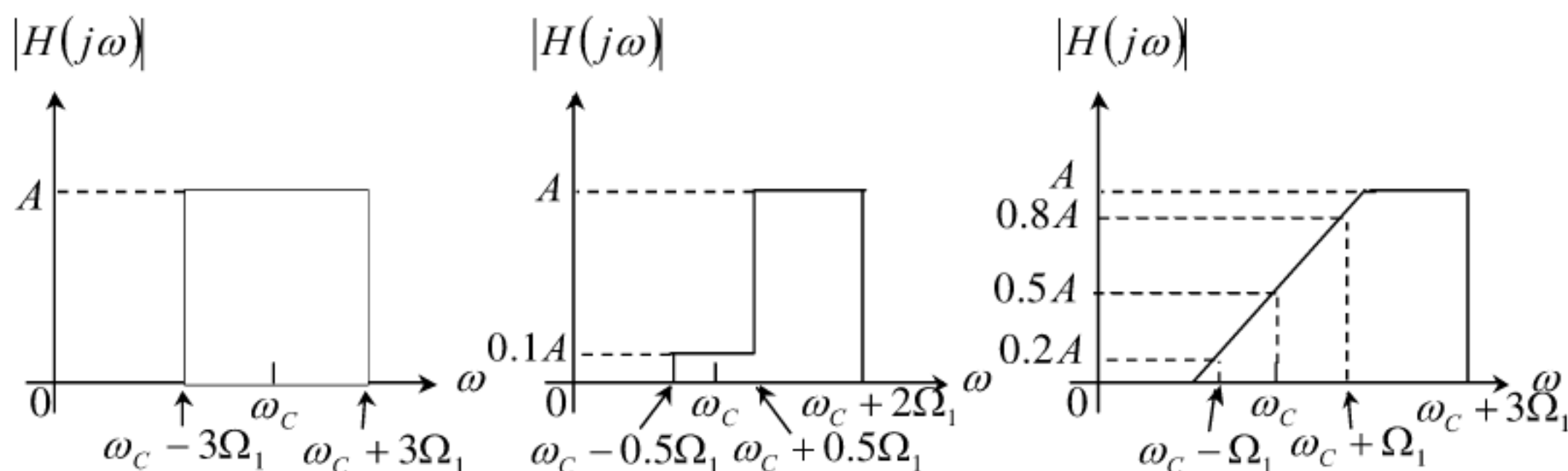


图 P5-6

解：(1) 它们经滤波器后的数学表达式分别为：

$$v_{01}(t) = Av_{AM}(t) = AV_{AM}(1 + m_1 \cos \Omega_1 t + m_2 \cos \Omega_2 t) \cos \omega_c t$$

$$v_{02}(t) = 0.1AV_{AM} \cos \omega_c t + \frac{1}{2}AV_{AM}[m_1 \cos(\omega_c + \Omega_1)t + m_2 \cos(\omega_c + \Omega_2)t]$$

$$v_{03}(t) = AV_{AM} \left[0.5 \cos \omega_c t + 0.2 \times \frac{m_1}{2} \cos(\omega_c - \Omega_1)t + 0.8 \times \frac{m_1}{2} \cos(\omega_c + \Omega_1)t + \frac{m_2}{2} \cos(\omega_c + \Omega_2)t \right]$$

(2) $v_{01}(t)$ 为普通调幅波， $v_{02}(t)$ 、 $v_{03}(t)$ 为抑制载波的单边带调幅。

(3) $v_{01}(t)$ 可以采用相干解调（同步检波），也可以采用包络检波方式实现。 $v_{02}(t)$ 、 $v_{03}(t)$ 则需采用相干解调（同步检波）。

5-7 请写出图 P5-7 所示波形对应的信号表达式并画出其频谱结构图。

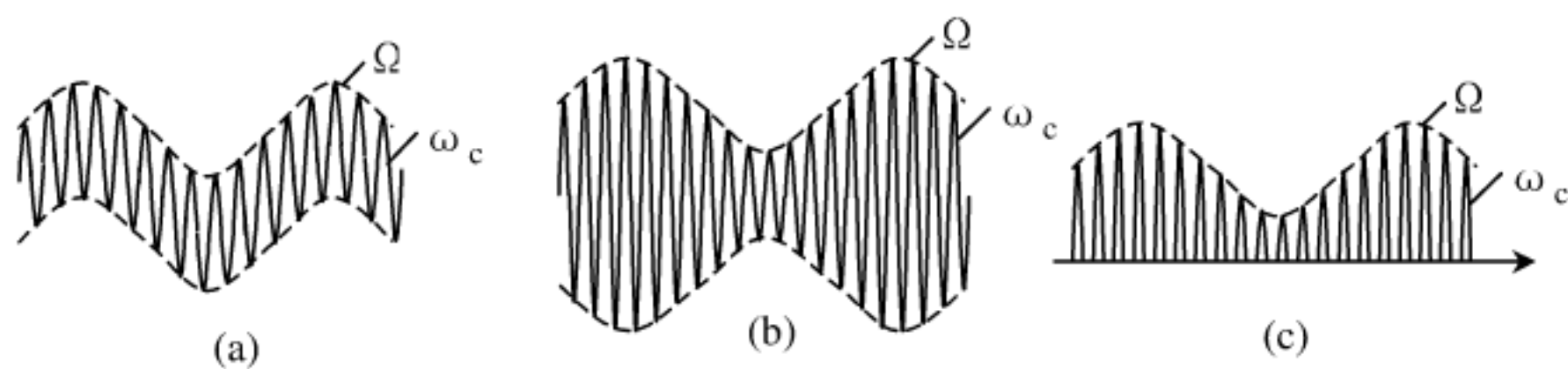


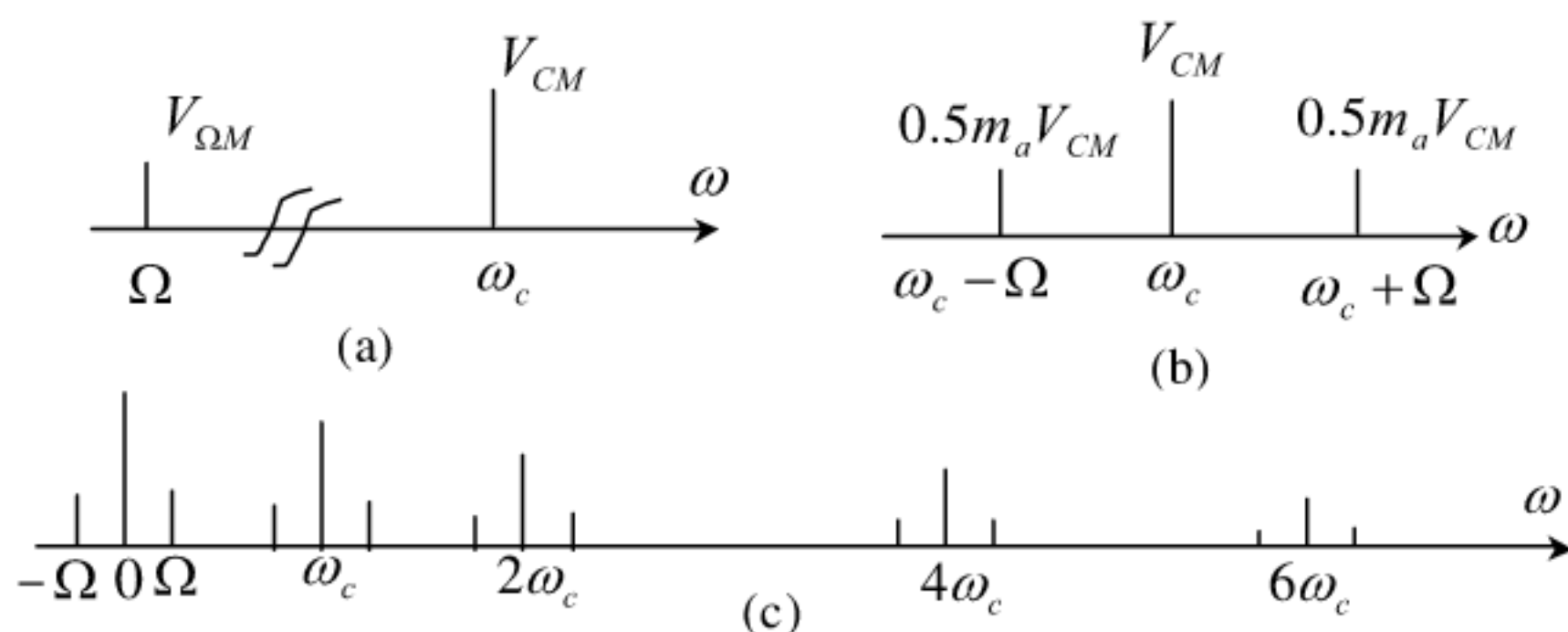
图 P5-7

解：(a) $v(t) = V_{CM} \cos \omega_c t + V_{\Omega M} \cos \Omega t$

$$(b) v(t) = V_{CM}(1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t$$

$$(c) v(t) = V_{CM}(1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t \cdot S_1(\omega_c t)$$

它们对应的频谱结构如下图所示：



5-8 在图 P5-8 所示的差分对管调制电路中, 已知 $v_c(t) = 360 \cos 10\pi \times 10^6 t$ (mV), $v_\Omega(t) = 5 \cos 2\pi \times 10^3 t$ (mV), $V_{CC} = |V_{EE}| = 10V$, $R_{EE} = 15K\Omega$, 晶体三极管的 β 很大, $V_{BE(on)}$ 可忽略。使用开关函数求 $i = (i_{C1} - i_{C2})$ 的值。

$$\text{解: } I_{C3} = \frac{-5 - (V_{EE}) - V_{BE(on)}}{R_{EE}} = \frac{-5 + 10}{15K} = \frac{1}{3} \text{ mA},$$

$$g_m = \frac{I_{C3}}{V_T} = \frac{1/3}{25} = \frac{1}{75} = 13.33 \text{ ms}, \quad i_{C3} = I_{C3} + g_m v_\Omega(t)$$

$$\begin{aligned} i = (i_{C1} - i_{C2}) &= i_{C3} \text{th}\left(\frac{v_c}{2V_T}\right) = (I_{C3} + g_m v_\Omega(t)) \cdot S_2(\omega_c t) \\ &= \left[\frac{1}{3} + 13.33 \times 10^{-3} \times 5 \cos 2\pi \times 10^3 t\right] \cdot S_2(10\pi \times 10^6 t) \\ &= [0.33 + 66.65 \times 10^{-3} \cos(2\pi \times 10^3 t)] \cdot S_2(10\pi \times 10^6 t) \quad (\text{mA}) \end{aligned}$$

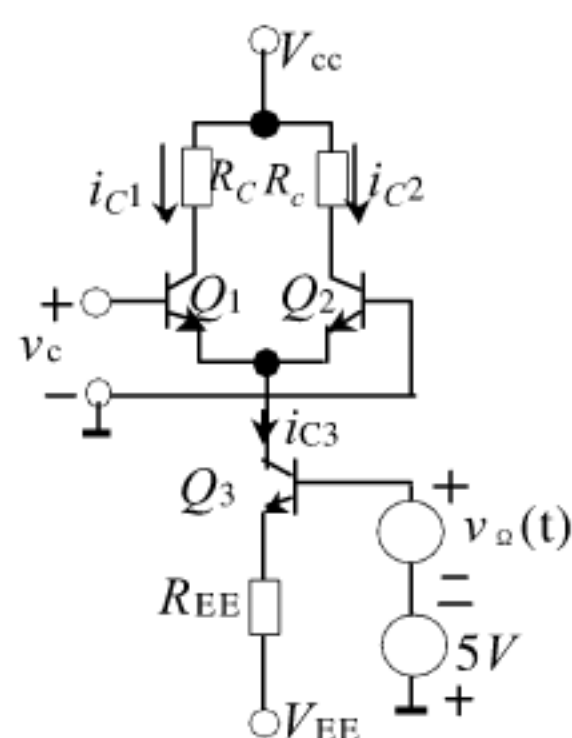
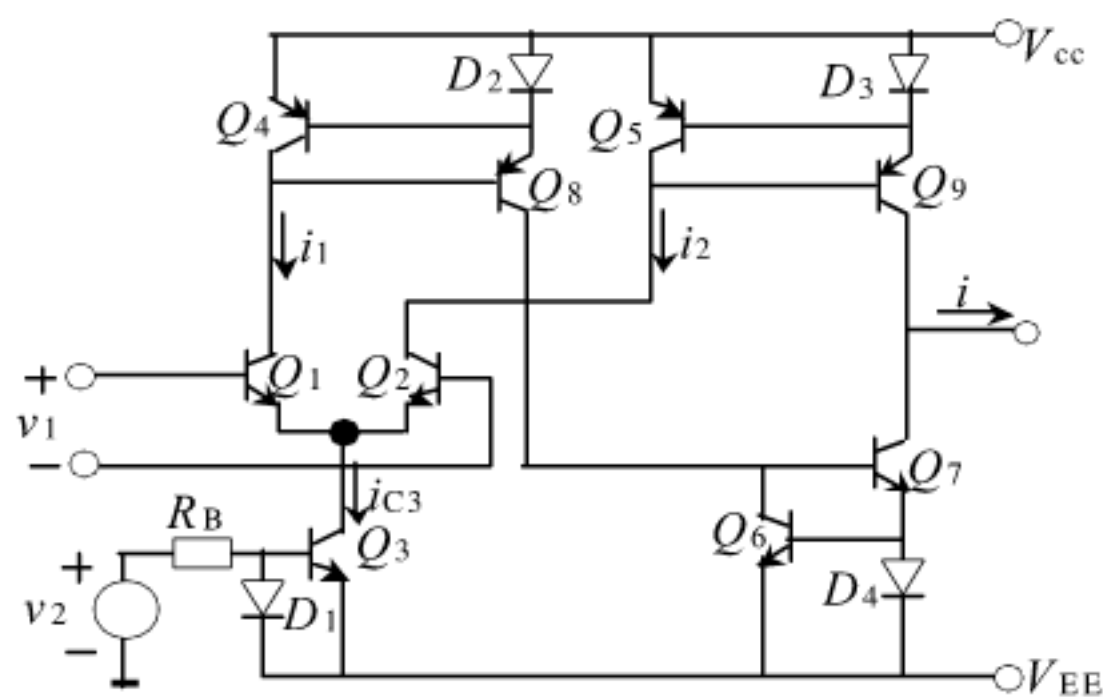


图 P5-8

5-9 图 P5-9 为单差分对管电路, 图中 $Q_1 \sim Q_3$ 、 D_1 组成差分放大器, Q_4 、 Q_8 、 D_2 , Q_5 、 Q_9 、 D_3 和 Q_6 、 Q_7 、 D_4 组成三个电流源电路。若晶体三极管的 β 很大, $V_{BE(on)}$ 可忽略, 试导出输出电流 i 的表示式。若 $v_1(t) = V_{1M} \cos \omega_c t$, $v_2(t) = V_{2M} \cos \Omega t$, 且 $V_{2M} < |V_{EE}|$, 试画出下列两种情况下输出电流 i 的波形及其频谱图: (1) V_{1M} 很小, 处于小信号状态; (2) V_{1M} 很大, 处于开关工作状态。



$$\text{解: } i_{C3} = \frac{v_2 + |V_{EE}|}{R_B}, \quad i = i_2 - i_1 = -(i_1 - i_2) = -i_{C3} \text{th}\left(\frac{v_1}{2V_T}\right) = -\frac{v_2 + |V_{EE}|}{R_B} \text{th}\left(\frac{v_1}{2V_T}\right)$$

(1) 当 V_{1M} 很小、处于小信号状态时, 则有:

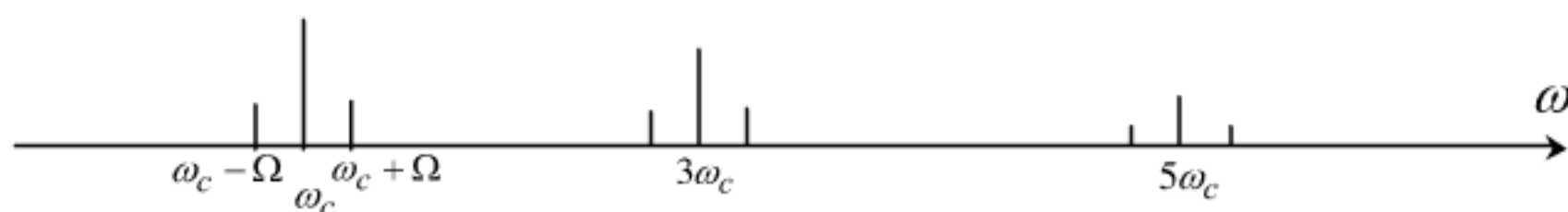
$$i = -\frac{1}{2V_T R_B} v_1 (v_2 + V_{EE}) = -\frac{V_{1M}}{2V_T R_B} (|V_{EE}| + V_{2M} \cos \Omega t) \cos \omega_c t,$$

他是一个普通调幅波，频谱图略。

(2) 当 V_{1M} 很大、处于开关工作状态时，则有：

$$i = -\frac{1}{R_B} (v_2 + |V_{EE}|) \cdot S_2(\omega_c t) = -\frac{1}{R_B} (|V_{EE}| + V_{2M} \cos \Omega t) \cdot S_2(\omega_c t)$$

他的频谱结构图如下所示：



5-10 在图 P5-10 所示的差分对管调制电路中，已知

$$v_c(t) = 400 \cos 10\pi \times 10^6 t \text{ (mV)},$$

$$v_\Omega(t) = 5 \cos 2\pi \times 10^3 t \text{ (mV)}, \quad V_{CC} = |V_{EE}| = 10V,$$

$R_{EE} = 15K\Omega$ ，晶体三极管的 β 很大， $V_{BE(on)}$ 可忽略。

假设回路谐振电阻 $R_e = 20K\Omega$ ，中心频率为

$$\omega_0 = 10\pi \times 10^6 \text{ rad/s}, \text{ 带宽为 } 2kHz, \text{ 试求输出电压 } v_o.$$

压 v_o 。

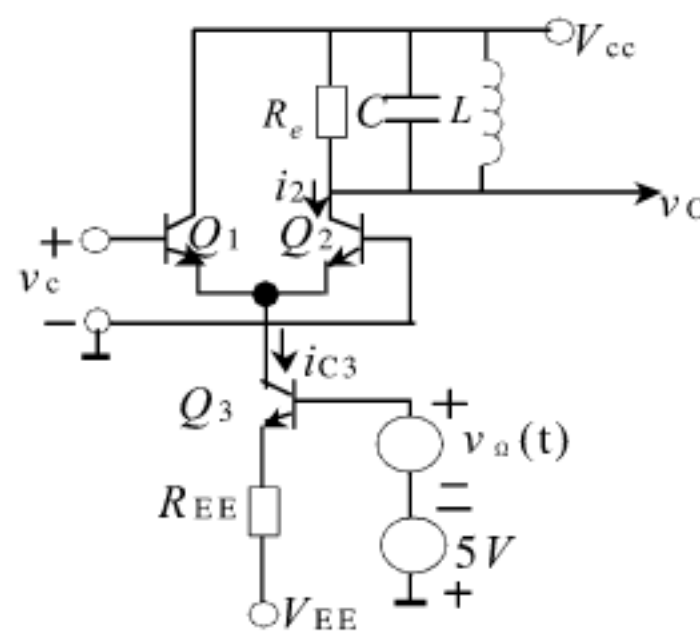


图 P5-10

解：令 $\omega_c = 10\pi \times 10^6 \text{ rad/s}$, $\Omega = 2\pi \times 10^3 \text{ rad/s}$

$$I_{C3} = \frac{-5 - (V_{EE}) - V_{BE(on)}}{R_{EE}} = \frac{-5 + 10}{15K} = \frac{1}{3} \text{ mA}, \quad g_m = \frac{I_{C3}}{V_T} = \frac{1/3}{25} = \frac{1}{75} = 13.33 \text{ ms},$$

$$i_{C3} = I_{C3} + g_m v_\Omega(t)$$

$$i_2 = \frac{i_{C3}}{2} \left[1 - \tanh\left(\frac{v_c}{2V_T}\right) \right] = \frac{i_{C3}}{2} [1 - S_2(\omega_c t)] = \frac{1}{2} (I_{C3} + g_m v_\Omega(t)) [1 - S_2(\omega_c t)]$$

$$= \frac{1}{2} [I_{C3} + g_m V_{\Omega m} \cos(\Omega t)] \cdot \left[1 - \frac{4}{\pi} \cos(\omega_c t) + \frac{4}{3\pi} \cos(3\omega_c t) + \dots \right]$$

经过选频回路后，则有：

$$\text{输出的载频分量为 } -\frac{1}{2} \times \frac{4}{\pi} I_{C3} R_e \cos(\omega_c t) = -4.244 \cos(\omega_c t)$$

旁频分量处于通频带的点上，所以幅度下降 $1/\sqrt{2}$ ，相移量为 $\pi/4$ ，则有：

上旁频的分量为：

$$-\frac{1}{2} \times \frac{1}{2} \times \frac{4}{\pi} \frac{R_e g_m V_{\Omega m}}{\sqrt{2}} \cos\left[(\omega_c + \Omega)t - \frac{\pi}{4}\right] = -0.3 \cos\left[(\omega_c + \Omega)t - \frac{\pi}{4}\right]$$

下旁频的分量为：

$$-\frac{1}{2} \times \frac{1}{2} \times \frac{4}{\pi} \frac{R_e g_m V_{\Omega m}}{\sqrt{2}} \cos\left[(\omega_c - \Omega)t + \frac{\pi}{4}\right] = -0.3 \cos\left[(\omega_c - \Omega)t + \frac{\pi}{4}\right]$$

因此输出电压为:

$$\begin{aligned}
 v_0 &= V_{CC} - \left\{ -4.224 \cos \omega_c t - 0.3 \cos \left[(\omega_c + \Omega)t - \frac{\pi}{4} \right] - 0.3 \cos \left[(\omega_c - \Omega)t + \frac{\pi}{4} \right] \right\} \\
 &= 10 + 4.224 \cos \omega_c t + 2 \times 0.3 \cos \left(\Omega t - \frac{\pi}{4} \right) \cos \omega_c t \\
 &= 10 + 4.224 \left[1 + 0.142 \cos \left(\Omega t - \frac{\pi}{4} \right) \right] \cos \omega_c t
 \end{aligned}$$

5-11 图 P5-11 为二极管包络检波电路。若设二极管的特性均为一条由原点出发、斜率为 $g_D = 1/R_D$ 的直线, $R_L C$ 低通滤波器具有理想的滤波特性, 且 $R_L = 4.7 K\Omega$ 。图(a)为推挽检波电路, 图(b)中 $L_2 C_2$ 谐振回路的固有谐振电阻 $R_e = 10 K\Omega$, 变压器匝数比 $n = 2$ 。已知 $R_D \ll R_L$, $v_s(t) = V_{SM} \cos \omega_c t$, 试求电压传输系数 k_d , 并估算图(a)电路的 R_i 和图(b)电路的 R_{ab} 值。

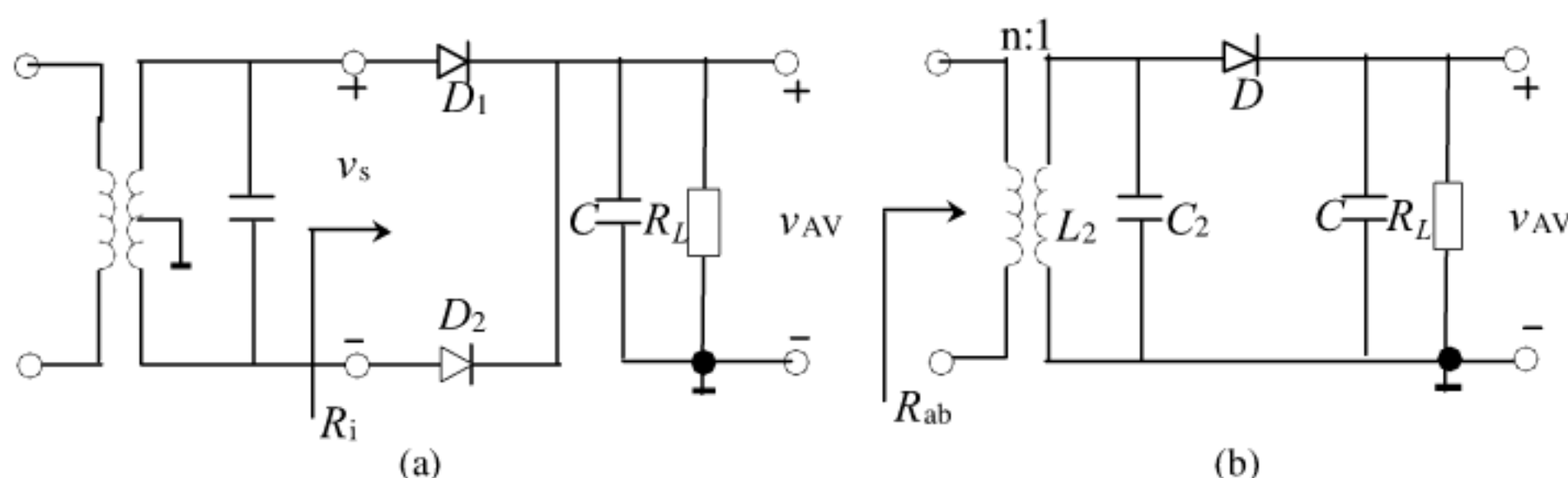
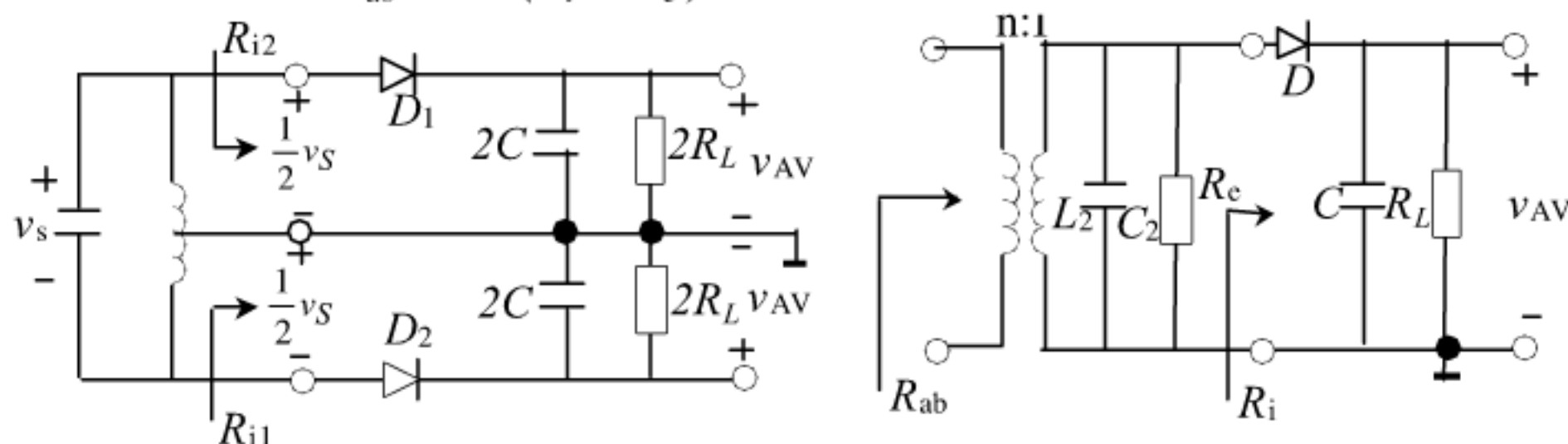


图 P5-11

解: 对于 (a) 图可等效为两个串联型包络检波器, 如下图所示, 对应的负载电阻及电容分别为原来的两倍 ($2C, 2R_L$)。此时每个包络检波器的输入为原来的一半, 即 $v_{i1} = v_{i2} = \frac{1}{2} v_s$ 。

因为检波器的电压传输系数为 $k_{d1} = k_{d2} = \frac{v_{AV}}{v_{i1}} = \frac{v_{AV}}{v_s/2} = 2 \frac{v_{AV}}{v_s} = 1$, 则有 $k_d = \frac{v_{AV}}{v_s} = \frac{1}{2}$ 。

另外, 根据串联型包络检波器的输入阻抗情况, 则有: $R_{i1} = R_{i2} = \frac{1}{2} (2R_L) = R_L$, 因此整个输入阻抗为 $R_i = R_{i1} + R_{i2} = 2R_L = 9.4 K\Omega$ 。在 (b) 图中, 检波器的电压传输系数为 $k_d = 1$, 检波器的输入阻抗 $R_i = \frac{1}{2} R_L = 2.35 K\Omega$, 它与固有的谐振电阻 R_e 并联后经变压器阻抗变换, 则有: $R_{ab} = n^2 (R_i // R_e) = 7.61 K\Omega$ 。



5-12 为什么检波器电路中一定要有非线性器件？如果在图 5-16 (a) 所示的检波器电路中，将二极管反接，是否能起检波作用？其输出电压的波形与二极管正接时有什么不同？试绘图说明。

答：因为检波是实现信号频谱向低频段搬移，因此必须要用非线性器件来实现。若将图 5-16(a) 所示的检波器电路中的二极管反接，也能实现检波作用，其输出电压的波形与二极管正接时刚好反相关系。（绘图波形略）

5-13 包络检波器电路如图 P5-13 所示，二极管导通电阻 $R_D = 100\Omega$ ，调制信号频率 $F = (100 \sim 5000)Hz$ ，调制系数 $m_{a\max} = 0.8$ 。求电路不产生负峰切割失真和惰性失真的 C 和 R_{i2} 值。

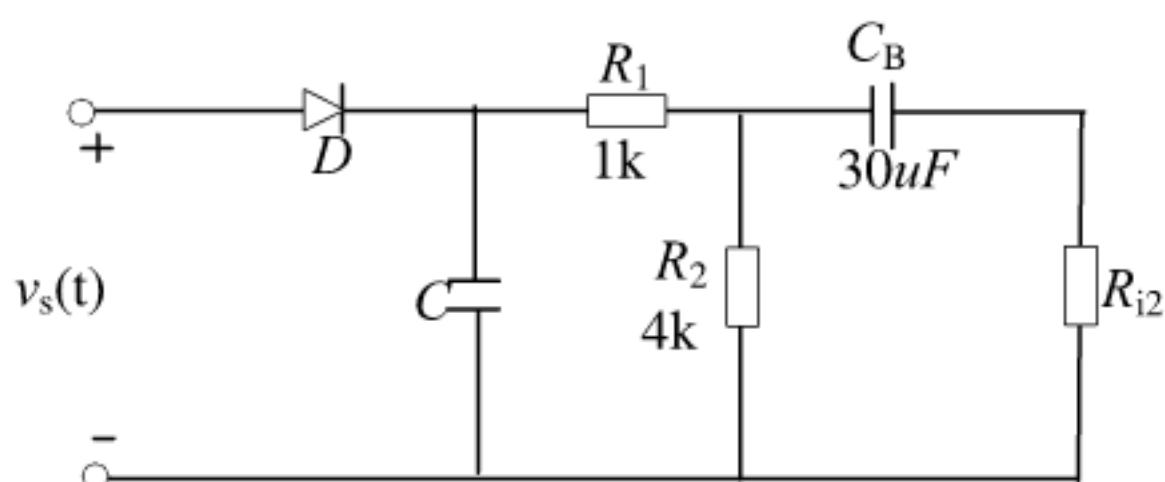


图 P5-13

解：为使电路不产生惰性失真，则要求 $R_L C \leq \frac{\sqrt{1-m_a^2}}{\Omega m_a}$ ，即要求 $C \leq \frac{\sqrt{1-m_a^2}}{R_L \Omega m_a}$ ，因此：

$$C \leq \frac{\sqrt{1-m_{a\max}^2}}{(R_1 + R_2) \Omega_{\max} m_{a\max}} = \frac{\sqrt{1-0.8^2}}{(1+4) \times 10^3 \times 2\pi \times 5000 \times 0.8} = 4775 pF。$$

不产生负峰切割失真的条件为： $m_{a\max} \leq \frac{R_{L\Omega}}{R_{L=}}$ ，其中交流负载电阻为

$R_{L\Omega} = R_1 + (R_2 // R_{i2})$ ，直流负载电阻为 $R_{L=} = R_1 + R_2 = 5K\Omega$ ，则可得 $R_{i2} \geq 12K\Omega$ 。

5-14 在图 P5-14 所示的二极管包络检波电路中，已知 $R_1 = 2K\Omega$ ， $R_2 = 3K\Omega$ ， $R_3 = 20K\Omega$ ， $R_{\Omega} = 10K\Omega$ ，若要求不产生负峰切割失真，试求输入调幅波 v_s 的最大调幅系数 m_a ，并画出 A、B、C 各点的波形图。

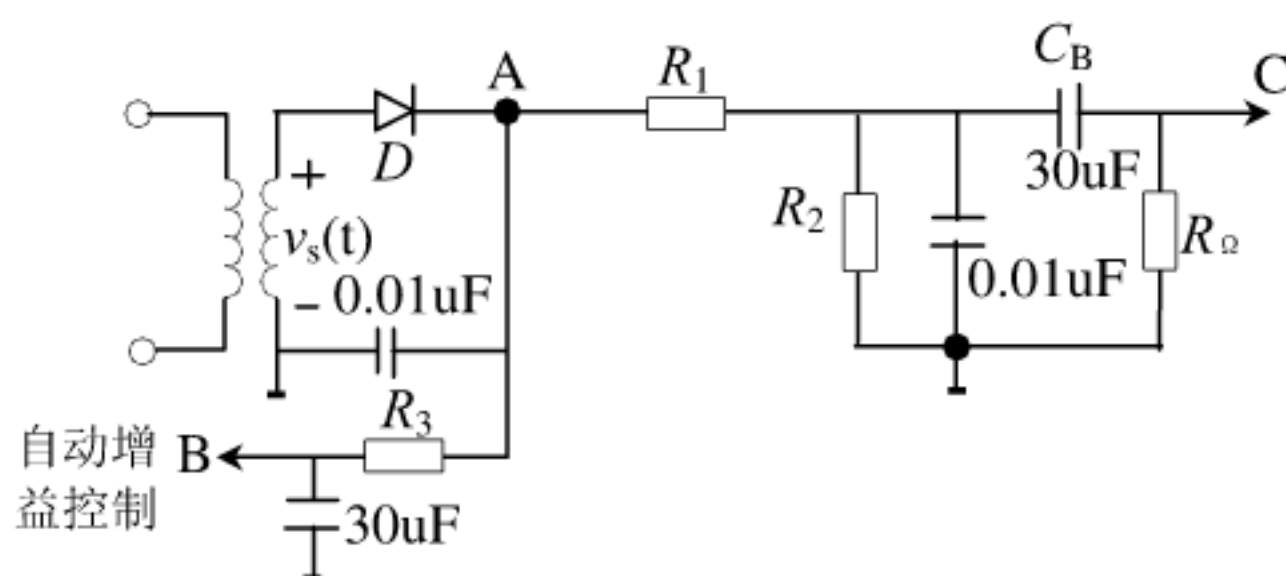


图 P5-14

解：由电路可知，检波器的直流负载电阻为 $R_{L=} = R_1 + R_2 = 5K\Omega$ ，交流负载电阻为

$R_{L\Omega} = [R_1 + (R_2 // R_{\Omega})] // R_3 = 3.54K\Omega$ ，不产生负峰切割失真的最大调幅系数为：

$$m_a \leq \frac{R_{L\Omega}}{R_{L=}} = \frac{4.54}{5} = 0.709。$$

检波器 A 点输出的波形为基带信号电压与直流电压的合成。B 点输出是 A 信号经 R_3 、 $30\mu F$ 组成的低通滤波器，滤除交流信号，取出直流电压。C 点的信号是 A 信号经电容 C_B 隔直耦合输出交流信号。(波形略)

5-15 峰值检波电路如图 P5-15 所示，已知载波频率为 $f_c = 465KHz$ ，调制信号的最高工作频率为 $4KHz$ ，调幅系数为 $m_a = 0.3$ ，给定电阻 $R = 10K\Omega$ ，试问电容 C 应如何选择？若 $C_1 = 200pF$ ，回路 $Q_0 = 50$ ， $N_1:N_2 = 200:14$ ，求 a、b 端输入阻抗 R_{ab} 。

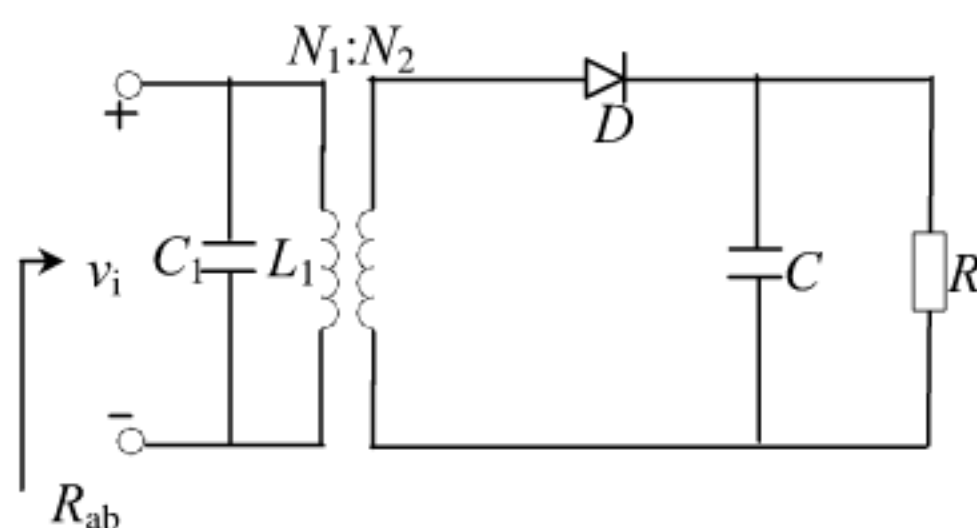


图 P5-15

解：根据 RC 低通滤波器的要求，有：

$$\textcircled{1} RC \gg \frac{1}{\omega_c}, \text{ 则取 } RC \geq \frac{10}{\omega_c} \rightarrow C \geq \frac{10}{R\omega_c} = \frac{10}{10 \times 10^3 \times 2\pi \times 465 \times 10^3} = 342 pF$$

$$\textcircled{2} RC \leq \frac{1}{\Omega_{\max}}, \text{ 则 } C \leq \frac{1}{R\Omega_{\max}} = \frac{1}{10 \times 10^3 \times 2\pi \times 4 \times 10^3} = 3979 pF$$

$$\textcircled{3} \text{为了不产生惰性失真, 要求 } R_L C \leq \frac{\sqrt{1-m_a^2}}{\Omega m_a} = \frac{\sqrt{1-0.3^2}}{2\pi \times 4 \times 10^3 \times 0.3} = 0.1265 \times 10^{-3}$$

$$C \leq \frac{0.1265 \times 10^{-3}}{10 \times 10^{-3}} = 0.01265 \mu F$$

综合上述情况，电容 C 的选择为 $342 pF \sim 3979 pF$ 。

$L_1 C_1$ 的并联谐振回路的阻抗：

$$R_p = \rho Q_0 = \frac{Q_0}{\omega_c C_1} = \frac{50}{2\pi \times 465 \times 10^3 \times 200 \times 10^{-12}} = 85.57 K\Omega。$$

检波器的输入阻抗为 $R_i = \frac{1}{2} R = 5 K\Omega$ 。

$$\text{则 } R_{ab} = R_p // \left[\left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 R_i \right] = 85.57 // \left[\left(\frac{200}{14} \right)^2 \times 5 \right] = 78.95 K\Omega。$$

5-16 图 P5-16 为并联型包络检波器电路, 图中 $R_L = 4.7K\Omega$, $i_s(t) = (1 + 0.6 \cos \Omega t) \cos \omega_c t$ (mA), $R_e = 5K\Omega$, 回路 $BW_{3dB} > 2F$, 试画出 $v_o(t)$ 的波形。

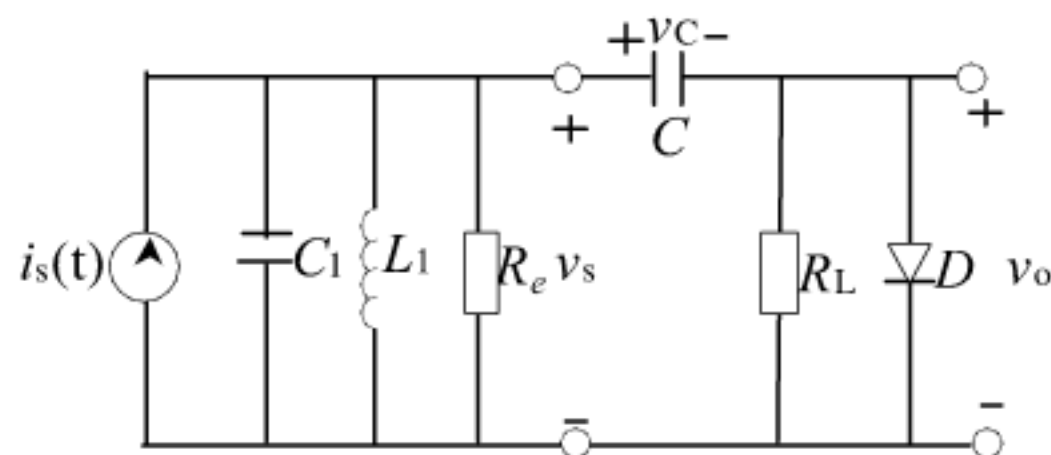


图 P5-16

解: 并联型包络检波器的输入阻抗为 $R_i = \frac{1}{3} R_L = 1.57K\Omega$, 回路的谐振阻抗为 $R_T = R_e // R_i$

$= 5 // 1.57 \approx 1.2K\Omega$, 则谐振回路的输出电压为:

$$v_s(t) = i_s(t) R_T = 1.2(1 + 0.6 \cos \Omega t) \cos \omega_c t \quad (V)$$

$$\text{检波器电容 } C \text{ 上的电压为 } v_C(t) = k_d V_{sm}(t) = k_d \times 1.2(1 + 0.6 \cos \Omega t) \quad (V)$$

则检波器的输出电压为 $v_o = v_s(t) - v_C(t)$ 。(波形略)

5-17 在图 P5-17 所示的两个电路中, 已知 $v_s(t) = V_{SM} \cos \Omega t \cos \omega_c t$, $v_r(t) = V_{rM} \cos \omega_c t$, 且 $V_{rM} > V_{SM}$, 两检波器均工作在大信号检波状态。试指出哪个电路能实现同步检波。

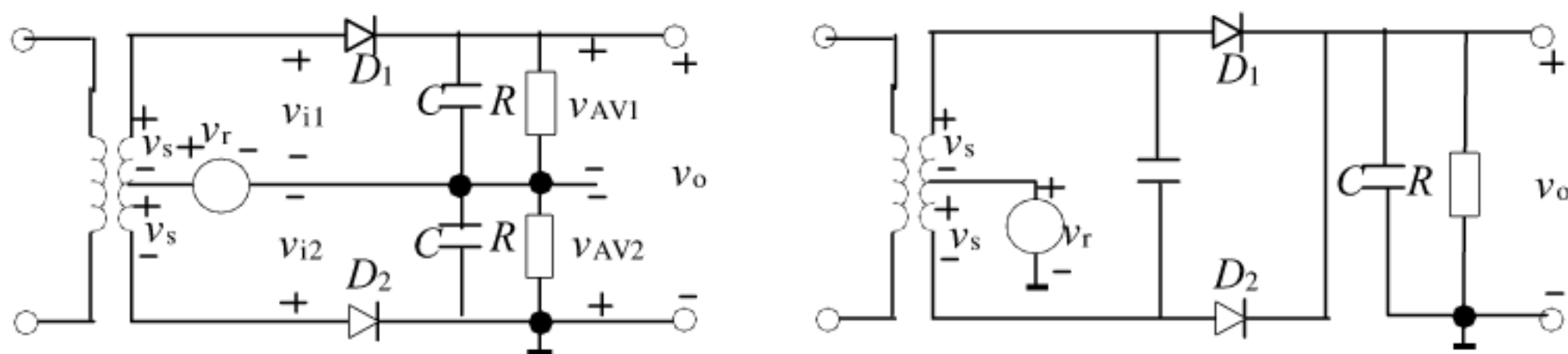


图 P5-17

解: 第一个图中有:

$$v_{i1} = v_s + v_r = V_{rM} \left(1 + \frac{V_{SM}}{V_{rM}} \cos \Omega t \right) \cos \omega_c t = V_{rM} (1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t$$

$$v_{i2} = -v_s + v_r = V_{rM} \left(1 - \frac{V_{SM}}{V_{rM}} \cos \Omega t \right) \cos \omega_c t = V_{rM} (1 - m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t$$

其中 $m_a = \frac{V_{SM}}{V_{rM}}$ 。可见 v_{i1}, v_{i2} 均为普通调幅波, 经包络检波器后有:

$$v_{AV1} = k_d V_{i1m} = k_d \cdot V_{rM} (1 + m_a \cos \Omega t), \quad v_{AV2} = k_d V_{i2m} = k_d \cdot V_{rM} (1 - m_a \cos \Omega t)$$

则输出为: $v_o = v_{AV1} - v_{AV2} = 2k_d V_{rM} m_a \cos \Omega t = 2k_d V_{SM} \cos \Omega t$, 可以实现同步检波。

在第二个图中, 其等效电路如下图所示。则有:

$$v_{i1} = v_s + v_r = V_{rM} \left(1 + \frac{V_{SM}}{V_{rM}} \cos \Omega t \right) \cos \omega_c t = V_{rM} (1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t$$

$$v_{i2} = -v_s + v_r = V_{rM} \left(1 - \frac{V_{SM}}{V_{rM}} \cos \Omega t \right) \cos \omega_c t = V_{rM} (1 - m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t$$

其中 $m_a = \frac{V_{SM}}{V_{rM}}$ 。可见 v_{i1}, v_{i2} 均为普通调幅

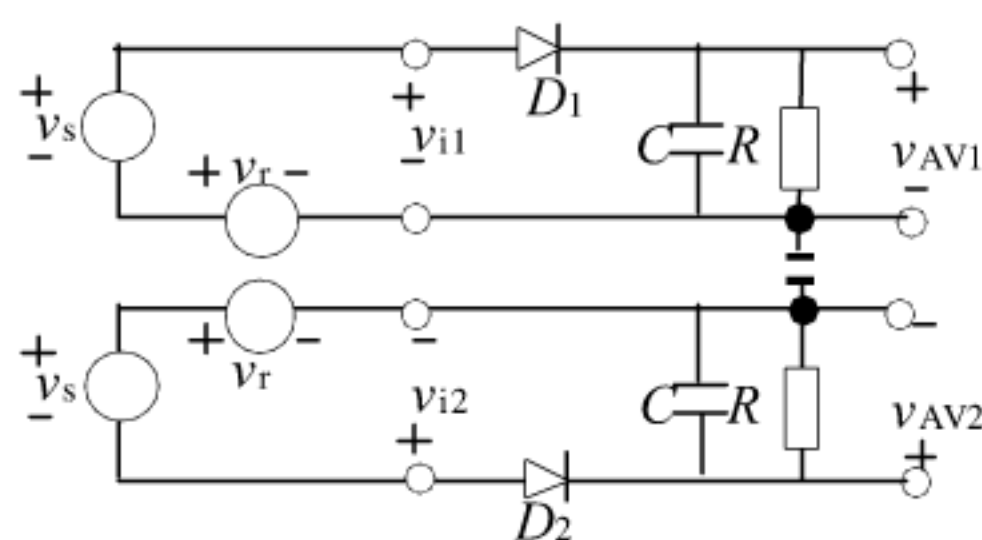
波, 经包络检波器后有:

$$v_{AV1} = k_d V_{i1m} = k_d \cdot V_{rM} (1 + m_a \cos \Omega t),$$

$$v_{AV2} = k_d V_{i2m} = k_d \cdot V_{rM} (1 - m_a \cos \Omega t)$$

则输出为:

$$v_0 = v_{AV1} + v_{AV2} = 2k_d V_{rM} \cos \omega_c t, \text{ 可见, 不能实现同步检波。}$$



5-18 某双差分对平衡调制器电路如图 P5-18 所示, 其单端输出电流为:

$$i_1 = \frac{I_0}{2} + \frac{i_5 - i_6}{2} \operatorname{th} \left(\frac{v_1}{2V_T} \right) \approx \frac{I_0}{2} + \frac{v_2}{R_E} \operatorname{th} \left(\frac{v_1}{2V_T} \right)$$

试分析为了不失真地实现以下功能, 两输入端各自应加什么信号电压, 输出端电流包含哪些频率分量, 输出滤波器的要求是什么?

- (1) 双边带调制。
- (2) 双边带调制信号的解调。

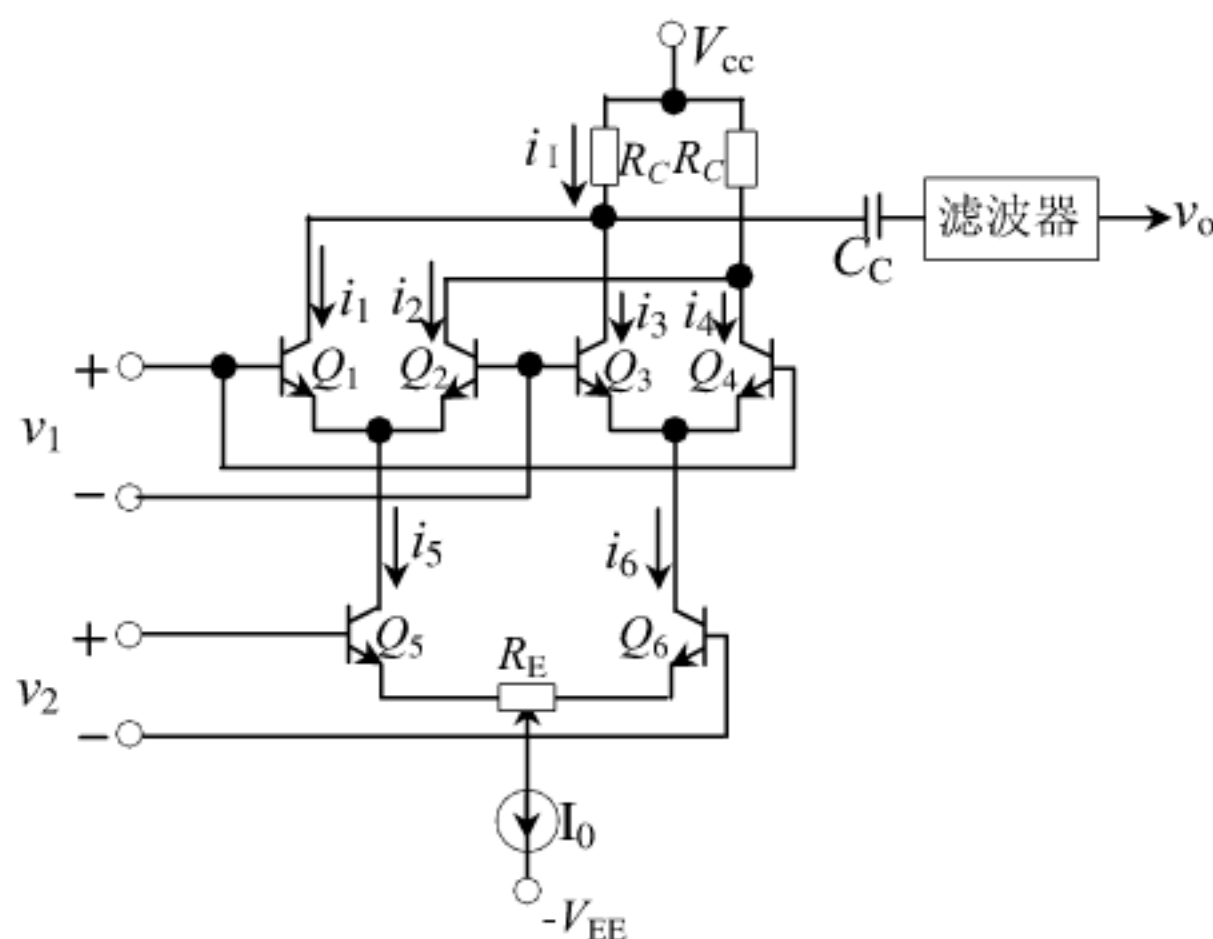


图 P5-18

解: (1) 为了实现双边带调制, 则 v_1 端口应加载波信号, 即 $v_1 = v_c(t) = V_{CM} \cos \omega_c t$, v_2 端口应加调制信号, 即 $v_2 = v_\Omega(t) = V_{\Omega M} \cos \Omega t$ 。通常情况下载波信号为大信号,

$\operatorname{th} \left(\frac{v_1}{2V_T} \right) \approx S_2(\omega_c t)$, 因此调制器电路输出电流中包含的频率分量为 $(2n+1)\omega_c \pm \Omega$ 。

($n=0,1,2,3,\dots$), 此时, 滤波器的可选择带通滤波器, 其要求为中心频率为 ω_c , 带宽 $BW_{3dB} \geq 2F$ 。

(2) 为了实现双边带信号的解调, 则 v_1 端口应加同步信号, 即 $v_1 = v_r(t) = V_{rM} \cos \omega_c t$, v_2 端口应加双边带信号, 即 $v_2 = v_{DSB}(t) = V_M \cos \Omega t \cos \omega_c t$ 。通常情况下同步信号为大信号,

$th\left(\frac{v_1}{2V_T}\right) \approx S_2(\omega_C t)$, 因此调制器电路输出电流中包含的频率分量为 $(2n+1)\omega_C \pm (\omega_C \pm \Omega) = 2n\omega_C \pm \Omega$ ($n = 0, 1, 2, 3, \dots$)。此时滤波器选择为低通滤波器, 要求其带宽 $BW_{3dB} \geq F$ 。

第六章：角度的调制与解调

6-1 设调制信号 $v_{\Omega}(t)$ 为三角波，如图 P6-1 所示。试分别画出调频波和调相波的瞬时频偏 $\Delta\omega(t)$ 和瞬时相位偏移 $\Delta\varphi(t)$ 的波形图（要求坐标对齐）。

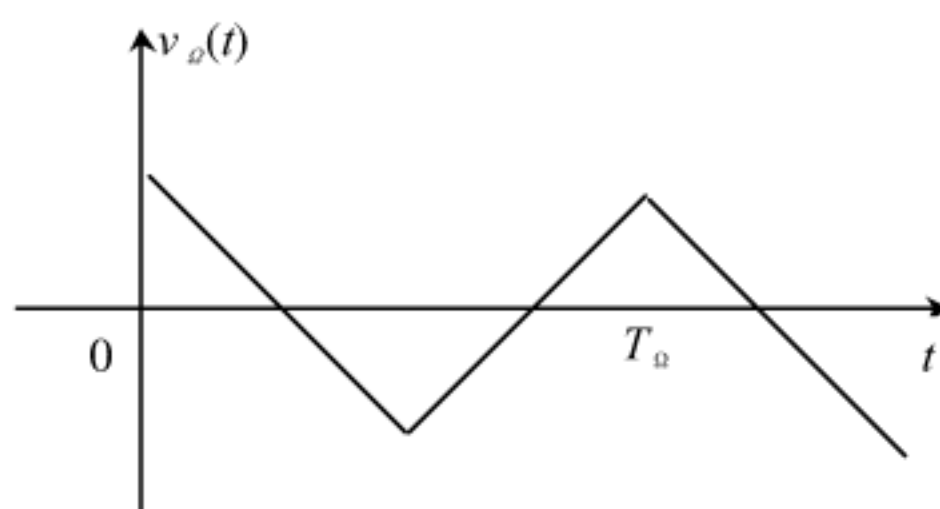


图 P6-1

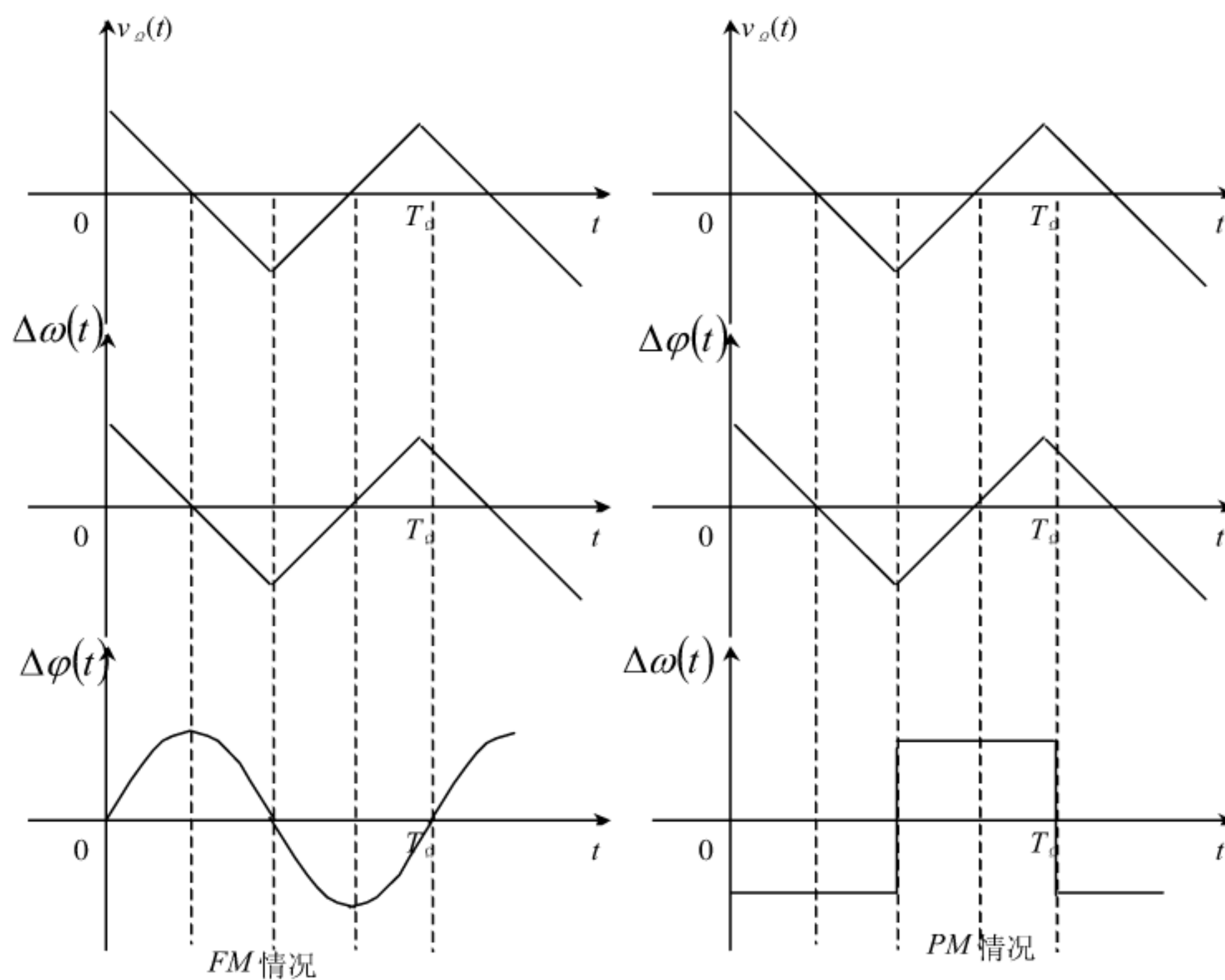
解：对于调频情况有：

$$\text{瞬时频偏为： } \Delta\omega(t) = k_f v_{\Omega}(t) \quad \text{瞬时相移为： } \Delta\varphi(t) = \int \Delta\omega(t) dt$$

对于调相情况有：

$$\text{瞬时相移为： } \Delta\varphi(t) = k_f v_{\Omega}(t) \quad \text{瞬时频偏为： } \Delta\omega(t) = \frac{d\Delta\varphi(t)}{dt}$$

它们的波形如下图所示：



6-2 已知调角信号 $v(t) = 10 \cos(2\pi \times 10^8 t + 3 \sin 2\pi \times 10^4 t)$ (V)

- (1) 它是调频波还是调相波?
- (2) 中心频率 f_c , 调制信号 F , 最大频偏 Δf_m , 最大相移 $\Delta \varphi_m$ 各为多少?
- (3) 当负载电阻 $R_L = 50\Omega$, 试求它的输出功率?

解: (1) 根据定义可知, 它是调频波。

(2) 中心频率为 $f_c = 10^8 \text{ Hz}$, 调制信号的频率为 $F = 10^4 \text{ Hz}$,

最大频偏为 $\Delta f_m = m_f F = 3 \times 10^4 = 30 \text{ KHz}$, 最大相移为 $\Delta \varphi_m = m_f = 3 \text{ rad}$

(3) 输出功率为 $P = \frac{1}{2} \frac{V_{cm}^2}{R_L} = \frac{1}{2} \times \frac{10^2}{50} = 1 \text{ W}$

6-3 调频发射机的载频为 90 MHz , 调制信号频率为 20 kHz , 调制系数 $m_f = 5$, 载波幅度为 30 V , 发射机驱动 50Ω 的天线。试求:

- (1) 调频波的表达式 $v_{FM}(t)$ 。
- (2) 调频波的最大频偏 Δf_m 。
- (3) 调频波的带宽 BW_{CR} 。
- (4) 发射机的总功率 P 。
- (5) 调频波的载频功率占总功率的比例为多少?

解: (1) 表达式为: $v_{FM}(t) = 30 \cos(2\pi \times 90 \times 10^6 t + 5 \sin(2\pi \times 20 \times 10^3 t))$

(2) 最大频偏为: $\Delta f_m = m_f F = 5 \times 20 \times 10^3 = 100 \text{ KHz}$

(3) 带宽为: $BW_{CR} = 2(m_f + 1)F = 2(5 + 1) \times 20 \times 10^3 = 240 \text{ kHz}$

(4) 发射功率为: $P = \frac{1}{2} \frac{V_{cm}^2}{R_L} = \frac{1}{2} \times \frac{30^2}{50} = 9 \text{ W}$

(5) 载频功率为: $P_{\omega_c} = \frac{1}{2} \frac{[J_0(m_f) V_{cm}]^2}{R_L}$, 则有

$$P_{\omega_c} / P = [J_0(m_f)]^2 = (-0.2)^2 = 0.04 = 4\% \quad (\text{注: 查图 6.4 得 } J_0(5) = -0.2)$$

6-4 有一个调幅信号和一个调频信号, 它们的载频均为 1 MHz , 调制信号 $v_{\Omega}(t) = 0.1 \times \sin 2\pi \times 10^3 t$ (V), 已知调频灵敏度 K_f 为 1 kHz/V 。

(1) 比较两个已调信号的带宽

(2) 如调制信号 $v_{\Omega}(t) = 20 \times \sin 2\pi \times 10^3 t (V)$, 它们的带宽有何变化?

解: (1) 令调制信号频率为 $F_1 = 10^3 \text{ Hz}$, 载波信号频率为 $f_c = 10^6 \text{ Hz}$ 。则有调幅信号的

带宽为 $BW = 2F_1 = 2 \times 10^3 \text{ Hz} = 2 \text{ kHz}$ 。对于调频信号有,

$$f(t) = f_c + K_f v_{\Omega}(t) = f_c + K_f V_{\Omega m} \sin(2\pi F t) = f_c + \Delta f_m \sin(2\pi F t), \text{ 且 } \Delta f_m = K_f V_{\Omega m}$$

因此调频波的带宽为:

$$BW_{CR} = 2(m_f + 1)F_1 = 2(\Delta f_{m1} + F_1) = 2(K_f V_{\Omega m1} + F_1) = 2(10^3 \times 0.1 + 10^3) = 2.2 \text{ kHz}$$

(2) 当调制信号 $v_{\Omega}(t) = 20 \times \sin 2\pi \times 10^3 t (V)$ 时, 调幅信号的带宽仍然为

$$BW = 2F_2 = 2 \times 10^3 \text{ Hz} = 2 \text{ kHz}。$$

调频信号的带宽则变为 $BW_{CR} = 2(K_f V_{\Omega m2} + F_2) = 2(10^3 \times 20 + 10^3) = 42 \text{ kHz}$

6-5 已知载波信号 $v_c(t) = 5 \cos 2\pi \times 50 \times 10^6 t (V)$, 调制信号 $v_{\Omega}(t) = 1.5 \cos 2\pi \times 2 \times 10^3 t (V)$ 。

(1) 若为调频波, 且单位电压产生的频偏为 4kHz, 试写出 $\omega(t)$ 、 $\varphi(t)$ 和调频波表达式。

(2) 若为调相波, 且单位电压产生的相移为 3rad, 试写出 $\omega(t)$ 、 $\varphi(t)$ 和调相波表达式。

解: (1) 对于调频波, 其定义为 $f(t) = f_c + K_f v_{\Omega}(t)$, 则有:

$$\begin{aligned} \omega(t) &= 2\pi f(t) = \omega_c + 2\pi K_f v_{\Omega}(t) = 2\pi \times 50 \times 10^6 + 2\pi \times 4 \times 10^3 \times 1.5 \cos(2\pi \times 2 \times 10^3 t) \\ &= 2\pi \times 50 \times 10^6 + 2\pi \times 6 \times 10^3 \cos(2\pi \times 2 \times 10^3 t) \end{aligned}$$

$$\varphi(t) = \int \omega(t) dt = 2\pi \times 50 \times 10^6 t + 3 \sin(2\pi \times 2 \times 10^3 t)$$

调频波的表达式为 $v_{FM}(t) = 5 \cos \varphi(t) = 5 \cos[2\pi \times 50 \times 10^6 t + 3 \sin(2\pi \times 2 \times 10^3 t)]$

(2) 对于调相波, 其定义为 $\varphi(t) = \omega_c t + k_p v_{\Omega}(t)$, 则有:

$$\varphi(t) = 2\pi \times 50 \times 10^6 t + 3 \times 1.5 \cos(2\pi \times 2 \times 10^3 t) = 2\pi \times 50 \times 10^6 t + 4.5 \cos(2\pi \times 2 \times 10^3 t)$$

$$\begin{aligned} \omega(t) &= \frac{d}{dt} \varphi(t) = 2\pi \times 50 \times 10^6 - 4.5 \times 2\pi \times 2 \times 10^3 \sin(2\pi \times 2 \times 10^3 t) \\ &= 2\pi \times 50 \times 10^6 - 9 \times 2\pi \times 10^3 \sin(2\pi \times 2 \times 10^3 t) \end{aligned}$$

调相波的表达式为: $v_{PM}(t) = 5 \cos \varphi(t) = 5 \cos[2\pi \times 50 \times 10^6 t + 4.5 \cos(2\pi \times 2 \times 10^3 t)]$

6-6 已知 $f_c = 20\text{MHz}$, $V_{cm} = 10\text{V}$, $F_1 = 2\text{kHz}$, $V_{\Omega m1} = 3\text{V}$, $F_2 = 3\text{kHz}$, $V_{\Omega m2} = 4\text{V}$, 若调制灵敏度为单位电压产生的频偏为 2kHz , 试写出调频波的表达式。

解: 因为调频波的定义为: $f(t) = f_c + K_f v_{\Omega}(t)$, 因此最大频偏为 $\Delta f_m = K_f V_{\Omega m}$, 则有:

$$m_{f1} = \frac{\Delta f_{m1}}{F_1} = \frac{K_f V_{\Omega m1}}{F_1} = \frac{2 \times 10^3 \times 3}{2 \times 10^3} = 3, \quad m_{f2} = \frac{\Delta f_{m2}}{F_2} = \frac{K_f V_{\Omega m2}}{F_2} = \frac{2 \times 10^3 \times 4}{3 \times 10^3} = 2.67$$

则调频波的表达式为:

$$v_{FM}(t) = 10 \cos[2\pi \times 20 \times 10^6 t + 3 \sin(2\pi \times 2 \times 10^3 t) + 2.67 \sin(2\pi \times 3 \times 10^3 t)]$$

6-7 电视机的四频道的伴音载频 $f_c = 83.75\text{MHz}$, 最大频偏 $\Delta f_m = 50\text{kHz}$, 最高调制音频

$$F_{\max} = 15\text{kHz}$$

(1) 计算信号带宽 BW_{CR}

(2) 瞬时频率的变化范围是多少?

解: (1) $BW_{CR} = 2(m_f + 1)F_{\max} = 2(\Delta f_m + F_{\max}) = 2(50 \times 10^3 + 15 \times 10^3) = 130\text{kHz}$

(2) 因为 $f(t) = f_c + \Delta f_m \cos(\Omega t)$, 因此瞬时频率的变化范围为:

$$f_{\min} \sim f_{\max} = (f_c - \Delta f_m) \sim (f_c + \Delta f_m) = 83.7\text{MHz} \sim 83.8\text{MHz}$$

6-8 调频振荡器的振荡回路由电感 L 与变容二极管组成, 如图 6.10 所示。已知 $L = 2\mu\text{H}$, 变容管的参数为 $C_{j0} = 225\text{pF}$, $n = 0.5$, $V_B = 0.6\text{V}$, $V_{DQ} = -6\text{V}$, 调制信号为

$v_{\Omega}(t) = 3 \sin 10^4 t (\text{V})$ 。试求:

(1) 输出调频波的载频 f_c

(2) 由调制信号引起的中心频率偏移 Δf_c

(3) 最大频偏 Δf_m

(4) 调频灵敏度 K_f 及二阶非线性失真系数 k_{f2}

解: (1) $C_{jQ} = \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{V_{DQ}}{V_B}\right)^n} = \frac{225pF}{\left(1 + \frac{6}{0.6}\right)^{0.5}} = 67.84pF,$

则载波频率为 $f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{jQ}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{2 \times 10^{-6} \times 67.84 \times 10^{-12}}} = 13.6635MHz$

(2) $m = \frac{V_{\Omega m}}{V_B + |V_{DQ}|} = \frac{3}{0.6 + 6} = 0.455$, 则中心频率偏移

$$\Delta f_c = \frac{1}{8}n\left(\frac{n}{2} - 1\right)m^2 f_c = \frac{1}{8} \times 0.5 \left(\frac{0.5}{2} - 1\right) \times 0.455^2 \times 13.6635MHz = -132.33kHz$$

(3) 最大频偏 $\Delta f_m = \frac{n}{2}mf_c = \frac{0.5}{2} \times 0.455 \times 13.6635 = 1.553MHz$

(4) 调频灵敏度 $K_f = \frac{\Delta f_m}{V_{\Omega m}} = \frac{1.553}{3} = 517.56kHz/V$

$$\text{二阶非线性失真系数 } k_{f_2} = \frac{1}{4}\left(\frac{n}{2} - 1\right)m = \frac{1}{4}\left(\frac{0.5}{2} - 1\right) \times 0.455 = -0.086 = -8.6\%$$

6-9 已知某变容二极管的特性为 $C_j = \frac{C_{j0}}{\sqrt{1-2v}}$, 若将它全部接入振荡回路中实现直接调频,

外加固定偏压 $V_Q = -4V$ 。当载频 $f_c = 10MHz$ 时, 试计算:

(1) 调制灵敏度 K_f

(2) 若要求 $k_{f_2} < 0.01$, 则最大频偏不能超过多少?

解: (1) 因为 $C_j = \frac{C_{j0}}{\sqrt{1-2v}} = \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{v}{0.5}\right)^{\frac{1}{2}}} = \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{v}{V_B}\right)^n}$, 所以有 $V_B = 0.5V$, $n = 0.5$

$$\begin{aligned} K_f &= \frac{\Delta f_m}{V_{\Omega m}} = \frac{\frac{n}{2}mf_c}{V_{\Omega m}} = \frac{m}{V_{\Omega m}} \frac{n}{2} f_c = \frac{-V_Q + V_B}{V_{\Omega m}} \frac{n}{2} f_c \\ &= \frac{1}{V_B - V_Q} \frac{n}{2} f_c = \frac{1}{0.5 + 4} \times \frac{0.5}{2} \times 10 \times 10^6 = 0.56 \times 10^6 (Hz/V) \end{aligned}$$

(2) 因为 $k_{f_2} = \frac{1}{4}\left(\frac{n}{2} - 1\right)m$, 则

$$\Delta f_m = \frac{n}{2}mf_c = \frac{4nf_c}{\left|2\left(\frac{n}{2} - 1\right)\right|} k_{f_2} < \frac{4 \times 0.4255 \times 10 \times 10^6}{2 - 0.5} \times 0.01 = 113.6KHz$$

6-10 变容二极管直接调频电路中的振荡回路如图 P6-10 所示, 其中 C_c 是高频旁路电容, 且对音频阻抗很大, L_c 为高频扼流圈。已知电压 $V_Q = -4V$, 变容管

$$C_j = \frac{100}{\left(1 - \frac{v}{0.7}\right)^{3/2}} (pF), \quad v_\Omega(t) = 2 \cos 2\pi \times 10^3 t (V), \quad L = 0.5 \mu H。要求$$

- (1) 写出该调频振荡器的调制特性表达式。
- (2) 一次项最大频偏 $\Delta\omega_m$ 为多大?
- (3) 二次失真系数 k_{f2} 是多少?
- (4) 中心频率相对偏移量 $\Delta\omega_c/\omega_c$ 为多少?

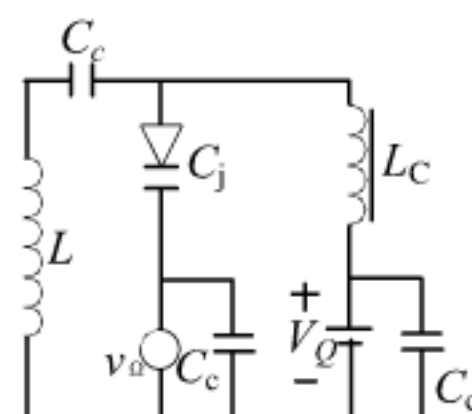


图 P6-10

解: (1) $C_{jQ} = \frac{100}{\left(1 - \frac{V_Q}{0.7}\right)^{3/2}} = \frac{100}{\left(1 + \frac{4}{0.7}\right)^{3/2}} = 5.7478 pF, \quad m = \frac{V_{\Omega m}}{V_B - V_Q} = 0.4255, \quad n = \frac{3}{2},$

则有

$$\begin{aligned} \omega(t) &= \frac{1}{\sqrt{LC_{jQ}}} \left(1 + m \cos 2\pi \times 10^3 t\right)^{3/2} \\ &= \frac{1}{\sqrt{0.5 \times 10^{-6} \times 5.7478 \times 10^{-12}}} \left(1 + 0.4255 \cos 2\pi \times 10^3 t\right)^{3/2} \\ &= 589.88 \times 10^6 \times \left(1 + 0.4255 \cos 2\pi \times 10^3 t\right)^{3/2} \end{aligned}$$

(2) 一次项最大频偏为 $\Delta\omega_m = \frac{n}{2} m \omega_c = \frac{3/2}{2} \times 0.4255 \times 589.88 \times 10^6 = 188.245 MHz$

(3) 二次失真系数为 $k_{f2} = \frac{1}{4} \left(\frac{n}{2} - 1\right) m = \frac{1}{4} \left(\frac{3/2}{2} - 1\right) \times 0.4255 = -0.0266 = -2.66\%$

(4) 中心频率相对偏移量为 $\Delta\omega_c/\omega_c = \frac{n}{8} \left(\frac{n}{2} - 1\right) m^2 = -0.0085 = -0.85\%$

6-11 变容管调频器的部分电路如图 P6-11 所示。图中, 两个变容管特性相同, 均为

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{v}{V_B}\right)^n}, \quad L_{C1}, L_{C2} \text{ 为高频扼流圈, } C_c \text{ 对振荡频率短路。}$$

- (1) 画出变容管的偏置电路
- (2) 写出振荡频率表示式。
- (3) 写出基波最大频偏。

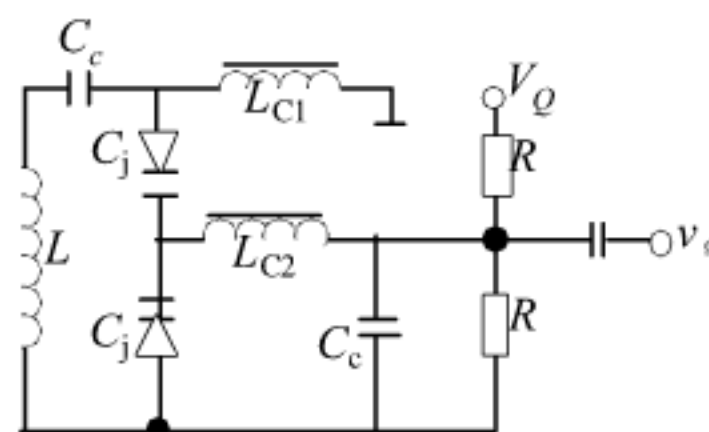


图 P6-11

解: (1) 变容管的偏置电路(包含直流偏置和调制信号)如右图所示。

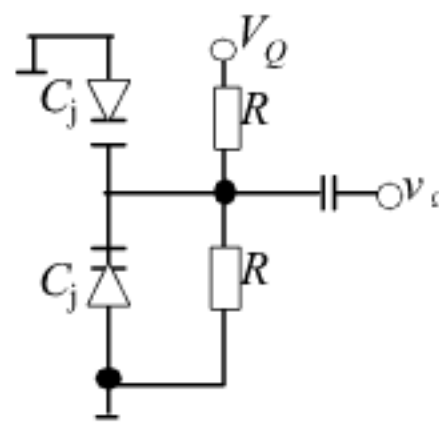
(2) 设调制信号为 $v_{\Omega}(t) = V_{\Omega m} \cos \Omega t$

$$V_{DQ} = -\frac{R}{R+R} V_Q = -\frac{1}{2} V_Q, \quad C_{jQ} = \frac{C_{j0}}{\left(1 + \frac{V_Q}{2V_B}\right)^n}$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \frac{C_{jQ}}{2}}}, \quad m = \frac{V_{\Omega m}}{V_B + |V_{DQ}|} = \frac{V_{\Omega m}}{V_B + \frac{1}{2} V_Q},$$

则振荡频率的表达式为: $f(t) = f_c (1 + m \cos \Omega t)^{\frac{n}{2}}$

(3) 基波最大频偏为 $\Delta f_m = \frac{n}{2} m f_c$



6-12 在图 6.14 所示的三级单回路变容管间接调频电路中, 电阻 R 和三个电容 C_c 构成积分电路。已知变容管的参数为 $n = 3$, $V_B = 0.6V$, 回路的等效品质因素 $Q_e = 20$, 输入高频电流 $i_s = \cos 10^6 t (\text{mA})$, 调制电压的频率范围为 $300\text{Hz} \sim 4000\text{Hz}$, 要求每级回路的相移小于 30° 。试求:

- (1) 调制信号电压的幅度 $V_{\Omega m}$ 。
- (2) 输出调频电压幅度 V_{om} 。
- (3) 最大频偏 Δf_m 。
- (4) 若 R 由 $470k\Omega$ 变为 470Ω , 电路的功能有否变化?

解: (1) 调相器的输入信号为: $v_{\Omega}' = \frac{\frac{1}{j\Omega 3C_c}}{R + \frac{1}{j\Omega 3C_c}} v_{\Omega} = \frac{v_{\Omega}}{1 + j\Omega R 3C_c}$

因为 $\Omega R 3C_c = 2\pi \times 300 \times 470 \times 10^3 \times 3 \times 0.022 \times 10^{-6} = 58.5 \gg 1$ 满足积分条件。

则变容管的调制电压幅度为 $V_{\Omega m}' = \frac{V_{\Omega m}}{\Omega R 3C_c}$, $m = \frac{V_{\Omega m}'}{V_B + V_Q} = \frac{V_{\Omega m}}{(V_B + V_Q) \Omega R 3C_c}$

每一级的调相指数要求为: $m_p = nmQ_e < 30 = \frac{\pi}{6}$, 可得 $m < \frac{\pi/6}{nQ_e} = \frac{\pi/6}{3 \times 20} = 8.73 \times 10^{-3}$

则有

$$\begin{aligned} V_{\Omega m} &< m(V_B + V_Q) \Omega_{\min} R 3C_c \\ &= 8.73 \times 10^{-3} (0.6 + 8) \times 2\pi \times 300 \times 470 \times 10^3 \times 3 \times 0.022 \times 10^{-6} = 4.39(V) \end{aligned}$$

(2) 对于每级的谐振回路的谐振阻抗为 $R_T = 22K\Omega$ ，则第一级的输出电压幅度为：

$$V_{1m} = I_{sm} \cdot R_T = 1 \times 22 = 22(V)$$

$$\text{第二级的输出电压幅度为 } V_{2m} = \frac{R_T}{R_T + \frac{1}{j\omega C}} V_{1m} = \frac{V_{1m}}{1 + \frac{1}{j\omega R_T C}},$$

因为 $\frac{1}{\omega R_T C} = \frac{1}{10^6 \times 22 \times 10^3 \times 1 \times 10^{-12}} = 45.45 \gg 1$ ，所以有 $V_{2m} \approx V_{1m} \omega R_T C$ 。

同理，第三级输出电压的幅度为 $V_{3m} \approx V_{2m} \omega R_T C$ ，则输出调频电压幅度为

$$V_{om} = V_{3m} = (\omega R_T C)^2 V_{1m} = 10.65(mV)$$

(3) 一级回路的最大频偏为 $\Delta f_{m1} = m_p F_{\min} = \frac{\pi}{6} \times 300 = 50\pi = 157Hz$ ，则三级系统的最大

频偏为 $\Delta f_m = 3\Delta f_{m1} = 3 \times 157 = 471Hz$

(4) 当 R 由 $470k\Omega$ 变为 470Ω 时，

$\Omega R 3C_c = 2\pi \times 300 \times 470 \times 3 \times 0.022 \times 10^{-6} = 0.0585 \ll 1$ ，该电路不满足积分条件，所以电路的功能转变为调相电路。

6-13 某调频设备如图 P6-13 所示。要求输出调频波的载频为 $f_c = 100MHz$ ，最大频偏为

$\Delta f_m = 75kHz$ 。本振频率 $f_L = 40MHz$ ，已知调制信号频率 $F = 100Hz \sim 15kHz$ ，混频器

输出频率为 $f_{c3} = f_L - f_{c2}$ ，两个倍频器的倍频次数 $n_1 = 5$ ， $n_2 = 10$ 。试求：

(1) LC 直接调频电路输出的 f_{c1} 与 Δf_{m1} 。

(2) 两个放大器的通频带 BW_{CR1} ， BW_{CR2}

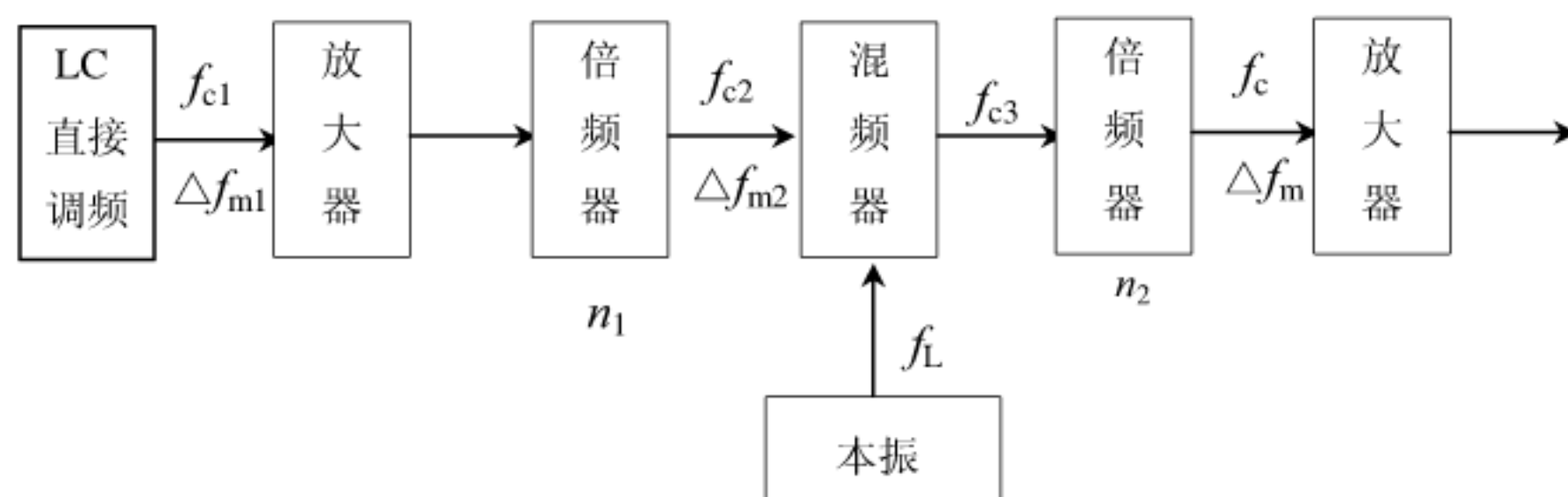


图 P6-13

解：(1) 因为 $f_{c2} = n_1 f_{c1}$ ， $f_{c3} = f_L - f_{c2} = f_L - n_1 f_{c1}$ ， $f_c = n_2 f_{c3} = n_2 (f_L - n_1 f_{c1})$

所以有: $f_{c3} = \frac{f_c}{n_2} = \frac{100\text{MHz}}{10} = 10\text{MHz}$,

$$f_{c2} = f_L - f_{c3} = 40 - 10 = 30\text{MHz},$$

$$f_{c1} = \frac{f_{c2}}{n_1} = \frac{30\text{MHz}}{5} = 6\text{MHz}。$$

又因为 $\Delta f_{m2} = n_1 \Delta f_{m1}$, $\Delta f_m = n_2 \Delta f_{m2} = n_1 n_2 \Delta f_{m1}$, 所以有:

$$\Delta f_{m2} = \frac{1}{n_2} \Delta f_m = \frac{75\text{kHz}}{10} = 7.5\text{kHz}, \quad \Delta f_{m1} = \frac{1}{n_1 n_2} \Delta f_m = \frac{75\text{kHz}}{5 \times 10} = 1.5\text{kHz}$$

(2) 第一个放大器的带宽为 $BW_{CR1} = 2(\Delta f_{m1} + F_{\max}) = 2(1.5 + 15) = 33\text{kHz}$

第二个放大器的带宽为 $BW_{CR2} = 2(\Delta f_{m2} + F_{\max}) = 2(7.5 + 15) = 45\text{kHz}$

6-14 某调频发射机电路如图 P6-14 所示。输出调频波的载频为 $f_c = 100\text{MHz}$, 最大频偏为

$\Delta f_m = 75\text{kHz}$, 调制信号频率 $F = 100\text{Hz} \sim 15\text{kHz}$ 。已知 $v_\Omega(t) = V_{\Omega m} \cos \Omega t$, 混频器输出

频率为 $f_3(t) = f_L - f_2(t)$, 矢量合成法调相器的调相指数为 0.2rad 。试求:

(1) 两个倍频器的倍频次数 n_1, n_2 。

(2) $f_1(t)$ 、 $f_2(t)$ 、 $f_3(t)$ 的表示式。

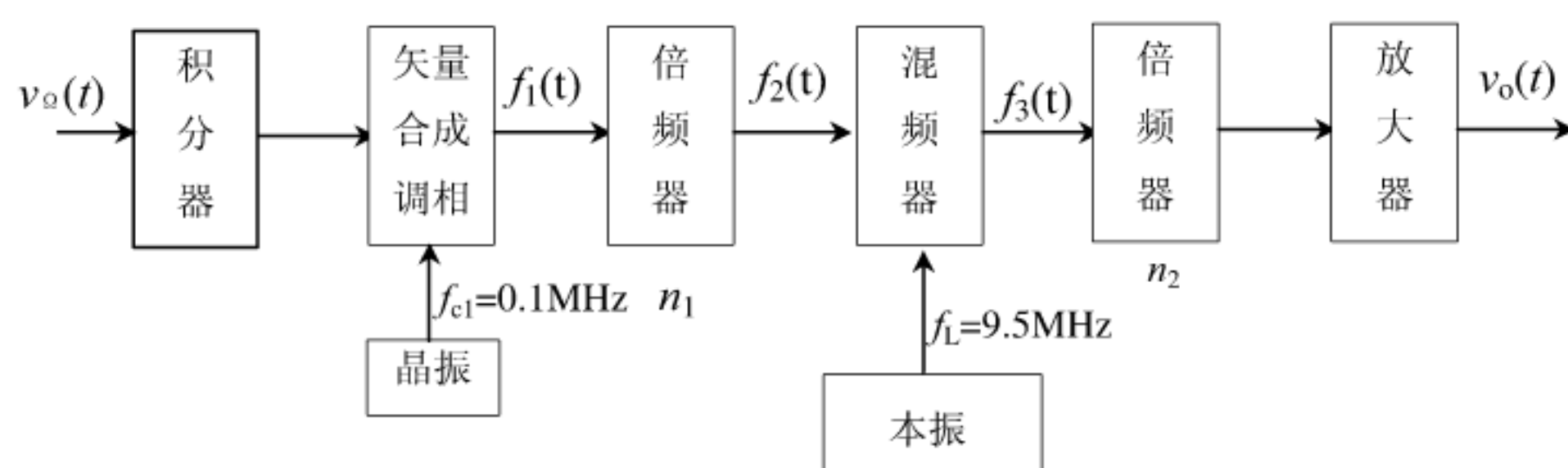


图 P6-14

解: (1) 因为对于调频波为 $v_{FM}(t) = V_{cm} \cos(\omega_c t + m_p \sin \Omega t)$, 其瞬时频率为

$f(t) = f_c + m_p F \cos \Omega t = f_c + \Delta f_m \cos \Omega t$, 频偏为 $\Delta f_m = m_p F$, 则对于上述系统有:

$$\Delta f_{m1} = m_p F_{\min} = 0.2 \times 100 = 20\text{Hz}, \quad \Delta f_m = n_1 n_2 \Delta f_{m1} = 75\text{kHz}, \quad \text{故有 } n_1 n_2 = \frac{75k}{20} = 3750$$

又 $f_c = n_2(f_L - n_1 f_{c1})$, 即有 $n_2(9.5 - 0.1n_1) = 100$ 。解方程可得: $n_1 = 75, n_2 = 50$

$$(2) f_1(t) = f_{C1} + \Delta f_{m1} \cos \Omega t = 0.1 \times 10^6 + 20 \cos \Omega t$$

$$f_2(t) = n_1 f_1(t) = n_1 (f_{C1} + \Delta f_{m1} \cos \Omega t) = 7.5 \times 10^6 + 1.5 \times 10^3 \cos \Omega t$$

$$f_3(t) = f_L - f_2(t) = f_L - n_1 (f_{C1} + \Delta f_{m1} \cos \Omega t) = 2 \times 10^6 - 1.5 \times 10^3 \cos \Omega t$$

6-15 鉴频器的输入信号为 $v_{FM}(t) = 3 \sin(\omega_c t + 10 \sin 2\pi \times 10^3 t)$ (V), 鉴频灵敏度

$S_D = -5 \text{ mV/kHz}$, 线性鉴频范围大于 $2\Delta f_m$, 试画出鉴频特性曲线并求输出电压 $v_0(t)$ 。

解: 因为 $v_{FM}(t) = 3 \sin(\omega_c t + 10 \sin 2\pi \times 10^3 t)$, 则有

$$\omega(t) = \omega_c + 10 \times 2\pi \times 10^3 \cos 2\pi \times 10^3 t,$$

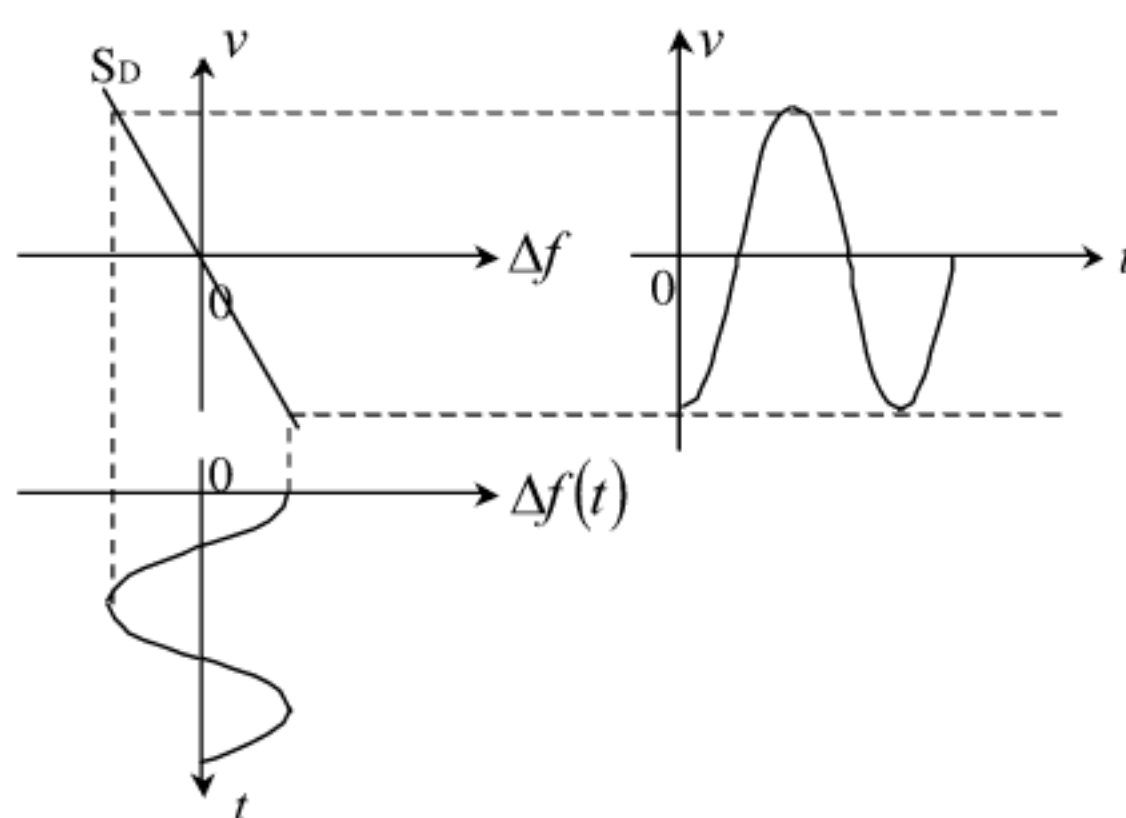
$$\Delta f(t) = f(t) - f_c = 10 \times 10^3 \cos 2\pi \times 10^3 t$$

输出电压为:

$$v_0(t) = S_D \Delta f(t)$$

$$= -5 \times 10^{-3} \times 10 \times 10^3 \cos 2\pi \times 10^3 t$$

$$= -50 \cos 2\pi \times 10^3 t$$



6-16 某电路的方框图如图 P6-16 所示。此电路能否鉴频? 若

$v_1(t) = A \cos[\omega_c t + \varphi_0 + k_f \int f(t) dt]$ (V), 试写出 $v_4(t)$ 的数学表达式。

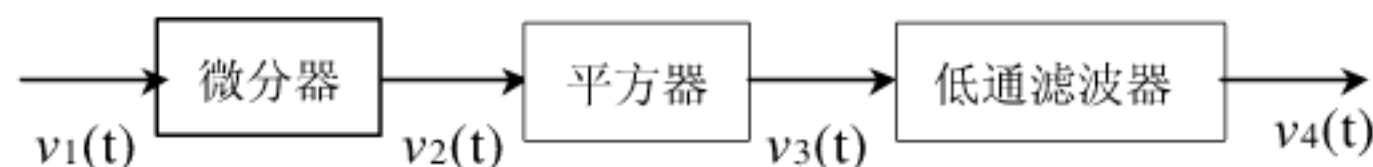


图 P6-16

解: $\omega(t) = \omega_c + k_f f(t)$, 则有 $v_1(t) = A \cos[\omega_c + k_f f(t)]$,

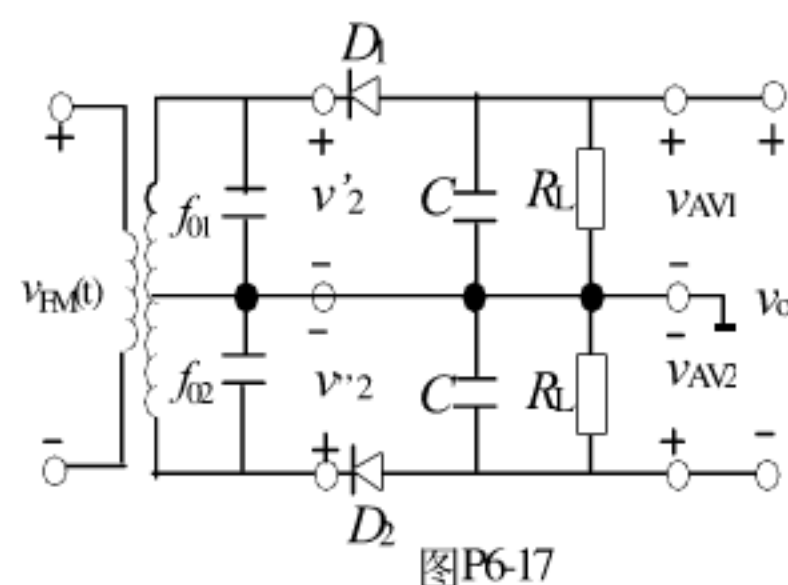
$$v_2(t) = \frac{d}{dt} v_1(t) = -A[\omega_c + k_f f(t)] \sin[\omega_c + k_f f(t)]$$

$$v_3(t) = v_2^2(t) = A^2 [\omega_c + k_f f(t)]^2 \cdot \frac{1 - \cos 2[\omega_c + k_f f(t)]}{2}$$

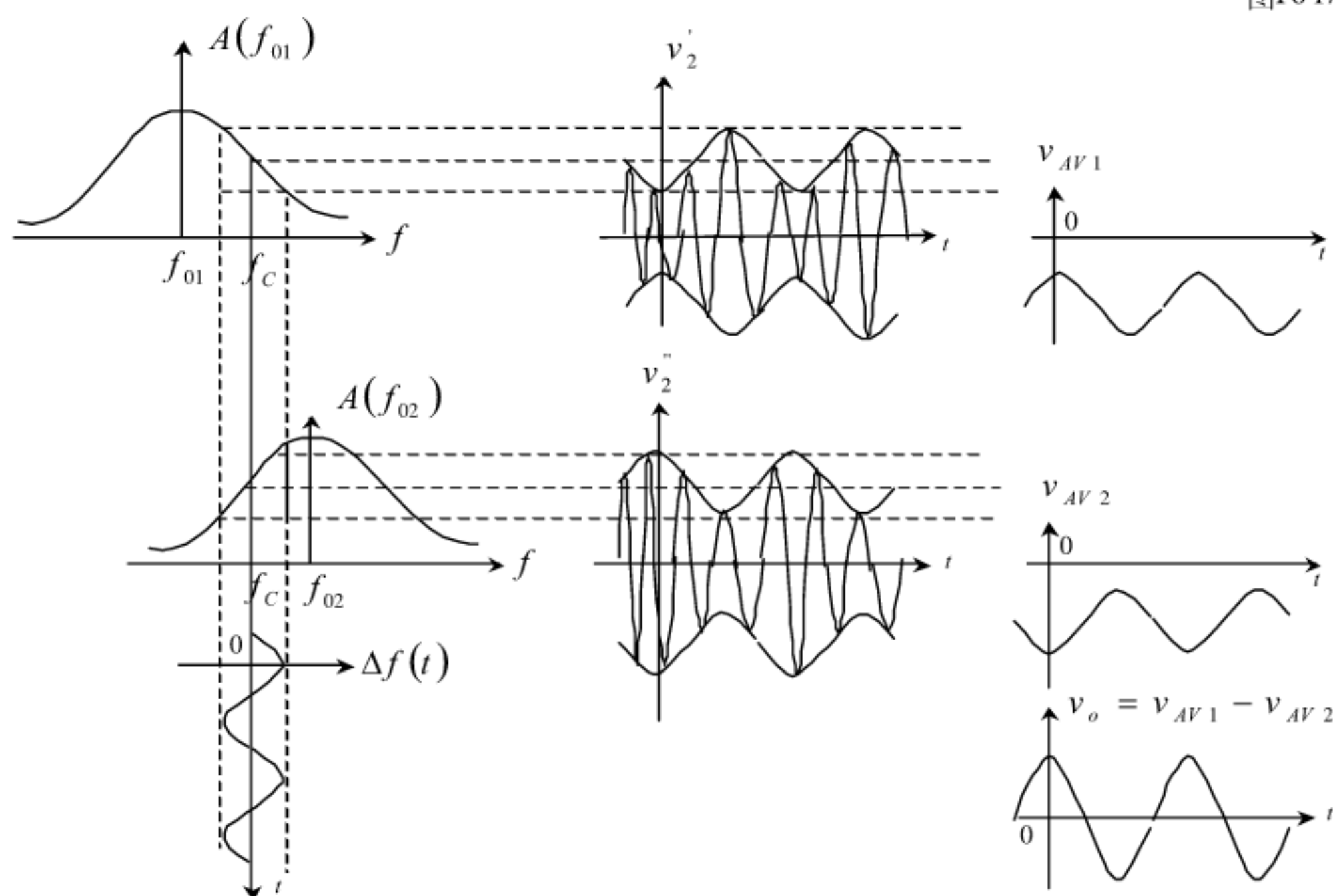
$$v_4(t) = \frac{A^2}{2} [\omega_c + k_f f(t)]^2 = \frac{A^2}{2} [\omega_c^2 + 2\omega_c k_f f(t) + k_f^2 f^2(t)]$$

因此该电路可以实现鉴频 $A^2 \omega_c k_f f(t)$ ，但存在二次谐波失真项 $\frac{A^2}{2} k_f^2 f^2(t)$ 。

6-17 斜率鉴频电路如图 P6-17 所示。已知调频波 $v_{FM}(t) = V_m \cos(\omega_c t + m_f \sin \Omega t)$ ， $f_{01} < f_c < f_{02}$ ，试画出鉴频特性的 v_2' 、 v_2'' 、 v_{AV1} 、 v_{AV2} 、 v_o 波形(要求坐标对齐)。



图P6-17



6-18 在图 P6-18 所示的两个电路中，试指出哪个电路能实现包络检波，哪个电路能实现鉴频，相应的 f_{01} 、 f_{02} 应如何配置。

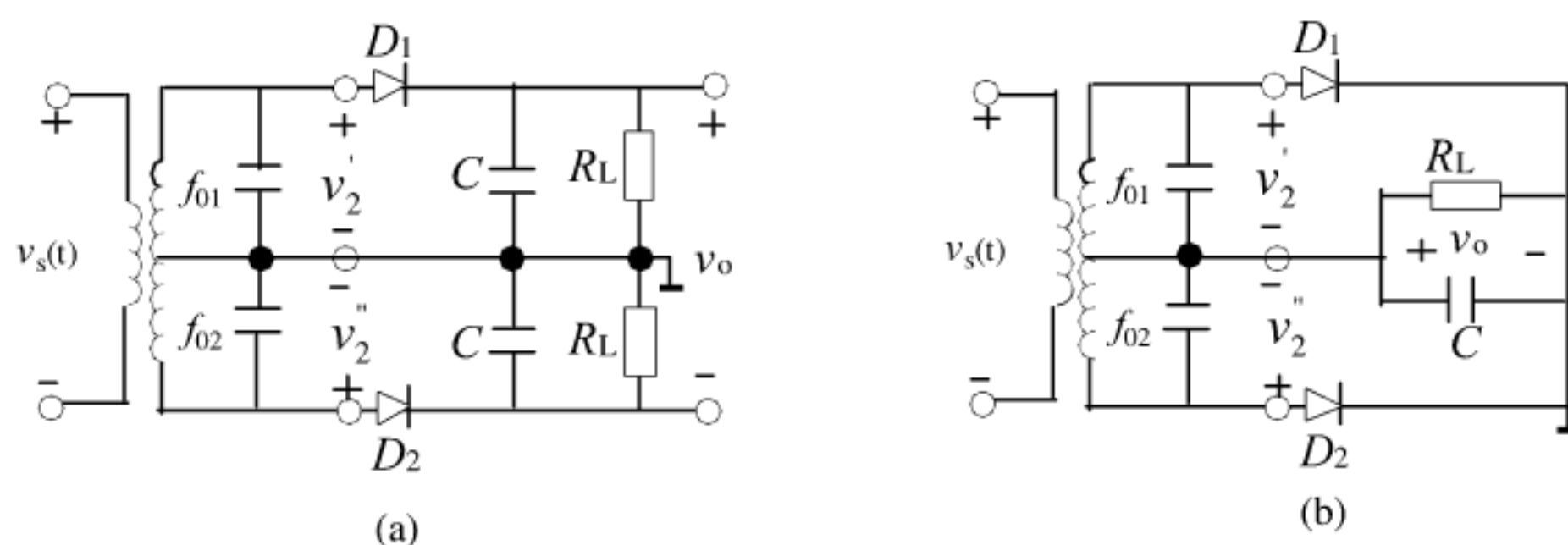


图 P6-18

解：(a) 当 f_{01} 、 f_{02} 分别对输入信号频率 f_0 左右失谐时，此电路能实现斜率鉴频功能，设

回路 1 的幅频特性为 $A_1(f)$ ，回路 2 的幅频特性为 $A_2(f)$ ，包络检波器的检波系数为 k_d 。

调频波的信号幅度为 V_{sm} ，则有：

$$v'_{2m}(t) = V_{sm} A_1(f), \quad v_{AV1} = k_d v'_{2m}(t) = k_d A_1(f) V_{sm}$$

$$v''_{2m}(t) = V_{sm} A_2(f), \quad v_{AV2} = k_d v''_{2m}(t) = k_d A_2(f) V_{sm}$$

$$\text{输出信号为: } v_0 = v_{AV1} - v_{AV2} = k_d (A_1(f) - A_2(f)) V_{sm}$$

(b) 依据上述的分析情况，则在 (b) 图中有：

$$v_{AV1} = -k_d v'_{2m}(t) = -k_d A_1(f) V_{sm} \quad v_{AV2} = -k_d v''_{2m}(t) = -k_d A_2(f) V_{sm}$$

$$\text{输出信号为: } v_0 = v_{AV1} + v_{AV2} = -k_d (A_1(f) + A_2(f)) V_{sm}$$

因此当 f_{01} 、 f_{02} 分别对输入信号频率 f_0 左右失谐时，无法实现鉴频。

但当 $f_{01} = f_{02} = f_0$ 时，该电路能实现包络检波。

6-19 试写出图 P6-19 所示的各电路功能。

(1) 在图 (a) 中，设 $v_{\Omega}(t) = V_{\Omega m} \cos 2\pi \times 10^3 t$ ， $v_c(t) = V_{cm} \cos 2\pi \times 10^6 t$ ，已知 $R = 30k\Omega$ ， $C = 0.1\mu F$ 或 $R = 10k\Omega$ ， $C = 0.03\mu F$ 。

(2) 在图 (b) 中，设 $v_{\Omega}(t) = V_{\Omega m} \cos 2\pi \times 10^3 t$ ， $v_c(t) = V_{cm} \cos 2\pi \times 10^6 t$ ，已知 $R = 100\Omega$ ， $C = 0.03\mu F$ 或 $R = 10k\Omega$ ， $C = 0.03\mu F$ 。

(3) 在图 (c) 中，设 $v_s(t) = V_m \cos(\omega_c t + m_f \sin \Omega t)$ ，已知 $R = 100\Omega$ ， $C = 0.03\mu F$ 。

鉴相器的特性为 $v_d = A_{\phi} \cdot \Delta\phi$ 。

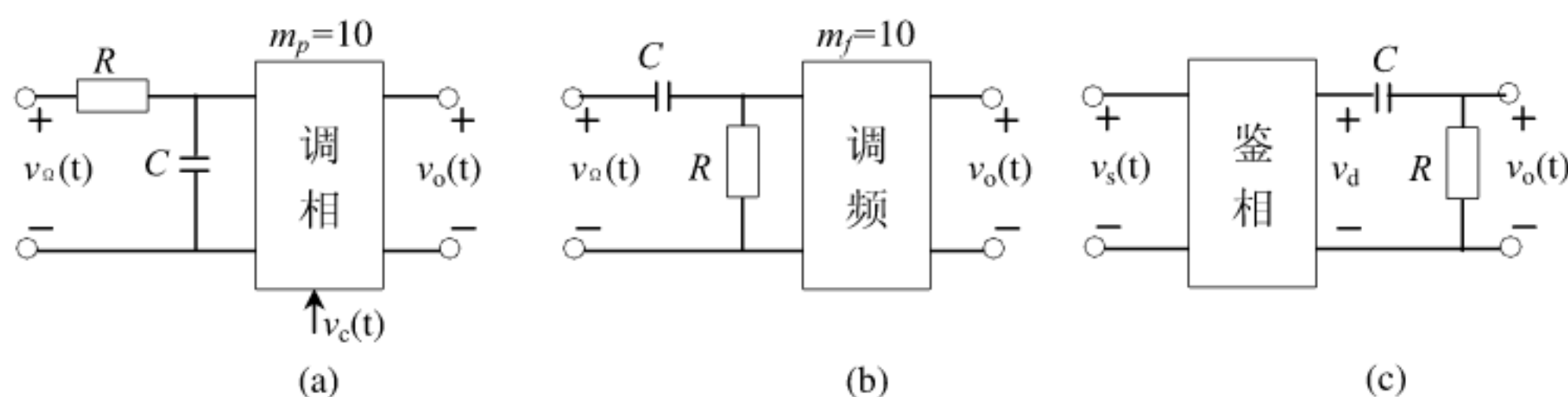


图 P6-19

解：(a) 当 $R = 30k\Omega$ ， $C = 0.1\mu F$ 时，

$$\Omega RC = 30 \times 10^3 \times 0.1 \times 10^{-6} \times 2\pi \times 10^3 = 18.85 \gg 1$$

RC 电路满足积分条件，因此该电路为间接调频电路，输出 $v_o(t)$ 为调频波，即：

$$v_o(t) = V_{om} \cos(2\pi \times 10^6 t + 10 \sin 2\pi \times 10^3 t)$$

当 $R = 10k\Omega$ ， $C = 0.03\mu F$ 时，

$$\Omega RC = 10 \times 10^3 \times 0.03 \times 10^{-6} \times 2\pi \times 10^3 = 1.885$$

此时，RC 电路不满足积分条件，因此该电路为调相电路，输出 $v_o(t)$ 为调相波：

$$v_0(t) = V_{om} \cos(2\pi \times 10^6 t + 10 \cos 2\pi \times 10^3 t)$$

(b) 当 $R = 10k\Omega$, $C = 0.03\mu F$ 时, $\Omega RC = 10 \times 10^3 \times 0.03 \times 10^{-6} \times 2\pi \times 10^3 = 1.885$

RC 电路不满足微分条件, 因此该电路输出为调频波, 即:

$$v_0(t) = V_{om} \cos(2\pi \times 10^6 t + 10 \sin 2\pi \times 10^3 t)$$

当 $R = 100\Omega$, $C = 0.03\mu F$ 时, $\Omega RC = 100 \times 0.03 \times 10^{-6} \times 2\pi \times 10^3 = 0.0189 \ll 1$

RC 电路满足微分条件, 因此该电路输出为调相波, 即:

$$v_0(t) = V_{om} \cos(2\pi \times 10^6 t + 10 \cos 2\pi \times 10^3 t)$$

(c) 当 $R = 100\Omega$, $C = 0.03\mu F$, $\Omega RC = 100 \times 0.03 \times 10^{-6} \times 2\pi \times 10^3 = 0.0189 \ll 1$,

RC 电路满足微分条件。同时, 鉴相器输出为输入信号的相位变化情况, 即:

$$v_d = A_\varphi \cdot \Delta\varphi = A_\varphi \cdot m_f \sin \Omega t。$$

该信号经过 RC 的微分电路, 则有:

$$v_0(t) = KA_\varphi m_f \Omega \cos \Omega t = V_{\Omega m} \cos \Omega t, \text{ 其中系数 } K \text{ 为微分电路的增益系数。}$$

可见, 该电路能实现鉴频功能。

6-20 以集成电路 LM1596 为核心 (其内部结构见图 2.21), 设计一个正交鉴频电路。已知调频波的载频为 $f_c = 455kHz$, 最大频偏 $\Delta f_m = 3kHz$, 采用图 6.15 所示的正交鉴频结构框

图。其中 $C_1 = 5pF$, 并联电容 $C = 180pF$, 要求:

- (1) 计算相移网络中的电感 L 和电阻 R 。
- (2) 画出完整的正交鉴频电路。

$$\text{解: (1) 因为 } \omega_c = \frac{1}{\sqrt{L(C+C_1)}}, \text{ 则 } L = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 (C+C_1)} = 0.66mH,$$

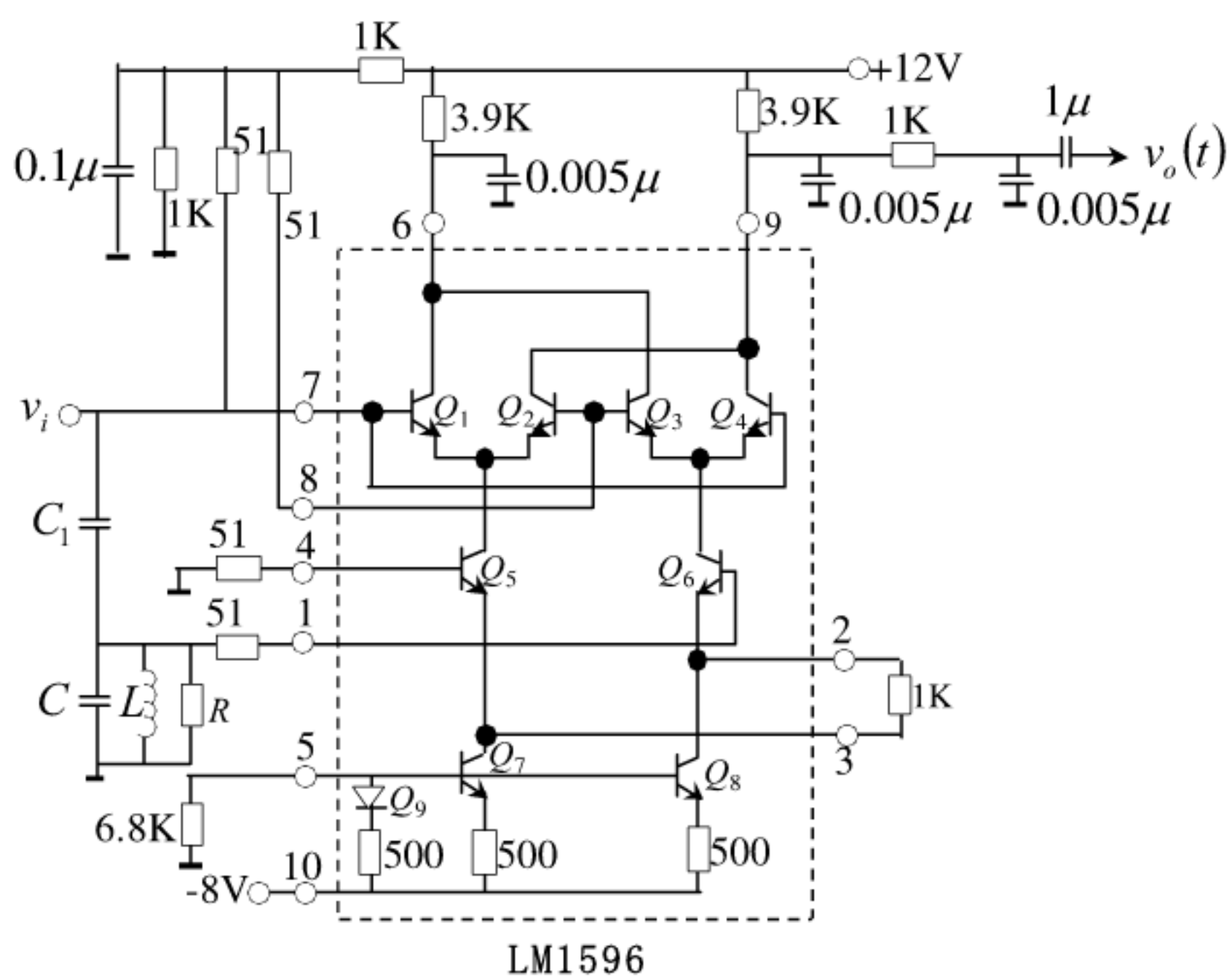
调频波的带宽为 $BW_{CR} \approx 2\Delta f_m = 6kHz$ 。

依据正交鉴频的工作原理有 $\Delta\varphi = -2Q_e \frac{\Delta\omega(t)}{\omega_c} = -2Q_e \frac{\Delta f(t)}{f_c} = -2Q_e \frac{\Delta f_m \cos \Omega t}{f_c}$, 并且要

$$\text{求 } |\Delta\varphi| < \frac{\pi}{6}。 \text{ 则有: } Q_e < \frac{\pi}{6} \cdot \frac{f_c}{2\Delta f_m} = \frac{\pi}{6} \cdot \frac{f_c}{BW_{CR}} = \frac{\pi}{6} \times \frac{455 \times 10^3}{6 \times 10^3} = 39.71$$

$$R = \rho Q_e = \omega_c L Q_e = 2\pi \times 455 \times 10^3 \times 0.66 \times 10^{-3} \times 39.71 = 74.93K\Omega$$

(2) 以集成电路 LM1596 为核心的完整正交鉴频电路如下图所示:



第七章 混频电路

7-1 混频电路的变频增益与放大器的增益定义有何不同？为什么同一晶体管作为放大器工作时，其增益高于变频时的增益？

答：变频增益的定义为混频器的输出中频信号的电压幅度与输入射频信号电压幅度之比。输入输出信号的频率是不一样的。放大器的增益定义为输出电压信号的幅度与输入信号电压的幅度之比。输入输出信号的频率是一样的。

通常情况下，同一晶体管作为放大器工作时的增益高于作为混频时的变频增益。（详细情况可参见张肃文主编的高频电子线路第三版 P227）。

7-2 IS-54 数字蜂窝通信系统的接收频带为 $869 \sim 894\text{MHz}$ ，第一中频为 87MHz ，信道带宽为 30kHz 。问本振频率范围是多少？对应的镜像频率是多少？

解：本振频率的范围为： $f_{LO} = f_{IF} + f_{RF} = 87 + (869 \sim 894) = 956 \sim 981\text{MHz}$

对应的镜像频率为： $f_{LO} = 2f_{IF} + f_{RF} = 2 \times 87 + (869 \sim 894) = 1043 \sim 1068\text{MHz}$

7-3 理想乘法器作为混频器，比较本振电压采用幅度相同的正弦波和方波时，变频跨导大小的变化和对滤波器的要求。

解：设理想乘法器的输出电流为 $i = Av_{RF}v_{LO}$ ， A 为比例常数，假设输入信号为

$$v_{RF} = V_{RF} \cos \omega_{RF} t。$$

当本振信号为正弦波 $v_{LO} = V_{LO} \cos \omega_{LO} t$ 时，混频器的输出电流为

$$\begin{aligned} i &= Av_{RF}v_{LO} = AV_{RF}V_{LO} \cos \omega_{LO} t \cos \omega_{RF} t \\ &= \frac{A}{2} V_{RF} V_{LO} [\cos(\omega_{LO} - \omega_{RF})t + \cos(\omega_{LO} + \omega_{RF})t] \end{aligned}$$

若取差频为中频，可利用低通滤波器取出中频信号，则中频电流为

$$i_{IF} = \frac{A}{2} V_{RF} V_{LO} [\cos(\omega_{LO} - \omega_{RF})t],$$

此时变频跨导为 $g_{fc} = \frac{I_{IF}}{V_{RF}} = \frac{A}{2} V_{LO}$

当本振信号为方波时 $v_{LO} = V_{LO} S_1(\omega_{LO} t)$, 混频器的输出电流为

$$\begin{aligned} i &= A v_{RF} v_{LO} = A V_{RF} V_{LO} \cos \omega_{RF} t \cdot S_1(\omega_{LO} t) \\ &= A V_{RF} V_{LO} \cos \omega_{RF} t \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_{LO} t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_{LO} t + \cdots \right] \end{aligned}$$

其电流中的组合频率分量有: $\omega_{RF}, (2n-1)\omega_{LO} \pm \omega_{RF}$, 因此采用带通滤波器可取出中频信号。则中频电流为

$$i_{IF} = \frac{A V_{RF} V_{LO}}{\pi} [\cos(\omega_{LO} - \omega_{RF}) t]$$

$$\text{此时变频跨导为 } g_{fc} = \frac{I_{IF}}{V_{RF}} = \frac{A V_{LO}}{\pi}$$

可见本振电压采用方波时, 其变频跨导比采用正弦波要大, 但其滤波器的要求则比正弦波方式高, 必须采用带通滤波器。

7-4 三极管混频电路如图 P7-4 所示, $V_{BB} = 0$, 三极管的转移特性为

$$i_c = \begin{cases} a v_{BE}^2 & v_{BE} > 0 \\ 0 & v_{BE} \leq 0 \end{cases} \quad \text{设输入信号为}$$

$$v_{RF}(t) = V_{RF} \cos \omega_{RF} t, \quad v_{LO}(t) = V_{LO} \cos \omega_{LO} t.$$

($V_{LO} \gg V_{RF}$)。试求混频器的变频跨导 g_{fc} 和变频

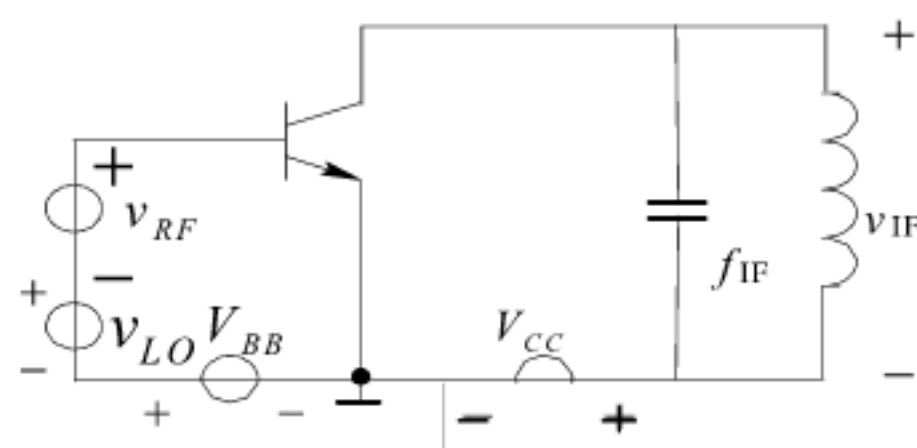
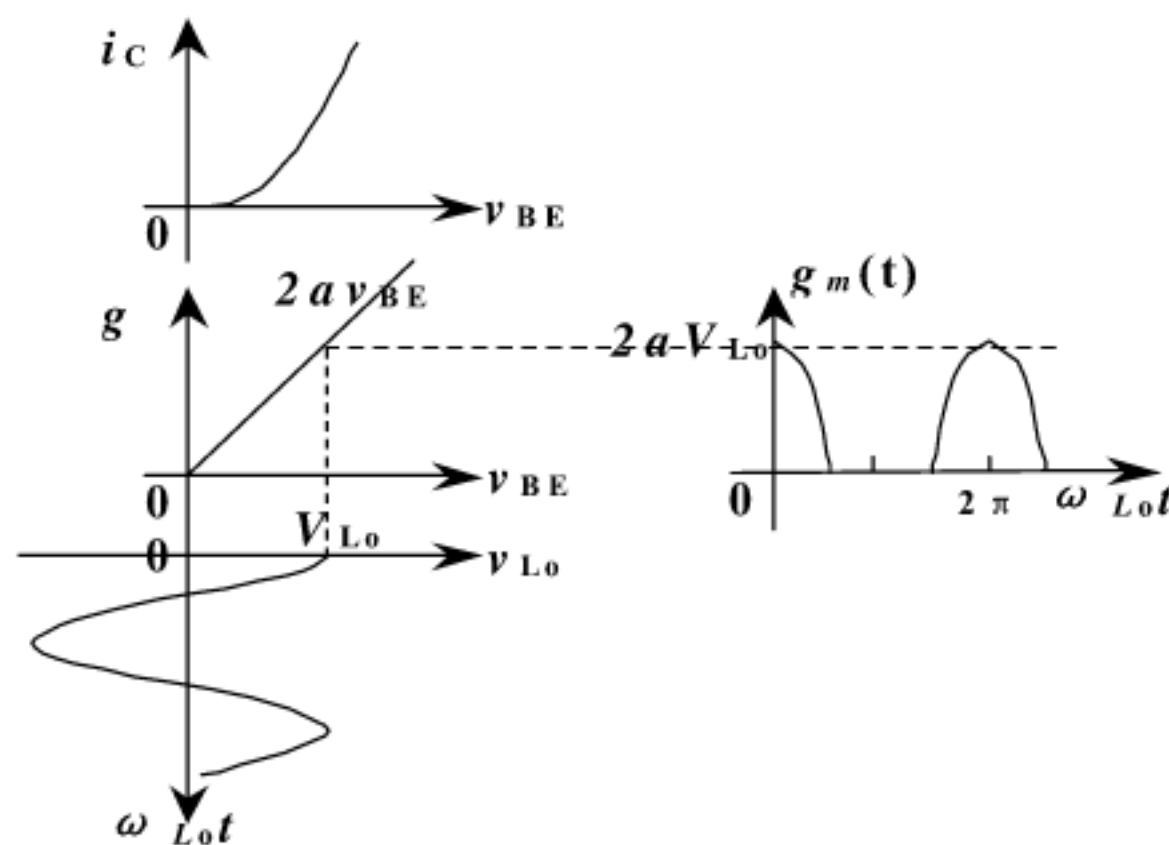


图 P7-4

电压增益 A_v 。假设 LC 回路的谐振阻抗为 R_T 。

解: 时变跨导波形如下图所示:



$$g_m(t) = 2aV_{LO} \cos \omega_{LO}t \cdot S_1(\omega_{LO}t)$$

$$= 2aV_{LO} \cos \omega_{LO}t \cdot \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_{LO}t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_{LO}t + \dots \right]$$

$$\text{则有: } g_{m1} = aV_{LO}, \text{ 变频跨导: } g_{fc} = \frac{1}{2}g_{m1} = \frac{1}{2}aV_{LO}$$

$$\text{输出中频电压为: } v_{IF}(t) = i_{IF}(t) \cdot R_T = \frac{1}{2}aV_{RF}V_{LO}R_T \cos \omega_{IF}t$$

$$\text{变频电压增益为: } A_V = \frac{V_{IF}}{V_{RF}} = g_{fc}R_T = \frac{1}{2}aV_{LO}R_T$$

7-5 在图 P7-5 所示的场效应管混频器原理电路中, 已知场效应管的转移特性为

$$i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_{GS(off)}} \right)^2 \quad \text{。 设 本 振 电 压 为}$$

$$v_{LO} = V_{LO} \cos \omega_{LO}t, \text{ 在满足线性时变条件下, 试画}$$

出以下两种情况的 $g_m(t)$ 波形, 并写出变频跨导 g_{fc}

的表达式。

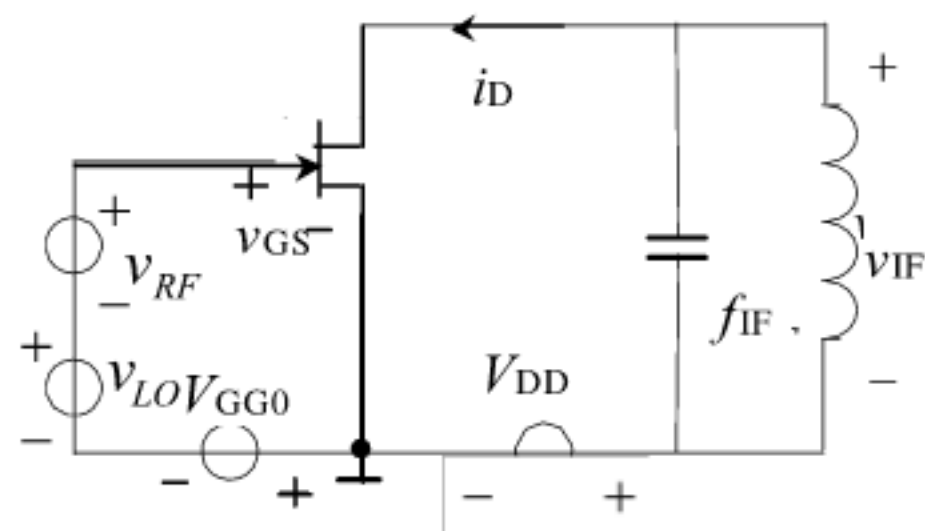


图 P7-5

$$(1) V_{GG0} = \frac{1}{2}|V_{GS(off)}|, V_{LO} \leq \frac{1}{2}|V_{GS(off)}|$$

$$(2) V_{GG0} = |V_{GS(off)}|, V_{LO} \leq |V_{GS(off)}|$$

解: 由场效应管的转移特性可知, $g_m = \frac{di_D}{dv_{GS}} = -\frac{2I_{DSS}}{V_{GS(off)}} \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_{GS(off)}} \right)$, 其为线性关系。

由图可知, 时变偏置为 $V_{GSQ}(t) = -V_{GG0} + v_{LO}$, v_{RF} 为小信号, 工作在线性时变条件, 其变频跨导的波形如下图所示。

当 $V_{GG0} = \frac{1}{2}|V_{GS(off)}|, V_{LO} \leq \frac{1}{2}|V_{GS(off)}|$ 时, 则时变跨导为余弦波, 则有

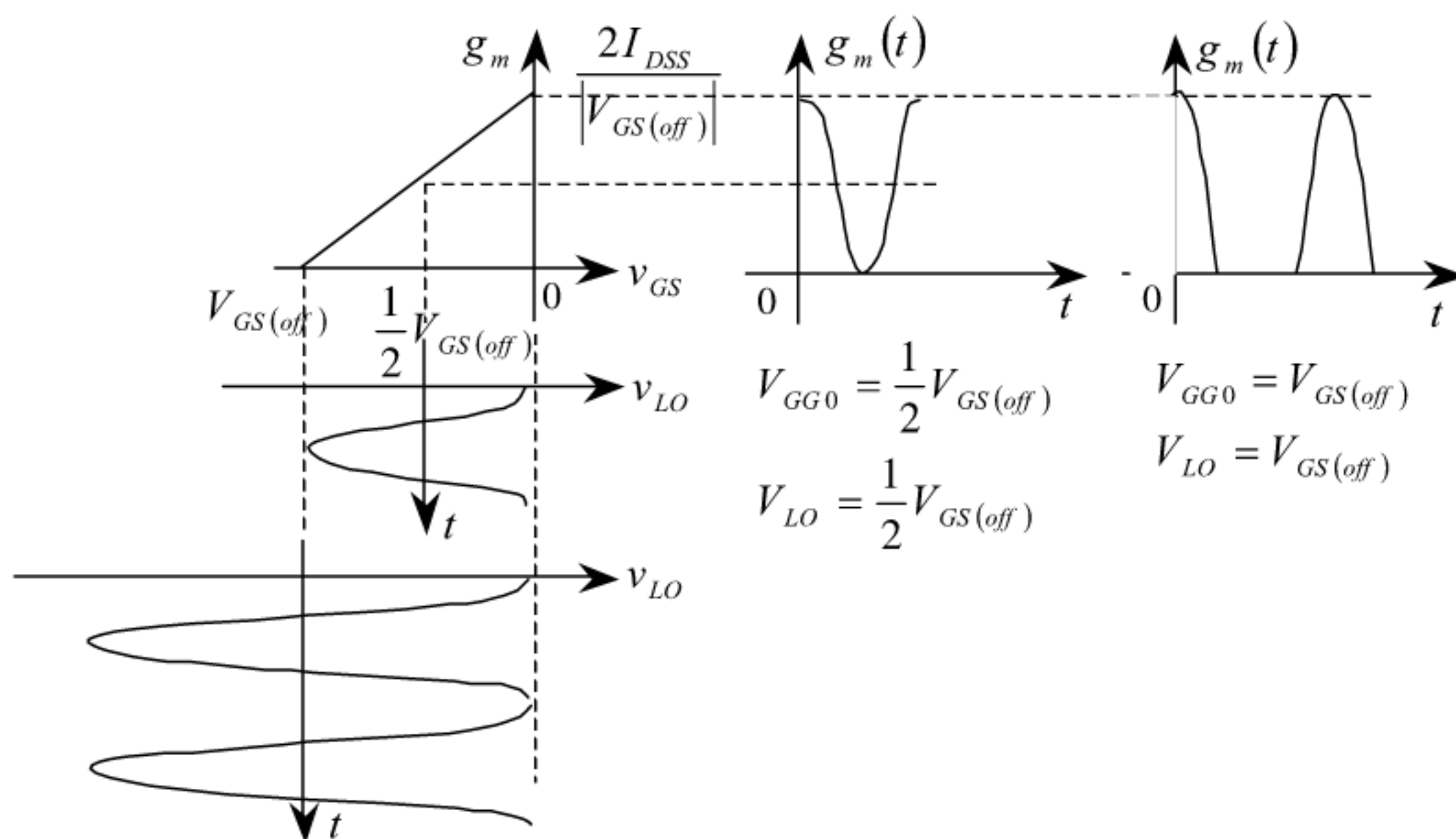
$$g_m(t) = \frac{I_{DSS}}{|V_{GS(off)}|} (1 + \cos \omega_{LO}t)$$

$$\text{则变频跨导为 } g_{fc} = \frac{1}{2}g_{m1} = \frac{I_{DSS}}{2|V_{GS(off)}|}$$

当 $V_{GG0} = |V_{GS(off)}|, V_{LO} \leq |V_{GS(off)}|$ 时, 时变跨导为半波的余弦波, 则时变跨导为

$$g_m(t) = \frac{2I_{DSS}}{|V_{GS(off)}|} \cos \omega_{LO} t \cdot S_1(\omega_{LO} t) = \frac{2I_{DSS}}{|V_{GS(off)}|} \cos \omega_{LO} t \cdot \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_{LO} t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_{LO} t + \dots \right]$$

$$\text{则变频跨导为 } g_{fc} = \frac{1}{2} g_{m1} = \frac{I_{DSS}}{2|V_{GS(off)}|}$$



7-6 已知混频器的输入信号为 $v_{RF}(t) = V_{RF} \cos \omega_{RF} t$ ，本振信号为 $v_{LO}(t) = V_{LO} \cos \omega_{LO} t$ ，

静态偏置电压 $V_Q = 0V$ 。在满足线性时变

条件下，试分别求出如图 P7-6 所示的两种

伏安特性的混频管的变频跨导 g_{fc} 。

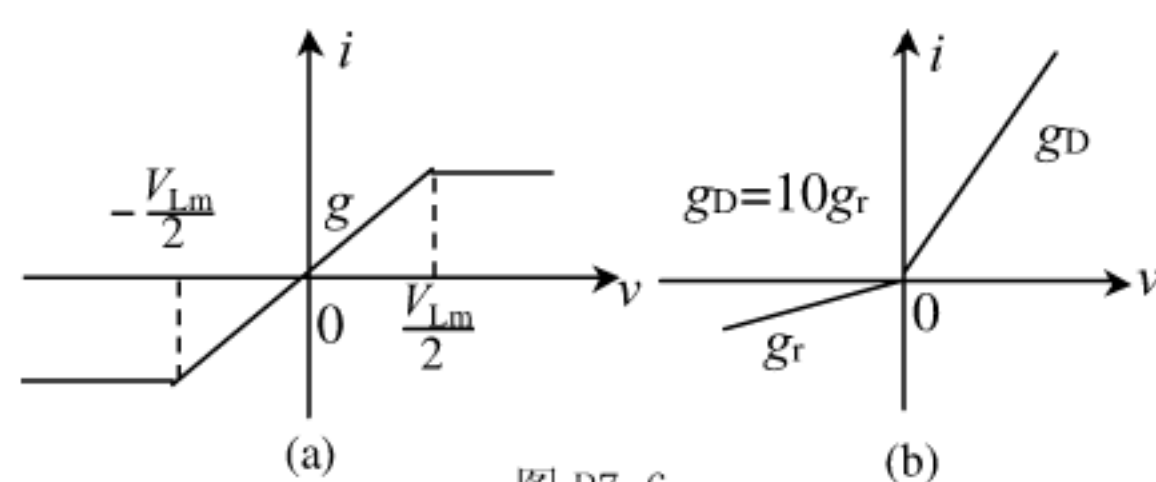
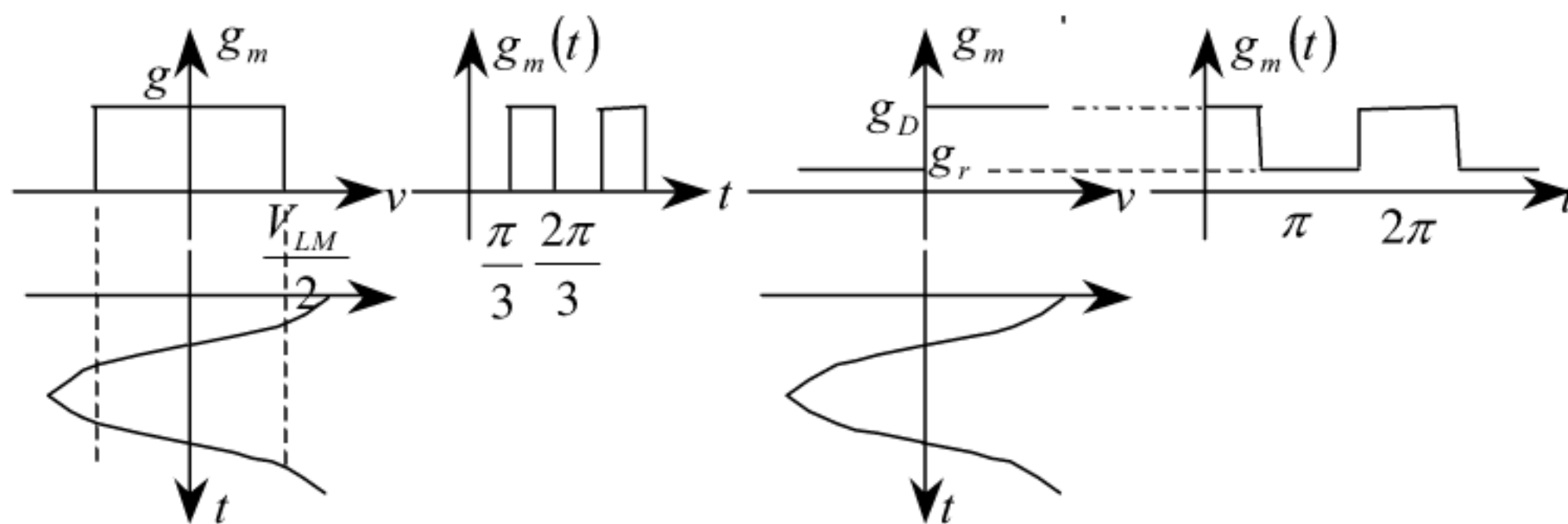


图 P7-6

解：时变跨导的波形如下图所示。



在(a)图中, $g_{m1} = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} g_D \cos \omega_{LO} t d\omega_{LO} t = 0$, 所以变频跨导为 $g_{fc} = \frac{1}{2} g_{m1} = 0$ 。

在(b)图中, $g_m(t) = g_D \cdot S_1(\omega_{LO} t) + g_r \cdot S_1(\omega_{LO} t + \pi)$

$$= g_D \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_{LO} t - \dots \right] + g_r \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos(\omega_{LO} t + \pi) - \dots \right]$$

因此基波分量为 $g_{m1} = \frac{2}{\pi} [g_D - g_r]$

则有变频跨导为 $g_{fc} = \frac{1}{2} g_{m1} = \frac{1}{\pi} (g_D - g_r) = \frac{9}{\pi} g_r$

7-7 试求图 P7-7 所示的二极管混频器电路的输出电压 $v_0(t)$ 的表达式。假设二极管的伏安特性为从原点出发, 斜率为 g_D 的直线, 且二极管工作在 v_L 控制的开关状态。

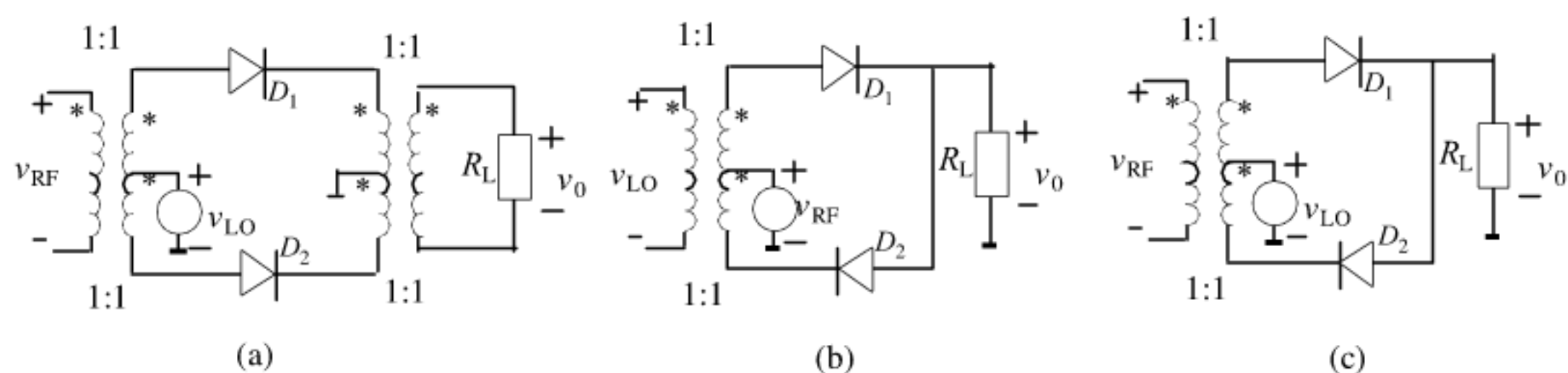


图 P7-7

解: 在(a)图中, 当 v_{LO} 为正半周时, 二极管 D_1, D_2 均导通, 当 v_{LO} 为负半周时, 二极管 D_1, D_2 均截止, 其导通时的等效电路如下图所示。其中 $v_0 = (i_{D1} - i_{D2})R_L$, 此时回路的方程为:

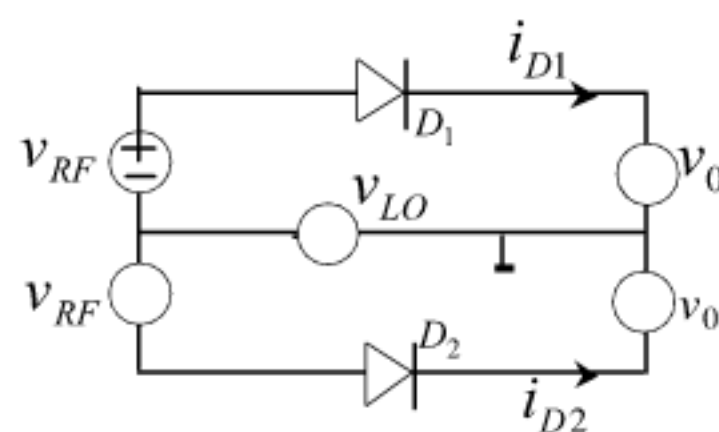
$$\begin{cases} v_{RF} + v_{LO} - i_{D1}R_D - v_0 = 0 \\ v_{RF} - v_{LO} + i_{D2}R_D - v_0 = 0 \end{cases}$$

则有: $2v_0 + (i_{D1} - i_{D2})R_D = 2v_{RF}$,

即 $2v_0 + \frac{v_0}{R_L} R_D = 2v_{RF}$, 所以

$$v_0 = \frac{2R_L}{2R_L + R_D} v_{RF} \cdot S_1(\omega_{LO} t)$$

在(b)图中, 当 v_{LO} 为正半周时, 二极管 D_1, D_2 均导通, 当 v_{LO} 为负半周时, 二极管 D_1, D_2



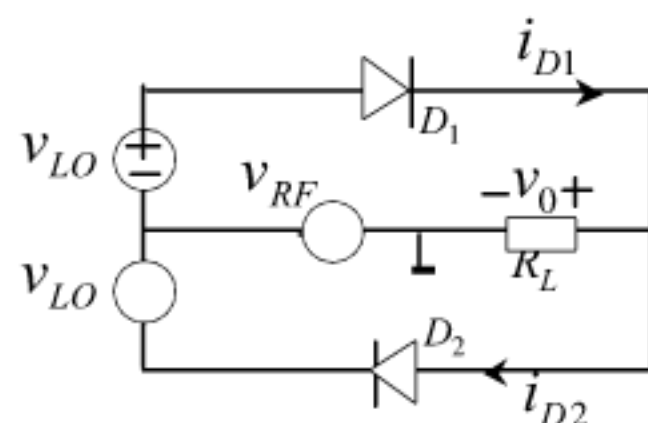
均截止, 其导通时的等效电路如下图所示。其中 $v_0 = (i_{D1} - i_{D2})R_L$, 此时回路的方程为:

$$\begin{cases} v_{LO} + v_{RF} - i_{D1}R_D - v_0 = 0 \\ v_{LO} - v_{RF} - i_{D2}R_D + v_0 = 0 \end{cases}$$

则有: $2v_0 + (i_{D1} - i_{D2})R_D = 2v_{RF}$,

即 $2v_0 + \frac{v_0}{R_L}R_D = 2v_{RF}$, 所以

$$v_0 = \frac{2R_L}{2R_L + R_D} v_{RF} \cdot S_1(\omega_{LO}t)$$



在(c)图中, 当 v_{LO} 为正半周时, 二极管 D_1 导通、 D_2 截止, 当 v_{LO} 为负半周时, 二极管 D_1

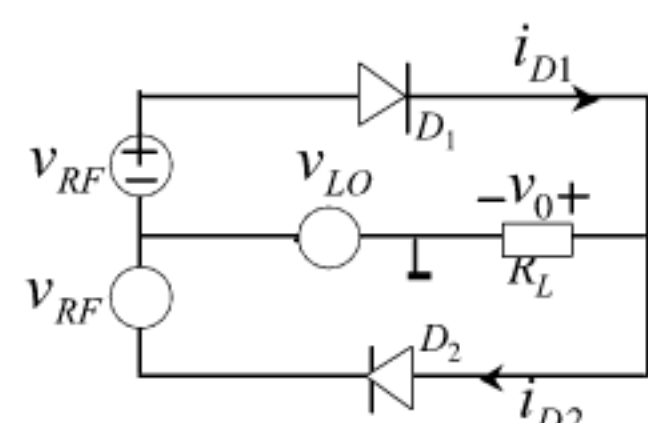
截止、 D_2 导通, 其等效电路如下图所示。其中 $v_0 = (i_{D1} - i_{D2})R_L$ 。

当 v_{LO} 为正半周时,

$$\begin{cases} i_{D1} = \frac{v_{RF} + v_{LO}}{R_L + R_D} \cdot S_1(\omega_{LO}t) \\ i_{D2} = 0 \end{cases}$$

当 v_{LO} 为负半周时,

$$\begin{cases} i_{D2} = \frac{v_{RF} - v_{LO}}{R_L + R_D} \cdot S_1(\omega_{LO}t + \pi) \\ i_{D1} = 0 \end{cases}$$



所以输出电压为

$$\begin{aligned} v_0 &= (i_{D1} - i_{D2})R_L = \frac{R_L}{R_L + R_D} \{v_{RF} [S_1(\omega_{LO}t) - S_1(\omega_{LO}t + \pi)] + v_{LO} [S_1(\omega_{LO}t) + S_1(\omega_{LO}t + \pi)]\} \\ &= \frac{R_L}{R_L + R_D} [v_{RF} \cdot S_2(\omega_{LO}t) + v_{LO}] \end{aligned}$$

7-8 在一超外差式广播收音机中, 中频频率 $f_{IF} = f_{LO} - f_{RF} = 465\text{kHz}$ 。试分析下列现象

属于何种干扰, 又是如何形成的?

(1) 当收到频率 $f_{RF} = 931\text{kHz}$ 的电台时, 伴有频率为 1kHz 的哨叫声;

(2) 当收听频率 $f_{RF} = 550\text{kHz}$ 的电台时, 听到频率为 1480kHz 的强电台播音;

(3) 当收听频率 $f_{RF} = 1480\text{kHz}$ 的电台播音时, 听到频率为 740kHz 的强电台播音。

答: 超外差接收机的混频器中由于存在非线性器件, 输入信号与本振信号在实现混频时会产生众多的组合频率分量, 即 $|\pm pf_{LO} \pm qf_{RF}|$, 当这些组合频率落在中频范围内时, 中频滤波器无法滤除, 经检波后会产生哨叫声。即 $pf_{LO} - qf_{RF} = f_{IF} \pm F$ 或 $qf_{RF} - pf_{LO} = f_{IF} \pm F$ 。

当收到频率为 $f_{RF} = 931\text{kHz}$ 时, 本振频率为 $f_{LO} = f_{IF} + f_{RF} = 465 + 931 = 1396\text{kHz}$ 。

此时有 $|f_{LO} - 2f_{RF}| = |1396 - 2 \times 931| = 466\text{kHz} = 465\text{kHz} + 1\text{kHz}$, 因此产生了 $F = 1\text{kHz}$ 哨叫声, 它是由混频器的 $p + q = 1 + 2 = 3$ 次方项引起的。

当收听频率 $f_{RF} = 550\text{kHz}$ 时, 本振频率为 $f_{LO} = f_{IF} + f_{RF} = 465 + 550 = 1015\text{kHz}$ 。由于 $f_M - f_{LO} = 1480 - 1015 = 465\text{kHz}$, 所以 1480kHz 为镜像频率, 属于镜像频率干扰, 它是由混频器的 $p + q = 1 + 1 = 2$ 次方项产生的。

当收听频率 $f_{RF} = 1480\text{kHz}$ 时, 本振频率为 $f_{LO} = f_{IF} + f_{RF} = 465 + 1480 = 1945\text{kHz}$ 。

由于 $f_{LO} - 2f_M = 1945 - 2 \times 740 = 465\text{kHz}$, 所以属于寄生通道干扰, 它是由混频器的 $p + q = 1 + 2 = 3$ 次方项产生的。

7-9 超外差式广播收音机的接收频率为 $535 \sim 1605\text{kHz}$, 中频频率 $f_{IF} = f_{LO} - f_{RF} = 465\text{kHz}$ 。试问:

(1) 当收听频率 $f_{RF} = 702\text{kHz}$ 电台的播音时, 除了调谐在 702kHz 频率刻度上能收到该电台信号外, 还可能在接收频段内的哪些刻度上收到该电台信号(写出最强的两个)? 它们各自是通过什么寄生通道形成的?

(2) 当收听频率 $f_{RF} = 600\text{kHz}$ 电台的播音时, 还可能同时收到哪些频率的电台信号(写出最强的两个)? 各自是通过什么寄生通道形成的?

解: 在超外差式广播收音机的接收频率为 $535 \sim 1605\text{kHz}$ 的频带范围内, 当收听频率

$f_M = 702\text{kHz}$ 作为干扰频率时, $|\pm pf_{LO} \pm qf_M| = |\pm p(f_S + f_{IF}) \pm qf_M| = f_{IF}$, 此时有

$$f_S = \frac{\pm 1 - p}{q} f_{IF} + \frac{q}{p} f_M$$

当 $p=1, q=1$ 时, 有 $f_S = 2 \times 702 = 1404 \text{KHz}$ 。它是由混频器的 $p+q=1+2=3$ 次方项产生的。

当 $p=1, q=3$ 时, 有 $f_S = -2f_{IF} + 3f_M = -2 \times 465 + 3 \times 702 = 1176 \text{Hz}$, 它是由混频器的 $p+q=1+3=4$ 次方项产生的。

同理有 $f_M = \frac{p}{q} f_{RF} + \frac{p \pm 1}{q} f_{IF}$, 当 $f_{RF} = 600 \text{KHz}$ 时,

当 $p=1, q=1$ 时, 有 $f_M = f_{RF} + 2f_{IF} = 600 + 2 \times 465 = 1530 \text{KHz}$ 。它是由混频器的 $p+q=1+1=2$ 次方项产生的镜像频率干扰。

当 $p=1, q=2$ 时, 有 $f_M = \frac{1}{2} f_{RF} + f_{IF} = \frac{1}{2} \times 600 + 465 = 765 \text{Hz}$, 它是由混频器的 $p+q=1+2=3$ 次方项产生的。

7-10 假设混频器中晶体三极管在静态工作点上展开的转移特性的幂级数表示为:

$$i_C = I_0 + av_{be} + bv_{be}^2 + cv_{be}^3 + dv_{be}^4。$$

已知混频器的本振频率为 $f_{LO} = 23 \text{MHz}$, 中频频率为 $f_{IF} = f_{LO} - f_{RF} = 3 \text{MHz}$, 若在混频器的输入端同时作用 $f_{m1} = 19.2 \text{MHz}$ 和 $f_{m2} = 19.6 \text{MHz}$ 的干扰信号。试问在混频器的输出端是否会有中频信号输出? 若有, 它是通过转移特性的几次方项产生的。

解: 因为 $f_{LO} - f_{m1} = 23 - 19.2 = 3.8 \text{MHz}$, $f_{LO} - f_{m2} = 23 - 19.6 = 3.4 \text{MHz}$, 因此干扰信号均不会落在中频内, 因此在不会中频口输出。但是, 它们的三阶互调分量与本振信号的混频会产生中频信号, 即 $f_{LO} - (2f_{m2} - f_{m1}) = 23 - (2 \times 19.6 - 19.2) = 3 \text{MHz} = f_{IF}$ 。它是混频器的 $1+2+1=4$ 次方项 dv_{be}^4 产生的。

第八章 高频放大器

8-1 高频小信号放大器与高频谐振功率放大器各应用在什么场合？在性能指标、电路结构上有那些异同点？

答：高频小信号放大器应常用于广播、电视、通信、雷达等接收设备中，一般处在接收机的前端，其主要功能是从所接收的众多电信号中，选出有用信号并加以放大，而对其他无用信号、干扰与噪声进行抑制，以提高信号的质量和抗干扰能力。主要性能包括：放大器的增益，频率选择性，工作稳定可靠。

高频谐振功率放大器常应用于发射机的末端，主要用于放大高频信号或高频已调波（即窄带）信号。主要性能指标是发射信号的输出功率与放大器的转换效率。

高频小信号放大器与高频谐振功率放大器在电路结构上的相同点是均采用谐振回路作负载，具有选频特性。不同的是高频小信号放大器是一个线性放大器，高频谐振功率放大器是一个非线性放大器，它在没有信号输入时晶体管工作在截止状态。

8-2 高频小信号放大器根据频带宽度的不同有那些分类？高频谐振功率放大器根据导通角的不同有哪些分类？C类功率放大器与A、B类相比有何不同？它适宜放大什么信号，为什么？

答：高频小信号放大器根据频带宽度的不同可分为窄带放大器和宽带放大器。高频谐振功率放大器根据导通角的不同可分为A（甲）、B（乙）、AB（甲乙）、C（丙）四类。

C类放大器是非线性放大器，要求采用谐振回路作为负载，一般用来放大信号相对频带比较窄的高频信号。A、B类放大器是线性放大器，一般采用非谐振回路作为负载，通常用来放大信号相对频带比较宽的低频信号。

8-3 写出图 8.5 中各元件在电路中的作用。

答： R_{b1} 、 R_{b2} 、 R_e 及电源 V_{CC} 为晶体管提供直流工作点，保证晶体管工作在线性放大状态。电阻 R_e 的接入是提供直流负反馈，是为了防止由于电源电压不足造成的晶体管工作点的不稳定而设置的。

电容 C_B 、 C_E 对交流旁路。输入端采用变压器 T_1 进行阻抗变换接入，使输入端阻抗匹配。输出端接 LC 选频回路，其作用主要是作为放大器的负载、实现选频、阻抗匹配。变压器 T_2 进行阻抗变换，实现与下一级匹配。

8-4 在三级同步调谐（中心频率均相同）的 LC 单回路中频放大器中，中心频率为 465kHz，每个回路的 $Q_e = 40$ ，试问总的通频带为多少？如果要使总的通频带为 10kHz，则允许最大 Q_e 为多少？

解：每级回路的品质因素 $Q_e = 40$ ，因三级放大器级联，则回路的总通频带为：

$$BW_{3dB} = \frac{f_o}{Q_e} \sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1} = \frac{465}{40} \sqrt{2^{\frac{1}{3}} - 1} = 5.927 \text{ KHz}$$

为了使总的通频带为 10KHz，则允许的品质因素为：

$$Q_e = \frac{f_o}{BW_{3Db}} \sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1} = \frac{465}{10} \sqrt{2^{\frac{1}{3}} - 1} = 23.71$$

8-5 C 类功率放大器中用谐振回路作为集电极负载的原因是什么？

答：集电极电流 i_c 为余弦脉冲电流，依据傅立叶分解可以看出，它包含了众多的频谱分量，为了使输出信号与输入信号的频率相同，则集电极输出必须接有选频网络作为负载。该选频网络一般采用 LC 谐振回路，使其谐振频率 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ 等于输入信号的频率，选频回路的通频带必须符合输入信号带宽的要求。

8-6 C 类谐振功率放大器电路如图 8.10 所示，偏置 $V_{BB} = 0.2V$ ，输入信号

$v_i = 1.2 \cos \omega t (V)$ ，回路调谐在输入信号频率上。晶体

管的理想转移特性如下图 P8-6 所示，其中 $V_{on} = 0.7V$ 。

试在转移特性上画出输入电压和输出电流波形。并求出

电流导通角 θ 及 I_{C0} , I_{C1m} , I_{C2m} 的大小。若并联回路谐振

阻抗 $R_T = 50\Omega$ ，等效品质因数 $Q_e = 10$ ，试求放大器

输出基波电压和二次谐波电压的大小。

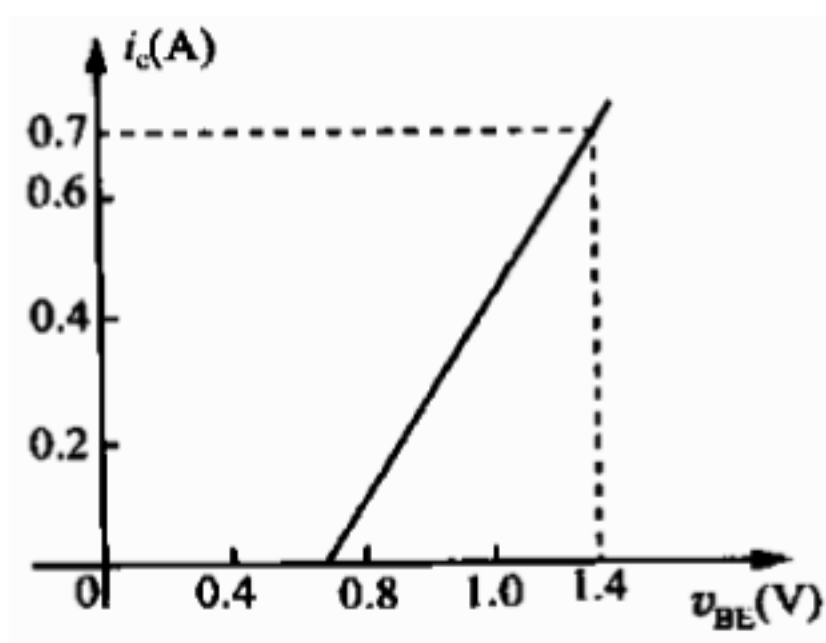
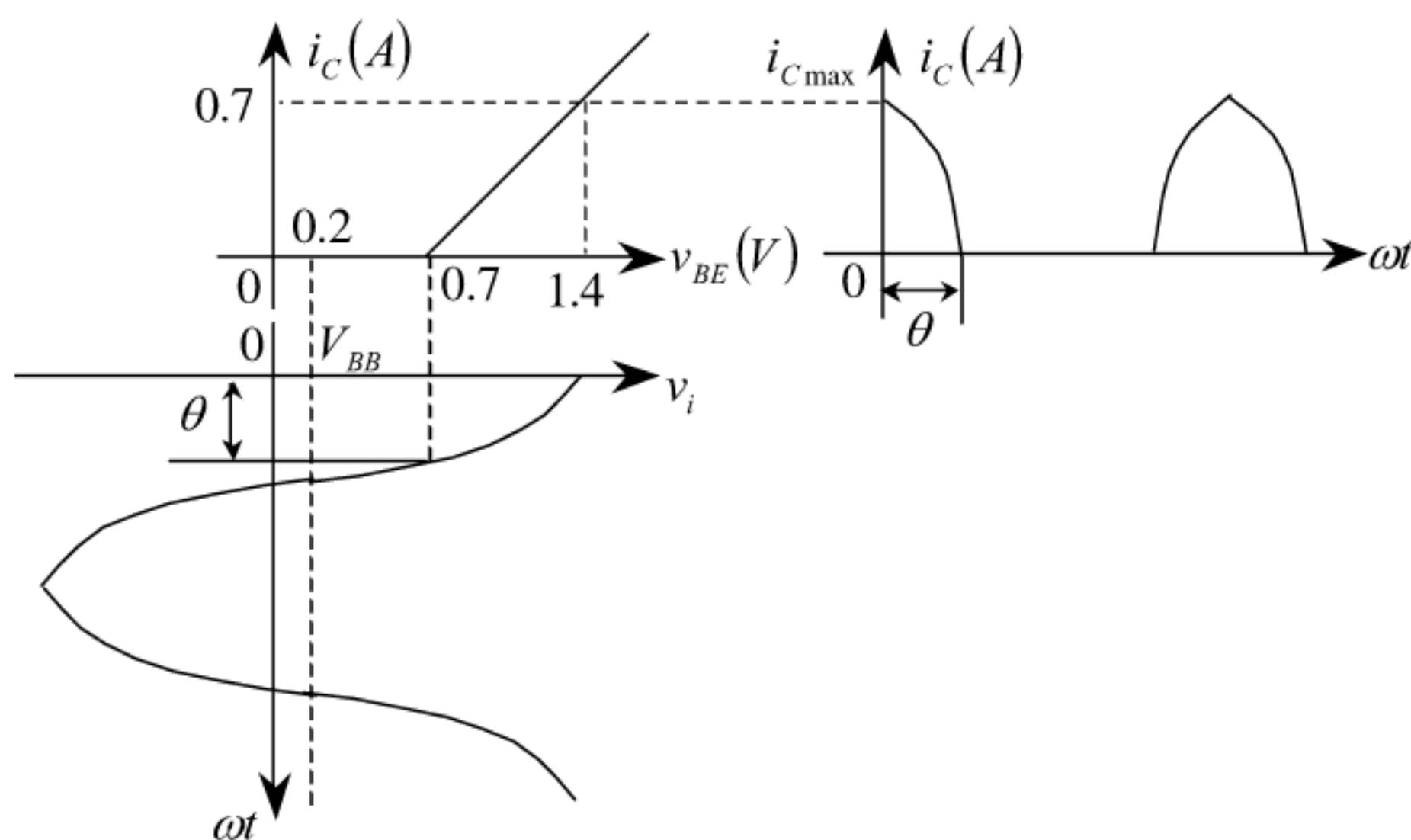


图 P8-6

解：其输入电压与输出电流波形如下图所示。由图可知，导通角为：

$$\cos \theta = \frac{V_{on} - V_{BB}}{V_{im}} = \frac{0.7 - 0.2}{1.2} = \frac{5}{12} \rightarrow \theta = 65.4^\circ, \quad i_{C\max} = 0.7A$$

依据图 8.12 可查表得, 当 $\theta = 65.4^\circ$ 时, $\alpha_0(\theta) \approx 0.23$, $\alpha_1(\theta) \approx 0.4$, $\alpha_2(\theta) \approx 0.27$



则各电流为:

$$I_{CO} = i_{C\max} \alpha_0(\theta) = 0.7 \times 0.23 = 0.161A$$

$$I_{C1m} = i_{C\max} \alpha_1(\theta) = 0.7 \times 0.4 = 0.28A$$

$$I_{C2m} = i_{C\max} \alpha_2(\theta) = 0.7 \times 0.27 = 0.189A$$

输出基波电压幅度为 $V_{CM} = I_{C1m} R_T = 0.28 \times 50 = 14V$ 。

二次谐波 $\omega = 2\omega_0$ 时的谐波阻抗为:

$$\begin{aligned} |Z(2\omega_0)| &= \frac{R_T}{\sqrt{1 + \left[Q_e \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right]^2}} = \frac{R_T}{\sqrt{1 + \left[Q_e \left(\frac{2\omega_0}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{2\omega_0} \right) \right]^2}} \\ &= \frac{50}{\sqrt{1 + \left[10 \times \left(2 - \frac{1}{2} \right) \right]^2}} = 3.33\Omega \end{aligned}$$

输出二次谐波电压幅度为 $V_{C2M} = I_{C1m} |Z(2\omega_0)| = 0.189 \times 3.33 = 0.63V$ 。

8-7 已知一个高频功率放大器, $V_{CC} = 12V$, 负载谐振电阻 $R_T = 25\Omega$, 其集电极脉冲电流

的参数为 $i_{C\max} = 1A$, $\theta = 65^\circ$, $\alpha_0(65^\circ) = 0.236$, $\alpha_1(65^\circ) = 0.414$ 。试求输出功率 P_0 ,

电源提供的功率 P_{dc} 及集电极的效率 η_C 。

解: $I_{CO} = i_{C\max} \alpha_0(\theta) = 1 \times 0.236 = 0.236A$

$$I_{C1m} = i_{C\max} \alpha_1(\theta) = 1 \times 0.414 = 0.414A$$

输出功率: $P_0 = \frac{1}{2} I_{C1m}^2 R_T = \frac{1}{2} \times 0.414^2 \times 25 = 2.1425W$

电源提供功率: $P_{dc} = I_{CO} V_{CC} = 0.236 \times 12 = 2.832W$

集电极效率: $\eta_C = \frac{P_0}{P_{dc}} = \frac{2.1425}{2.832} = 75.65\%$

8-8 有一用硅 NPN 外延平面型高频功率管 3DA1 做成的谐振功率放大器, 已知

$V_{CC} = 24V, P_0 = 2W$, 工作频率为 $1MHz$, $V_{CE(sat)} \geq 1.5V, P_{C\max} = 1W, I_{CM} = 750mA$ 。求

$V_{cm}, R_T, I_{C0}, P_C, P_{dc}, \eta_C$ 。

解: $V_{CM} = \frac{2P_0}{I_{CM}} = \frac{2 \times 2}{750 \times 10^{-3}} = 5.33V, R_T = \frac{V_{CM}}{I_{CM}} = 7.11\Omega$

$$\eta_C = \frac{P_0}{P_{dc}} = \frac{P_0}{P_0 + P_C} = \frac{2}{2+1} = 66.67\%, P_{dc} = P_0 + P_C = 2+1 = 3W$$

$$I_{C0} = \frac{P_{dc}}{V_{CC}} = \frac{3}{24} = 0.125A$$

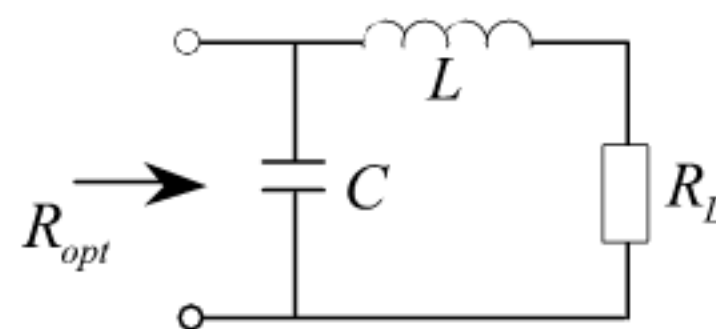
8-9 已知 C 类功率放大器的供电电源 $V_{CC} = 20V$, 输出功率 $P_0 = 1W$, 负载电阻 $R_L = 50\Omega$,

集电极电压利用系数为 0.95, 工作频率 $f = 100MHz$ 。用 L 网络作为输出网络的匹配网络,

试计算该匹配网络的元件取值。

解: 其 L 型匹配网络如图所示。

放大器的负载阻抗为:



$$R_{opt} = \frac{V_{CM}^2}{2P_0} = \frac{(\varepsilon V_{CC})^2}{2P_0} = \frac{(0.95 \times 20)^2}{2} = 180.5\Omega$$

匹配网络中的品质因素为:

$$Q = \sqrt{\frac{R_{大}}{R_{小}}} - 1 = \sqrt{\frac{180.5}{50}} - 1 = 1.616$$

$$X_L = R_L Q = 50 \times 1.616 = 80.78 \Omega \rightarrow L = \frac{X_L}{\omega} = \frac{80.78}{2\pi \times 100 \times 10^6} = 128.6 \text{ nH}$$

$$X_C = \frac{R_{opt}}{Q} = \frac{108.5}{1.616} = 111.7 \Omega \rightarrow C = \frac{1}{\omega X_C} = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 10^6 \times 111.7} = 14.25 \text{ pF}$$

8-10 试说明利用魔 T 网络进行功率合成和功率分配的原理。

(略)

8-11 某功率合成电路等效图如图 P8-11 所示，两个输入信号电压的有效值均是 10 伏，求负载电阻 R_L 上的电压有效值。若 $A'O$ 短路，则负载电阻 R_L 上的电压有效值又为多少？

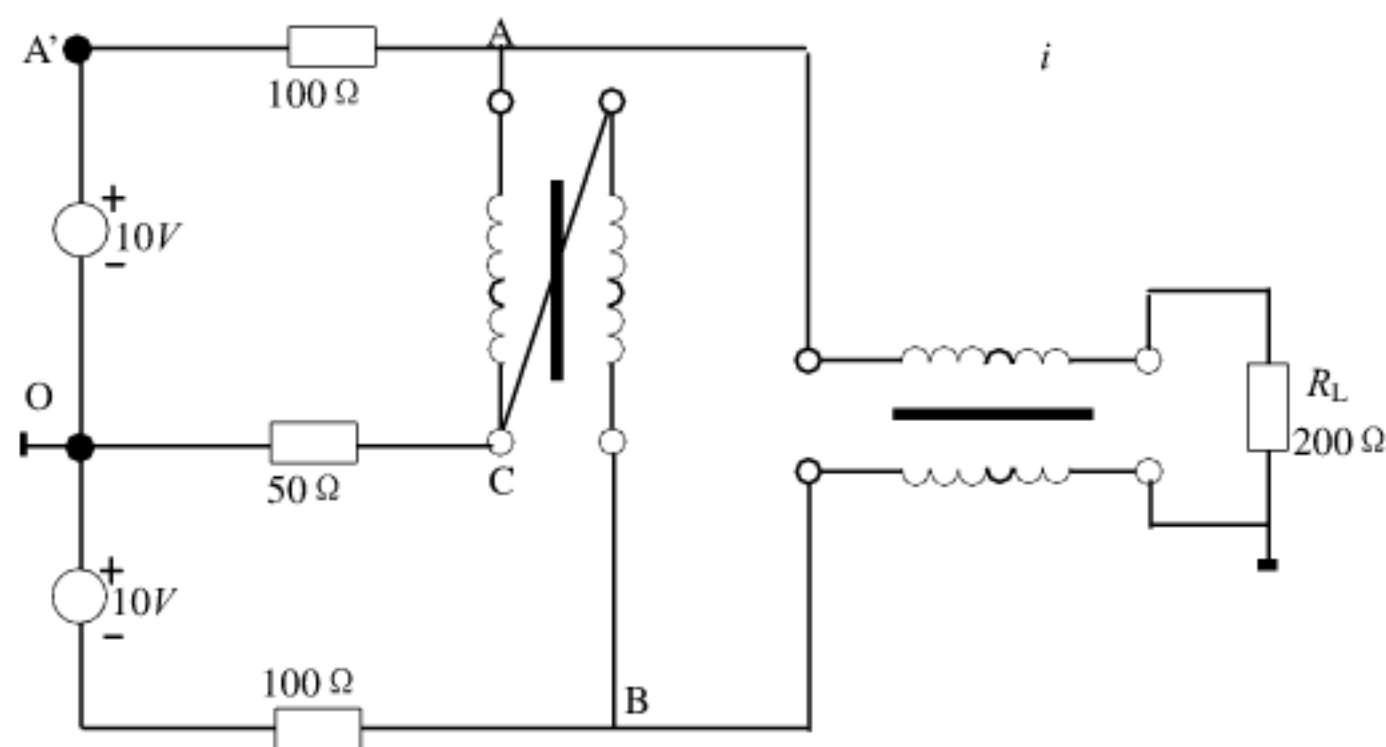


图 P8-11

解： R_L 电阻上的功率是 A0、B0 两输入功率的反向合成，则有：

$$R_L \text{ 电阻上得到的功率: } P_{R_L} = P_A + P_B = \frac{V^2}{4R} + \frac{V^2}{4R} = \frac{10^2}{4 \times 100} + \frac{10^2}{4 \times 100} = 0.5 \text{ W}$$

$$R_L \text{ 电阻上的有效值电压: } V_{R_L} = \sqrt{P_{R_L} R_L} = \sqrt{0.5 \times 200} = 10 \text{ V}$$

若 $A'O$ 短路，B0 仍输出，则 B0 输出的功率平均分配到 CO 臂及 DD 臂。

$$R_L \text{ 电阻上得到的功率: } P_{R_L} = \frac{1}{2} P_B = \frac{1}{2} \times \frac{V^2}{4R} = 0.125 \text{ W}$$

$$R_L \text{ 电阻上的有效值电压: } V_{R_L} = \sqrt{P_{R_L} R_L} = \sqrt{0.125 \times 200} = 5 \text{ V}$$

8-12 图 P8-12 所示为用传输线变压器构成的魔 T 网络, 试分析其工作原理。已知 $R_L = 50\Omega$, 试指出 R_i , R_1 , R_2 , R_3 各阻值。

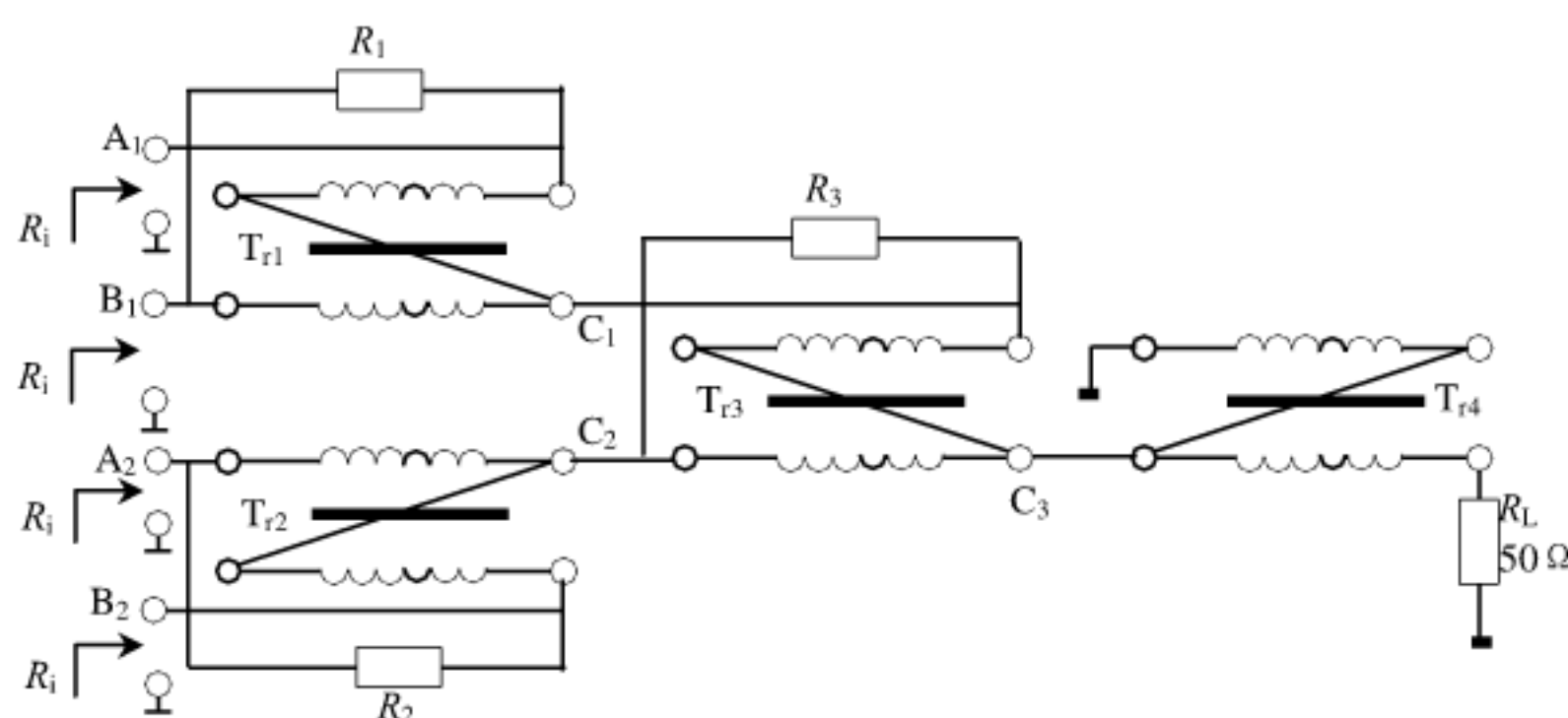


图 P8-12

解: T_{r4} 为 1:4 传输线, 则在 C_3 点的输入阻抗为 $R_{C3} = \frac{R_L}{4} = 12.5\Omega$

T_{r3} 为同相功率合成, 它是将 C_1, C_2 的功率合成到 C_3 , R_3 为平衡电阻, $R_3 = 4R_{C3} = 50\Omega$,

$$R_{C1} = R_{C2} = \frac{1}{2}R_3 = 25\Omega$$

T_{r2} 为同相功率合成, 它是将 A_2, B_2 的功率合成到 C_2 , R_2 为平衡电阻, $R_2 = 4R_{C2} = 100\Omega$,

T_{r1} 为同相功率合成, 它是将 A_1, B_1 的功率合成到 C_1 , R_1 为平衡电阻, $R_1 = 4R_{C1} = 100\Omega$,

$$R_i = \frac{1}{2}R_1 = 50\Omega$$

8-13 一功率分配器如图 P8-13 所示, 试分析电路的工作原理, 并写出 R_{L1} 与各电阻之间的关系。

解: $T_{r1} \sim T_{r3}$ 均为同相分配网络,

$R_{d1} \sim R_{d3}$ 为平衡电阻, 则有:

$R_{d2} = R_{d3} = 2R_L$, T_{r2}, T_{r3} 的输入等效电

阻为 $R_{i2} = \frac{1}{2}R_L$, 并作为 T_{r1} 的负载。

$$R_{d1} = 2R_{i2} = R_L。$$

则有: $R_{L1} = \frac{1}{4}R_{d1} = \frac{1}{4}R_L$ 。

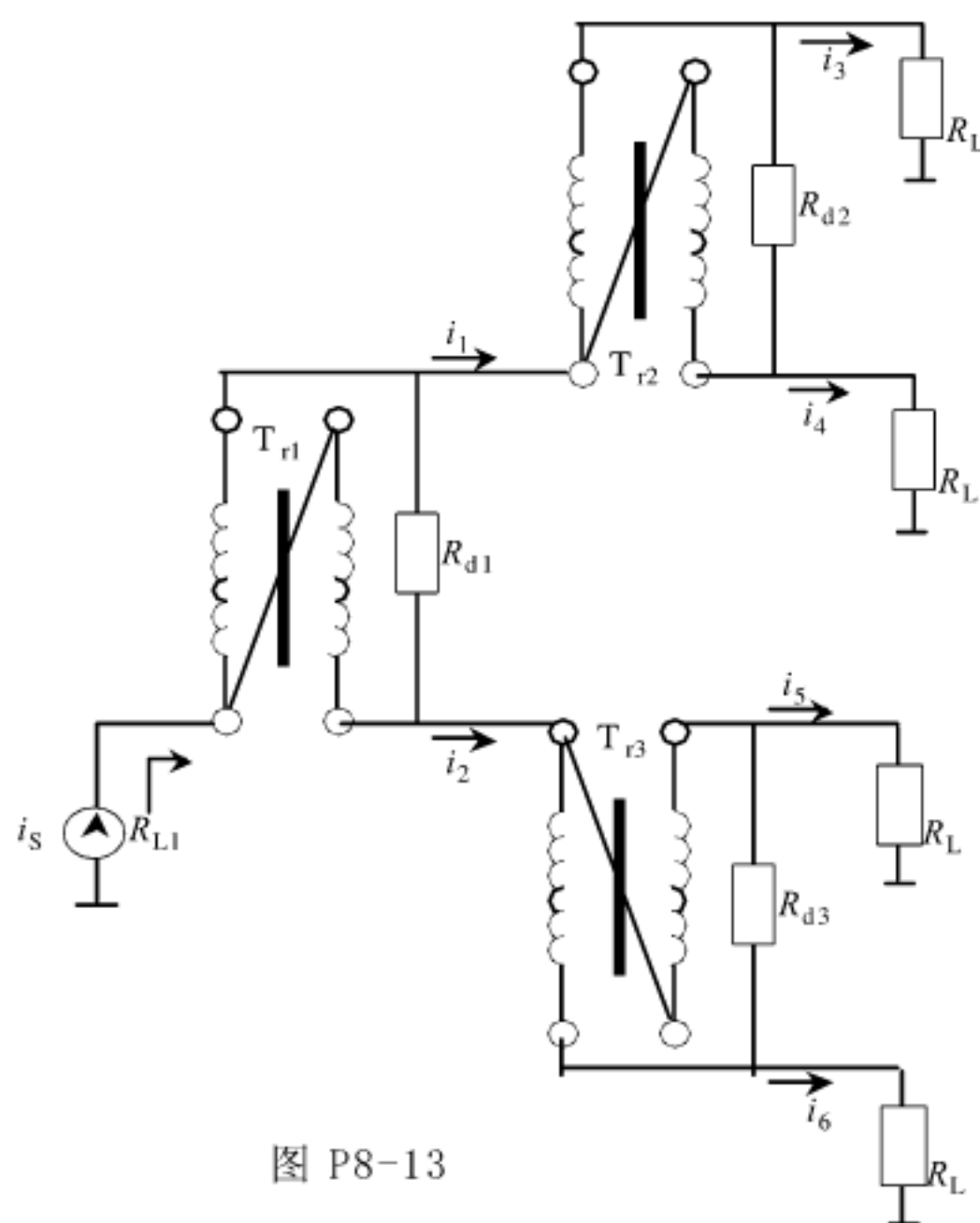


图 P8-13

第九章 锁相技术与频率合成

9-1 假设一阶锁相环中正弦鉴相器的鉴相灵敏度为 $A_d = 2V/rad$ ，VCO 的压控灵敏度为

$A_o = 2\pi \times 10^4 rad/s \cdot V$ ，VCO 的自由振荡频率为 $\omega_r = 2\pi \times 10^6 rad/s$ 。试问：

- (1) 环路的同步带是多大？
- (2) 当输入频率为 $\omega_i = 2\pi \times 1015 \times 10^3 rad/s$ 时，环路能否锁定？
- (3) 若能锁定，稳态相位误差 φ_{∞} 是多少？，对应的控制电压 v_C 为多大？

解：环路的同步带为： $\Delta\omega_H = A_o A_d = 2\pi \times 10^4 \times 2 = 2\pi \times 20 \times 10^3 rad/s$

当输入频率为 $\omega_i = 2\pi \times 1015 \times 10^3 rad/s$ 时，输入的固有频差为

$$\Delta\omega_i = \omega_i - \omega_r = 2\pi \times 1015 \times 10^3 - 2\pi \times 10^6 = 2\pi \times 15 \times 10^3 rad/s$$

因为 $\Delta\omega_i < \Delta\omega_H$ ，因此环路能够锁定。

环路锁定时的稳态相位误差为 $\varphi_{\infty} = \sin^{-1} \frac{\Delta\omega_i}{A_o A_d} = \sin^{-1} \frac{2\pi \times 15 \times 10^3}{2\pi \times 20 \times 10^3} = \sin^{-1} \frac{3}{4} = 48.59^\circ$

控制频差为 $\Delta\omega_0 = A_o v_C = \Delta\omega_i$ ，所以有：

$$v_C = \frac{\Delta\omega_i}{A_o} = \frac{2\pi \times 15 \times 10^3}{2\pi \times 10^4} = 1.5V$$

9-2 设计一个采用无源比例积分滤波器的二阶环，若 $R_1 = 10k\Omega$ ， $R_2 = 2k\Omega$ ， $C = 10\mu F$ 。

环路增益为 $A_o A_d = 3000/s$ 。试求：

- (1) 环路时间常数 τ_1 ， τ_2 。
- (2) 环路的自然角频率 ω_n 和阻尼系数 ξ 。

解：环路的时间常数分别为：

$$\tau_1 = R_1 C = 10 \times 10^3 \times 10 \times 10^{-6} = 0.1S, \quad \tau_2 = R_2 C = 2 \times 10^3 \times 10 \times 10^{-6} = 0.02S$$

环路的自然角频率 ω_n 为：

$$\omega_n = \sqrt{\frac{A_0 A_d}{\tau_1 + \tau_2}} = \sqrt{\frac{3000}{0.1 + 0.02}} = 158.11 \text{ rad/s}$$

阻尼系数 ξ 为:

$$\xi = \frac{1}{2\omega_n} \cdot \frac{1 + A_0 A_d \tau_2}{\tau_1 + \tau_2} = \frac{1 + 3000 \times 0.02}{2 \times 158.11 \times (0.1 + 0.02)} = 1.61$$

9-3 已知一阶环路的复频传递函数为 $H(s) = \frac{A}{s + A}$ 。若输入信号为

$$v_i(t) = V_{im} \sin\left(\omega_1 t + \Delta\varphi_1 \sin \frac{A}{10} t + \Delta\varphi_2 \sin \frac{A}{5} t\right)$$

环路锁定后输出信号为

$$v_o(t) = V_{om} \cos\left(\omega_1 t + B \sin\left(\frac{A}{10} t + \varphi_1\right) + C \sin\left(\frac{A}{5} t + \varphi_2\right)\right)$$

试确定输出信号中参数 B 、 C 、 φ_1 、 φ_2 的值。

解: 由输入信号可知, 输入相位分别为 $\varphi_{i1} = \Delta\varphi_1 \sin \frac{A}{10} t$, $\varphi_{i2} = \Delta\varphi_2 \sin \frac{A}{5} t$, 相位变化

的角频率分别为 $\Omega_1 = \frac{A}{10}$, $\Omega_2 = \frac{A}{5}$ 。

设环路锁定时输出信号为 $v_o(t) = V_{om} \cos(\omega_1 t + \varphi_{o1}(t) + \varphi_{o2}(t))$, 则有:

$$\varphi_{o1}(t) = B \sin\left(\frac{A}{10} t + \varphi_1\right), \quad \varphi_{o2}(t) = C \sin\left(\frac{A}{5} t + \varphi_2\right)$$

输出相位 $\varphi_{o1}(t)$ 的幅度为:

$$B = |H(j\Omega_1)| \Delta\varphi_1 = \frac{A \cdot \Delta\varphi_1}{\sqrt{\Omega_1^2 + A^2}} = \frac{A}{\sqrt{\left(\frac{A}{10}\right)^2 + A^2}} \Delta\varphi_1 = 0.995 \Delta\varphi_1$$

$$\varphi_{o1}(t) \text{ 的相位为: } \varphi_1 = \angle H(j\Omega_1) = -\arctan \frac{A/10}{A} = -\arctan \frac{1}{10} = 5.71^\circ$$

输出相位 $\varphi_{o2}(t)$ 的幅度为:

$$C = |H(j\Omega_2)| \Delta\varphi_2 = \frac{A \cdot \Delta\varphi_2}{\sqrt{\Omega_2^2 + A^2}} = \frac{A}{\sqrt{\left(\frac{A}{5}\right)^2 + A^2}} \Delta\varphi_2 = 0.981 \Delta\varphi_2$$

$$\varphi_{o2}(t) \text{ 的相位为: } \varphi_2 = \angle H(j\Omega_2) = -\arctan \frac{A/5}{A} = -\arctan \frac{1}{5} = 11.31^\circ$$

9-4 在一阶环接通瞬间时输入与输出信号分别为

$$\begin{aligned} v_i(t) &= V_{im} \sin(2.005 \times 10^6 \pi t + 0.5 \sin 2\pi \times 10^3 t) \\ v_o(t) &= V_{om} \cos(2\pi \times 10^6 t) \end{aligned}$$

测得环路锁定后的稳态相位误差 $\varphi_{e\infty} = 0.5 \text{ rad}$ 。

(1) 写出环路锁定后的输出信号表达式。

(2) 计算环路的带宽。

解：因为稳态相位误差为 $\varphi_{e\infty} = 0.5 \text{ rad}$ ，则有 $\frac{\Delta\omega_i}{A_0 A_d} = \sin \varphi_{e\infty} = \sin\left(\frac{0.5}{2\pi} \times 360\right) = 0.48$

在开始时，环路的自由振荡频率为 $\omega_r = 2\pi \times 10^6 \text{ rad/s}$ ，则环路的输入固有频差为

$$\Delta\omega_i = \omega_i - \omega_r = 2.005 \times 10^6 \pi - 2\pi \times 10^6 = 5\pi \times 10^3 \text{ rad/s}。$$

$$\text{所以有： } A_0 A_d = \frac{\Delta\omega_i}{\sin \varphi_{e\infty}} = \frac{5\pi \times 10^3}{0.48} = 32.764 \times 10^3$$

设环路锁定后的电压表示式为

$$v_o(t) = V_{om} \sin(2.005 \times 10^6 \pi t + \varphi_{2m} \sin(2\pi \times 10^3 t + \varphi_2) + 0.5)$$

一阶环的闭环传递函数为 $H(S) = \frac{A_0 A_d}{S + A_0 A_d}$ ，则有：

$$\varphi_{2m} = |H(j\Omega)| \varphi_{1m} = \frac{A_0 A_d}{\sqrt{\Omega^2 + (A_0 A_d)^2}} \varphi_{1m} = \frac{32.764 \times 10^3}{\sqrt{(2\pi \times 10^3)^2 + (32.764 \times 10^3)^2}} \times 0.5 = 0.491$$

$$\varphi_2 = \angle H(j\Omega_2) = -\arctan \frac{\Omega}{A_0 A_d} = -\arctan \frac{2\pi \times 10^3}{32.764 \times 10^3} = -10.86^\circ = -0.189 \text{ rad}$$

所以输出信号为： $v_o(t) = V_{om} \sin(2.005 \times 10^6 \pi t + 0.491 \sin(2\pi \times 10^3 t - 0.189) + 0.5)$

若令闭环传递函数的幅频特性为 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ ，即 $|H(\Omega_c)| = \frac{1}{\sqrt{2}}$ ，则有 $\frac{A_0 A_d}{\sqrt{\Omega_c^2 + (A_0 A_d)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$

因此环路的带宽 $\Omega_c = A_0 A_d = 32.764 \times 10^3 \text{ rad/s}$ 。

9-5 若在二阶环的低通滤波器与压控振荡器之间插入一个电压增益为 A_1 的放大器，如图 P9-5 所示。

(1) 试分析它对环路参数 ω_n 、 ξ 以及捕捉带的影响。

- (2) 若 $A_1 = 2$, $A_0 = 2\pi \times 25 \text{ rad/s} \cdot V$, $A_d = 0.7 \text{ V/rad}$, 试求环路的同步带。
- (3) 若 $R = 3.6 \text{ k}\Omega$, $C = 0.3 \mu\text{F}$, 试求环路的快捕带。

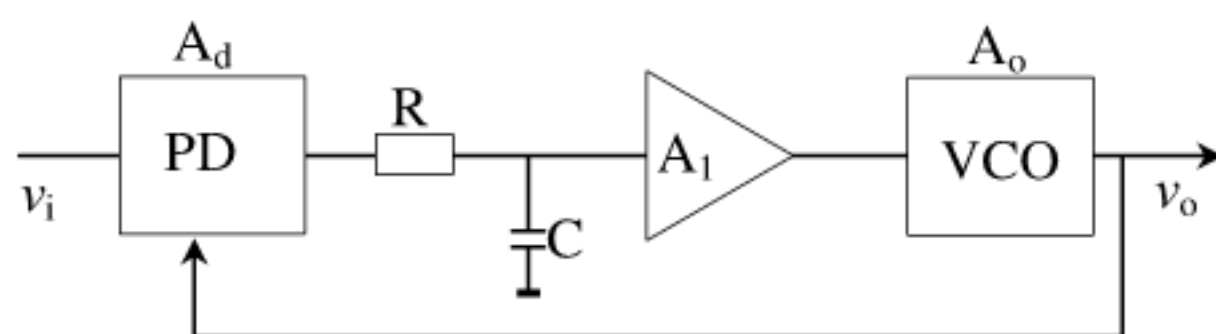


图 P9-5

解：当环路中插入一个电压增益为 A_1 的放大器时，此时环路的增益扩大了 A_1 倍，依据表 9.1

可知，自然角频率 ω_n 增大了 $\sqrt{A_1}$ 倍，阻尼系数 ξ 降低了 $\sqrt{A_1}$ 倍。

同步带为 $\Delta\omega_H = \pm A_\Sigma(0) = \pm A_0 A_d A_1 A_F(0) = \pm 2\pi \times 25 \times 0.7 \times 2 \times 1 = \pm 220 \text{ rad/s}$

由式 9.2.20 可得，快捕带 $\Delta\omega_C = A_d A_0 A_1 A_F(\Delta\omega_C) = \frac{A_d A_0 A_1}{\sqrt{1 + (\Delta\omega_C \tau)^2}}$ ，其中

$\tau = RC = 1.08 \text{ ms}$ ，则可求得 $\Delta\omega_C = \pm 213 \text{ rad/s}$ 。

9-6 或门鉴相器如图 P9-6 所示，试求出它的鉴相特性通式 $v_d = f(\varphi_e)$ ，并画出其特性曲线，同时指明鉴相灵敏度与线性范围。

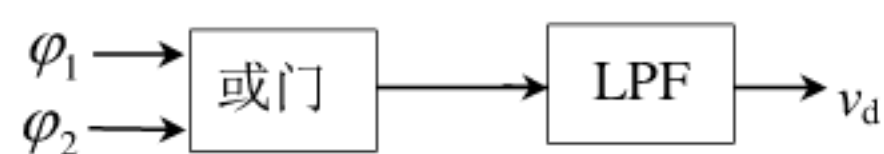
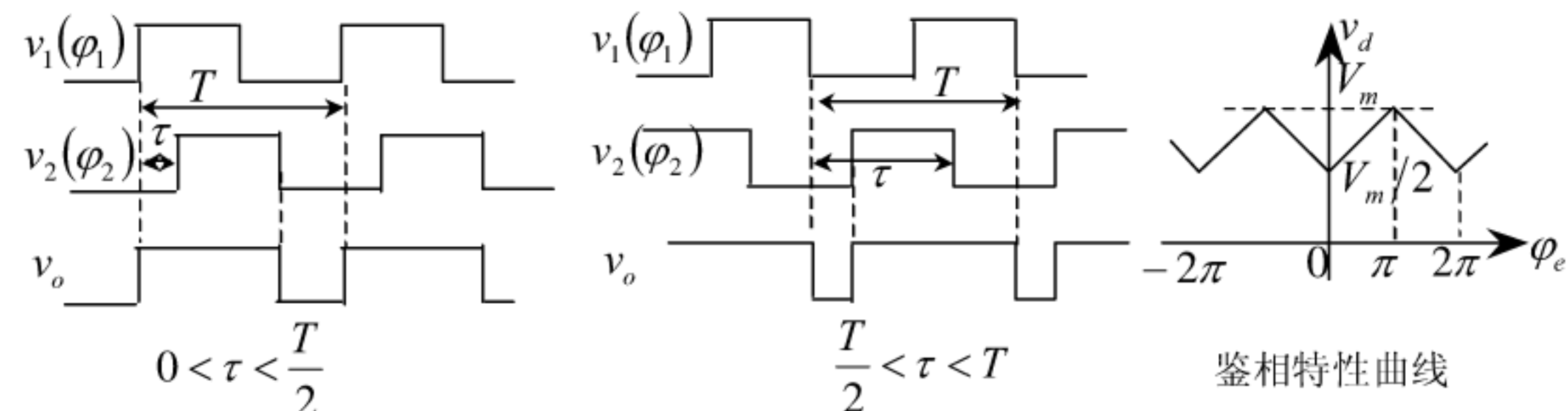


图 P9-6

解：或门鉴相器得输入输出波形如下图所示，假设信号的幅度为 V_m 。



当 v_1 超前 v_2 的时间为 τ ，且 $0 < \tau < T/2$ 时，鉴相器输出的电压 v_o 的平均值为

$$v_d = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} V_m dt = V_m \left(\frac{1}{2} + \frac{\tau}{T} \right)$$

当 v_1 超前 v_2 的时间为 τ ，且 $\frac{T}{2} < \tau < T$ 时，鉴相器输出的电压 v_0 的平均值为

$$v_d = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} V_m dt + \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{2}}^T V_m dt = V_m \left(\frac{3}{2} - \frac{\tau}{T} \right)$$

由于时延 τ 与相位差 φ_e 的关系为 $\frac{\tau}{T} = \frac{\varphi_e}{2\pi}$ ，则有：

$$v_d = \begin{cases} \frac{V_m}{2} \left(1 + \frac{\varphi_e}{\pi} \right) & \text{当 } (0 < \varphi_e < \pi) \\ \frac{V_m}{2} \left(3 - \frac{\varphi_e}{\pi} \right) & \text{当 } (\pi < \varphi_e < 2\pi) \end{cases}$$

其鉴相特性曲线如上图所示。

9-7 什么是前置分频？什么是双模分频？什么是参考分频？它们的作用是什么？

(略)

9-8 某频率合成器框图如图 P9-8 所示， $N = 760 \sim 960$ ，试求输出频率范围和频率间隔。

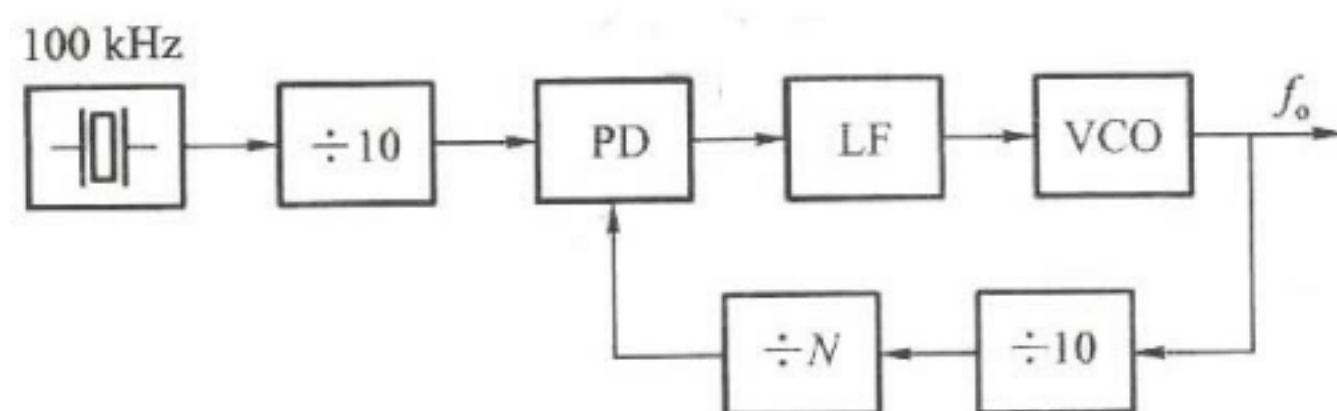


图 P9-8

解：鉴相器 PD 的输入参考基准频率为 $f_R = \frac{100K}{10} = 10KHz$ ，环路锁定时有，输出频率为

$f_0 = 10Nf_R$ 。当 $N = 760 \sim 960$ 时，输出频率的变化范围为：

$$f_0 = 10 \times 760 f_R \sim 10 \times 960 f_R = 76MHz \sim 96MHz$$

输出频率的间隔为 $\Delta f_0 = f_{ch} = 10 f_R = 100KHz$ 。

9-9 某简单信号发生器的电路如图 P9-9 所示。若输出信号 f_o 的频率调节范围为

$10Hz \sim 20KHz$ ，步进频率为 $\Delta f_0 = 2Hz$ 。试求参考频率 f_r 与可变分频比 N 的取值范围。

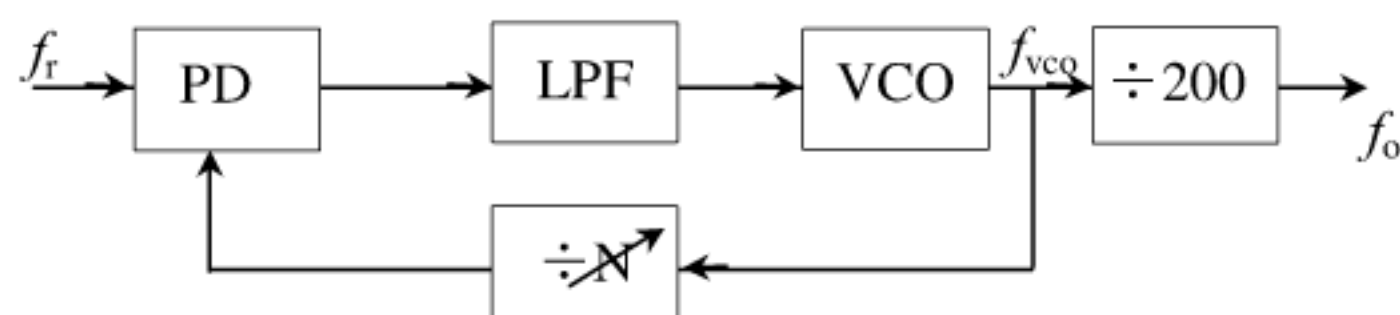


图 P9-9

解：压控振荡器的工作频率为： $f_{VCO} = 200f_0 = 200 \times (10\text{Hz} \sim 2\text{KHz}) = 2\text{KHz} \sim 400\text{KHz}$

参考频率为： $f_r = f_{ch} = 200 \cdot \Delta f_0 = 200 \times 2\text{Hz} = 400\text{Hz}$

N 的取值范围为： $\frac{f_{VCO}}{f_r} = \frac{2\text{KHz} \sim 400\text{KHz}}{400} = 5 \sim 1000$

9-10 在图 9.37 所示的三环频率合成器中，若 $300 \leq N_A \leq 399, 351 \leq N_B \leq 397$ ，试求输出频率范围和频率间隔。为了得到 $38.912 \times 10^6 \text{Hz}$ 的输出频率， N_A 和 N_B 应为多大？

解：三环合成器的频率输出为 $f_o = \left(\frac{N_A}{100} + N_B \right) f_i$ ，当 $300 \leq N_A \leq 399, 351 \leq N_B \leq 397$

时，则输出的频率范围为

$$f_o = \left(\frac{300}{100} + 351 \right) \times 100\text{KHz} \sim \left(\frac{399}{100} + 397 \right) \times 100\text{KHz} = 35.4\text{MHz} \sim 40.099\text{MHz}$$

输出频率间隔为： $f_{ch} = \frac{f_i}{100} = 1\text{kHz}$ 。

为了得到 $38.912 \times 10^6 \text{Hz}$ 的输出频率， N_A 和 N_B 的取值分别为 $N_A = 312, N_B = 386$ 。

9-11 在图 9.36 所示的吞脉冲频率合成器中，若双模分频器的 $P = 40$ ，频率间隔为 1kHz ，分频器 N 置数范围为 $3 \sim 1023$ 、A 的置数范围为 $3 \sim 63$ 。试求合成器的频率输出范围。

解：吞脉冲频率合成器的输出频率为 $f_o = (PN + A)f_r$ ，当双模分频器的 $P = 40$ ，频率间隔为 1kHz ，分频器 N 置数范围为 $3 \sim 1023$ 、A 的置数范围为 $3 \sim 63$ 时，则输出的频率范围为：

$$f_o = (PN + A)f_r = (40 \times 3 + 3) \times 1 \sim (40 \times 1023 + 63) \times 1 = 123\text{KHz} \sim 40.983\text{MHz}。$$

9-12 在图 P9-12 所示的频率合成器中, 试导出 f_0 的表达式。各个相乘器的输出滤波器均取差频。

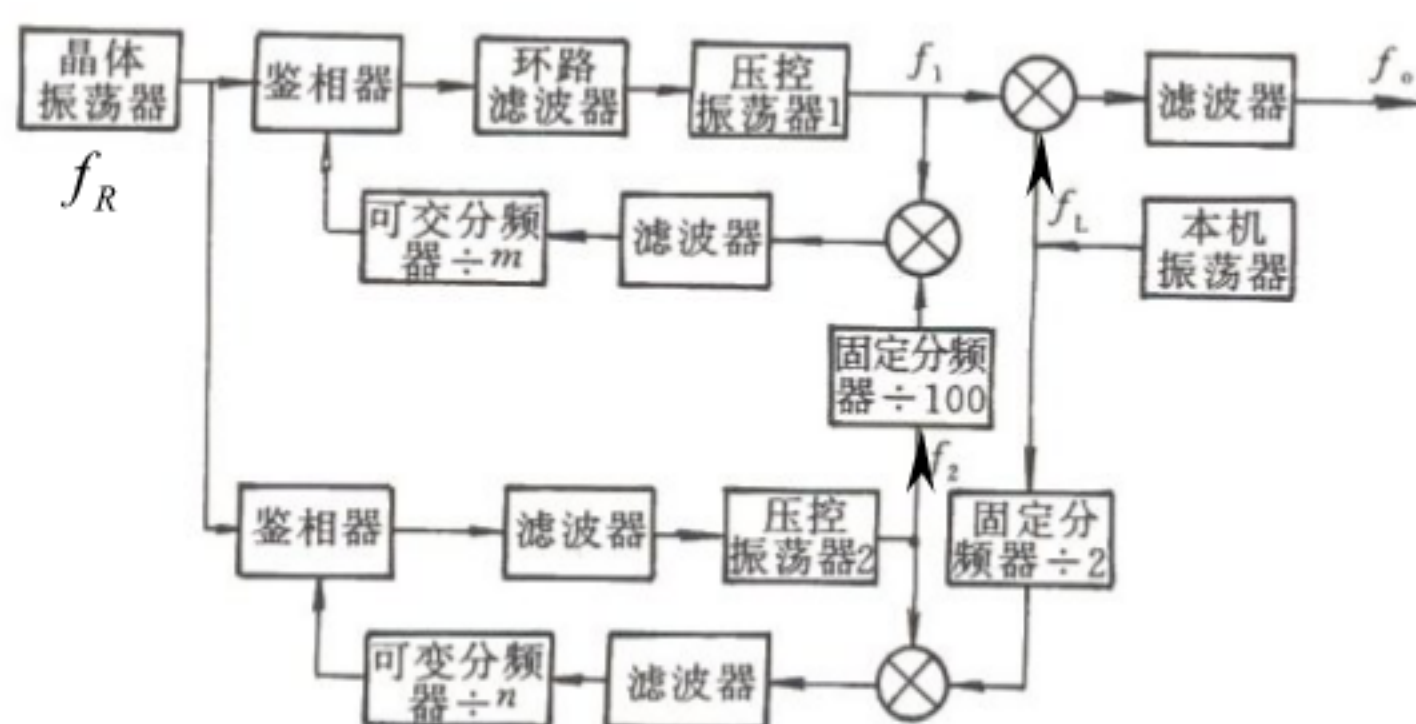


图 P9-12

解: 在下方的锁相环路中, 环路锁定时有: $\frac{f_L/2 - f_2}{n} = f_R$, 即 $f_2 = \frac{f_L}{2} - nf_R$ 。

在上方的锁相环路中, 环路锁定时有: $\frac{f_2/100 - f_1}{m} = f_R$,

$$\text{即 } f_1 = \frac{f_2}{100} - mf_R = \frac{f_L}{200} - \frac{n}{100}f_R - mf_R$$

$$\text{所以输出频率为: } f_0 = f_L - f_1 = \frac{199}{200}f_L + \frac{n+100m}{100}f_R$$

9-13 在图 P9-13 所示的频率合成器中, 若可变分频器的分频比 $N = 760 \sim 860$, 试求输出频率的范围及相邻频率的间隔。

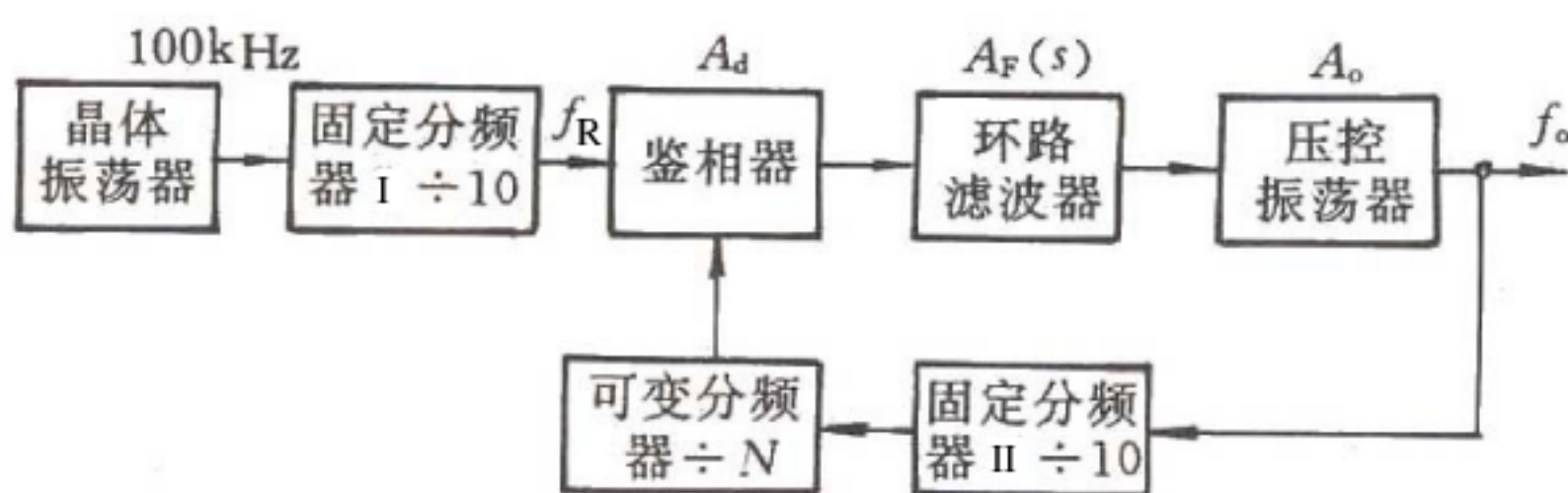


图 P9-13

解: 鉴相器输入的参考基准频率为 $f_R = \frac{100}{10} = 10\text{KHz}$, 环路锁定时有, 输出频率为

$f_0 = 10Nf_R$ 。当 $N = 760 \sim 860$ 时, 输出频率的变化范围为:

$$f_0 = 10 \times 760f_R \sim 10 \times 860f_R = 76\text{MHz} \sim 86\text{MHz}$$

输出频率的间隔为 $\Delta f_0 = f_{ch} = 10f_R = 100\text{KHz}$ 。