

课后答案网 您最真诚的朋友



[www.hackshp.cn](http://www.hackshp.cn)网团队竭诚为学生服务，免费提供各门课后答案，不用积分，甚至不用注册，旨在为广大学生提供自主学习的平台！

课后答案网：[www.hackshp.cn](http://www.hackshp.cn)

视频教程网：[www.efanjy.com](http://www.efanjy.com)

PPT课件网：[www.ppthouse.com](http://www.ppthouse.com)

通信电子线路 (侯丽敏 著) 清华大学出版社

## 绪论

0-1 什么是载波? 什么是调制信号和基带信号? 给出调制的定义。

解: 由振荡电路输出的、其频率可保证天线的长度大大下降到实际能发射的高频信号称为载波。待发射的有用的模拟信号为调制信号; 有用的模拟信号转换为数字信号称为基带信号; 调制是指携带有用信息的调制信号去控制高频载波信号。

0-2 为什么要进行调制? 给出两种理由。

解: 根据天线理论, 天线的长度与电信号的波长需可比拟, 发射的电信号必须是高频信号; 而且, 直接发射调制信号会导致信道混叠。

0-3 给出无线广播的中波和短波的各自频率范围。

解: 中波(MF): 0.3~3MHz

短波(HF): 3~30MHz

0-4 给出中国移动通信 GSM 的载波频率范围。

解: GSM 的频段: GSM900: 上行 880~915MHz, 下行 925~960MHz;

GSM1800: 上行 1710~1785MHz, 下行 1805~1880MHz;

GSM1900: 1850~1910MHz, 1930~1990MHz;

上行和下行组成一频率对, 上行就是手机发射、基站接收; 下行就是基站到手机。

0-5 将下列功率转换为 dBm 值。

(1)  $P_2 = 1W$ ; (2)  $P_2 = 0.001W$ ; (3)  $P_2 = 0.0001W$ ; (4)  $P_2 = 25\mu W$ 

解: (1) 30dBm; (2) 0dBm; (3) -10dBm; (4) -41.9dBm

0-6 一通信系统的电压为 2.15V, 负载阻抗  $50\Omega$ , 转换为 dBm(50)值。

解: 19.66dBm(50)

## 第一章 习题一

1-1. 某单级中频放大器的调谐频率为 465kHz, 调谐回路包含一电容为 200pF 与一电感并联, 电感的品质因数  $Q_0=100$ , 不考虑任何负载影响。试计算此放大器的电压增益和通频带, 如果回路两端并联一负载阻抗  $R_L=40k\Omega$ , 那么电压增益和通频带变为多少?

解: (1)  $R_p = \frac{Q_0}{\omega_0 C} = \frac{100}{2\pi \times 465 \times 10^3 \times 200 \times 10^{-12}} = 171k\Omega$ ,  $A_{V0} = R_p = 171000$ ,

$$A_{V0} = 20 \lg(171000) = 104dB, \quad BW = \frac{f_0}{Q_0} = \frac{465 \times 10^3}{100} = 4.65kHz$$

(2)

$$R'_p = R_p // R_L = \frac{171 \times 40}{171 + 40} = 32.4k\Omega, \quad A'_{V0} = R'_p = 32400,$$

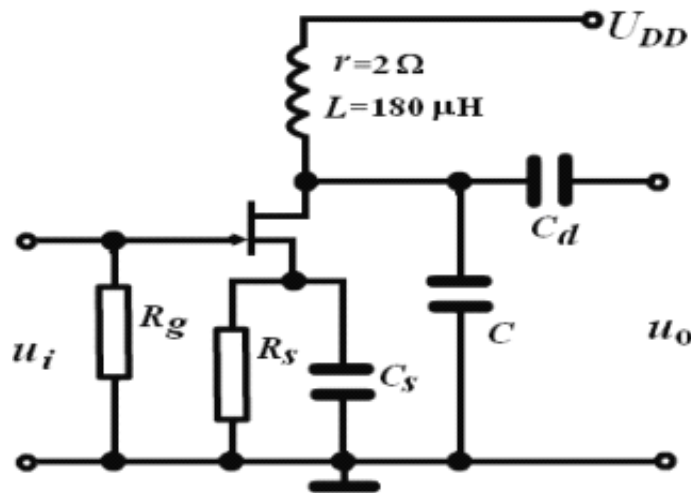
$$A'_{V0} = 20 \lg(32400) = 90dB,$$

$$\frac{Q_L}{Q_0} = \frac{R'_p}{R_p}, \quad \therefore Q_L = \frac{100 \times 32.4}{171} = 18.95, \quad BW' = \frac{f_0}{Q_L} = \frac{465}{18.95} = 24.5kHz$$

1-2. 如题图 E1.1 所示, 场效应管的转移导纳  $g_m=3mA/V$ , 漏级输出阻抗  $R_{ds}=120k\Omega$ , 如果电

通信电子线路 (侯丽敏 著) 清华大学出版社

感线圈损耗  $r=2.0\Omega$ , 调谐回路的调谐频率为  $850\text{kHz}$ 。试求:



E1.1 题 1-2 图

- (1) 调谐回路的电容  $C=?$
- (2) 忽略负载影响, 最大电压增益为多少?
- (3) 通频带为多少?

解: (1) 
$$C = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L} = \frac{10^6}{(2\pi)^2 \times (850 \times 10^3)^2 \times 180} = 195\text{pf}$$

(2) 
$$R_p = \frac{L}{Cr} = \frac{180 \times 10^6}{195 \times 10^{-12} \times 2} = 461.54\text{k}\Omega, \text{ 总的回路并联阻抗为}$$

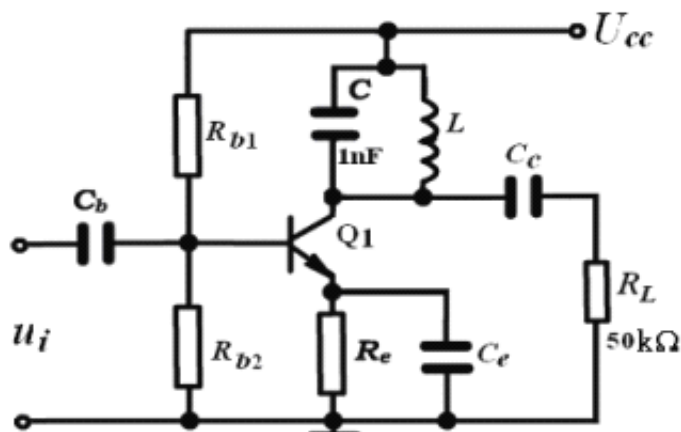
$$R_T = R_p // R_{ds} = 461.54 // 120 = 95.24\text{k}\Omega, \therefore A_{v0} = g_m R_T = 3 \times 95.24 = 285.72$$

$$A_{v0} = 20\log(285) = 49\text{dB},$$

(3) 
$$Q_L = \frac{R_T}{\omega_0 L} = \frac{95.24 \times 10^3 \times 10^6}{2\pi \times 850 \times 10^3 \times 180} = 99, \quad \text{BW} = \frac{f_0}{Q_L} = \frac{850 \times 10^3}{99} = 8.59\text{kHz}$$

1-3. 如题图 E1.2 所示, 晶体管的参数为  $y_{oe}=20\mu\text{S}$ , 线圈  $L$  品质因数为  $Q_0=45$ , 调谐频率为  $460\text{kHz}$ , 计算放大器的通频带。

通信电子线路（侯丽敏 著）清华大学出版社



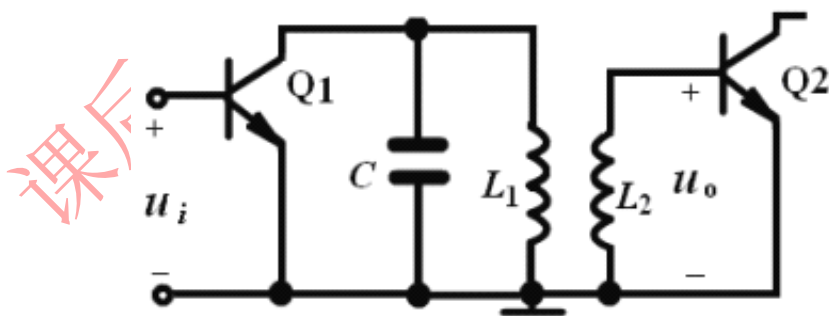
E1.2 题 1-3 图

$$\text{解: } R_p = \frac{Q_0}{\omega_0 C} = \frac{45}{2\pi \times 460 \times 10^3 \times 1 \times 10^{-9}} = 15.58 \text{ k}\Omega$$

$$\text{总的并联阻抗 } R_T = R_p \parallel \left(\frac{1}{y_{oe}}\right) \parallel (R_L) = 15.58 \parallel 100 \parallel 50 = 10.62 \text{ k}\Omega,$$

$$Q_L = R_T \omega_0 C = 10.62 \times 10^3 \times 2\pi \times 460 \times 10^3 \times 10^{-9} = 30.68, \quad \text{BW} = \frac{f_0}{Q_L} = 15 \text{ kHz}$$

1-4. 某中频调谐放大器电路如题图 E1.3 所示。调谐频率为 465kHz,  $L_1=350\mu\text{H}$ , 两个晶体三极管具有相同的参数:  $R_{ie}=3.75\text{k}\Omega$ ,  $y_{ie}=90\text{S}$ ,  $y_{oe}=15\mu\text{S}$ 。计算:



E1.3 题 1-4 图

- (1) 回路电容值  $C$ ;
- (2) 变压器的次级与初级线圈比值;
- (3) 最大电压增益。

$$\text{解: 回路电容 } C = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L_1} = \frac{10^6}{(2\pi)^2 \times (465 \times 10^3)^2 \times 350} = 335 \text{ pf}$$

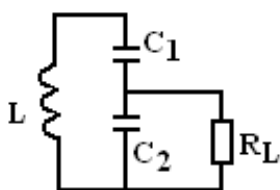
$$R_p = \frac{L_1}{C f_1} = \frac{350 \times 10^6}{335 \times 10^{-12} \times 15} = 14.357 \times 10^6 \Omega, \quad \frac{R_{ie}}{p^2} = \frac{1}{y_{oe}}, \quad \therefore p = \sqrt{R_{ie} y_{oe}} = 0.237$$

通信电子线路 (侯丽敏 著) 清华大学出版社

$$\text{总的并联阻抗 } R_T = R_p // \left( \frac{1}{Y_{oe}} \right) // \left( \frac{R_{ie}}{p^2} \right) = 33.3 \text{ k}\Omega,$$

$$\therefore A_{V0} = p R_T Y_{ie} = 0.237 \times 90 \times 33.3 \times 10^3 = 711, \quad 20 \lg(711) = 57 \text{ dB}$$

1-5. 题图 E1.4 为一电容抽头的并联振荡回路, 谐振频率为 1MHz,  $C_1=100\text{pF}$ ,  $C_2=400\text{pF}$ , 求回路电感  $L$ 。若  $Q_0=100$ ,  $R_L=2\text{k}\Omega$ , 求回路有载品质因数  $Q_L$  和通频带。



E1.4 题 1-5 图

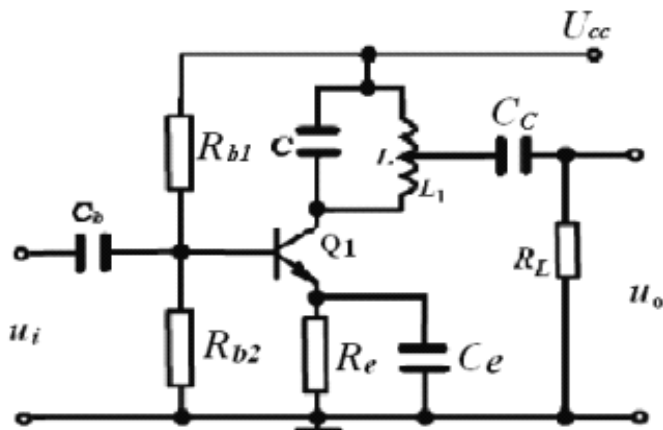
$$\text{解: 总电容 } C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = 80 \text{ pF}, \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \therefore L \approx 0.32 \text{ mH}$$

$$\text{接入系数: } p = \frac{C_1}{C_1 + C_2} = 0.2, \quad R_L \text{ 折合到回路两端的等效阻抗: } R'_L = \frac{R_L}{p^2} = 50 \text{ k}\Omega,$$

$$R_p = Q_0 \omega_0 L = 200 \text{ k}\Omega, \quad \text{总的并联阻抗 } R_T = R_p // R'_L = 40 \text{ k}\Omega,$$

$$\text{有载品质因数 } Q_L = \frac{R_T}{\omega_0 L} = 20, \quad \text{带宽 } BW = \frac{f_0}{Q_L} = 50 \text{ kHz}$$

1-6. 调谐放大器如题图 E1.5 所示, 调谐频率为 465kHz, 调制信号的最高频率为 5kHz, 电感  $L=300\mu\text{H}$ ,  $Q_0=90$ , 晶体管输出导纳  $Y_{oe}=8\mu\text{S}$ , 负载阻抗  $R_L=5.36\text{k}\Omega$ , 在调谐频率处电压增益不得小于 250, 电感总匝数为 70。试确定  $L_1$  部分匝数、必要的通频带宽和晶体管的  $Y_{ie}$ 。

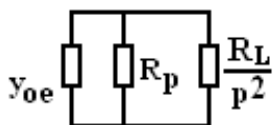


E1.5 题 1-6 图

通信电子线路 (侯丽敏 著) 清华大学出版社

$$\text{解: } \frac{R_L}{p^2} = \frac{1}{y_{oe}} = \frac{1}{8 \times 10^{-6}} = 125 \text{K}\Omega, \quad p^2 = \sqrt{R_L y_{oe}} = \sqrt{5.36 \times 10^3 \times 8 \times 10^{-6}} = 0.207$$

$$\therefore N_1 = pN = 15 \text{ 匝}。$$

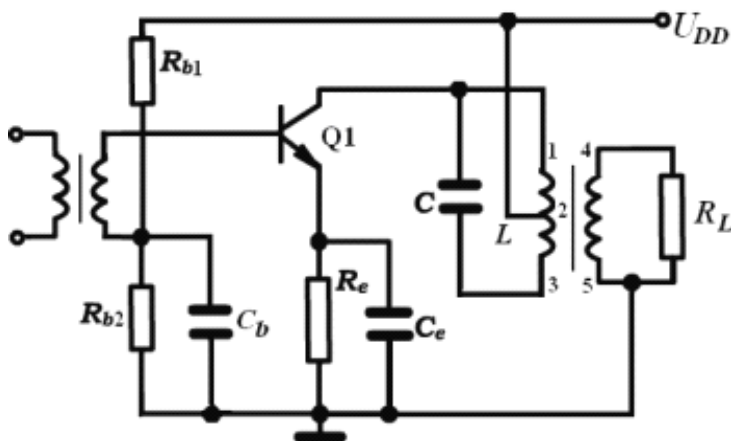


$$R_p = Q_0 \omega_0 L = 78.8 \text{k}\Omega, \quad R_T = R_p // \left( \frac{1}{2y_{oe}} \right) = 34.78 \text{k}\Omega$$

$$Q_L = \frac{R_T}{\omega_0 L} = \frac{34.78 \times 10^3}{2\pi \times 465 \times 10^3 \times 300 \times 10^{-6}} \approx 40, \quad \therefore \text{BW} = \frac{f_0}{Q_L} = 11.625 \text{kHz}$$

$$A_{V0} = p y_{fe} R_T \geq 250, \quad \therefore y_{fe} \geq 35 \text{mS}$$

1-7. 单回路调谐放大器如题图 E1.6 所示, 已知工作频率  $f_0=465\text{kHz}$ , 通频带  $\text{BW}=10\text{kHz}$ , 回路空载时  $Q_0=100$ , 晶体管参数:  $g_{ie}=0.5\text{mS}$ ,  $g_{oe}=60\mu\text{S}$ ,  $|y_{fe}|=30\text{mS}$ . 试求:



E1.6 题 1-7 图

- (1) 回路的有载品质因数  $Q_L$ ;
- (2) 若不考虑回路固有损耗, 放大器的最大功率增益为多少(dB)?
- (3) 若考虑回路损耗, 则放大器的最大功率增益又为多少(dB)?

$$\text{解: (1) } Q_L = \frac{f_0}{\text{BW}} = \frac{465 \text{kHz}}{10 \text{kHz}} = 46.5$$

(2)

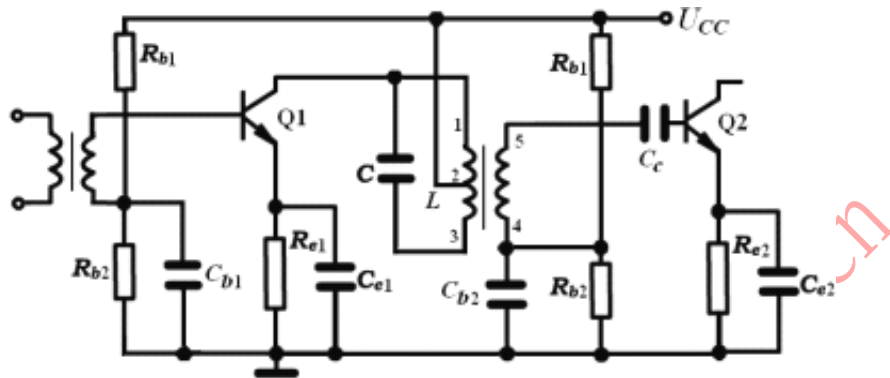
$$A_{p0\max} = \frac{|y_{fe}|^2}{4g_{ie}g_{oe}} = \frac{(30 \times 10^{-3})^2}{4 \times 0.5 \times 10^{-3} \times 60 \times 10^{-6}} = 7500, \quad A_{p0\max} (\text{dB}) = 10 \lg(7500) = 38.8 \text{dB}$$

(3)

$$A_{p0} = A_{p0\max} \left(1 - \frac{Q_L}{Q_0}\right)^2 = 7500 \times \left(1 - \frac{46.5}{100}\right)^2 = 2146.7, \quad \therefore A_{p0} (\text{dB}) = 10 \lg(2145) = 33.3 \text{dB}$$

通信电子线路 (侯丽敏 著) 清华大学出版社

1-8. 如题图 E1.7 所示, 工作频率  $f_0=465\text{kHz}$ ,  $L=560\mu\text{H}$ ,  $Q_0=100$ , 晶体三极管 Q1 和 Q2 参数相同:  $y_{ie}=1.7\text{ms}$ ,  $y_{oe}=290\mu\text{s}$ ,  $y_{ke}=32\text{ms}$ 。通频带  $\text{BW} = 35\text{kHz}$ 。试求:



E1.7 题 1-8 图

- (1) 阻抗匹配时的接入系数  $p_1$ 、 $p_2$ ;
- (2) 阻抗匹配时的谐振功率增益(dB);
- (3) 回路的插入损耗(dB)。

解: (1)  $Q_L = \frac{f_0}{\text{BW}} = \frac{465}{35} = 13.3$ ,  $g_p = \frac{1}{\omega_0 L Q_0} = 6.1\mu\text{S}$ ,  $g_T = \frac{1}{\omega_0 L Q_L} = 45.95\mu\text{S}$

$$g'_{ie} + g'_{oe} = g_T - g_p = 39.84\mu\text{S}, \quad g'_{ie} = p_2^2 g_{ie}, \quad \therefore p_2 = 0.108$$

$$g'_{oe} = p_1^2 g_{oe}, \quad \therefore p_1 = 0.262$$

(2) 回路的插入损耗  $\eta_1 = (1 - \frac{Q_L}{Q_0})^2 = 0.7516$ ,  $\eta_1(\text{dB}) = -1.25\text{dB}$

(3) 匹配时的谐振功率增益

$$A_{p0} = \frac{|y_{ke}|^2}{4g_{ie}g_{oe}} \times \eta_1 \times \eta_2, \quad \therefore \eta_2 = 1, \quad \therefore A_{p0} = \frac{|y_{ke}|^2}{4g_{ie}g_{oe}} \times 0.7516 = 390.3$$

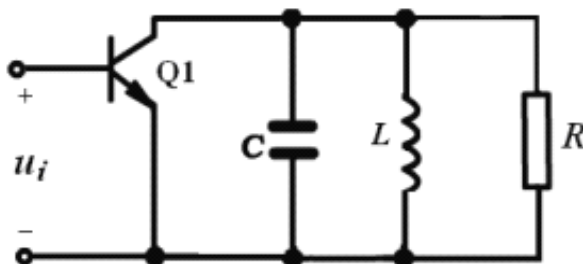
$$A_{p0}(\text{dB}) = 10 \lg A_{p0} = 25.9\text{dB}$$

1-9. 单级小信号谐振放大器的交流等效电路如图 E1.8 所示, 要求谐振频率  $f_0=10\text{MHz}$ , 通频带  $\text{BW}=500\text{kHz}$ , 谐振电压增益  $A_{v0}=100$ 。在工作点和工作频率上测得晶体管的  $y$  参数为

$$y_{ie} = (2 + j0.5)\text{mS}, \quad y_{re} \approx 0, \quad y_{ke} = (20 - j5)\text{mS}, \quad y_{oe} = (20 + j40)\mu\text{S}$$

如果电感品质因数  $Q_0=60$ , 计算谐振回路参数  $L$ 、 $C$  和外接电阻  $R$  的值。

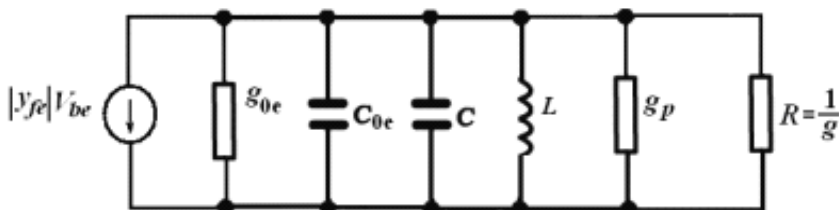
通信电子线路 (侯丽敏 著) 清华大学出版社



E1.8 题 1-9 图

解: 由  $A_{V0} = \frac{|y_k|}{g_T} = 100$ , 得  $g_T = \frac{|y_k|}{A_{V0}} = \frac{\sqrt{20^2 + 5^2}}{100} = 206.16 \mu\text{S}$ ,  $g_T = g + g_p + g_{0e}$  如下

图:



$$\text{所以 } L = \frac{BW}{g_T \omega_0 f_0} = \frac{500 \times 10^3}{206 \times 10^{-6} \times 2\pi \times 10^7 \times 10^7} = 3.86 \mu\text{H},$$

$$C = \frac{g_T f_0}{BW \omega_0} = \frac{206 \times 10^{-6} \times 10^7}{500 \times 10^3 \times 2\pi \times 10^7} = 65 \text{pF},$$

$$\text{又 } g_p = \frac{\omega_0 C}{Q_0} = 68.03 \mu\text{S}, \text{ 所以 } g = g_T - g_p - g_{0e} = 118 \mu\text{S}, R = 8.5 \text{k}\Omega.$$

1-10. 三级相同的单调谐中频放大器级联, 工作频率  $f_0 = 450 \text{kHz}$ , 总电压增益为 60dB, 总带宽为 8kHz。求每一级的增益、3dB 带宽和有载品质因数  $Q_L$  值。

$$\begin{aligned} \text{解: } & \because A_{V\Sigma} = A_{V1} \times A_{V2} \times A_{V3} = A_{V1}^3, \quad 20 \lg A_{V\Sigma} = 60 \lg A_{V1} = 60 \text{dB}, \\ & \therefore 20 \lg A_{V1} = 20 \text{dB}, \quad A_{V1} = 10 \end{aligned}$$

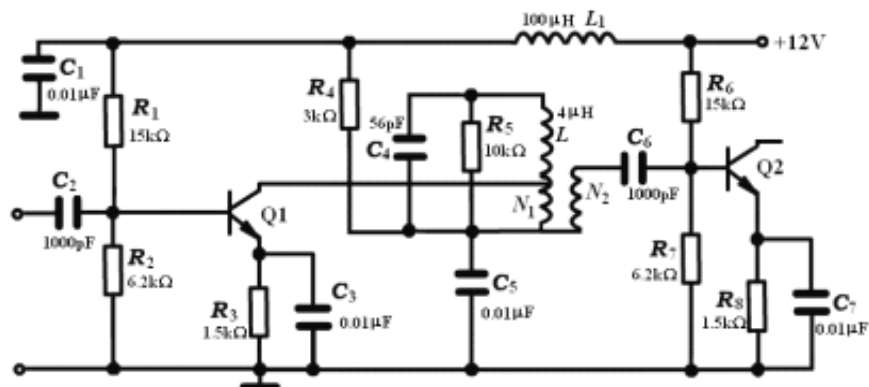
$$\text{由于 } BW_{\Sigma} = BW \sqrt{2^{1/n} - 1}, \quad 8 \text{kHz} = BW \sqrt{2^{1/3} - 1}, \quad \therefore BW \approx 15.7 \text{kHz}$$

$$Q_L = \frac{f_0}{BW} = \frac{450 \text{kHz}}{15.7 \text{kHz}} \approx 29$$

1-11. 一个晶体管 IF 放大器如题图 E1.9 所示。(1)指出各个元件的作用;(2)画出交流等效电路;(3)利用晶体管 Q1 和 Q2 的  $y$  参数等效电路, 在问题(2)的基础上继续画出部分接入与回路之间的连接。



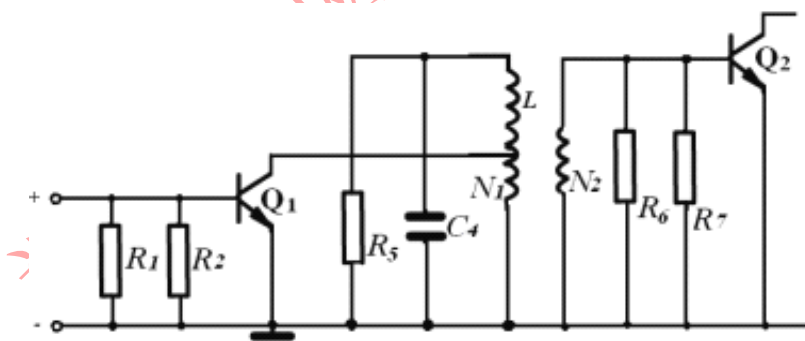
通信电子线路（侯丽敏 著）清华大学出版社



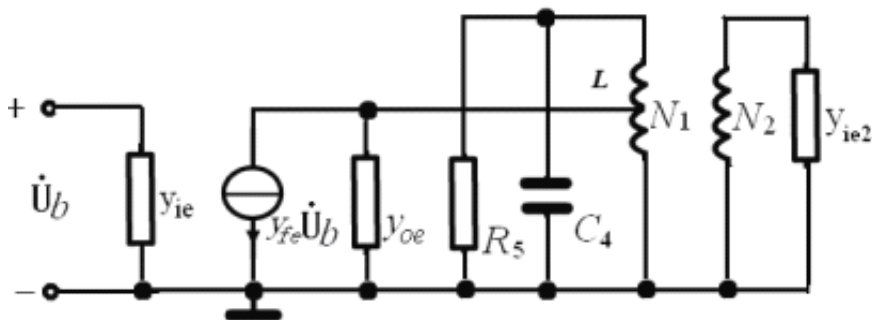
E1.9 题 1-11 图

解：(1)  $C_2$  的作用是隔直流、低频交流，只让高频交流信号进入  $Q_1$ ； $C_6$  的作用也是隔直、低频电流，只让高频信号进入  $Q_2$ ； $C_3$ 、 $C_7$  均对高频呈现低阻抗，近似短路，用作高频旁路阻抗； $C_4$  对低、高频均呈现高阻，用作谐振回路电容； $C_1$  对高频呈现低阻抗，使  $R_1$  与  $R_2$  一同构成  $Q_1$  基极偏置。

(2) 交流等效电路图：

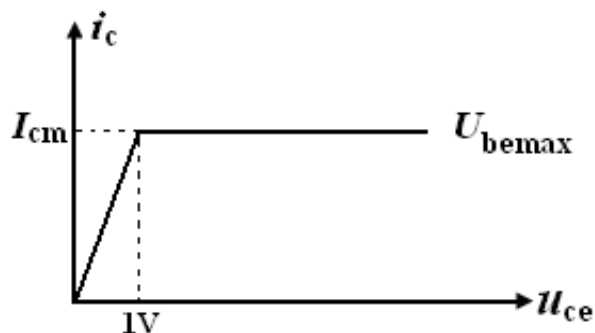


(3)



## 第二章 习题二

2-1. 某谐振功率放大器  $U_{CC} = 12V$ , 输入  $u_i = U_{im} \cos \omega t$ , 工作于临界状态,  $I_{cm} = 1A$ , 功放管输出特性如题图 E2.1 所示。



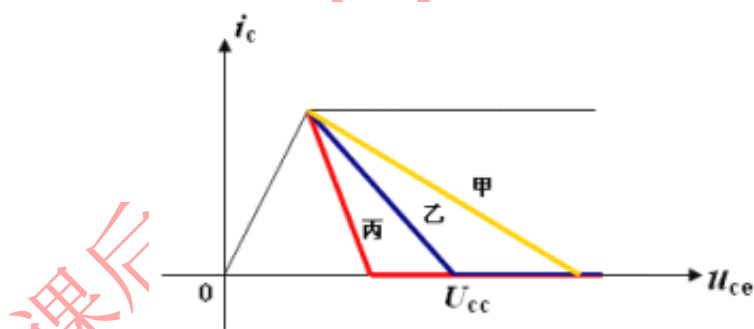
E2.1 题 2-1 图

(1) 当谐振功率放大器分别工作于甲类 ( $\theta = 180^\circ$ ,  $i_c$  的振幅为  $0.5A$ ), 乙类 ( $\theta = 90^\circ$ ) 和丙类 ( $\theta = 60^\circ$ ) 状态, 根据折线分析法在输出特性平面上粗略画出三种放大器的动态线;

(2) 分别画出三种放大器集电极电流  $i_c(\omega t)$  和  $u_{ce}(\omega t)$  的波形;

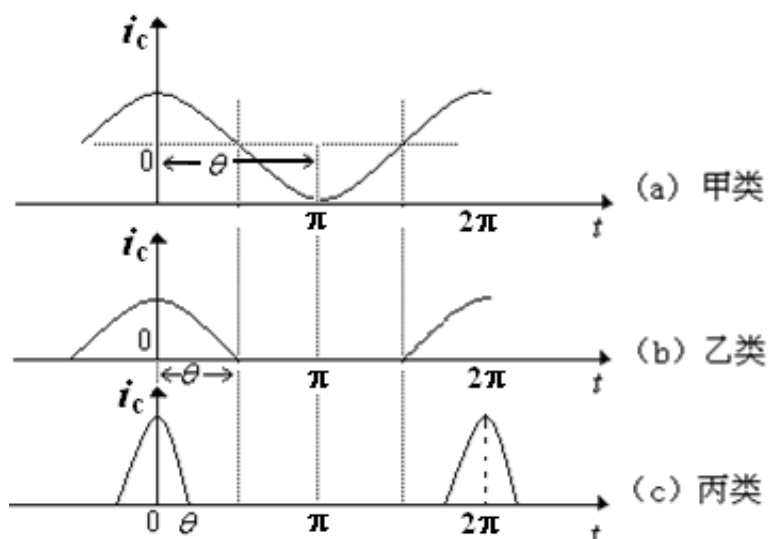
(3) 求丙类 ( $\theta = 60^\circ$ ) 时的输出功率  $P_o$  和效率  $\eta_c$ . (已知  $\theta = 60^\circ$  时,  $\alpha_1(\theta) = 0.391$ ,  $g_1(\theta) = 1.8$ )

解: (1)



红线: 丙类; 蓝线: 乙类; 黄线: 甲类

(2)



(3) 丙类:  $\theta = 60^\circ, U_{cm} = 11V, I_{cm} = 1A$

$$P_0 = \frac{1}{2} I_{c1} U_{cm} = \frac{1}{2} I_{cm} \alpha_1(\theta) U_{cm} = 2.1505W$$

$$\eta_c = \frac{P_0}{P_{dc}} = \frac{1}{2} \xi g_1(\theta) = 82.5\%$$

2-2. 已知谐振功率放大电路如图 2-2 所示, 其基极偏压  $U_{BB} = -0.2V$ , 晶体管导通电压  $U_D = 0.6V$ , 饱和压降  $U_{CES} < 1.5V$ , 输入信号电压振幅  $U_{im} = 1.6V$ , 集电极电源  $U_{CC} = 24V$ , 谐振回路的谐振阻抗  $R_p = 50\Omega$ , 集电极输出功率  $P_0 = 4W$ 。

(1) 计算输出电压的振幅  $U_{cm}$ , 集电极电流最大值  $I_{cm}$ , 导通角  $\theta$ , 集电极效率  $\eta_c$ 。(已知

$$\alpha_0(\theta) = 0.218, \alpha_1(\theta) = 0.391)$$

(2) 指明工作在什么状态; 若要调整到临界状态, 定性指出可采取哪些措施, 各种措施对应的  $P_0$  和  $\eta_c$  如何变化。

解: (1)  $P_0 = \frac{1}{2} \frac{U_{cm}^2}{R_p} \rightarrow U_{cm}^2 = 2P_0 R_p = 400, U_{cm} = 20V$

$$\cos \theta = \frac{U_D - U_{BB}}{U_{im}} = \frac{0.6 + 0.2}{1.6} = 0.5, \theta = 60^\circ$$

$$I_{c1} = \frac{U_{cm}}{R_p} = \frac{20}{50} = 0.4A$$

$$I_{c1} = I_{cm} \alpha_1(\theta), \quad I_{cm} = \frac{I_{c1}}{\alpha_1(\theta)} = 1.023A$$

$$\eta_c = \frac{P_0}{P_{dc}} = \frac{P_0}{U_{CC} I_{C0}} = \frac{P_0}{U_{CC} I_{cm} \alpha_0(\theta)} = 74.6\%$$

(2) 欠压状态。(因为  $U_{CC} - U_{cm} > U_{CES}$ )

措施有四项:

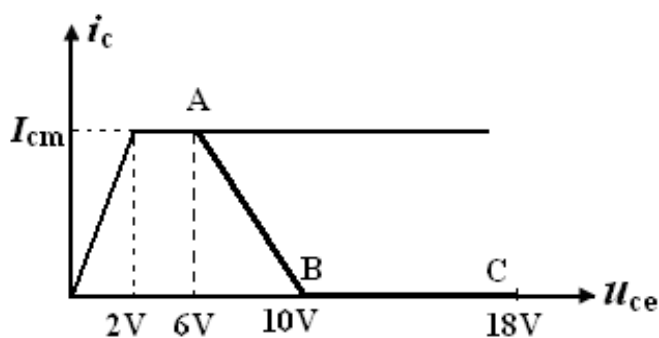
① 提高  $R_p, P_0 \uparrow, \eta_c \uparrow$

② 减小  $U_{CC}, P_0$  不变,  $\eta_c \uparrow$

③ 提高  $U_{im}, P_0 \uparrow, \eta_c \downarrow$

④ 提高  $U_{BB}, P_0 \uparrow, \eta_c \downarrow$

2-3. 已知谐振功率放大器的动态特性如题图 E2.2 所示, 图中 ABC 为动态线。



E2.2 题 2-3 图

- (1) 问放大器工作点在什么状态;
- (2) 求对应的  $U_{CC}$ 、 $U_{cm}$ 、 $\cos\theta$  值
- (3) 若改变谐振阻抗使放大器工作在临界状态, 那么是将谐振阻抗增大还是减小? 增大到或减小到原谐振阻抗的多少倍?

解: (1) 欠压状态。

$$(2) U_{CEmax} = U_{CC} + U_{cm} = 18V$$

$$U_{CEmin} = U_{CC} - U_{cm} = 6V$$

$$\therefore U_{CC} = \frac{U_{CEmax} + U_{CEmin}}{2} = 12V$$

$$U_{cm} = \frac{U_{CEmax} - U_{CEmin}}{2} = 6V$$

$$U_{cm} \cos\theta = 12 - 10 = 2V$$

$$\cos\theta = \frac{1}{3}$$

- (3) 增大谐振阻抗  $R_p$  使放大器工作在临界状态, 设临界状态对应的谐振阻抗为  $R_p'$

$$R_p' = \frac{U_{cm}'}{I_{C1}} = \frac{12-2}{I_{C1}} = \frac{10}{I_{C1}}$$

原欠压状态对应的谐振阻抗为  $R_p$

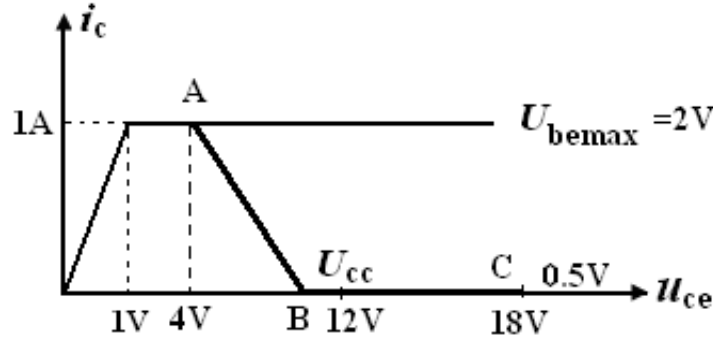
$$R_p = \frac{U_{cm}}{I_{C1}} = \frac{6}{I_{C1}}$$

$$\therefore R_p' = \frac{U_{cm}'}{U_{cm}} R_p = \frac{10}{6} R_p = 1.67 R_p$$

2-4. 谐振功率放大的输出匹配网络采用互感耦合输出回路, 其动态特性线如题图 E2.3 所示。  
若侵犯了您的版权利益, 敬请来信告知! www.hackshp.cn

通信电子线路 (侯丽敏 著) 清华大学出版社

已知  $\alpha_0(\theta) = 0.271$ ,  $\alpha_1(\theta) = 0.456$ 。输入回路的直流偏置  $U_{BB} = 0V$ 。



E2.3 题 2-4 图

- (1) 求  $U_{cm}$ 、 $\theta$ 、 $P_o$ 、 $\eta_c$ 、 $R_p$  的值;
- (2) 放大器工作在什么状态?
- (3) 如何调整互感  $M$  可以使放大器工作于临界状态? 这时  $R_p$  为多少?  $\eta_c$  为多少?
- (4) 画出集电极馈电为并馈的电路图。

解: (1) 从图中可读知:  $U_D = 0.5V$ , 由于  $U_{BB} = 0V$ ,  $U_{im} = U_{bemax} = 2V$

$$\cos \theta = \frac{U_D - U_{BB}}{U_{im}} = \frac{0.5}{2} = \frac{1}{4}$$

$$U_{cm} = U_{CC} - U_{CEmin} = 12 - 4 = 8V$$

$$P_o = \frac{1}{2} I_{c1} U_{cm} = \frac{1}{2} I_{cm} \alpha_1(\theta) U_{cm} = 1.824W$$

$$\eta_c = \frac{P_o}{P_{dc}} = \frac{P_o}{U_{CC} I_{C0}} = \frac{P_o}{U_{CC} I_{cm} \alpha_0(\theta)} = 56.09\%$$

$$R_p = \frac{U_{cm}}{I_{cm} \alpha_1(\theta)} = 17.54\Omega$$

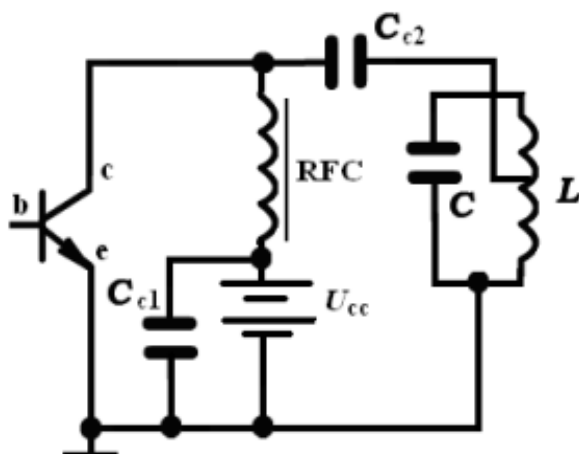
(2) 欠压状态

(3) 减小  $M$  可达到临界状态, 这时

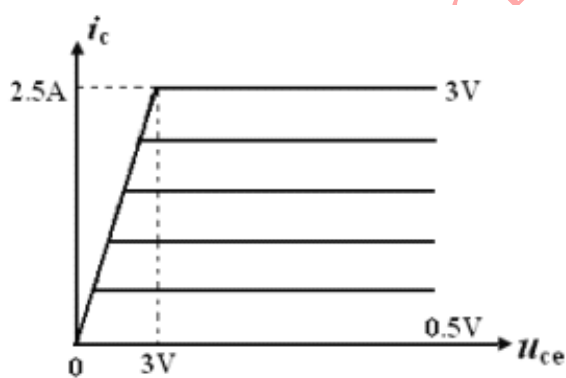
$$U_{cm}' = 11V, \theta \text{ 不变}, \therefore R_p' = \frac{U_{cm}'}{U_{cm}} R_p = 24.12\Omega,$$

$$\text{这时有: } \eta_c = \frac{1}{2} \frac{U_{cm}}{U_{CC}} g_1(\theta) = \frac{1}{2} \times \frac{11}{12} \times \frac{0.456}{0.271} = 77\%$$

(4)



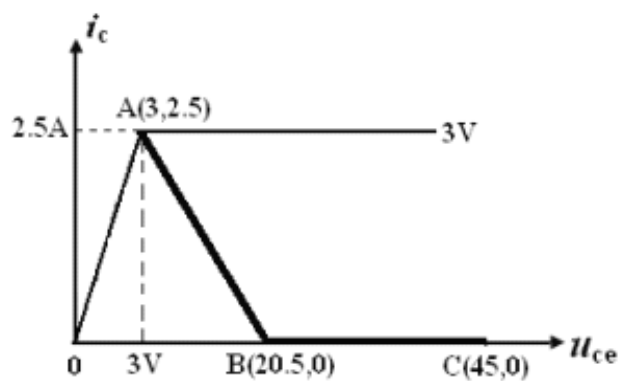
2-5. 设一理想化晶体管特性如题图 E2.4 所示。已知  $U_{CC} = 24V$ ， $U_{cm} = 21V$ ，基极偏压为零偏， $U_{im} = 3V$ 。



E2.4 题 2-5 图

- (1) 试作出它的动态线，计算动态线 A、B、C 三点坐标值；
- (2) 此功放工作在什么状态，计算其效率  $\eta_c$ ；
- (3) 画出满足要求的基极偏置回路。

解：(1)



C 点横坐标：  $U_C = 2U_{cm} + U_{CEmin} = 2 \times 21 + 3 = 45V$

B 点横坐标：  $U_B = U_{CC} - U_{cm} \cos \theta$ ，  
若侵犯了您的版权利益，敬请来信告知！ www.hackshp.cn

通信电子线路 (侯丽敏 著) 清华大学出版社

$$\cos \theta = \frac{U_D - U_{BB}}{U_{im}} = \frac{0.5 - 0}{3} = \frac{1}{6}$$

$$U_B = 24 - 21 \times \frac{1}{6} = 20.5V$$

A 点坐标: A(3, 2.5)

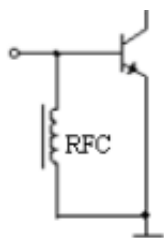
(2) 临界状态

$$P_0 = \frac{1}{2} U_{cm} I_{cm} \alpha_1(\theta) = 12.4215W$$

$$P_{dc} = U_{CC} I_{cm} \alpha_0(\theta) = 17.238W$$

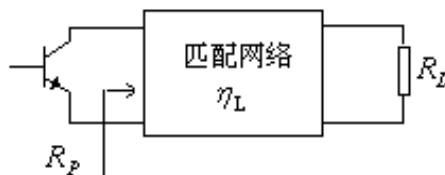
$$\eta_c = \frac{P_0}{P_{dc}} = 72\%$$

(3)



2-6. (1) 以图 2-1-5 中临界工作状态的动态线  $A_2B_2C_2$  为基准, 若输入回路的偏置  $U_{BB}$  增大或减小 ( $U_{im}$ 、 $U_{CC}$ 、 $R_P$  不变), 试分析动态线随之变化的情况; 指出对应工作状态的变化; 画出对应的  $i_c$  波形, 给出基极调制特性的规律。(2) 仍以图 2-1-5 中临界工作状态的动态线  $A_2B_2C_2$  为基准, 若输出回路的直流电压  $U_{CC}$  增大或减小 ( $U_{im}$ 、 $U_{BB}$ 、 $R_P$  不变), 试分析动态线随之变化的情况; 指出对应工作状态的变化; 画出对应的  $i_c$  波形, 给出集电极调制特性的规律。

2-7. 谐振功率放大器工作于临界状态,  $U_{CC}=25V$ ,  $U_{cm}=22V$ , 输出功率  $P_0=5W$ , 集电极效率  $\eta_c=50\%$ , 输出匹配网络效率  $\eta_L=0.9$ 。如题图 E2.5 所示。求:



E2.5 题 2-7 图

(1) 电源直流功率  $P_{dc}$ ;(2) 直流电流  $I_{C0}$ ;(3) 基波分量  $I_{c1}$ ;(4) 集电极阻抗  $R_P$  及负载功率  $P_L$ 。

解: (1)  $P_{dc} = \frac{P_0}{\eta_c} = \frac{5}{0.5} = 10W$

(2)  $I_{c0} = \frac{P_{dc}}{U_{CC}} = 0.4A$

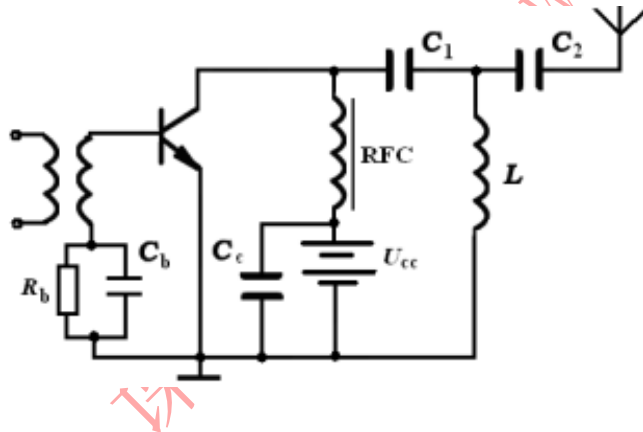
(3)  $I_{c1} = \frac{2\eta_c I_{c0} U_{CC}}{U_{cm}} = 0.45A$

(4)  $R_p = \frac{U_{cm}}{I_{c1}} = 48.4\Omega, \quad P_L = P_0 \eta_L = 4.5W$

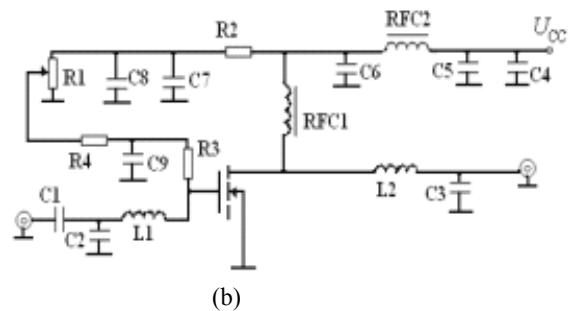
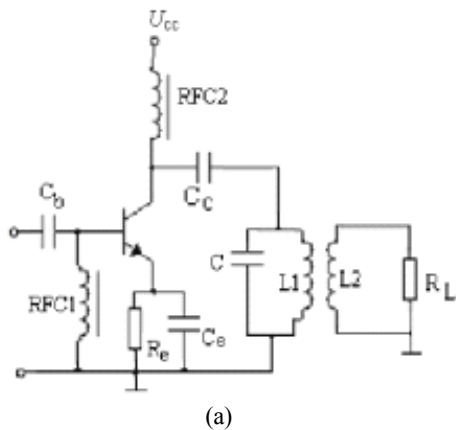
2-8. 试画出一高频功率放大器的实际线路。要求:

- (1)采用 NPN 型晶体管, 发射极直接接地;
- (2)集电极采用并馈, 与天线用 T 型匹配网络连接;
- (3)基极用串馈, 自偏压, 与前级互感耦合。

解:



2-9. 如题图 E2.6 所示的两个功放电路。(1)说明各元件的作用; (2)画出交流等效电路。



E2.6 题 2-9 图

解: (1) (a)图中:  $C_b$  隔直通交, 使交流信号进入晶体管;  $C_e$  对高频呈现低阻, 近似短路, 若侵犯了您的版权利益, 敬请来信告知! www.hackshp.cn

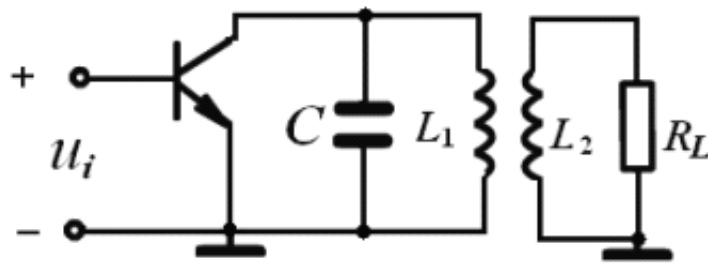


通信电子线路（侯丽敏 著）清华大学出版社

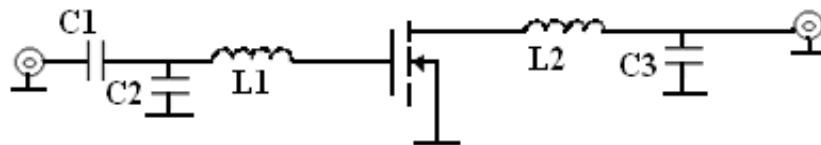
作高频旁路阻抗； $C_c$ 隔直通交，使交流信号进入 $LC$ 回路； $C$ 对高低频均呈现高阻，用作谐振回路电容；RFC1 与 RFC2 对交流呈现高阻，对直流呈现低阻，RFC1 提供零偏，RFC2 保证只有直流进入 $U_{cc}$ 。

(b)图的元器件与(a)图元器件的作用类似。

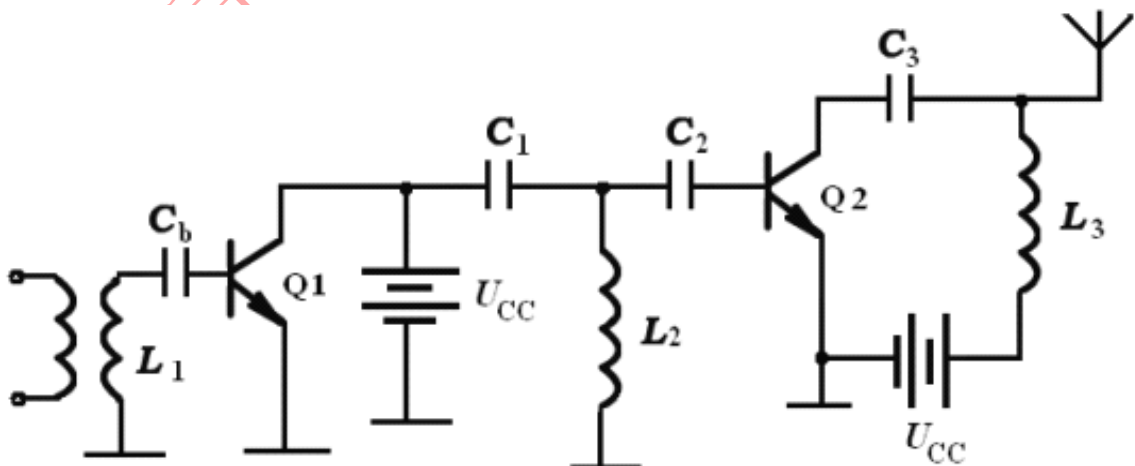
(2) (a)图的交流等效电路如下：



(b)图的交流等效电路如下：

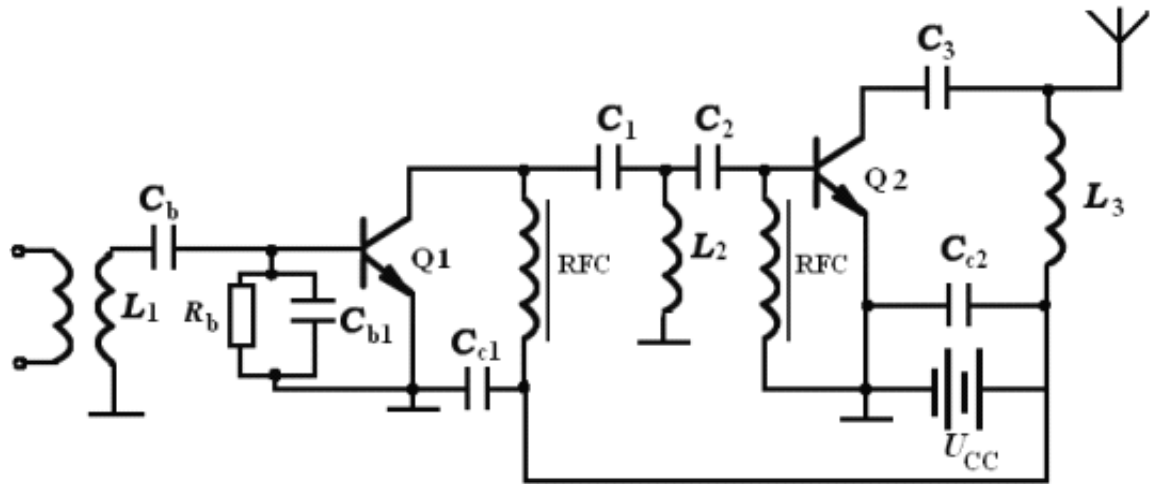


2-10. 改正题图线路中的错误，要求不得改变馈电形式，公用一个电源，重新画出正确线路。

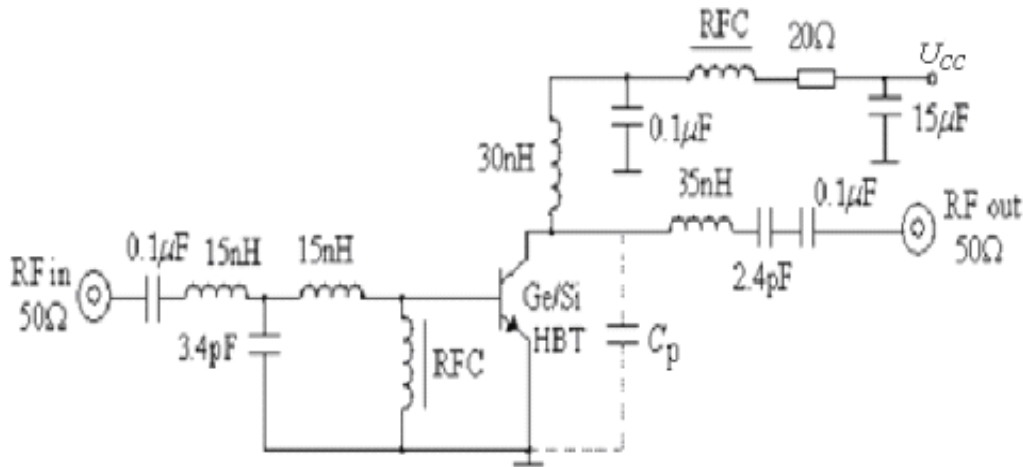


E2.7 题 2-10 图

解：更正如图所示：



2-11. Ge/Si HBT 器件是近几年出现的高频晶体管, 其特征频率  $f_T$  高, 且噪声特性好。题图  
为 650MHz (Ge/Si HBT )E 类功放, 图中电容  $C_p$  由晶体管结电容构成。



E2.8 题 2-11 图

- (1) 输入匹配网络和输出匹配网络各采用什么形式电路, 各有哪些元件组成;
- (2) 基极、集电极各采用什么馈电形式, 由哪些支路和元件构成;
- (3) 简述此电路 E 类功放的工作原理。

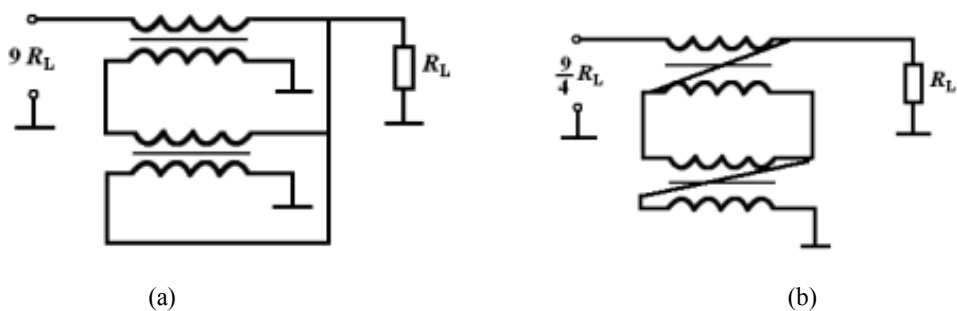
解: (1) 输入匹配网络为 T 型: 15nH、15nH 电感和 3.4pF 电容;

输出匹配网络为 L 型:  $C_p$ 、30nH、35nH 电感、2.4pF 电容。

(2) 基极并馈、集电极串馈。

(3) 略。

2-12. 试证明题图 E2.9 所示电路中, 传输线变压器的阻抗变换关系。

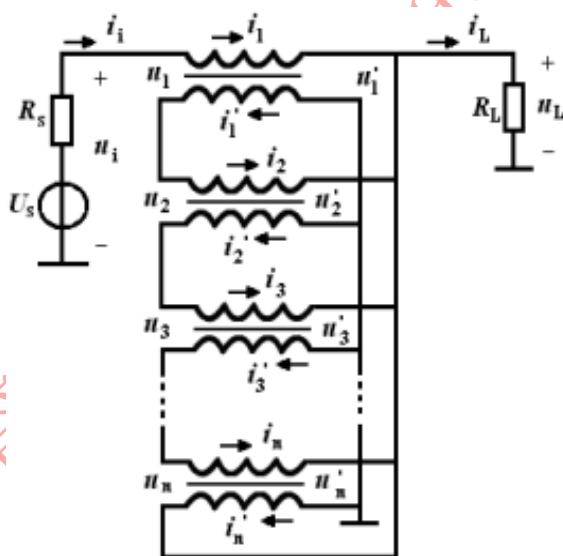


E2.9 题 2-12 图

证略

2-13. 试画出  $n$  个 1:1 传输线变压器和短路线组成，阻抗变换比为  $(n+1)^2$  : 1 传输线变压器的连接网络，并证明： $Z_c = (n+1)R_L$ ， $R_i = (n+1)^2 R_L$ 。

解：该网络如下图所示：



设输入信号电压为  $u_i$ ，电流为  $i_i$ ，负载电压为  $u_L$ ，电流为  $i_L$ ，

$$\because u_i = u_1 + u_2 + \cdots + u_n + u'_n$$

$$\text{又 } u_1 = u_2 = \cdots = u_n = u'_n = u$$

$$\therefore u_i = (n+1)u$$

$$\because u_L = u'_1 = u'_2 = \cdots = u'_n = u$$

$$\therefore u_L = \frac{1}{n+1} u_i$$

$$\because i_L = i_1 + i_2 + \cdots + i_n + i'_n$$

$$\text{又 } \because i_1 = i'_1 = i_2 = i'_2 = \cdots = i_n = i'_n = i_i$$

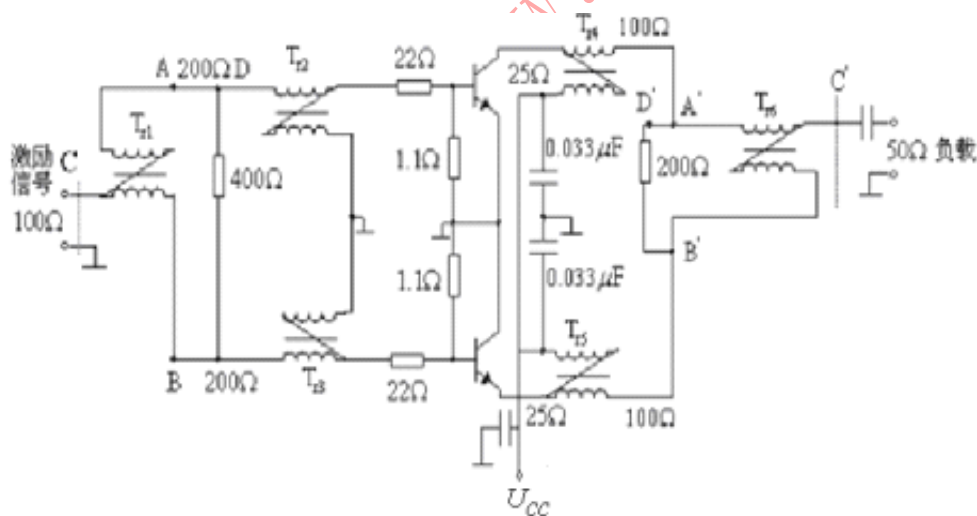
通信电子线路 (侯丽敏 著) 清华大学出版社

$$\therefore i_L = (n+1)i_i$$

$$\therefore R_L = \frac{u_L}{i_L} = \frac{\frac{1}{n+1}u_i}{(n+1)i_i} = \frac{1}{(n+1)^2} \frac{u_i}{i_i} = \frac{1}{(n+1)^2} R_i$$

$$Z_c = \sqrt{R_i R_L} = (n+1)R_L$$

2-14. 同相功率合成器电路如题图 E2.10 所示。试分析  $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$ 、 $T_4$ 、 $T_5$ 、 $T_6$  各个传输线的功能和作用。



E2.10 题 2-14 图

解:  $T_1$  是同相功率分配器, 将 C 端的功率平均分给 B、D 端;

$T_6$  是同相功率合成器, 将 A'、B' 的功率在 C' 端合成;

$T_2$ 、 $T_3$  是 4 : 1 阻抗变换器, 完成阻抗匹配;

$T_4$ 、 $T_5$  是 1 : 4 阻抗变换器, 完成阻抗匹配。

通信电子线路 (侯丽敏 著) 清华大学出版社

### 第三章 习题三

3-1 电路中有正反馈, 且满足  $AF > 1$  的放大器是否一定能产生振荡? 为什么?

答: 相位条件, 保证起振过程中环路始终保持正反馈。

3-2 与高频功率丙类谐振放大器比较: (1)  $LC$  正弦波振荡器为什么一般工作在失谐状态? 它对振荡器的性能指标有何影响? (2) 从起振到振荡稳定,  $LC$  正弦波振荡器中三极管的工作状态如何变化?

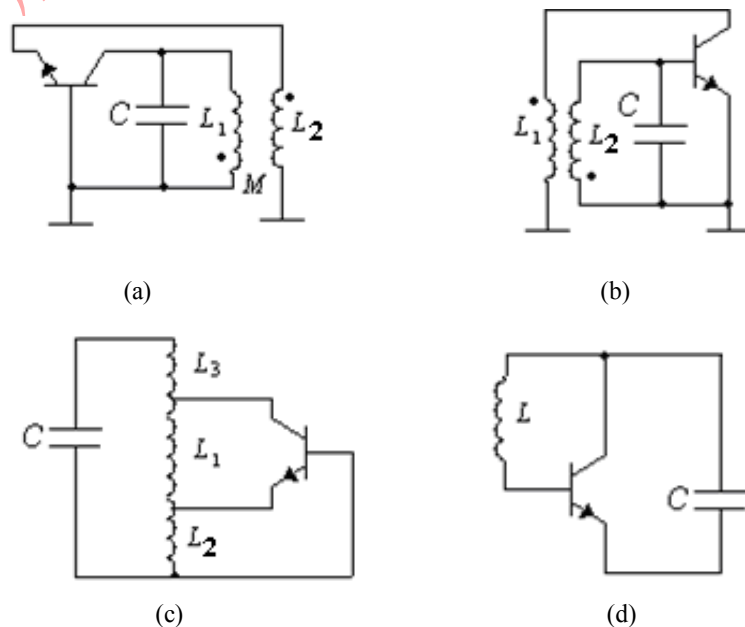
答: (1) 高频功率谐振放大器是三极管通过谐振回路对谐振频率进行放大,  $LC$  正弦振荡器引入反馈机制, 能自激振荡。振荡器相位平衡稳定条件是靠并联谐振回路的相频特性来保证的, 稳频能力受谐振回路影响。

(2) 截止区  $\rightarrow$  放大区  $\rightarrow$  饱和区

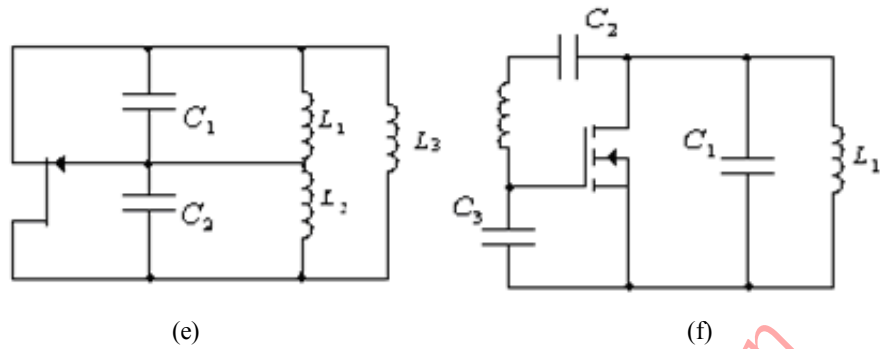
3-3  $LC$  正弦波振荡器起振后, 当三极管进入非线性工作状态后, 为什么一定要使三极管进入截止区而不是饱和区?

答: 当输入信号幅度较小时, 环路增益大于 1, 当输入信号幅度增加到某一较大幅度时, 进入平衡状态, 维持下去。三极管进入截止区  $u_f$  较大, 使得满足环路增益大于 1 的条件。进入饱和区则是保持平衡状态。

3-4 根据相位平衡条件, 试判断图 E3.1 所示交流通路中, 哪些可能产生振荡, 哪些不能产生振荡。若能产生振荡, 则说明属于何种振荡电路。



通信电子线路 (侯丽敏 著) 清华大学出版社



E3.1 题 3-4 图

解: (a)不能产生振荡, 是负反馈电路。

(b)可能产生振荡。

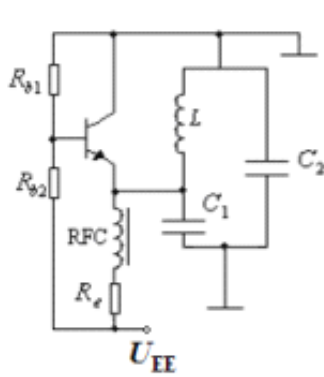
(c)不能, 集电极接同性电感, 不符合射同它异。

(d)不能产生振荡。

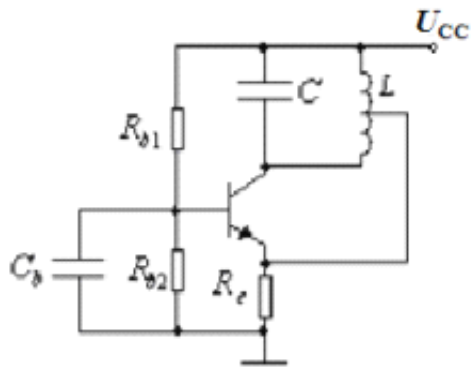
(e)只有当  $L_1$ 、 $C_1$  合并呈容性,  $L_2$ 、 $C_2$  合并也呈容性才有可能产生振荡。

(f)只有当  $L_1$ 、 $C_1$  合并呈容性,  $L_2$ 、 $C_2$  合并呈感性才有可能产生振荡。

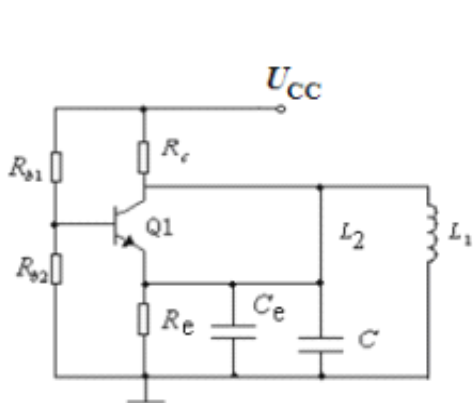
3-5 试改正图 E3.2 所示振荡电路中的错误, 并指出振荡电路类型。图中  $C_b$ ,  $C_d$ ,  $C_e$  均为旁路电容或隔直电容, RFC 为高频扼流圈。



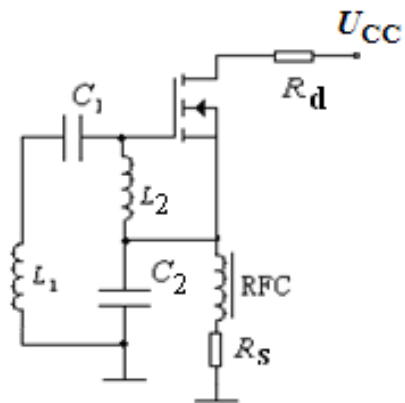
(a)



(b)

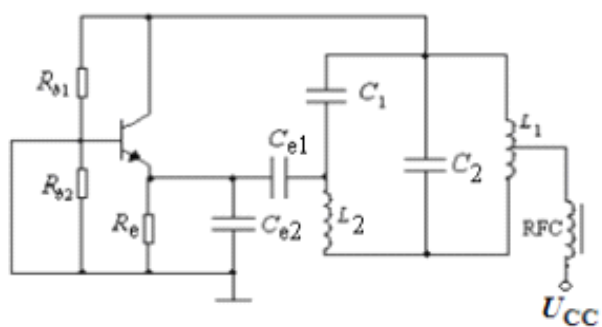


(c)

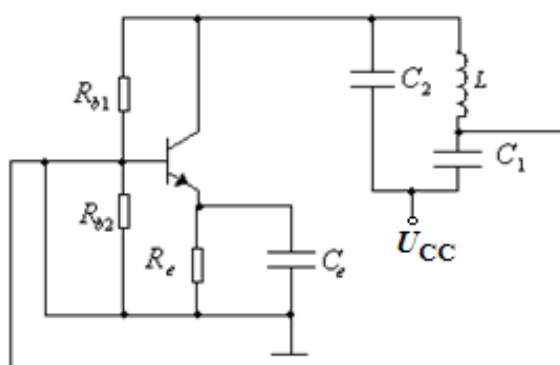


(d)

通信电子线路（侯丽敏 著）清华大学出版社



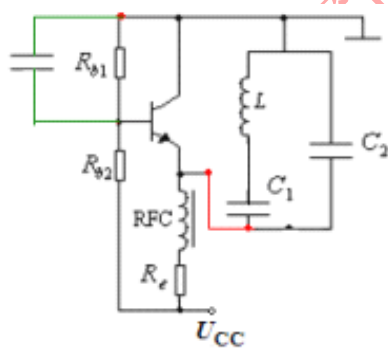
(e)



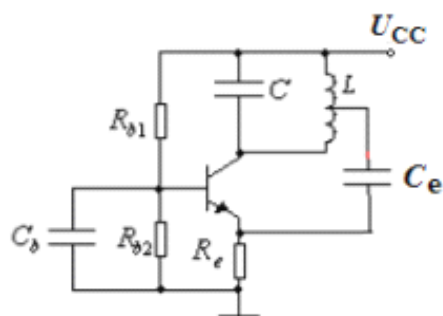
(f)

图 E3.2 题 3-5 图

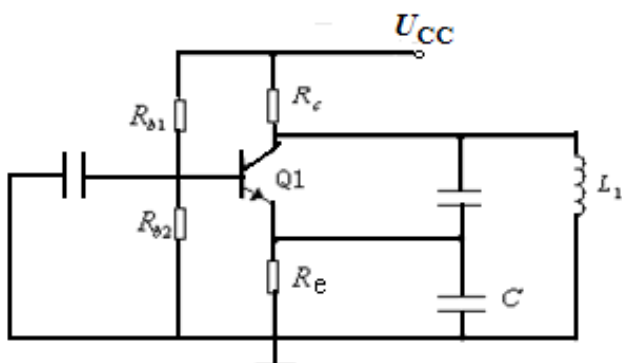
解： (a) 电容三点式



(b) 电感三点式

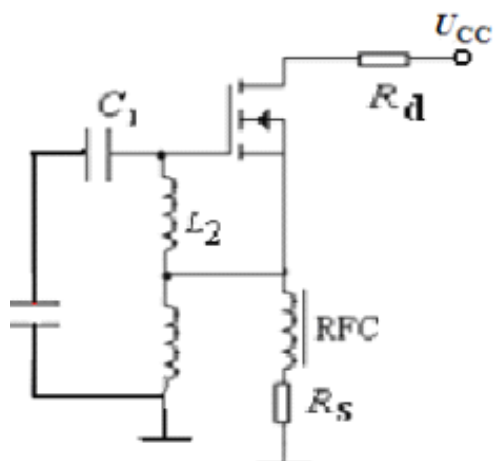


(c) 电容三点式

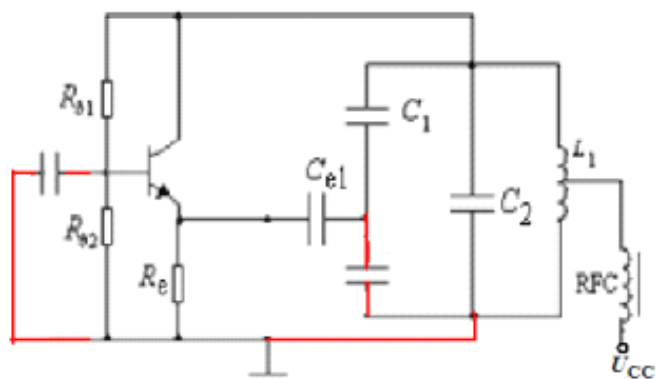


(d) 电感三点式

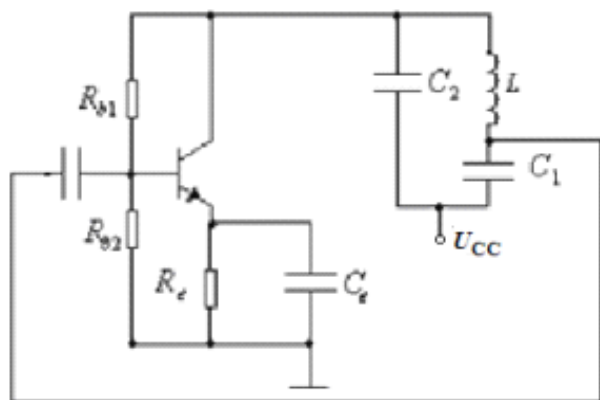
通信电子线路（侯丽敏 著）清华大学出版社



(e) 电容三点式



(f) 电容三点式



3-6 图 E3.3 是一振荡器的交流等效电路, 包含了三个  $LC$  回路, 各回路的谐振频率如题图 E3.3 标示, 设有以下三种情况:

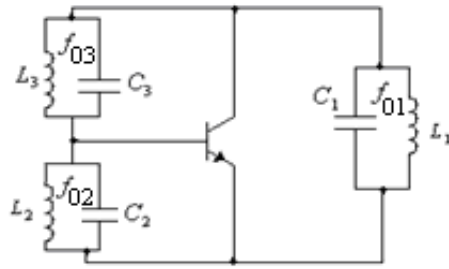
(1)  $L_1 C_1 \geq L_2 C_2 > L_3 C_3$ ;

(2)  $L_1 C_1 \leq L_2 C_2 < L_3 C_3$ ;

(3)  $L_1 C_1 < L_2 C_2 = L_3 C_3$ 。



通信电子线路（侯丽敏 著）清华大学出版社



E3.3 题 3-6 图

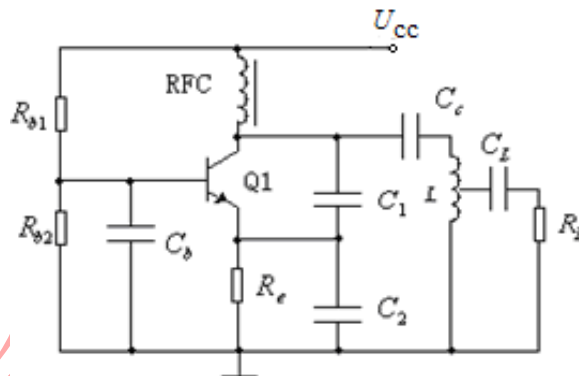
试分析上述三种情况是否都能振荡，振荡频率  $f_{osc}$  与回路谐振频率有何关系？

解：

3-7 在图 E3.4 所示的考毕慈振荡电路中，已知  $L=1.3\mu\text{H}$ ， $C_1=100\text{pF}$ ， $C_2=2000\text{pF}$ ， $Q_0=100$ ， $R_L=250\text{k}\Omega$ ， $L$  抽头在中点，试求：

(1) 振荡频率  $f_{osc}$  为多少？

(2)  $V_{CQ}$  大于何值时，振荡器才能满足起振条件？



E3.4 题 3-7 图

解：(1)  $C = C_1 \parallel C_2 = 95.24 \text{ pF}$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 8.99 \times 10^7 \text{ rad/s}$$

$$f_{osc} = \frac{\omega_0}{2\pi} = 1.43 \times 10^7 \text{ Hz}$$

$$(2) R_{LO} = 2\pi f_{osc} L Q_0 = 11.68 \text{ k}\Omega$$

$$P_1 = \frac{C_2}{C_1 + C_2} = 0.95, \quad P_2 = 0.5$$

$$R'_L = R_{LO} \parallel \frac{R_L}{P_2^2} = 11.55 \text{ k}\Omega$$

$$R_0 = P_1^2 R'_L = 10.42 \text{ k}\Omega$$

通信电子线路（侯丽敏 著）清华大学出版社

$$R_i = R_e = 1k\Omega$$

$$F = \frac{C_1}{C_2} = 0.05, \quad g_m \geq g_0 \frac{1}{F} + g_i F = 1.97 mS$$

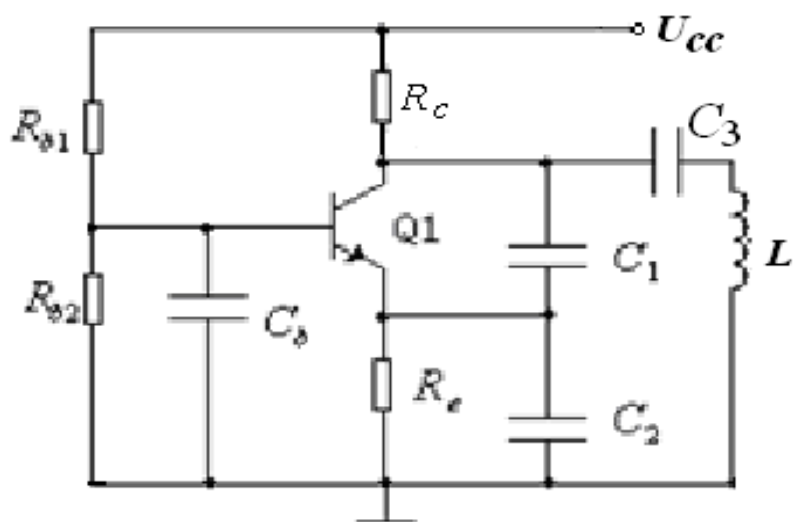
$$I_{CQ} \geq g_m \times 26mV = 51.22 \mu A$$

3-8 画出一个三极管为共射组态的克拉波振荡电路(包括直流偏置), 设其工作频率为 10MHz,

三极管的偏置条件为  $U_{CC}=12V$ ,  $U_{BE}=2.4V$ ,  $I_{CQ}=2mA$ ,  $R_e=1k\Omega$ ,  $\beta \gg 1$ ,  $r_{be}=1k\Omega$ ,  $r_{ce}=10k\Omega$ ,

回路电感  $L=0.5\mu H$ , 空载品质因数  $Q_0=100$ 。求回路电容  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$  及  $R_{b1}$ 、 $R_{b2}$ 。

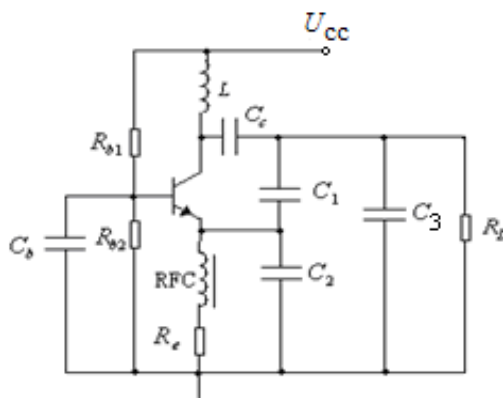
解:



$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_2}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_3}} \Rightarrow C_3 = \frac{1}{L(2\pi f_0)^2} = 5.07 \times 10^{-10} F$$

3-9 电路如图 E3.5 所示,  $C_1=51pF$ ,  $C_2=3300pF$ ,  $C_3=12\sim 250pF$ ,  $L=0.5\mu H$ ,  $R_L=5k\Omega$ ,  $g_m=50ms$ ,

回路  $Q_0=80$ 。试计算振荡器频率范围。



E3.5 题 3-9 图

解:

通信电子线路（侯丽敏 著）清华大学出版社

$$F = \frac{C_1}{C_2} = 0.015$$

$$R_{L0} = 2\pi f_0 L Q_0 = 2.5 f_0 \times 10^{-4}$$

$$P = \frac{C_2}{C_1 + C_2} = 0.98$$

$$g_m = 50 \text{ mS} \geq g_0 / F + g_i F \Rightarrow R_0 \geq 1.33 \text{ K}\Omega$$

$$R_0 = (R_{L0} \parallel R_L) \times p^2 \geq 1330$$

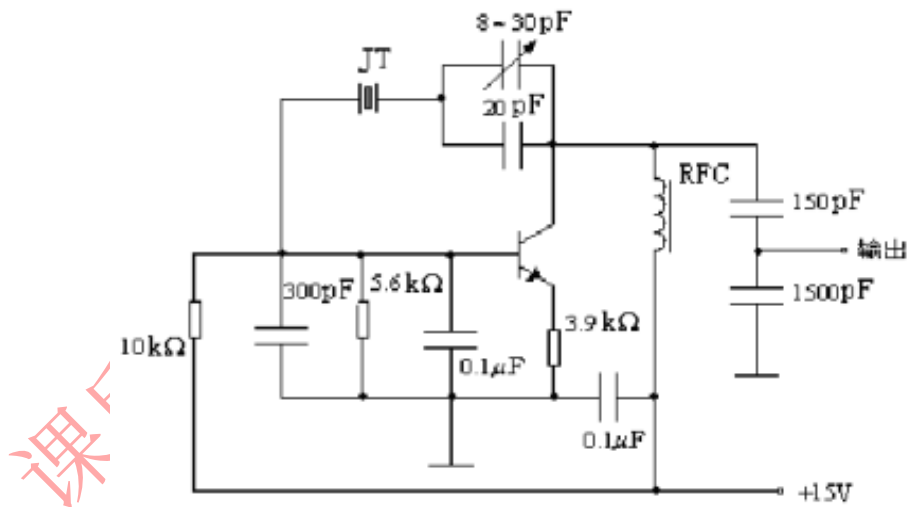
$$f_0 \geq 7.66 \text{ MHz}$$

$$C_\Sigma = C_1 \parallel C_2 + C_3 = 62 \sim 300 \text{ pF}$$

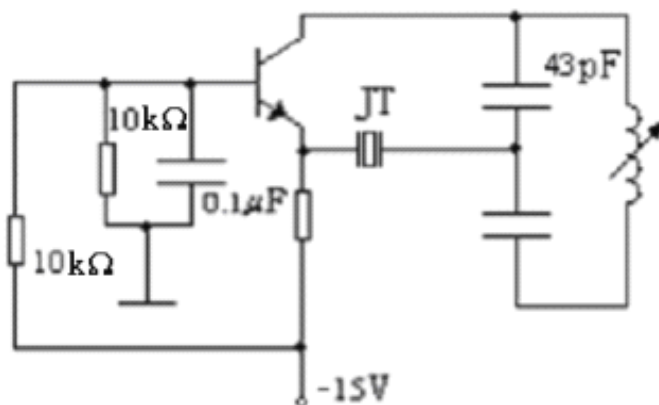
$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_\Sigma}} = 13 \sim 28.6 \text{ MHz}$$

所以，振荡器频率范围为 13~28.6MHz.

3-10 图 E3.6 是两个实用的晶体振荡器线路，试画出它们的交流等效电路，并指出它们是哪一种振荡器，晶体在电路中的作用分别是什么？



(a)

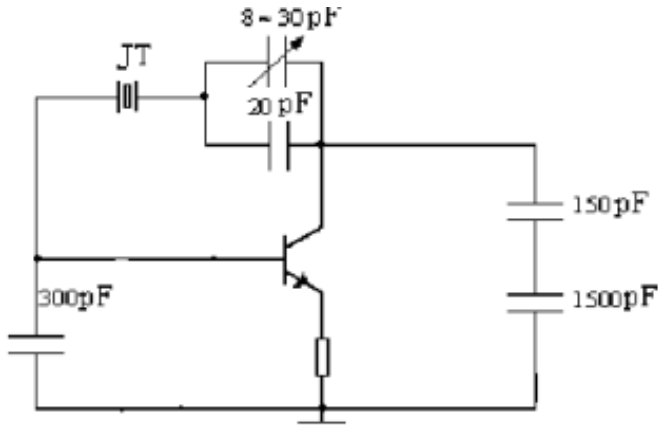


(b)

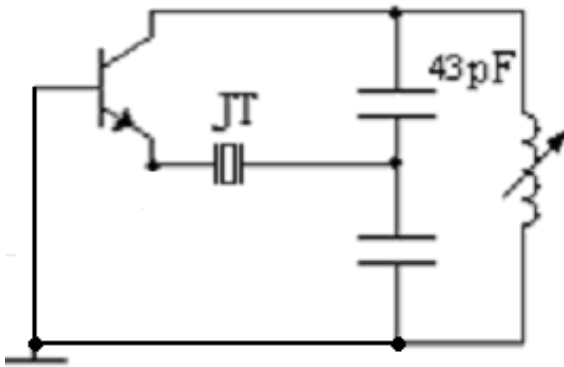
E3.6 题 3-10 图

通信电子线路 (侯丽敏 著) 清华大学出版社

解: (a) 并联型晶体振荡器, 晶体起电感作用。



(b) 串联型晶体振荡器, 晶体起短接线作用。



3-11 若石英晶体片的参数为  $L_q = 4H$ ,  $C_q = 6.3 \times 10^{-3}pF$ ,  $C_o = 2pF$ ,  $r_q = 100\Omega$ , 试求:

- (1) 串联谐振频率  $f_s$ ;
- (2) 并联谐振频率  $f_p$  与  $f_s$  相差多少?
- (3) 晶体的  $Q$  值和等效并联谐振电阻为多少?

解: (1) 
$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_\Sigma C_\Sigma}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{4 \times 6.3 \times 10^{-3} \times 10^{-12}}} Hz$$

(2) 
$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_\Sigma (C_\Sigma \text{串} C_o)}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{4 \times \frac{6.3 \times 10^{-3} \times 2}{6.3 \times 10^{-3} + 2} \times 10^{-12}}} Hz$$

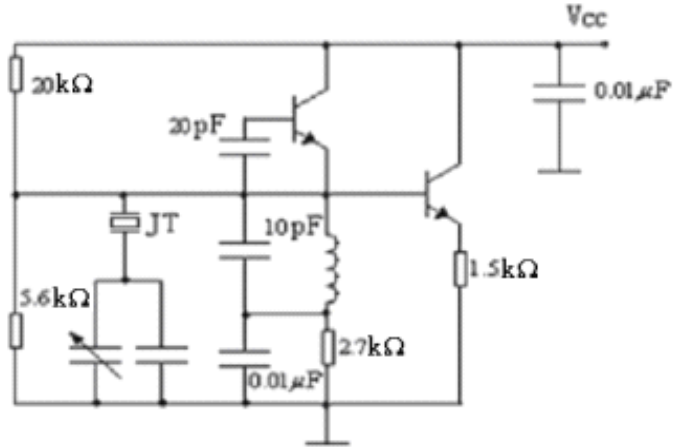
(3) 
$$Q_0 = \frac{\omega_{osc} L_\Sigma}{r_\Sigma} = \frac{\frac{1}{\sqrt{L_\Sigma C_\Sigma}} L_\Sigma}{r_\Sigma} = \frac{1}{r_\Sigma} \sqrt{\frac{L_\Sigma}{C_\Sigma}} = 2.52 \times 10^5$$

$$R_p = Q_0^2 r_\Sigma = \frac{1}{r_\Sigma} \frac{L_\Sigma}{C_\Sigma} = 6.35 \times 10^{12} \Omega$$

通信电子线路（侯丽敏 著）清华大学出版社

3-12 输出频率为 240MHz 的三次泛音晶体振荡器，如图 E3.7 所示。

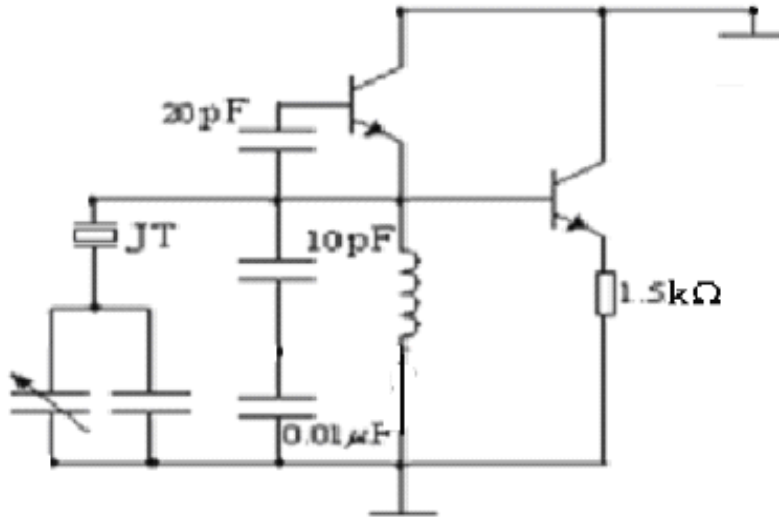
- (1)画出它的交流等效电路；
- (2)计算回路电感  $L$  的范围；
- (3)三极管 Q2 起什么作用？



E3.7 题 3-12 图

解：

- (1)交流等效电路



$$(2) f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad 80\text{MHz} < f_{01} < 240\text{MHz}$$

$$L = 0.044\mu\text{H} \sim 0.396\mu\text{H}$$

- (3) Q2 起跟随器的作用。

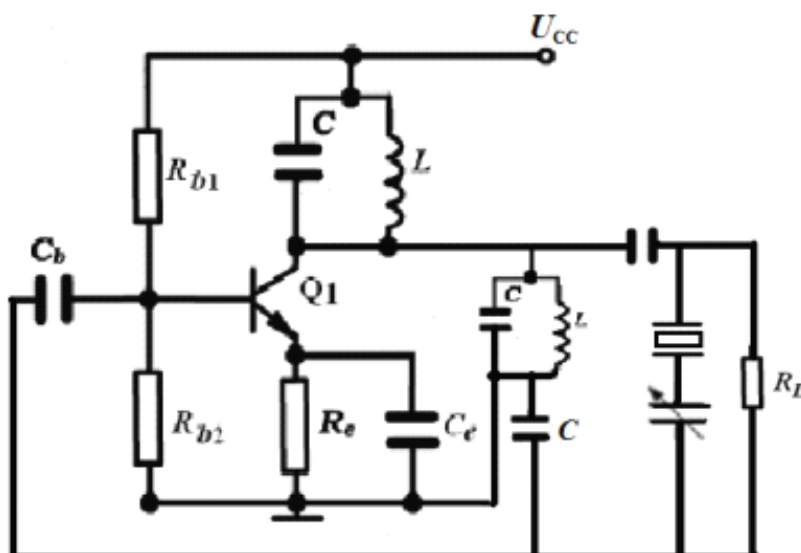
3-13 试画出一符合下列各项要求的晶体振荡器实际线路：

- (1)采用 NPN 高频三极管；
- (2)采用泛音晶体的皮尔斯振荡电路；

通信电子线路 (侯丽敏 著) 清华大学出版社

(3)发射极交流接地, 集电极接 LC 并联谐振回路, 以避免晶体在基频振荡。

解: 如下图:

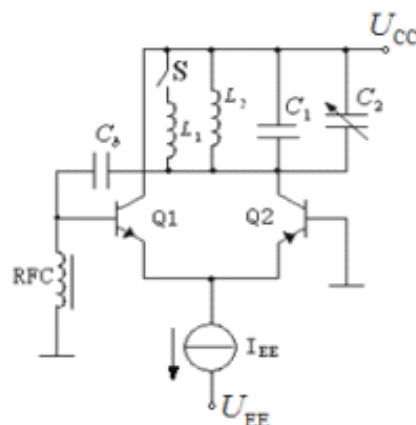


3-14 差分振荡器如图 E3.8 所示, 通过控制开关 S 分成两个波段, 每个波段内由可调节电容  $C_2$  控制频率。已知 I 波段频率范围为 320~330MHz, II 波段频率范围为 330~340MHz, 回路电容最大值  $C_{\max} = 26.8\text{pF}$ , 电容  $C_b$  为隔直电容。

(1)分析振荡器的工作原理;

(2)求电感  $L_1$  和  $L_2$  的值;

(3)若电容  $C_1=14\text{pF}$ , 求可调电容  $C_2$  在每个波段电容值的变化范围。



E3.8 题 3-14 图

解: (2) S 断开

$$\Rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C}} \Rightarrow 320 \times 10^6 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_{\max}}} \Rightarrow L_2 = 9.23 \times 10^{-9} H$$

$$S \text{ 闭合时 } f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C}} \Rightarrow 330 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_{\max}}} \Rightarrow L_2 = 8.68 \times 10^{-9} H$$

通信电子线路 (侯丽敏 著) 清华大学出版社

$$(3) S \text{ 断开}, 320 \times 10^6 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_\Sigma}} \Rightarrow C_\Sigma = \frac{1}{(2\pi \times 320 \times 10^6)^2 \times 9.23 \times 10^{-9}} = C_2 + C_1$$

$$\Rightarrow C_{2\max} = 1.28002 \times 10^{-11} F \text{ 且 } L_\Sigma = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2} \Rightarrow L_1 = 1.46 \times 10^{-7} H$$

$$\Rightarrow 330 \times 10^6 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_\Sigma}} \Rightarrow C_\Sigma = \frac{1}{(2\pi \times 330 \times 10^6)^2 \times 9.23 \times 10^{-9}} = C_2 + C_1$$

$$\Rightarrow C_{2\min} = 1.12006 \times 10^{-11} F$$

$$\Rightarrow C_2 \in [1.12006 \times 10^{-11}, 1.28002 \times 10^{-11}] F$$

$$S \text{ 闭合}, L_\Sigma = 8.68 \times 10^{-9} H$$

$$330 \times 10^6 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_\Sigma C_\Sigma}} \Rightarrow C_\Sigma = C_1 + C_2 \Rightarrow C_{2\max} = 1.2797 \times 10^{-11} F$$

$$340 \times 10^6 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_\Sigma C_\Sigma}} \Rightarrow C_\Sigma = C_1 + C_2 \Rightarrow C_{2\min} = 1.1244 \times 10^{-11} F$$

$$\Rightarrow C_2 \in [1.1244 \times 10^{-11}, 1.2797 \times 10^{-11}] F$$

3.15 由 E1648 集成电路构成的晶体振荡器中, 试分析以下两种情况:

(1) 参见图 3-5-1 和图 3-5-2。若将晶体接在 10 脚 3 脚之间是否可以振荡, 为什么?

(2) 或将晶体接在 12 脚与 1 脚之间, 重新回答(1)问题。

## 第四章 习题四

## 4-1 填空题

- (1) 所谓频率合成器就是利用一个晶体或几个晶体振荡器产生一系列或若干标准振荡信号。其基本思想就是利用综合或合成手段,综合晶体振荡器的频率稳定度高、准确性高和 LC 振荡器改变频率方便的优点,克服晶体点频工作点和 LC 振荡器的频率稳定度、准确度不高的特点,而形成的频率合成技术。
- (2) 在图 4-1-3 所示的直接频率合成器中,欲得到输出频率为 76.2MHz,其开关 A 选取的频率为 2 MHz; 开关 B 应选取的频率为 6 MHz; 开关 C 应选取的频率为 7 MHz。
- (3) 频率合成器的主要性能指标有频率范围、频率间隔、频率稳定度、准确度、频谱纯度、频率转换时间等。
- (4) 小数分频是通过可变分频和多次平均来实现的。如要实现 7.2 的分频,(双模式中  $P/(P+1)$ ,  $P=7$ ),则在 10 个参考频率周期中,要 8 次除 7 和 2 次除 8。如要实现 5.31 的小数分频(双模式中  $P/(P+1)$ ,  $P=5$ ),则在 100 个参考周期中,要 69 次除 5 和 31 次除 6。

## 4-2 锁相环有哪几个基本组成部分,各起什么作用?

解: 锁相环是一个相位负反馈系统,其基本组成部分包括:鉴相器(PD)、低通滤波器(LPF)和压控振荡器(VCO)。鉴相器完成输入与输出信号的相位比较,其输出反映它们之间的相位差。

低通滤波器用于滤出鉴相器输出中的高频成分和噪声。压控振荡器实现对输入频率的跟踪,它根据鉴相器的输出调整输出频率以降低输出信号与输入信号的相位差。

4-3 设一阶锁相环中正弦鉴相器的鉴相灵敏度为  $K_d=2\text{V/rad}$ , VCO 的压控灵敏度为  $K_f=2\pi \times 10^4 \text{ rad/s} \cdot \text{V}$ , VCO 的固有频率为  $\omega_v=2\pi \times 10^6 \text{ rad/s}$ , 问:

- (1) 输入参考频率为  $\omega_r=2\pi \times 1015 \times 10^3 \text{ rad/s}$ , 环路能否锁定?
- (2) 若能锁定,静态相位误差  $\varphi_e$  为多少? 此时控制电压多大?
- (3) 环路的同步带是多少?

解: (1) 对一阶锁相环来说,没加 LPF, 即  $F(j0)=1$  ( $F(s)$  为开环增益)

$$K_L = K_d K_v = 2 \times 2\pi \times 10^4 = 4\pi \times 10^4 \text{ rad/s}$$

$$\Delta\omega = \omega_r - \omega_v = 2\pi \times 1.015 \times 10^6 - 2\pi \times 10^6 = 2\pi \times 15 \times 10^3 \text{ rad/s}$$

而环路允许的最大 VCO 输出最大变化量为



通信电子线路（侯丽敏 著）清华大学出版社

$$\Delta\omega_{\max} = \frac{\pi}{2} K_L = \frac{\pi}{2} \times 4\pi \times 10^4 = 2\pi^2 \times 10^4 \text{ rad/s}$$

显然  $\Delta\omega < \Delta\omega_{\max}$ ，环路能锁定。

$$(2) \text{ 控制电压 } V_c = \frac{\Delta\omega}{K_v} = \frac{2\pi \times 15 \times 10^3}{2\pi \times 10^4} = 1.5 \text{ V}$$

$$\text{由于 } V_c = V_d$$

$$\text{静态相位误差 } \varphi_e = \frac{V_d}{K_d} = \frac{1.5}{2} = 0.75 \text{ rad}$$

$$(3) \text{ 同步带} = 2\omega_{\max} = 4\pi^2 \times 10^4 \text{ rad/s}$$

4-4 在图 E4.1 所示的频率合成器中，若可变分频器的分频比  $M=760\sim 860$ ，试求输出频率的范围及相邻频率的间隔。

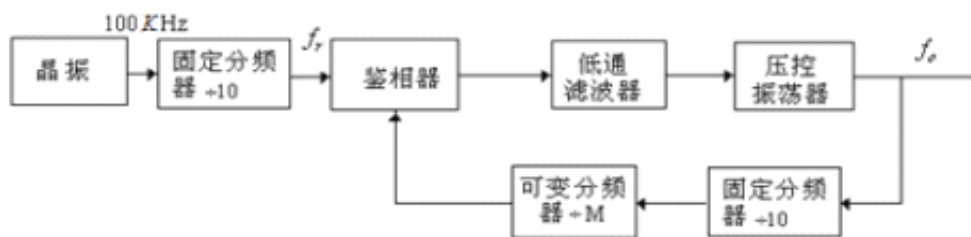


图 E4.1 习题 4-4 图

$$\text{解: } \frac{f_0}{10 \cdot M} = \frac{f_r}{10} = \frac{100 \text{ KHz}}{10} = 10 \text{ KHz}$$

$$f_0 = 100 \cdot M = 100(760 \sim 860) = 76 \sim 86 \text{ MHz}$$

$$\Delta f = f_r = 100 \text{ KHz}$$

4-5 在图 E4.2 所示的频率合成器中，试导出  $f_0$  的表达式。各个乘法器的输出均取差频。

通信电子线路 (侯丽敏 著) 清华大学出版社

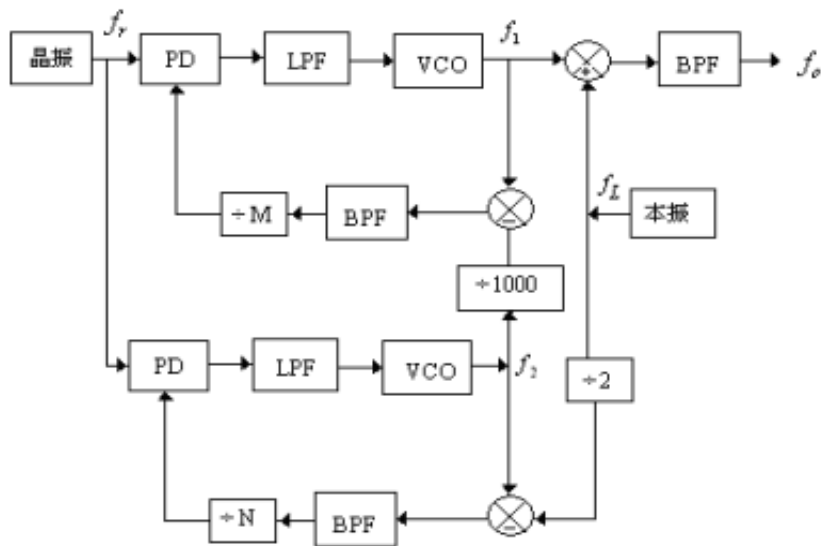


图 E 4.2 习题 4-5 图

解:  $(f_1 - \frac{f_2}{1000}) / M = f_r \dots\dots ①$

$(f_2 - \frac{f_2}{2}) / N = f_r \dots\dots ②$

$f_0 = f_1 - f_L \dots\dots ③$

将式②代入①, 有

$$\begin{aligned} f_1 &= Mf_r + \frac{f_2}{1000} = Mf_r + \frac{1}{1000}(Nf_r + \frac{f_r}{2}) \\ &= Mf_r + \frac{N}{1000}f_r + \frac{1}{2000}f_L \end{aligned}$$

再代入式③, 得

$$f_0 = f_1 + f_L = (\frac{N}{1000} + M)f_r + \frac{1999}{2000}f_L$$

4-6 在图 E4.3 所示的三环频率合成器中,  $300 \leq N_A \leq 399$ ,  $351 \leq N_B \leq 397$ , 试求输出频率范围和间隔。为了得到  $389.912 \times 10^6 \text{Hz}$  的输出频率,  $N_A$ 、 $N_B$  为多大?

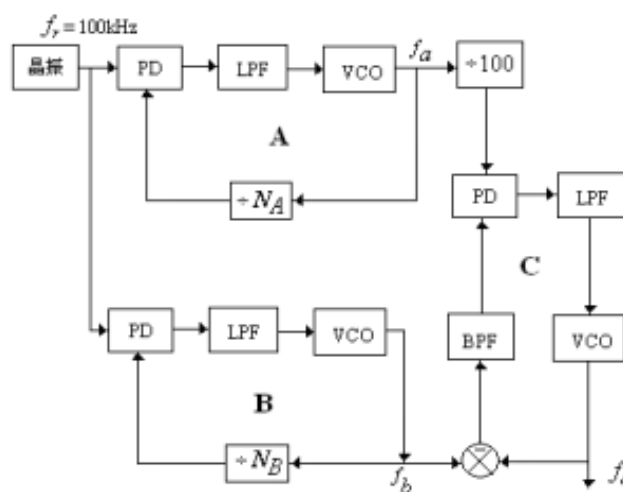


图 E 4.3 习题 4-6 图

解答：  $f_0 = (\frac{N_A}{100} + N_B)f_r$ , (35.4~40MHz, 间隔为 1kHz;  $N_A$ 、 $N_B$  为  $N_A=1112$ 、 $N_B=3888$ )

4-7 在一个简单的锁相环中插入可编程分频器，即构成了锁相频率合成器，如图 E4.4 所示。

(1) 试证明其闭环传递函数  $H(s) = \frac{\phi_0}{\phi_r} = \frac{K_d K_v F(s)}{s + \frac{1}{N} K_d K_v F(s)}$

(2) 证明其自动振荡频率  $\omega_n^2 = \frac{K_d K_v}{N \tau_1}$ , 阻尼系数  $\xi = \frac{\tau_2}{2} \sqrt{\frac{K_d K_v}{N \tau_1}}$  (以有源比例积分滤波器

为例)。

(3) 试定性分析  $N$  变化会对环路的动态性能带来的变化。

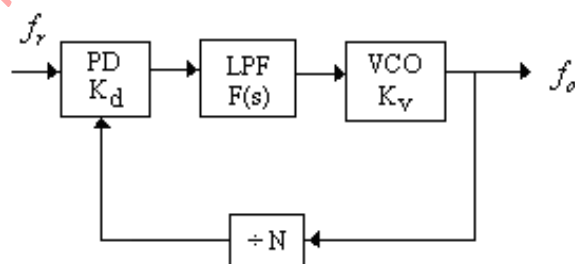


图 E 4.4 习题 4-6 图

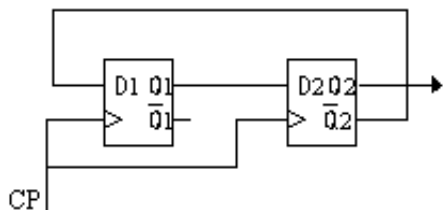
解：(1)(2) 证明略

(3) 由于  $\omega_n$  与  $\xi$  对环路的动态特性有很大影响，当频率合成器的  $N$  在大范围内变化时，环路的动态性能会变化很大。

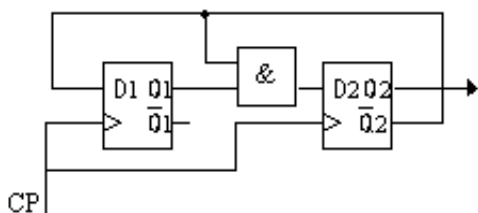
4-8 高速的模分频器常用触发器构成。其设计方法类同于数字电路中时序电路的设计。试设计一个用二个 D 触发器和一个与门由外信号控制的双模  $\div 3/\div 4$  分频器

解：先设计  $\div 4$  分频器。以输入信号为时钟，用二个 D 触发器即可构成  $\div 4$  分频器：

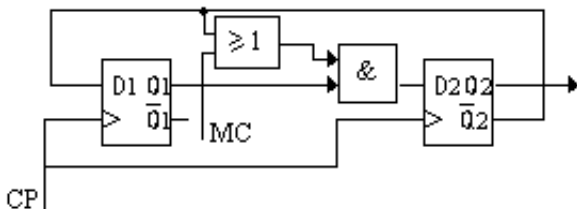
若侵犯了您的版权利益，敬请来信告知！ www.hackshp.cn



设计÷3分频器时，强行从4个状态中扣除一个。如 $Q_1Q_2=01$ ，使状态不经过01而直接回到00。



用一个或门将÷3分频器和÷4分频器合为一个，且由控制信号MC控制。 $MC = \begin{cases} 1, \div 4 \\ 0, \div 3 \end{cases}$



4-9 在图 4-3-10 所示的吞脉冲型频率合成器中，已知  $P=128$ ，参考频率为  $10.24\text{MHz}$ ，试求合成器的输出频率范围。

解：

$$\begin{aligned} f_0 &= (PN + A)f_r \\ &= 128 \times [(3 \sim 1023) + (3 \sim 63)] \times 10.24\text{MHz} \\ &= 3.96288 \sim 1341.51168\text{GHz} \end{aligned}$$

4-10 一 DDS 频率合成器的参考时钟为  $100\text{MHz}$ ，相位累加器宽度为 40 位，问：

(1) 该频率合成器的频率分辨率是多少？

(2) 若频率控制字  $M$  为  $8 \times 10^8$ ，求输出频率。

解：(1) DDS 的频率分辨力为

$$\Delta f = \frac{1}{2^N} f_c = \frac{1}{2^{40}} \times 100 \times 10^6 = 90.95\text{MHz}$$

(2) 输出频率  $f_0$

通信电子线路（侯丽敏 著）清华大学出版社

---

$$f_0 = \frac{M}{2^N} f_c = \frac{8 \times 10^8}{2^{40}} \times 100 \times 10^6 \text{ Hz} = 72.7596 \text{ KHz}$$

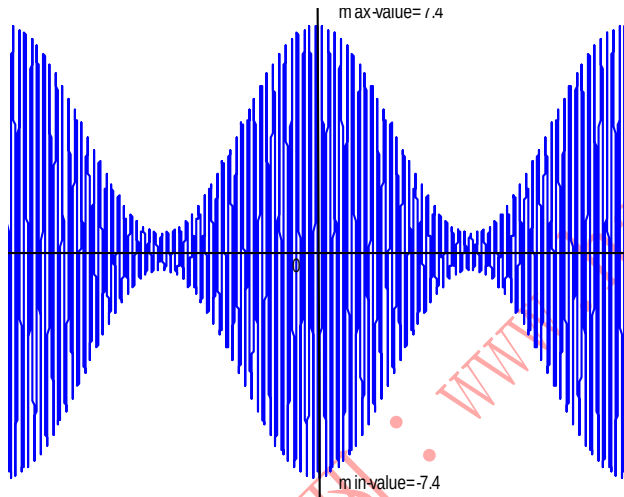
通信电子线路 (侯丽敏 著) 清华大学出版社

## 第5章 习题五 解答

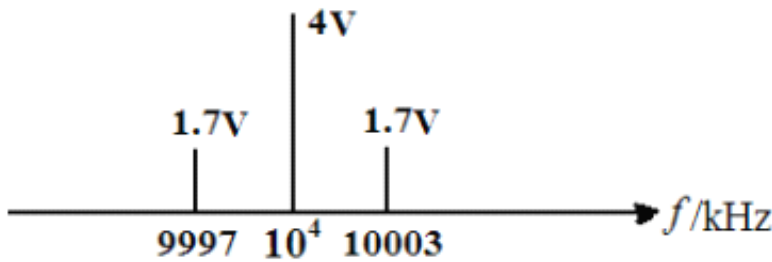
5-1 一调幅波为  $u_{AM}(t) = 4[1 + 0.85 \cos 2\pi \times 3 \times 10^3 t] \cos(2\pi \times 10^4 t)$  (V)

- (1) 画出调幅波的波形, 标出峰与谷值;
- (2) 画出调幅波的频谱图, 并表明参数;
- (3) 计算该信号占的带宽;
- (4) 计算该信号在单位电阻上消耗的边带功率与总平均功率的比值。

解: (1) 波峰值 7.4V, 波谷值 -7.4V。



(2) 调幅波的频谱图:



$$(3) BW_{AM} = 2 \times F = 2 \times 3 \times 10^3 = 6 \times 10^3 \text{ Hz}$$

$$(4) P_{\text{载}} = \frac{4^2}{2} = 8 \text{ W}$$

$$P_{\text{DSB}} = 2 \cdot \frac{1.7^2}{2} = 2.89 \text{ W}$$

$$\frac{P_{\text{DSB}}}{P_{\text{AM}}} = \frac{P_{\text{DSB}}}{P_{\text{载}} + P_{\text{DSB}}} = \frac{2.89}{8 + 2.89} = 26.5\%$$

通信电子线路 (侯丽敏 著) 清华大学出版社

5-2 若调制信号为  $u_{\Omega}(t) = 3 \cos(2\pi \times 3 \times 10^3)t$  (V), 载波信号

$$u_c(t) = 10 \cos(2\pi \times 465 \times 10^3)t \text{ (V)}$$

- (1) 写出抑制载波的双边带调幅波的表达式, 画出时域波形和频谱图, 该信号的带宽为多少?
- (2) 写出单边带(上边带)调幅波的表达式, 画出时域波形和频谱图, 该信号的带宽为多少?

解: (1)  $u_{\text{DSB}}(t) = u_c(t) \cdot u_{\Omega}(t)$

$$= 30 \cos 2\pi \times 3 \times 10^3 \cos 2\pi \times 465 \times 10^3 t \text{ (V)}$$

$$BW_{\text{DSB}} = 2 \times F = 2 \times 3 \times 10^3 = 6 \text{ KHz}$$

$$(2) u_{\text{SSB}} = 15 \cos(2\pi \times 468 \times 10^3)t \text{ (V)}$$

$$BW_{\text{SSB}} = F = 3 \text{ KHz}$$

5-3 若调幅波的最大振幅值为 10V, 最小振幅值为 2V, 设载波频率为  $\omega_c$ , 调制信号频率为  $\Omega$ 。

- (1) 此时调幅系数为多少?
- (2) 载波振幅为多少?
- (3) 写出该调幅波的表达式。

$$\text{解: (1) } m_a = \frac{10 - 2}{10 + 2} = \frac{2}{3}$$

$$(2) U_{cm} = \frac{U_{\max} + U_{\min}}{2} = \frac{12}{2} = 6 \text{ (V)}$$

$$(3) U_{\text{AM}}(t) = 6(1 + 0.67 \cos \Omega t) \cos \omega_c t \text{ (V)}$$

5-4 已知调幅波频谱图如图 E5-1 所示。

- (1) 画出调幅波的表达式;
- (2) 该调幅波的带宽为多少?
- (3) 在单位电阻上消耗的功率为多少?

解: (1)

$$U_{\text{AM}}(t) = 8[1 + \frac{2}{8} \cos(2\pi \times 2 \times 10^3 t) + \frac{3}{8} \cos(2\pi \times 4 \times 10^3 t) + \frac{1}{8} \cos(2\pi \times 6 \times 10^3 t)] \cos 2\pi \times 10^6 t \text{ (V)}$$

$$(2) BW = 2 \times F_{\max} = 2 \times 6 \times 10^3 = 12 \text{ KHz}$$

$$(3) P = \frac{8^2}{2} + \frac{1^2}{2} \times 2 + \frac{1.5^2}{2} \times 2 + \frac{0.5^2}{2} \times 2 = 35.5 \text{ W}$$

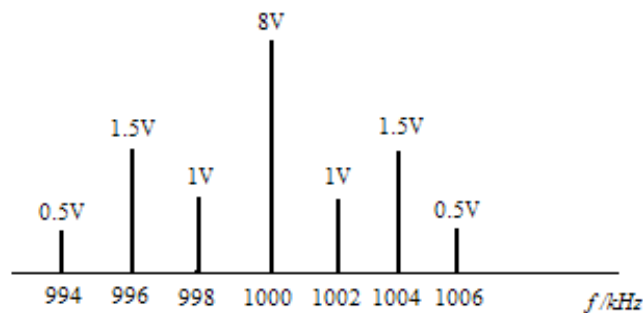


图 E 5-1 题 5-4 图

5-5 若非线性元件伏安特性幂级数表达式为  $i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2$ , 式中  $u = \sin \omega_c t + \sin \Omega t$ , 试问电流  $i$  中能否得到调幅波  $I_m (1 + m_a \sin \Omega t) \sin \omega_c t$ , 式中  $I_m$  和  $m_a$  与幂级数各项系数的关系怎样?

$$\begin{aligned}
 \text{解: } i &= a_0 + a_1 (\sin \omega_c t + \sin \Omega t) + a_2 (\sin \omega_c t + \sin \Omega t)^2 \\
 &= a_0 + a_1 (\sin \omega_c t + \sin \Omega t) + a_2 \sin^2 \omega_c t + 2a_2 \sin \omega_c t \sin \Omega t + a_2 \sin^2 \Omega t \\
 &= a_1 \sin \omega_c t + 2a_2 \sin \omega_c t \sin \Omega t + a_0 + a_1 \sin \Omega t + a_2 \sin^2 \Omega t + a_2 \sin^2 \omega_c t \\
 &= a_1 \left(1 + \frac{2a_2}{a_1} \sin \Omega t\right) \sin \omega_c t + a_0 + a_1 \sin \Omega t + a_2 \sin^2 \Omega t + a_2 \sin^2 \omega_c t \\
 I_m &= a_1, \quad m_a = \frac{2a_2}{a_1}
 \end{aligned}$$

5-6 已知单差分对调制电路如图 E5-2 所示, 给定两种信号  $u_c = U_{cm} \cos \omega_c t$  和

$u_\Omega = U_{\Omega m} \cos \Omega t$ , 现欲得到下列 n 中输出, 问  $u_c$ ,  $u_\Omega$  各应接在何处? 此时调谐回路的中

心频率及通频带应如何选择?

- (1)  $u_0 = U_m \cos \Omega t \cos \omega_c t$
- (2)  $u_0 = U_m (1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t$
- (3)  $u_0 = U_m \cos(\omega_c - \Omega)t$

解: (1)  $u_1 = u_\Omega, u_2 = u_c$ ,  $LC$  调谐回路  $\omega_0 = \omega_c$ ,  $BW \geq 2\Omega \text{ rad/s}$

- (2)  $u_1 = u_c, u_2 = u_\Omega$ , 同上



(3)  $u_1 = u_\Omega, u_2 = u_c$ ,  $LC$  调谐回路  $\omega_0 = \omega_c - \frac{\Omega}{2}$ ,  $BW \geq \Omega \text{ rad/s}$

加一个单差分电路计算

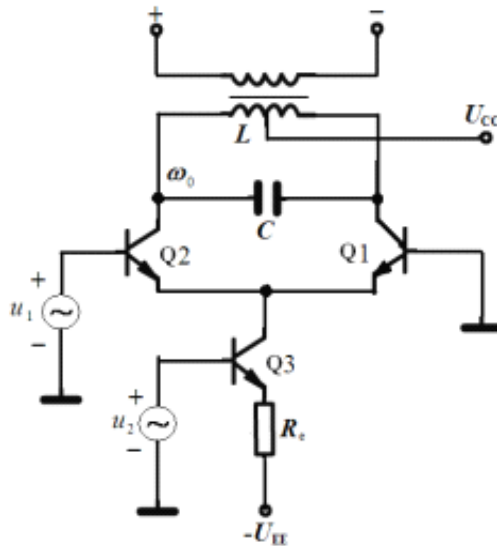


图 E 5-2 题 5-6 图

5-7 单差分对调制电路如图 E 5-2 所示。

(1) 若载波频率  $f_c = 10 \text{ MHz}$ ,  $LC$  并联谐振回路对  $f_c$  谐振, 谐振电阻

$R_L = 5 \text{ k}\Omega$ ,  $U_{CC} = U_{EE} = 10 \text{ V}$ ,  $R_c = 5 \text{ k}\Omega$ ,  $u_1 = u_c(t) = 0.13 \cos 2\pi f_c t (\text{V})$ ,

$u_2 = u_\Omega(t) = 5 \cos 2\pi \times 10^4 t (\text{V})$ 。试求输出电压  $u_0(t)$  (假设变压器为 1:1, 三极管

Q3 的  $u_{be} \approx 0$ )。

(2) 此电路能否得到双边带 DSB 信号, 为什么?

解: (1)  $u_0 = (U_{CC} - i_{c1} \frac{R_L}{2}) - (U_{CC} - i_{c2} \frac{R_L}{2}) = (i_{c2} - i_{c1}) \frac{R_L}{2}$

$$i_{e3} \approx i_{c3} \approx \frac{u_2 + U_{EE}}{R_e} \Rightarrow \begin{cases} i_{c1} = \frac{i_{c3}}{2} [1 + th(\frac{u_1}{2u_T})] \\ i_{c2} = \frac{i_{c3}}{2} [1 - th(\frac{u_1}{2u_T})] \end{cases}$$

$$\Rightarrow i_{c2} - i_{c1} = -i_{c3} th(\frac{u_1}{2u_T})$$

$$\Rightarrow u_0 = -i_{c3} th(\frac{u_1}{2u_T}) \frac{R_L}{2} = -\frac{u_2 + U_{EE}}{R_e} th(\frac{u_1}{2u_T}) \frac{R_L}{2}$$

且  $u_1 = 130 \text{ mV} \in (u_T, 10 u_T)$

$$\Rightarrow th(\frac{u_1}{2u_T}) \approx 2 \sum_{n=1}^{\infty} \beta_{2n-1}(x) \cos(2n-1)\omega_1 t = 2\beta_1(x) \cos\omega_1 t$$

$$x = \frac{u_{1m}}{u_T} = 5 \Rightarrow \beta_1(x) = 0.5877$$

且  $LC$  回路对  $f_c$  谐振

$$\begin{aligned} \Rightarrow u_o &= -\frac{R_L(u_2 + U_{EE})}{2R_e} \operatorname{th}\left(\frac{u_1}{2u_T}\right) \\ &= -2.9385 \cos(2\pi \times 10^7 t) [\cos(2\pi \times 10^4 t) + 2] (\text{V}) \end{aligned}$$

(2) 由 (1) 结果可知能得到双边带 DSB 信号。

5-8 如图 E5-3 所示的双平衡差分电路中, 设所有晶体管均为指数规律的, 试推导输出电压表达式。若用此电路产生 DSB 信号,  $u_1, u_2$  中哪个信号应为载波? 为什么?

解: 推倒省略

$$\begin{aligned} u_o &= U_{CC} - i_o R_c \\ &= U_{CC} - 2 \frac{R_c}{R_y} u_2 \operatorname{th}\left(\frac{u_1}{2U_T}\right) \end{aligned}$$

若要得到 DSB 信号,  $u_1 = u_c$  为载波信号  $\operatorname{th}\left(\frac{u_1}{2U_T}\right)$  展开为奇次谐波  $m\omega_c$ , 输出再接带通滤波器

器取出  $\omega_c \pm \Omega$

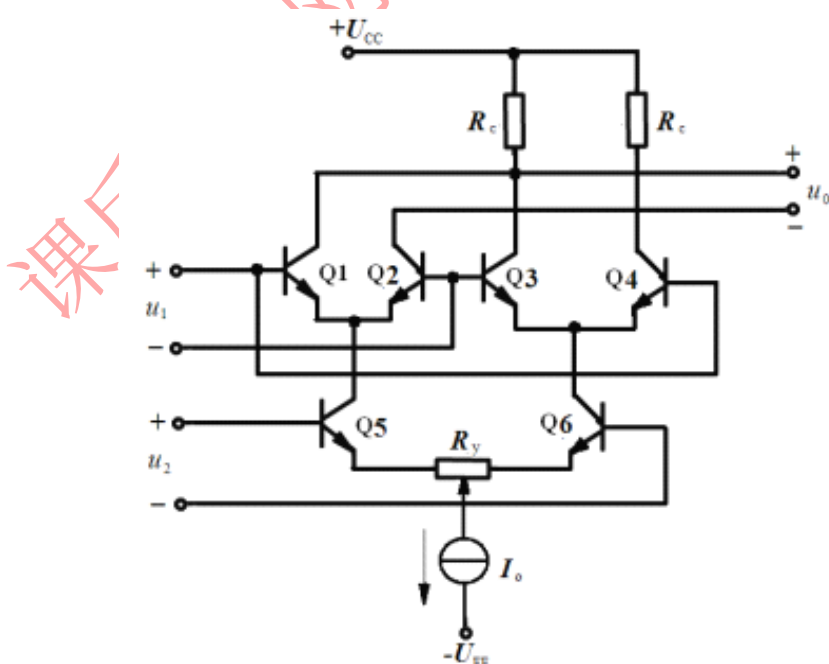


图 E5-3 题 5-8 图

5-9 在图 E5-4 (a) 所示电路中, 调制信号  $u_\Omega = U_{\Omega m} \cos \Omega t$ , 且  $\omega_c \gg \Omega$ ,  $U_{cm} \gg U_{\Omega m}$ ,

二极管  $D_1, D_2$  的特性相同, 如图 E5-4 (b) 所示求输出电流  $i_L$  表达式, 以及它包含的频率成分, 滤波后可得何种类型的调幅波?

解:  $i_{D1} = g_D(u_c + u_\Omega)S(\omega_c t) + g_r(u_c + u_\Omega)S(\omega_c t - \pi)$

$i_{D2} = g_D(u_c - u_\Omega)S(\omega_c t) + g_r(u_c - u_\Omega)S(\omega_c t - \pi)$

$i_L = i_{D1} + i_{D2} = 2g_D u_c S(\omega_c t) + 2g_r u_c S(\omega_c t - \pi)$

$\Omega, \omega_c \pm \Omega, 3\omega_c \pm \Omega, \dots$

能产生 DSB 波

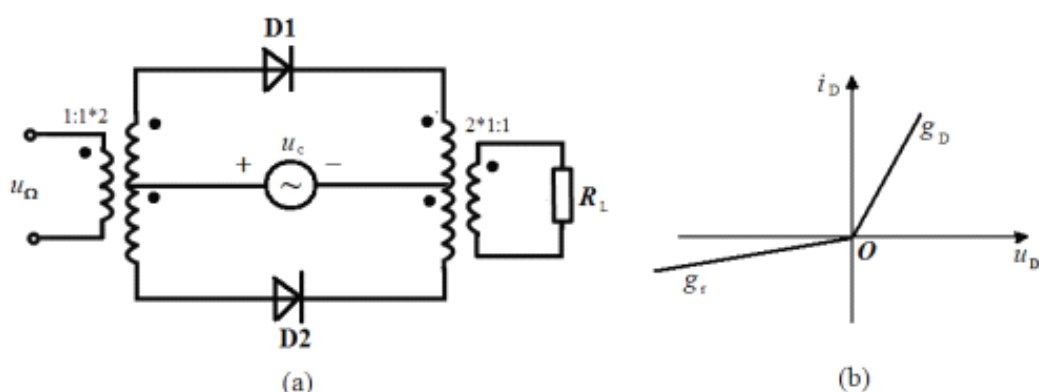


图 E 5-4 题 5-9 图

5-10 图 E5-5 是桥式调制器，试分析其工作原理，并写出输出电压  $u_0$  的表达式。

解: 当  $u_c$  为正半周时，全部二极管导通输出电压  $u_0 = 0$

当  $u_c$  为负半周时，全部二极管截止，输出  $u_0 = u_\Omega$ 。

故  $u_0 = u_\Omega S(\omega_c t - \pi)$

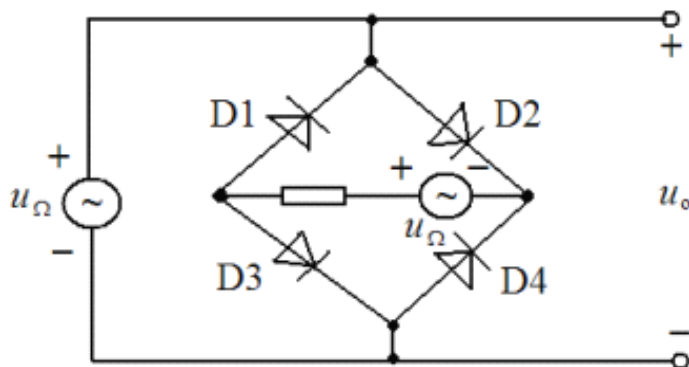


图 E5-5 题 5-10 图

5-11 如图 E5-6 所示电路中， $A_1 \sim A_3$  为理想运算放大器， $A_4$  为倒相器； $S_1 \sim S_4$  为模拟开关，其逻辑功能是：当控制端 C 为高电平时，开关接通，输出端 O 的电位等于输入端 I 的电位，当 C 端为低电平时，开关断开。调制信号  $u_\Omega(t) = 3\cos(2\pi \times 10^3 t)$ ，用重复频率为

1MHz 的方波作载波。假定带通滤波器为中心频率 1MHz，带宽大于 2KHz，传递函数等于 1

的理性滤波器。

(1) 假定  $U_{\text{ref}} = 0$ ，试画出  $u_0'$  的波形，写出  $u_0$  的表达式；

(2) 如果  $U_{\text{ref}} = 4\text{V}$ ，重复 (1) 的问题。

解：(1)  $A_1$  放大器输出为  $-u_\Omega$ ，经  $S_1, S_3$ ， $A_2$  放大的输出为  $+u_\Omega$ ，给  $S_2, S_4$

开关  $S_1, S_3$  在载波负半周控制开

开关  $S_2, S_4$  在载波负半周控制开

则开关  $S_1, S_2$  的输出为  $u_{12} = -u_\Omega S(\omega_c t - \pi) + u_\Omega S(\omega_c t)$

则开关  $S_3, S_4$  的输出为  $u_{34} = -u_\Omega S(\omega_c t) + u_\Omega S(\omega_c t - \pi)$

$$\text{则 } u_0' = -(u_{12} - u_{13}) \frac{R_3}{R_2}$$

$$= -3.3\{u_\Omega[S(\omega_c t) - S(\omega_c t - \pi)] + u_\Omega[S(\omega_c t) - S(\omega_c t - \pi)]\}$$

$$= -6.6u_\Omega[S(\omega_c t) - S(\omega_c t - \pi)]$$

$$= -6.6u_\Omega\left[\frac{4}{\pi}\cos\omega_c t - \frac{4}{3\pi}\cos 3\omega_c t + \dots\right]$$

$$= -\frac{6.6 \times 4}{\pi}u_\Omega \cos\omega_c t + \frac{6.6 \times 4}{3\pi}u_\Omega \cos 3\omega_c t + \dots$$

经带通滤波器后

$$u_0 = -\frac{6.6 \times 4}{\pi}u_\Omega \cos\omega_c t$$

$$= -8.4u_\Omega \cos\omega_c t$$

(3) 若  $U_{\text{ref}} \neq 0$ ， $U_{\text{ref}} = 4\text{V}$

放大器  $A_1, A_2$  的输出分别为  $-(u_\Omega - 4)$ ,  $(u_\Omega - 4)$  再重复以上的过程

输出  $u_0 = -8.4(u_\Omega - 4)\cos\omega_c t$  (V)

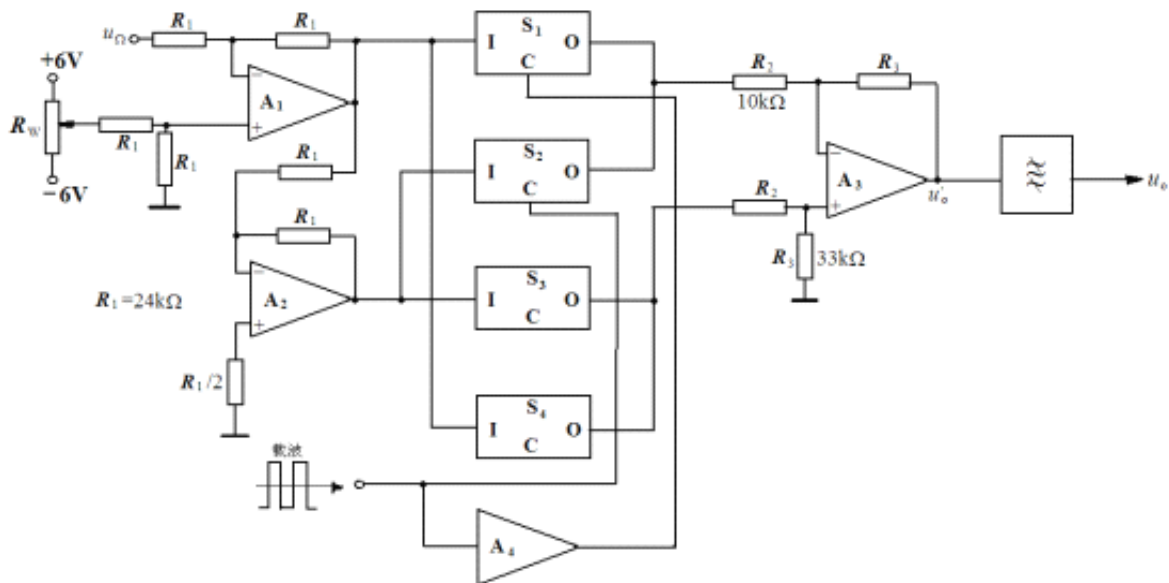


图 E 5-6 题 5-11 图

5-12 对图 E5-7 所示的均值包络检波器，给定  $R_1 = R_2 = 1\text{K}\Omega$ ， $R_3 = 50\text{K}\Omega$ ，

$R_0 = 500\text{K}\Omega$ ， $C_0 = 200\text{pF}$ ，运算放大器为理想运放， $u_s = (1 + 0.5\cos 10^4 t)\cos 10^8 t$  (V)，求输出电压表达式？

解：当  $u_s$  正半周时， $D_2$  不导通， $u_2 = 0$ ， $D_1$  导通，放大器  $A_1$  输出  $u_1$  为  $u_s$  正半周。

当  $u_s$  负半周时， $D_2$  导通， $D_1$  不导通，放大器  $A_1$  输出  $u_2$  为  $u_s$  负半周。

$$\therefore u_2 = -\frac{R_2}{R_1} u_s S(\omega_c t - \pi) = -u_s \left( \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \cos \omega_c t + \dots \right)$$

第 2 级放大器  $A_2$ ，

$$\begin{aligned} u_0 &= \frac{R_0 \cdot \frac{1}{j\omega C_0}}{R_0 + \frac{1}{j\omega C_0}} \frac{1}{R_3} u_2 \\ &= \frac{R_0}{R_3} \frac{1}{1 + j\omega R_0 C_0} u_2 \\ &= \frac{10^5}{j\omega + 10^4} u_2 \\ &= \frac{10}{\pi} \left[ 1 + 0.354 \cos \left( 10^4 - \frac{\pi}{4} \right) t \right] \text{ (V)} \end{aligned}$$

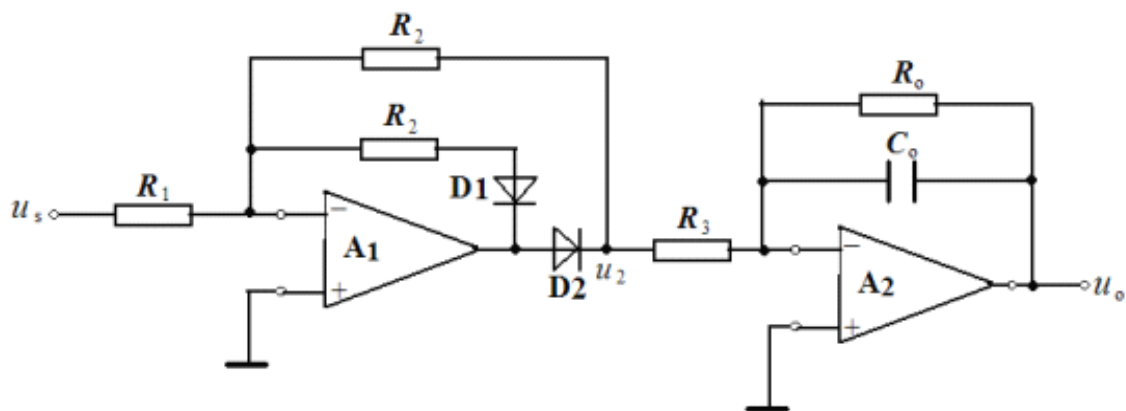


图 E5-7 题 5-12 图

5-13 图 E5-8 所示电路叫做“平均包络检波器”。设  $u_1$  为 AM 信号 (1) 说明其工作原理，画出  $u_1, u_2, u_3$  的波形。(2) 与“峰值包络检波器”比较，那个输出的幅度大？(3) 当调制信号频率与载波频率差不多时，此电路与“峰值包络检波器”相比有何优点？



图 E5-8 题 5-13 图

解:

5-14 二极管包络检波电路如图 E5-9 所示，设  $K_d = 1$ ，求下列情况下输出电压  $u_o$ ，并定性画出其波形。

- (1)  $u_s(t) = \cos 10^8 t$  (V)
- (2)  $u_s(t) = \cos 10^4 t \cos 10^8 t$  (V)
- (3)  $u_s(t) = (1 + 0.6 \cos 10^4 t) \cos 10^8 t$  (V)
- (4)  $u_s(t) = (0.5 + \cos 10^4 t) \cos 10^8 t$  (V)

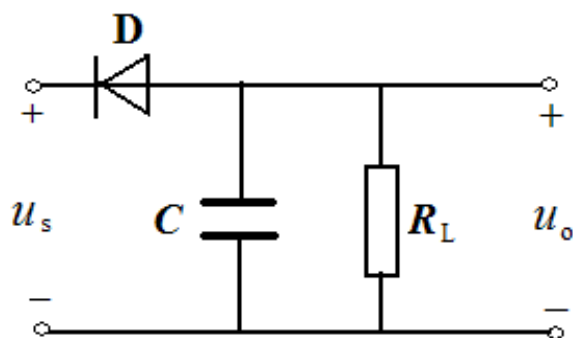
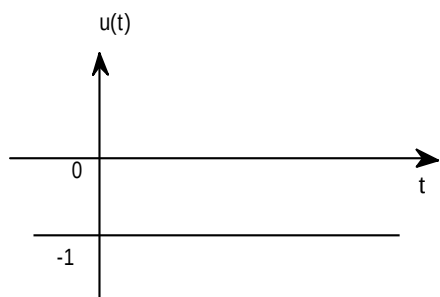
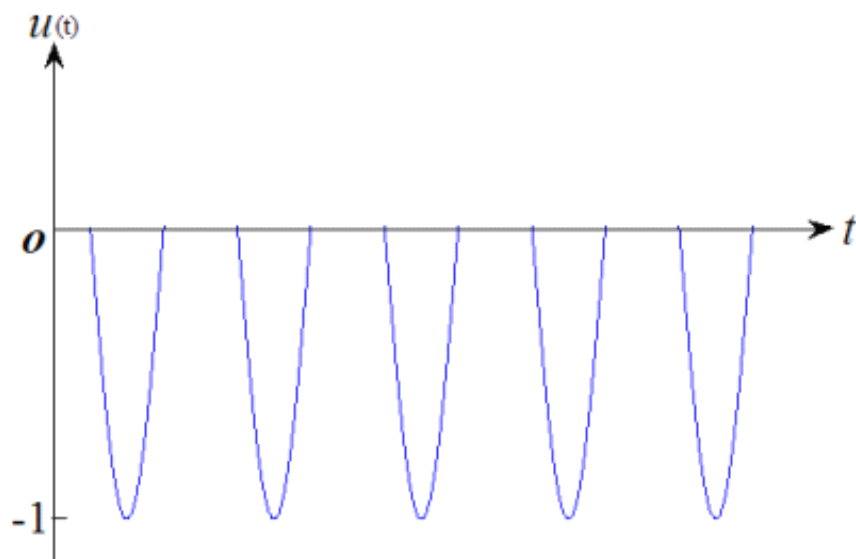


图 E-5-9 题 5-14 图

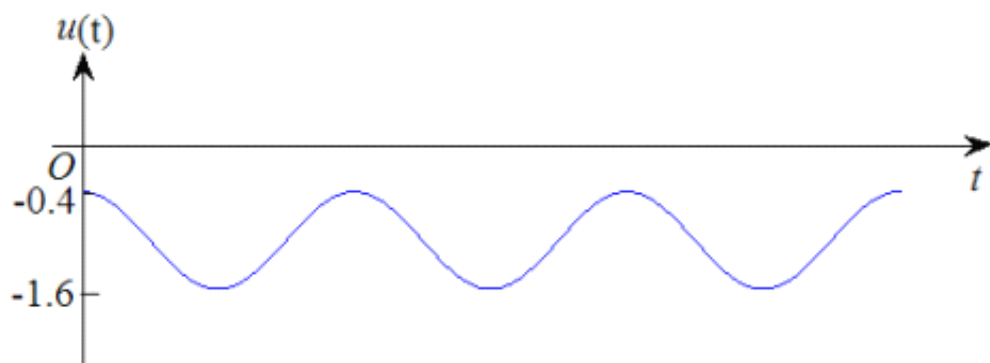
解：(1) 包络为-1，如下图：



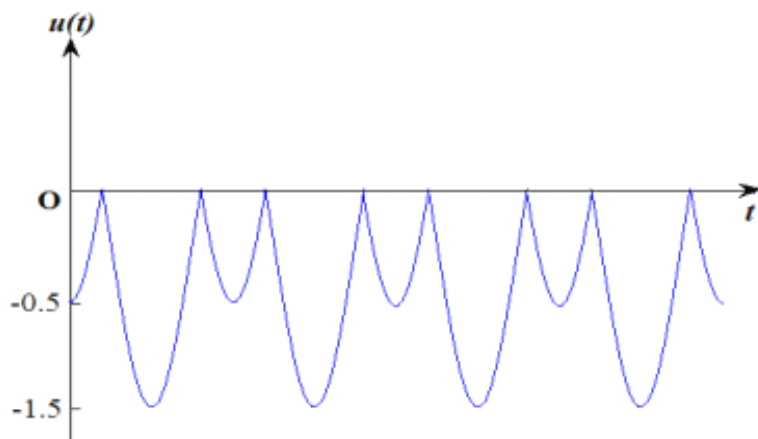
(2) 包络为  $\cos 10^4 t$  横轴以下的部分，如下图：



(3) 包络为  $1 + 0.6 \cos 10^4 t$  横轴以下的部分，如下图：



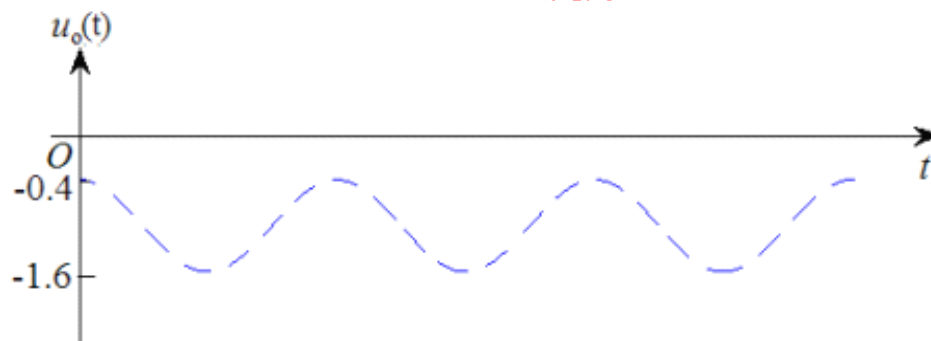
(4) 包络为  $0.5 + \cos 10^4 t$  横轴以下的部分，如下图：



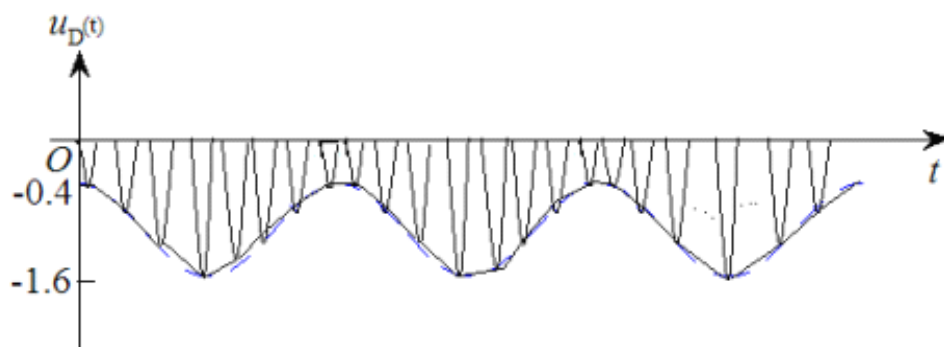
5-15 当输入信号为  $u_s(t) = (1 + 0.6 \cos 10^4 t) \cos 10^8 t$  (V) 作用于上题图的二极管包络检波电路中时，定性画出二极管 D 两端电压波形。

解：  $u_s(t)$  波形图如上图 (3)

输出电压波形  $u_o(t) - t$  图如下：



二极管 D 两端电压  $u_D(t) = u_s(t) - u_o(t)$ ，波形如下：



5-16 如图 E5-10 所示大信号二极管包络检波器，二极管导通时电阻  $R_D = 100 \Omega$ ，

$R_{L1} + R_{L2} = 5 \text{ K} \Omega$ ，  $u_s(t) = 2(1 + 0.6 \cos 2\pi \times 10^4 t) \cos 2\pi \times 10^7 t$ ，求开关断开时

(1) 检波器的输入阻抗  $R_i$  和检波效率  $K_d$  输出后  $u_s$  的表达式

若侵犯了您的版权利益，敬请来信告知！ www.hackshp.cn



(2) 为了不产生惰性失真, 电容  $C$  的最大值

(3) 和上开关后, 为了不产生负峰切割失真,  $R_{L1}$  至少应为多少值?

解: (1)  $R_i = \frac{1}{2}(R_{L1} + R_{L2}) = 2.5 \text{ K}\Omega$

$$\theta = \sqrt[3]{\frac{3\pi R_D}{R_L}} = \sqrt[3]{\frac{3\pi \times 100}{5 \times 10^3}} = 0.573 \text{ rad} = 32.86^\circ$$

$$K_d = \cos \theta \approx 0.84$$

$$u_0 = K_d U_{sm}(t) = 1.68(1 + 0.6 \cos 2\pi \times 10^4 t)$$

$$(2) R_L C \leq \sqrt{\frac{1 - m_a^2}{\Omega m_a}}$$

$$\therefore C_{\max} = \frac{\sqrt{1 - m_a^2}}{R_L \Omega m_a} = \frac{\sqrt{1 - 0.6^2}}{5 \times 10^3 \times 2\pi \times 10^4 \times 0.6} = 4246 \text{ pF}$$

$$(3) Z_L(\Omega) = R_{L1} + R_{L2} // R_g$$

$$= R_{L1} + \frac{(5 - R_{L1})R_g}{5 - R_{L1} + 5}$$

$$Z_L(0) = R_{L1} + R_{L2} = 5 \text{ K}\Omega$$

$$\frac{Z_L(\Omega)}{Z_L(0)} \geq m_a = 0.683 \text{ K}$$

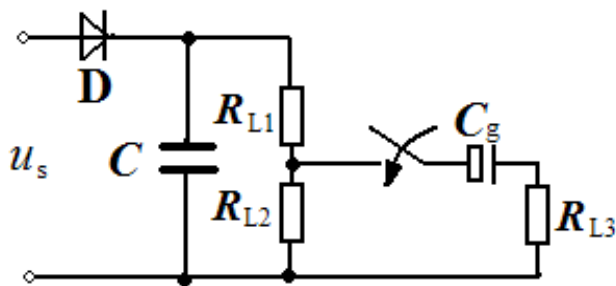


图 E5-10 题 5-16 图

5-17 二极管峰值包络检波电路如图 E5-11 所示,

(1) 要求不产生负峰切割失真的最大  $m_a$  为多少?

(2) 若输入信号  $u_s(t) = 2(1 + 0.6 \cos 6\pi \times 10^3 t) \cos 2\pi \times 10^6 t$  (V) 定性画出 A、B、C 三点的电压波形

(3) 若检波效率  $K_d = 1$ , 则输出音频信号电压幅值为多少?

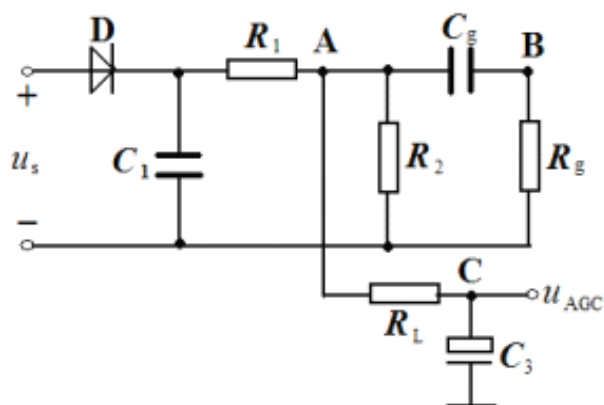


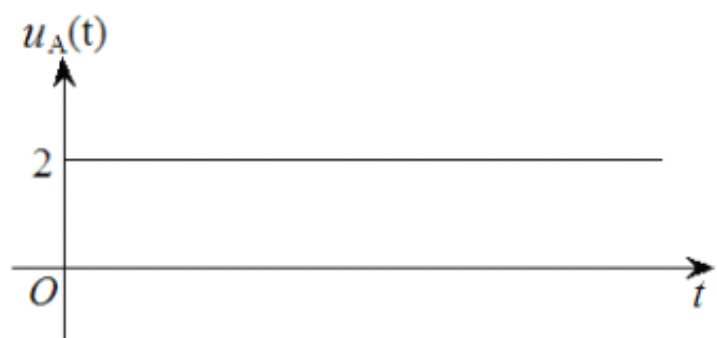
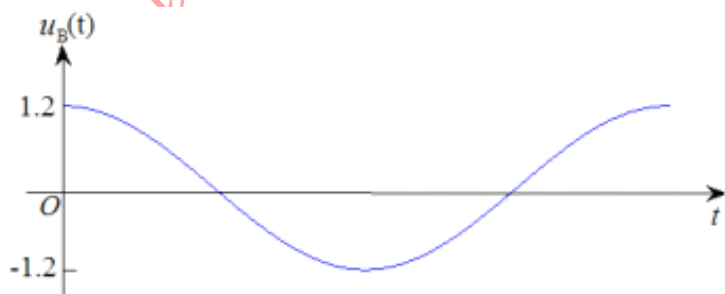
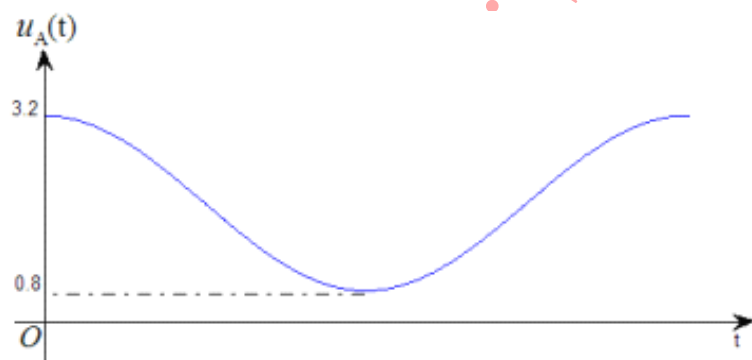
图 E 5-11 题 5-17 图

解：(1)  $m_a \leq \frac{R_1 + (R_L // R_2 // R_g)}{R_1 + R_2} = \frac{1}{2} \Rightarrow (m_a)_{\max} = \frac{1}{2}$

(2)  $u_A(t) = 2(1 + 0.6 \cos 6\pi \times 10^3 t)(V)$

$u_B(t) = 1.2 \cos(6\pi \times 10^3 t)(V)$

$u_C(t) = 2V$



5-18 试说明图 E 5-12 所示超外差接收机中, 自动增益控制 (AGC) 电路的作用。

5-19 检波器电路如图 E5-13 所示, 已知谐振回路  $L_1 = 100 \mu\text{H}$ , 主载品质因数  $Q_0 = 100$ ,

负载品质因数  $Q_L = 20$ ,  $C_1 = 100 \text{ pF}$  若输入信号  $i_s(t) = 2(1 + 0.3 \cos 10^4 t) \cos 10^7 t$  (mA) 检波效率  $K_d = 1$ , 试求:

- (1) 负载阻抗  $R_L$  为多少?
- (2)  $u_s(t)$  得  $u_o(t)$  各为多少? 给出其波形

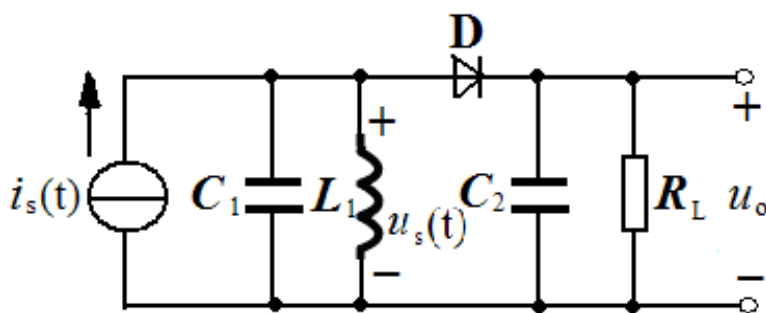


图 E 5-13 题 5-19 图

解: (1)  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = 10^7$

$$R_p = Q_0 \omega_0 L$$

$$= 100 \cdot 10^7 \times 100 \times 10^{-6} = 100 \text{ K}\Omega$$

$$R_\Sigma = R_p // R_i = Q_L \omega_0 L$$

$$= 20 \times 10^7 \times 100 \times 10^{-6} = 20 \text{ K}\Omega$$

$$\therefore R_p // R_i = 20 \text{ K}\Omega$$

$$R_i = 25 \text{ K}\Omega \rightarrow R_L = 2 R_i = 50 \text{ K}\Omega$$

(2) 由于  $BW = \frac{Q_0 \omega_0}{Q_L} = 5 \times 10^5 \text{ rad/s} \gg \Omega = 10^4 \text{ rad/s}$

$$\therefore u_s(t) \approx i_s R_\Sigma = 40(1 + 0.3 \cos 10^4 t) \cos 10^7 t \text{ (V)}$$

$$u_o = K_d U_{sm}(t) = 40(1 + 0.3 \cos 10^4 t) \text{ (V)}$$

波形图略。

5-20 图 E 5-14 所示为一乘积检波器, 设载波  $u_c = \cos \omega_c t$ , 频率为  $\omega_c$ , 同步信号若侵犯了您的版权利益, 敬请来信告知! www.hackshp.cn

$u_r = U_{rm} \cos(\omega_c t + \Delta\omega t + \varphi)$ ，与载波信号不同频率不同相。试求：在下列两种情况下输出电压表达式，并说明是否有失真。设乘法器和低通滤波器的增益均为 1。

(1)  $u_s = U_{sm} \cos \Omega t \cos \omega_c t$ ;

(2)  $u_s = U_{sm} \cos(\omega_c + \Omega)t$ 。

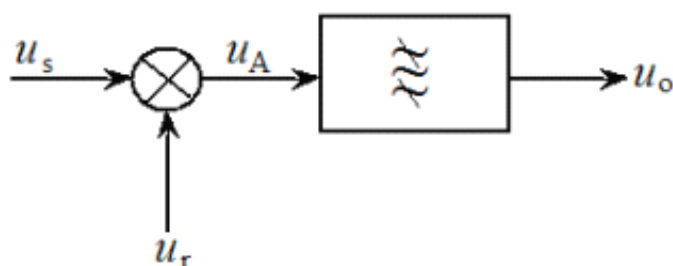


图 E5-14 题 5-20 图

解：(1)  $u_A = u_s u_r = U_{sm} U_{rm} \cos \Omega t \cos \omega_c t \cos(\omega_c t + \Delta\omega t + \varphi)$

$$\Rightarrow u_A = \frac{U_{sm} U_{rm}}{4} \{ \cos[(2\omega_c + \Omega + \Delta\omega)t + \varphi] + \cos[(\Omega - \Delta\omega)t + \varphi] + \cos[(2\omega_c + \Delta\omega - \Omega)t + \varphi] + \cos[(\Delta\omega + \Omega)t + \varphi] \}$$

经过低通滤波器  $\Rightarrow u_o = \frac{U_{sm} U_{rm}}{4} \{ \cos[(\Omega - \Delta\omega)t + \varphi] + \cos[(\Delta\omega + \Omega)t + \varphi] \}$

$\Delta\omega \neq 0 \Rightarrow$  输出频率  $\neq \Omega \Rightarrow$  有失真

(2)  $u_A = u_s u_r = U_{sm} U_{rm} \cos(\omega_c + \Omega)t \cos[(\omega_c + \Delta\omega)t + \varphi]$

$$\Rightarrow u_A = \frac{U_{sm} U_{rm}}{2} \{ \cos[(2\omega_c + \Omega + \Delta\omega)t + \varphi] + \cos[(\Omega - \Delta\omega)t + \varphi] \}$$

经过低通滤波器  $\Rightarrow u_o = \frac{U_{sm} U_{rm}}{2} \cos[(\Omega - \Delta\omega)t + \varphi]$

$\Delta\omega \neq 0 \Rightarrow$  仍有失真

5-21 图 E 5-15 所示的二极管平衡电路用于同步检波，若同步载波  $u_r = U_{rm} \cos \omega_c t$ ，在输入信号分别为：

(1)  $u_s = U_{sm} \cos \Omega t \cos \omega_c t (U_{rm} \gg U_{sm})$ ，求输出电压  $u_o(t)$ ；

(2)  $u_s = U_{sm} \cos(\omega_c + \Omega)t (U_{rm} \gg U_{sm})$  时，求输出电压  $u_o(t)$ ；

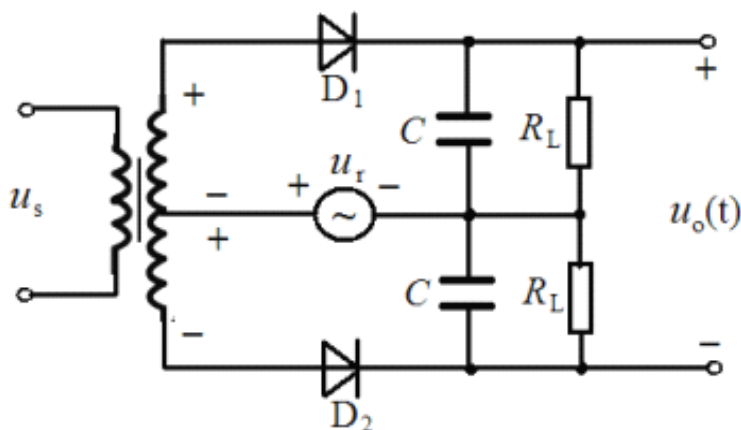


图 E 5-15 题 5-21 图

解: (1)  $u_{D1}(t) = u_s + u_r = U_{sm} \cos \Omega t \cos \omega_c t + U_{rm} \cos \omega_c t$

$$\Rightarrow u_{D1}(t) = (U_{sm} \cos \Omega t + U_{rm}) \cos \omega_c t$$

$$\Rightarrow u_{o1}(t) = K_d (U_{sm} \cos \Omega t + U_{rm})$$

$$u_{D2}(t) = u_s - u_r = U_{sm} \cos \Omega t \cos \omega_c t - U_{rm} \cos \omega_c t = (U_{sm} \cos \Omega t - U_{rm}) \cos \omega_c t$$

$$\Rightarrow u_{o2}(t) = K_d (U_{sm} \cos \Omega t - U_{rm})$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow u_o(t) &= u_{o1}(t) + u_{o2}(t) = K_d (U_{sm} \cos \Omega t + U_{rm} + U_{sm} \cos \Omega t - U_{rm}) \\ &= 2 K_d U_{sm} \cos \Omega t \end{aligned}$$

(2)  $u_{D1}(t) = u_s + u_r = U_{sm} \cos(\omega_c + \Omega) t + U_{rm} \cos \omega_c t$

$$\Rightarrow u_{D1}(t) = (U_{sm} \cos \Omega t + U_{rm}) \cos \omega_c t - U_{sm} \sin \Omega t \sin \omega_c t = U_{D1m} \cos(\omega_c t + \phi)$$

$$U_{D1m} = \sqrt{(U_{sm} \cos \Omega t + U_{rm})^2 + (U_{sm} \sin \Omega t)^2} = U_{rm} \sqrt{1 + \frac{2U_{sm}}{U_{rm}} \cos \Omega t + \left(\frac{U_{sm}}{U_{rm}}\right)^2}$$

$$U_{rm} \gg U_{sm} \Rightarrow U_{D1m} \approx U_{rm} \sqrt{1 + \frac{2U_{sm}}{U_{rm}} \cos \Omega t}$$

同理,  $U_{D2m} \approx U_{rm} \sqrt{1 - \frac{2U_{sm}}{U_{rm}} \cos \Omega t}$

$$\Rightarrow u_o(t) = u_{o1}(t) + u_{o2}(t) = K_d U_{D1m} - K_d U_{D2m} = 2 K_d U_{sm} \cos \Omega t$$

5-22 根据图 E 5-16 所示的调制解调方框图, 试画出 A、B、C、D 各点的波形。

5-23 已知某 ASK 系统的码元传输速率为 1000baud, 所用的载波信号为  $A \cos(4\pi \times 10^6 t)$ 。

(1) 设所传输的数字信息为 011001, 试画出相应的  $u_{ASK}$  信号波形示意图;

(2) 求  $u_{\text{ASK}}$  信号的带宽。

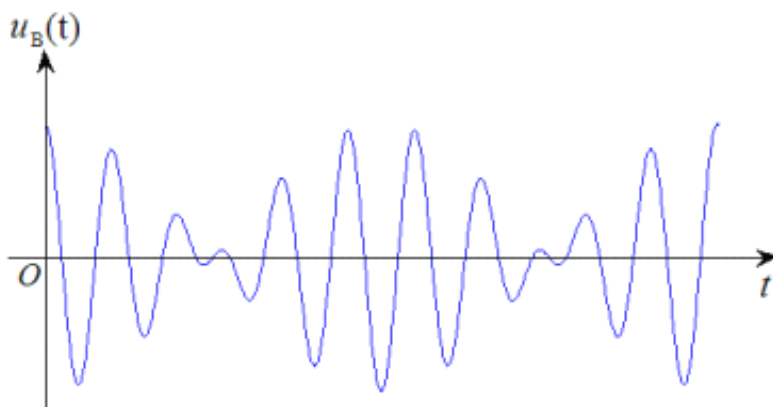
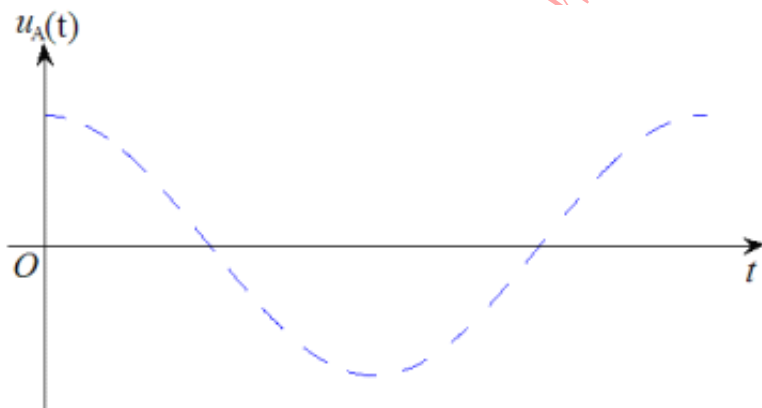
$$\text{解: } S(\omega_c t) = 1 + \frac{2}{\pi} \cos(\omega_c t) - \frac{2}{3\pi} \cos(3\omega_c t) + \frac{2}{5\pi} \cos(5\omega_c t) - \cdots + \frac{2}{2n-1} \cos(2n-1)\omega_c t$$

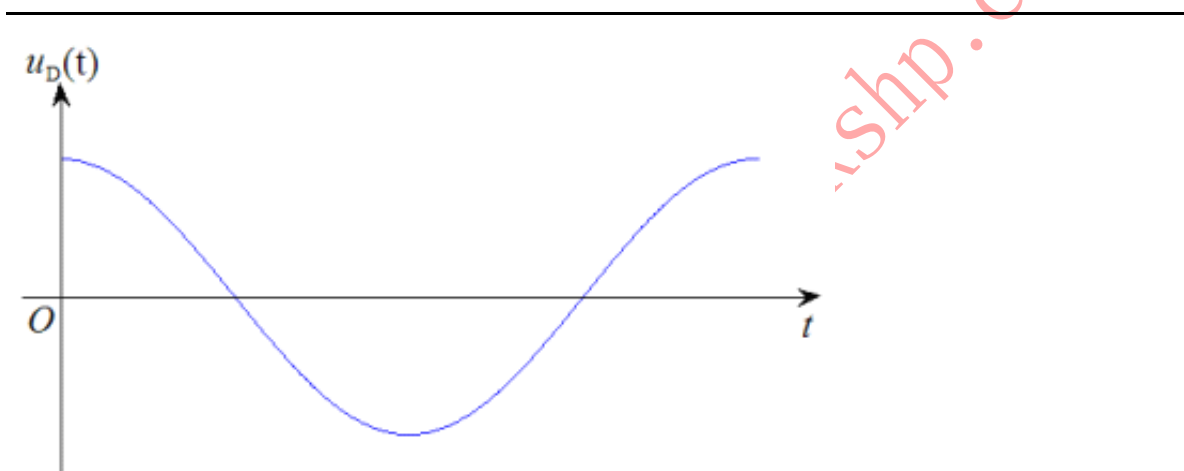
$$\Rightarrow u_A(t) = U_{\Omega m} \cos \Omega t \left[ 1 + \frac{2}{\pi} \cos(\omega_c t) - \frac{2}{3\pi} \cos(3\omega_c t) + \frac{2}{5\pi} \cos(5\omega_c t) - \cdots \right]$$

$$\Rightarrow u_B(t) = U_{\Omega m} \cos \Omega t \frac{2}{\pi} \cos \omega_c t = \frac{2U_{\Omega m}}{\pi} \cos \Omega t \cos \omega_c t$$

$$\Rightarrow u_C(t) = U_B(t) S(\omega_c t) = \frac{U_{\Omega m}}{\pi} [\cos(\omega_c + \Omega)t + \cos(\omega_c - \Omega)t] \left[ 1 + \frac{2}{\pi} \cos(\omega_c t) - \frac{2}{3\pi} \cos(3\omega_c t) + \frac{2}{5\pi} \cos(5\omega_c t) - \cdots \right]$$

$$\Rightarrow u_D(t) = \frac{U_{\Omega m}}{\pi} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{2} (\cos \Omega t + \cos \Omega t) = \frac{2U_{\Omega m}}{\pi^2} \cos \Omega t$$





5-24 对于图 5-62 所示的 16QAM 调制器，将  $90^\circ$  变为  $-90^\circ$ ，当 I、I'、Q 和 Q' 等于 0000、1111、1001、0110 时，确定输出的振幅和相位。

5-25 16QAM 调制器的输入比特率  $f_s$  为 20Mb/s，载波频率为 100Mb/s，确定最小双边带尼奎斯特带宽  $f_N$ ，并画出输出频谱。

5-26 用 MATLAB 程序或 Flash 编程，实现 AM 调制，并动态输出 AM 信号与  $m_a$  之间的关系。

5-27 设计用 MATLAB 程序实现 8QAM 或 16QAM 调制。

通信电子线路 (侯丽敏 著) 清华大学出版社

## 习题六解答

6.1 有一调频波的表达式为  $u = \cos(2\pi \times 10^7 t + 10 \sin 2\pi \times 10^3 t) \text{V}$ , 则其调频指数  $m_f$  为 10, 最大频偏  $\Delta f_m$  为 10 kHz, 有效带宽  $BW_{FM}$  为 22 kHz; 若仅调制信号的频率  $\Omega$  加大一倍, 则  $m_f$  变为 5,  $\Delta f_m$  变为 10 kHz; 若仅调制信号的振幅  $U_{\Omega m}$  加大一倍, 则  $m_f$  变为 20,  $\Delta f_m$  变为 20 kHz。

6.2 上题表达式若为调相波, 则调制信号的表达式 (设  $K_p=1$ ) 为  $10 \sin \Omega t$ ; 若仅调制信号的频率  $\Omega$  加大一倍, 则  $m_p$  变为 10 rad, 最大频偏  $\Delta f_m$  变为 20 kHz, 有效带宽  $BW_{PM}$  变为 44 kHz; 若仅调制信号的振幅加大一倍, 则  $m_p$  变为 20 rad, 最大频偏  $\Delta f_m$  变为 20 kHz,  $BW_{PM}$  变为 42 kHz。

6.3 已知调角波  $u(t) = 10 \cos(2\pi \times 10^6 t + 10 \cos 2000\pi t) \text{V}$ , 试确定: (1) 最大频偏; (2) 最大相偏; (3) 信号带宽; (4) 此信号在单位电阻上的功率; (5) 能否确定这是 FM 还是 PM 波?

解: 已知  $m = 10, F = 10^3 \text{Hz}$   
 则  $\Delta f_m = mF = 10 \text{kHz}$   
 最大相偏即为调制指数  $m = 10$   
 信号带宽  $BW = 2(m+1)F = 22 \text{kHz}$

在单位电阻上消耗的功率为  $P = \frac{1}{2} U_m^2 = 50 \text{W}$

不能确定是 FM 还是 PM 波。

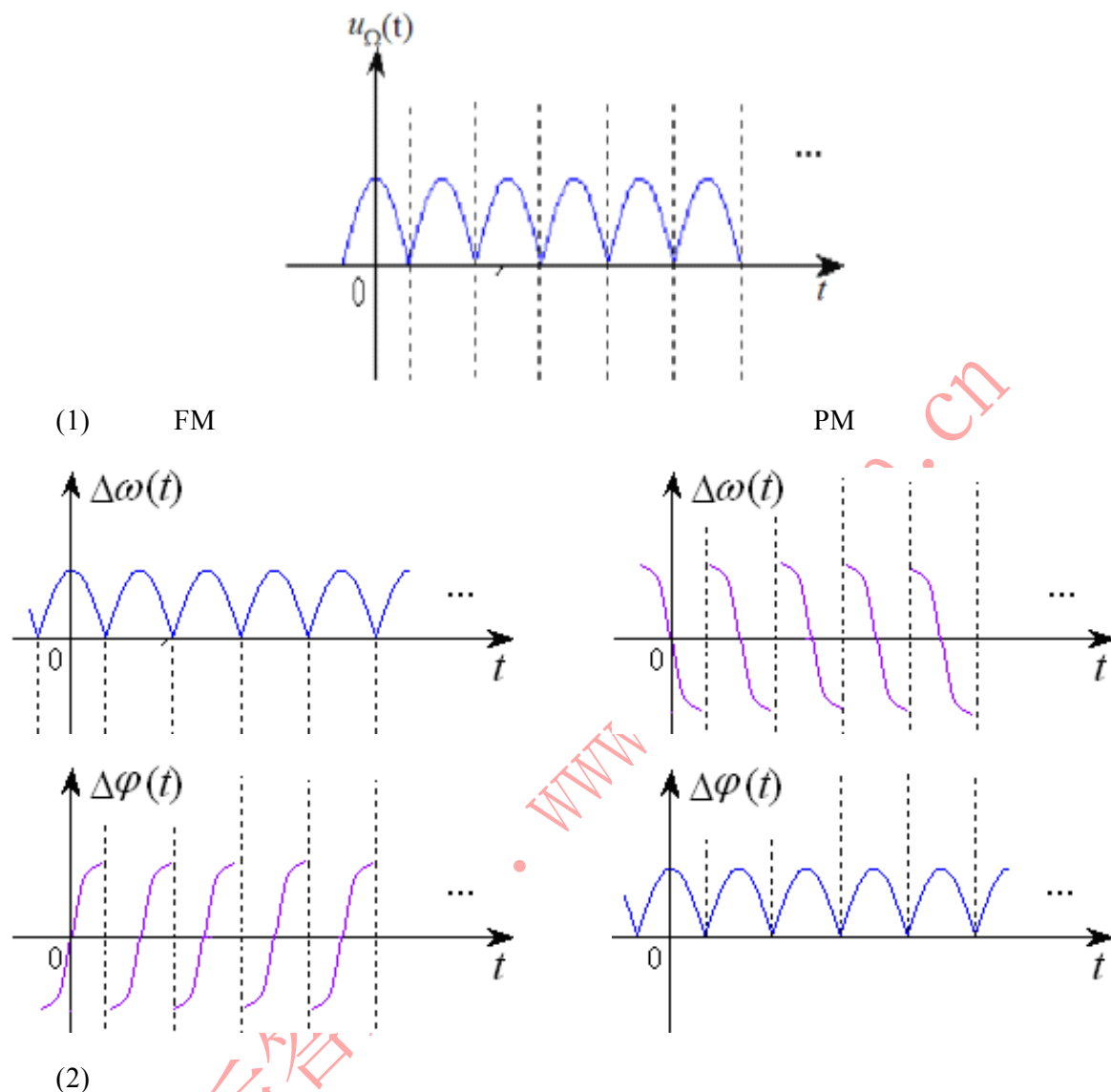
6.4 已知调制信号  $u_{\Omega}(t) = U_{\Omega m} \cos \Omega t$ 。

(1) 试分别画出用  $u_{\Omega}$  调制的调频波、调相波的  $\Delta \omega(t)$ 、 $\Delta \varphi(t)$  的波形图;

(2) 若  $U_{\Omega m} = 1 \text{V}$ ,  $\Omega = 2\pi \times 10^3 \text{rad/s}$ ,  $K_f = 0.1 \text{MHz/V}$ ,  $K_p = 10 \text{rad/V}$ , 分别求出以上 FM、PM 的最大频偏、调制指数及有效带宽。

解: 已知





$$\text{FM: } \begin{cases} \Delta f_m = k_f U_{\Omega m} = 100 \text{ kHz} \\ m_f = \frac{\Delta f_m}{F} = 100 \\ BW = 2(m_f + 1)F = 202 \text{ kHz} \end{cases}$$

$$\text{PM: } \begin{cases} m_p = k_p U_{\Omega m} = 10 \text{ rad} \\ \Delta f_m = m_p F = 10 \text{ kHz} \\ BW = 2(m_p + 1)F = 22 \text{ kHz} \end{cases}$$

6.2 题图 E6.1 所示为变容二极管直接调频电路, 其中心频率为 360MHz, 变容管的参数为:

$\gamma = 3$ ,  $U_D = 0.6\text{V}$ ,  $u_{\Omega}(t) = \cos \Omega t (\text{V})$ 。图中 RFC 为高频扼流圈,  $C_3$  为隔直电容,  $C_4$  和  $C_5$  为高频旁路电路。

(1) 分析电路工作原理和各元件的作用;

(2) 调整  $R_2$ , 使加到变容管上的反向偏置电容  $U_Q = 6\text{V}$  时, 它所呈现的电容  $C_{jQ} = 20\text{pF}$ ,

试求振荡回路的电感量  $L$ ;

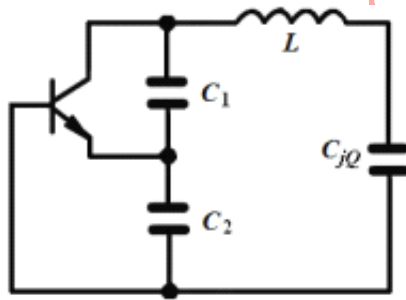
通信电子线路 (侯丽敏 著) 清华大学出版社

(3) 试求最大频偏  $\Delta f_m$  和调制灵敏度  $S_{FM} = \frac{\Delta f_m}{U_{\Omega m}}$ 。

解:

- (1)  $R_3, R_4, R_5$  为晶体管提供直流偏置和直流通路;  $C_1, C_2, L, C_j$  与晶体管构成电容三点式振荡器;  $R_6, R_1, R_2$  为变容二极管提供反向直流偏置和直流通路,  $\overline{RFC}$  为高频扼流圈, 对高频呈现开路, 对低频直流短路;  $47\mu F$  为隔直电容, 对直流开路, 对低频短路;  $C_5, C_4, C_7, C_8$  均为高频旁路电容。

- (2) 高频交流通路 (为克拉波振荡器)



$$C_{\Sigma} = C_{jQ} \text{ 串 } C_1 \text{ 串 } C_2 = 20\text{pF} \text{ 串 } 1\text{pF} \text{ 串 } 0.5\text{pF} = \frac{20}{61}\text{pF}$$

$$L = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 C_{\Sigma}} = \frac{1}{4\pi^2 \times 360^2 \times \frac{20}{61}} = 5.96 \times 10^{-7} \text{ H}$$

$$P_1 = \frac{C_{jQ}}{C_{\text{串}}} = 60, P_2 = \frac{C_{\text{并}}}{C_{jQ}} = 0$$

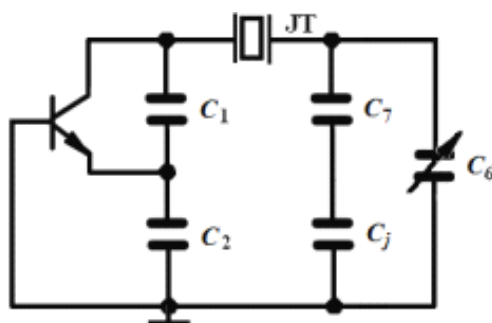
$$\text{且 } P = (1 + P_1)(1 + P_2 + P_1 P_2) \Rightarrow P = (1 + 60)(1 + 0) = 61$$

$$(3) \quad \Delta f_m = \frac{\gamma}{2} M f_c, \quad \text{其中 } M = \frac{U_{\Omega m}}{U_Q + U_D} = \frac{1}{6.6}$$

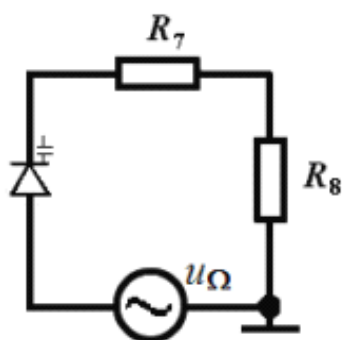
$$\Delta f_m = 1.34\text{MHz}, \quad S_{FM} = \frac{\Delta f_m}{U_{\Omega m}} = 1.34\text{MHz/V}。$$

6.3 如图 E6.2 所示为变容管直接调频电路, 试分别画出高频通路、变容管的直流通路和音频通路, 并指出电感  $L_1, L_2, L_3$  的各自作用和晶体的作用。

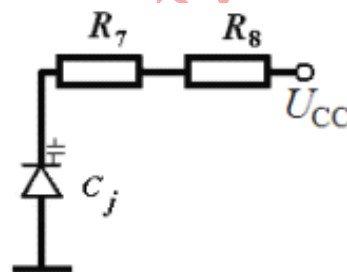
解:



高频通路（并联型晶振，JT 相当于电感）



音频通路



直流通路

电感  $L_1$  高频扼流圈，提供直流通路；

电感  $L_2$  高频扼流圈，提供音频、直流通路；

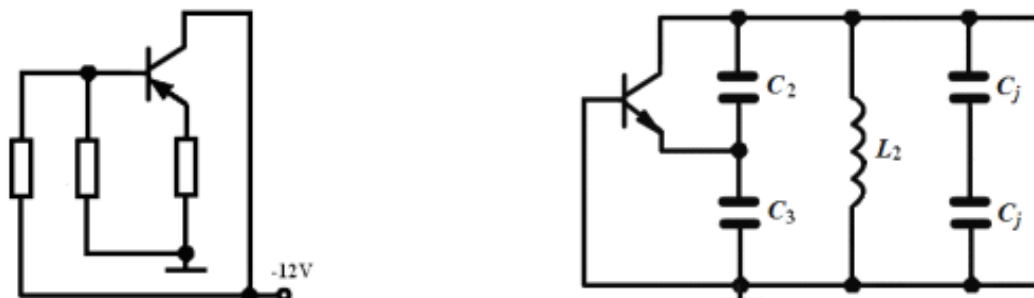
电感  $L_3$  同  $L_2$  一样。

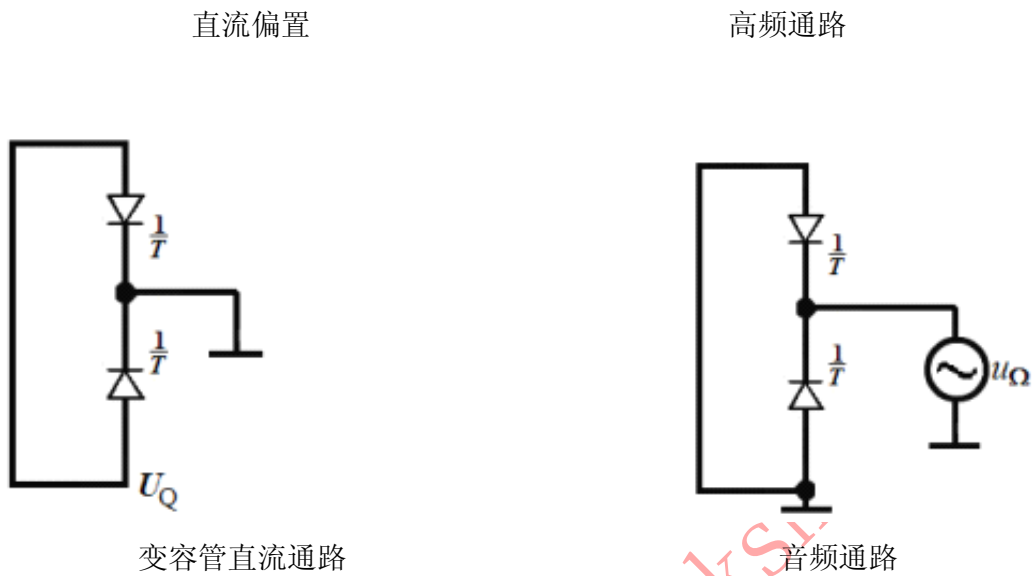
6.4 一变容管直流调频电路如题图 E6.3 所示。已知  $u_\Omega = U_{\Omega m} \cos 2\pi \times 10^4 (V)$ ，变容管结

电容  $C_j = 20(U_Q + u_\Omega)^{-1/2} (pF)$ ，调频指数  $m_f = 5$ ， $u_\Omega = 0$  时的振荡频率  $f_c = \text{MHz}$ 。

- (1) 画出三极管的电流偏置电路、高频通路和变容二极管的直流通路、音频通路；
- (2) 解释图中两只变容管的联接方式有何优势？
- (3) 试求变容管所需直流偏置电压  $U_Q$ ；
- (4) 试求最大频偏  $\Delta f_m$  和调制信号振幅  $U_{\Omega m}$ 。

解：(1)





(2) 变容管的相对, 这就免除了高频电压对调频效果的干扰。

$$(3) \quad C_{\Sigma} = \frac{C_{jQ}}{2} + \frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3} = \left( \frac{C_{jQ}}{2} + 5 \right) \text{pF}$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{\Sigma}}}$$

$$C_{\Sigma} = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 L} = \frac{1}{(2\pi)^2 \times (40 \times 10^6)^2 \times 10^{-6}} = 15.85 \text{pF}$$

$$\rightarrow C_{jQ} = 21.69 \text{pF}$$

$$\text{又 } C_{jQ} = \frac{20}{\sqrt{U_Q}}, \quad \text{得 } U_Q = 0.85(\text{V})$$

$$(4) \quad \Delta f_m = m_f F = 5 \times 10^4 \text{ Hz} = 50 \text{kHz},$$

$$\text{又 } \Delta f_m = \frac{\gamma}{2} M f_c \rightarrow M = \frac{2\Delta f_m}{\gamma f_c} = 0.005$$

$$\text{而 } M = \frac{U_{\Omega m}}{U_Q + U_D} \approx \frac{U_{\Omega m}}{U_Q}$$

$$\text{得 } U_{\Omega m} = 0.0043(\text{V}) = 4.3(\text{mV})$$

6.5 解:

$$T(j\omega) = A(j\omega)F(j\omega)A_Q(j\omega) = A(\omega) \cdot K_f \cdot A \cdot e^{j\left[-2Q_L \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}\right] + Au_\Omega}$$

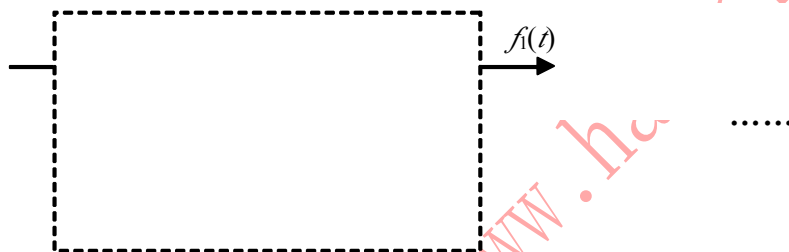
$$\varphi_\Sigma(\omega) = Au_\Omega - 2Q_L \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}$$

在平衡条件下,  $\varphi_\Sigma(\omega) = 0$

$$\therefore Au_\Omega = 2Q_L \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \rightarrow \omega = \omega(t) = \omega_0 \left[ 1 + \frac{Au_\Omega}{2Q_L} \right]$$

从 $\omega(t)$ 可以看出瞬时频率随 $u_\Omega$ 线性变化, 因此为直接调频。

6.6 解:



第一部分为间接调频电路实现的输出

$$\text{最大频偏 } \Delta f_m = m_p F_{\min} = 0.2 \times 100 = 20 \text{ Hz}$$

$$\therefore f_1(t) = f_{c1} + \Delta f_m \cos \Omega t$$

$$f_2(t) = n_1 f_1(t) = n_1 f_{c1} + n_1 \Delta f_m \cos \Omega t$$

$$f_2(t) = f_L - f_2(t) = f_L - n_1 f_{c1}(t) - n_1 \Delta f_m \cos \Omega t$$

$$f_3(t) = n_2 f_2(t) = n_2 f_L - n_2 f_2(t) = n_2 f_L - n_1 n_2 f_{c1}(t) - n_1 n_2 \Delta f_m \cos \Omega t$$

$$\text{由已知条件 } \Delta f_m = 75 \text{ kHz}, \Delta f_m = n_1 n_2 \Delta f_{m1}$$

$$\therefore n_1 n_2 \Delta f_{m1} = 75 \text{ kHz}$$

$$n_1 n_2 = \frac{75}{20} \times 10^3 = 3750$$

$$\text{再 } f_c = 1000 \text{ MHz}$$

$$f_c = n_2 f_L - n_1 n_2 f_{c1}$$

$$1000 \times 10^6 = n_2 \times 9.5 \times 10^6 - n_1 n_2 \times 10^5$$

$$95 n_2 = 1000 + n_1 n_2 = 4750$$

$$\therefore n_1 = 75, n_2 = 50$$

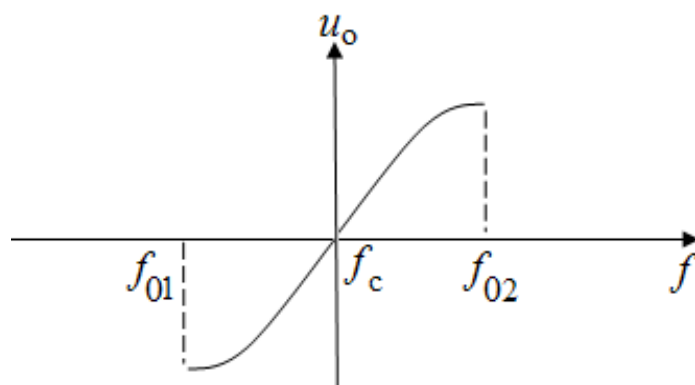
6.7 解:

$$(1) \quad f_{01} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}}, \quad f_{01} > f_c$$

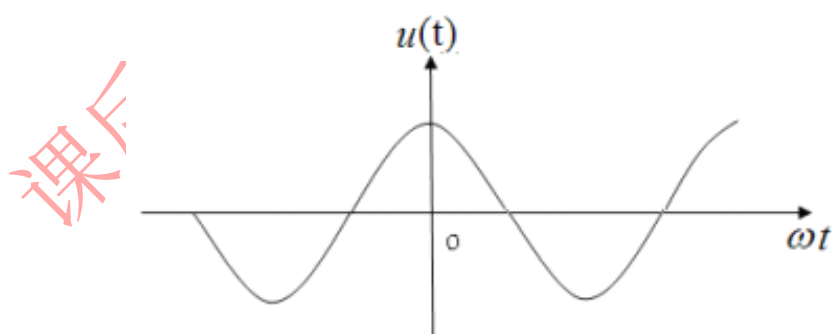
$$f_{02} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}}, \quad f_{02} < f_c$$

$$\text{且 } f_{01} - f_c = f_c - f_{02}$$

这时有鉴频特性:



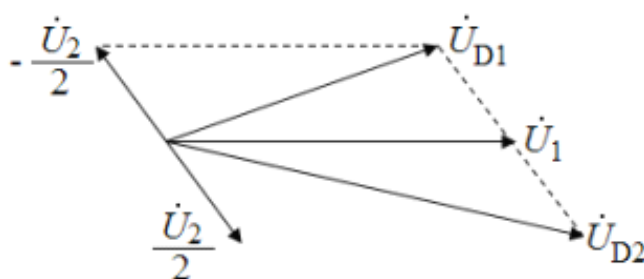
输出



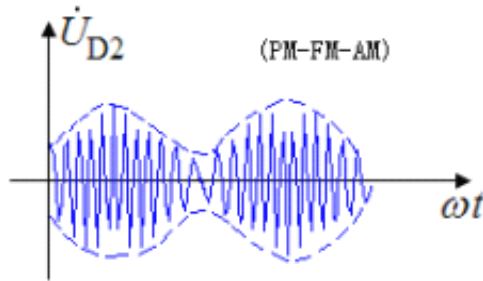
(2) 若  $f_{01} = f_{02} = f_c$ , 输出:  $u_o(t) = 0$ , 不能鉴频。

6.8 解

(1) 如图



(2) 则有



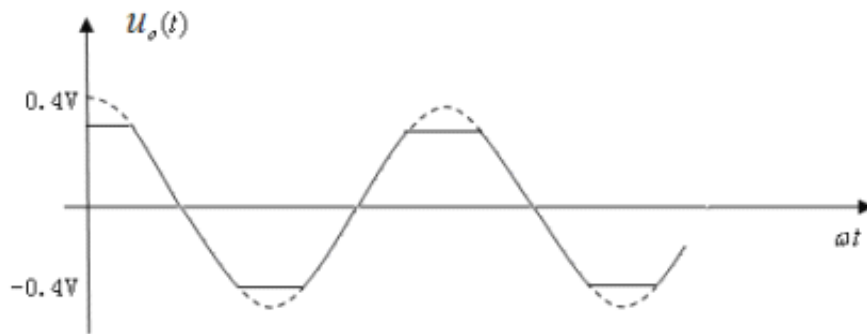
(3) 推导:  $\Delta\varphi(t) = 25 \sin 4\pi \times 10^3 t (\text{rad})$

$$f_m \cos \Omega \Delta f(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\Delta\varphi(t)}{dt} = 50 \cos 4\pi \times 10^3 t (\text{kHz})$$

$$\therefore \Delta f_m = 50 \text{ kHz}$$

而鉴频特性  $B_{pp} = 80 \text{ kHz} < 2\Delta f_m$ , 因此输出失真。  $u_\Omega = U_{\Omega m} \cos 2\pi \times 10^4 (V)$

$$u_o(t) = S_D \Delta f(t) = \begin{cases} 0.5 \cos 4\pi \times 10^3 t (V), & |u_o| < 0.4V \\ \pm 0.4(V), & |u_o| > 0.4V \end{cases}$$



(4) 由于  $S_D \approx -\frac{2\sqrt{2}k_d U_m Q_L}{\omega_c}$ , 当  $Q_L \uparrow$  时,  $\rightarrow S_D \uparrow$

由于  $B_{pp} \approx \frac{\pi}{6} \cdot \frac{f_0}{Q_L}$ , 当  $Q_L \uparrow$  时,  $\rightarrow B_{pp} \downarrow$

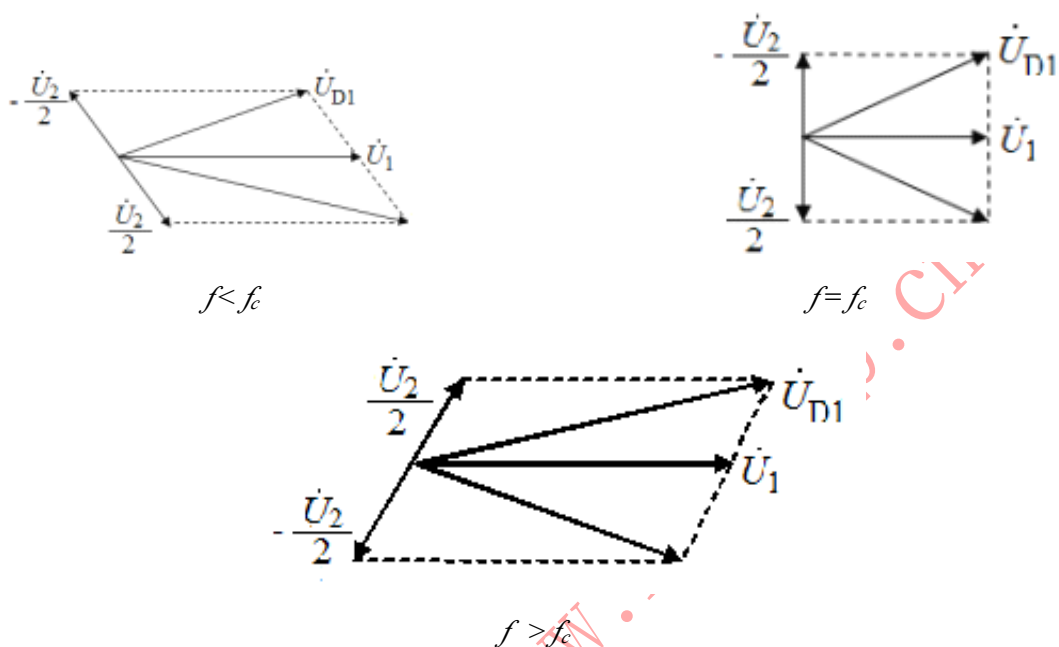
6.9 解

(1) 电容  $C_2$  两端的电压为:  $u_2 = \frac{kQU_1}{\sqrt{1+\xi^2}} e^{j(\frac{\pi}{2}-\varphi)}$

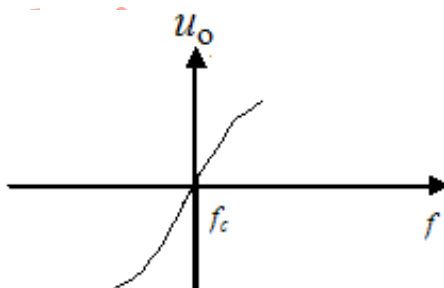
其中:  $\varphi = \arctg \xi$ ,  $k = \frac{M}{L}$ ,  $\xi = 2Q \frac{\Delta f}{f_c}$

(2)

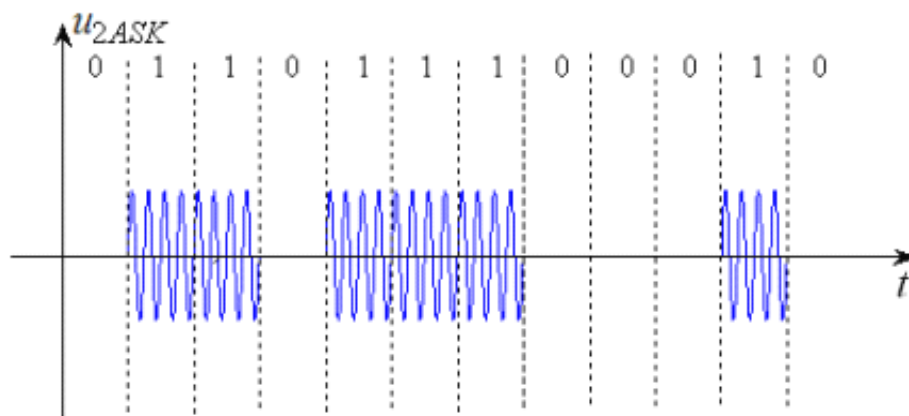
通信电子线路（侯丽敏 著）清华大学出版社



$$(3) \quad U_o = k_d (|U_{D1}| - |U_{D2}|)$$

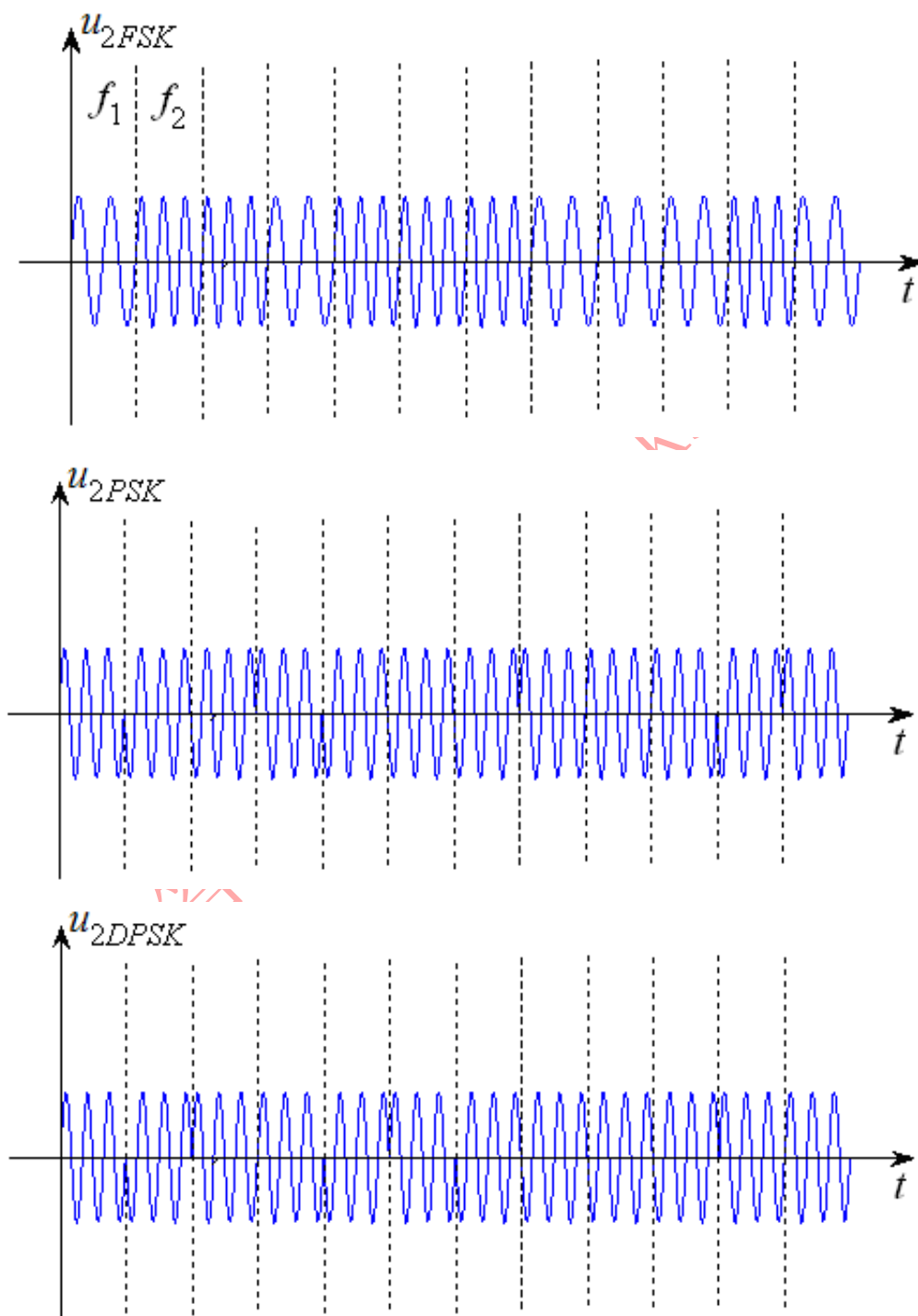


6.10 解：参考相位为 0； 0:  $\Delta\varphi = 0$ ; 1:  $\Delta\varphi = \pi$





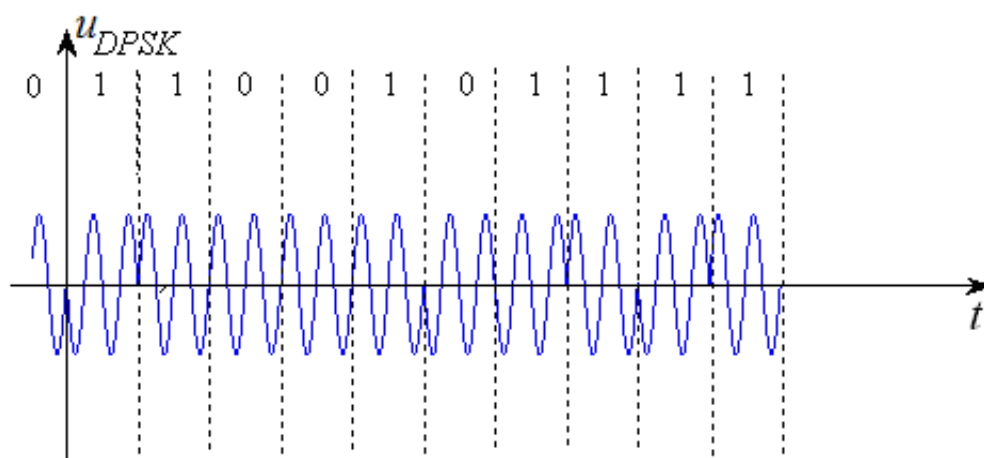
通信电子线路（侯丽敏 著）清华大学出版社



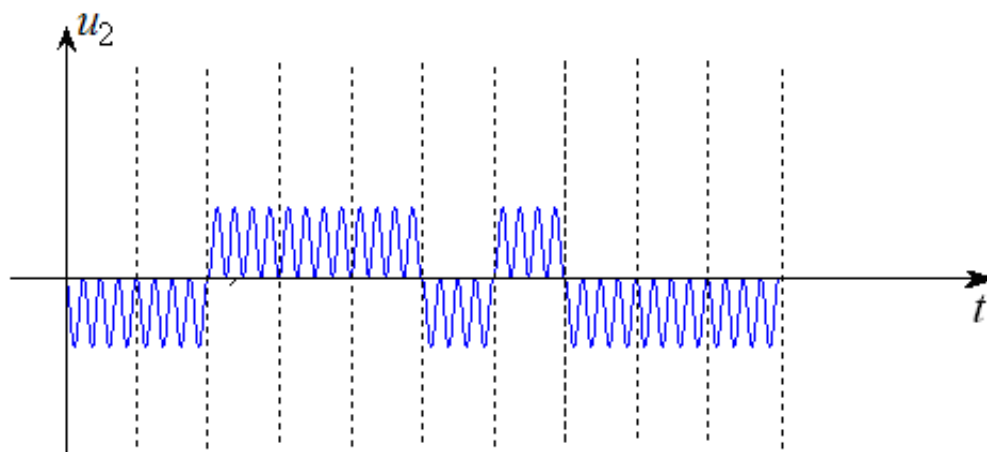
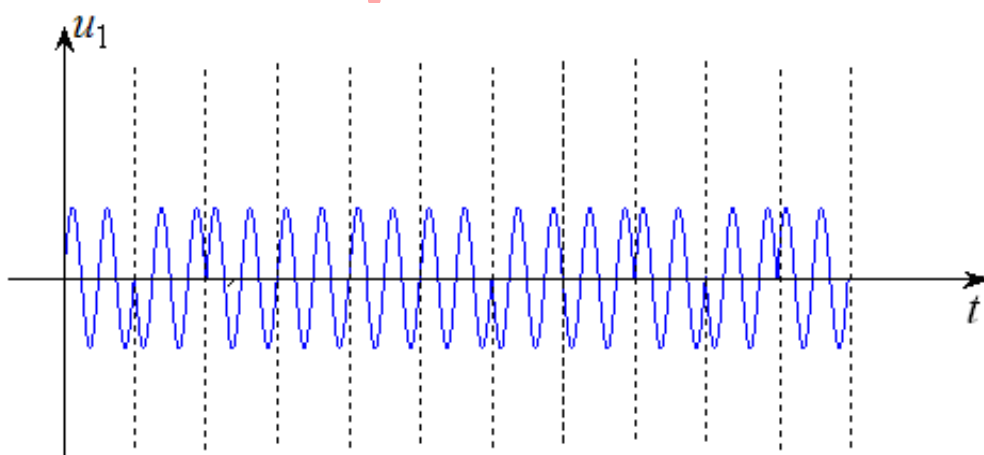
6.11 解

(1) 如图

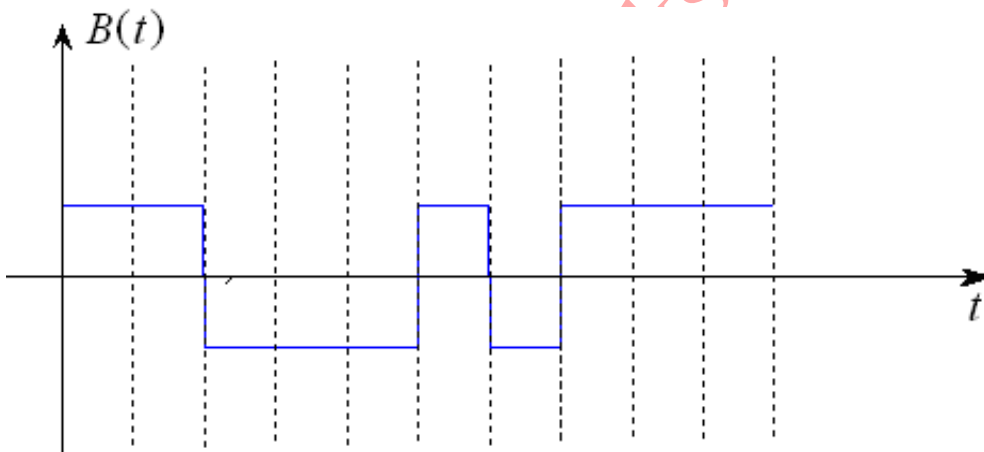
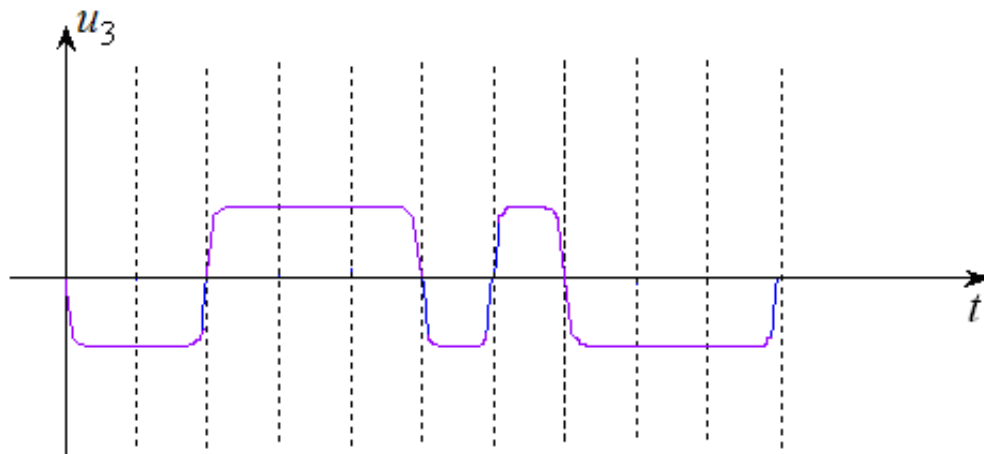
通信电子线路 (侯丽敏 著) 清华大学出版社



(2) 框图为

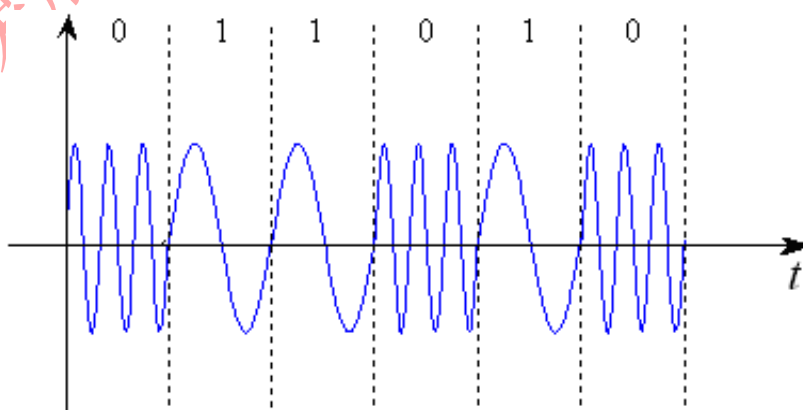


通信电子线路（侯丽敏 著）清华大学出版社



6.12 解

(1)



- (2) 因为载波中有一个载波与码元传输速率相同，如果用相干调制，将只有直流分量；又因为载频和码元传输速率比较接近，采用包络检波失真较大。所以本题最好的解调法是采用过零检测法。

通信电子线路 (侯丽敏 著) 清华大学出版社

## 习题七

7-1 设非线性器件的转移特性为  $i = a_0 + a_2 v^2 + a_3 v^3$ , 若利用此器件构成混频器, 求下列两种情况下混频器的时变跨导  $g_m(t)$ 、混频跨导  $g_c$  和中频电流成分。取  $\omega_I = \omega_L - \omega_c$ 。

(1)  $v = 2\cos\omega_L t + 0.2\cos\omega_c t$

(2)  $v = 0.4 + 2\cos\omega_L t + 0.2\cos\omega_c t$

解:  $i = a_0 + a_2 v^2 + a_3 v^3$

则  $g_m(t) = \frac{di}{dv} = 2a_2 v + 3a_3 v^2$

(1) 当  $v = 2\cos\omega_L t + 0.2\cos\omega_c t$  时,

$$\begin{aligned} g_m(t) &= g_m(t) \Big|_{v=2\cos\omega_L t} \\ &= (2a_2 v + 3a_3 v^2) \Big|_{v=2\cos\omega_L t} \\ &= 4a_2 \cos\omega_L t + 12a_3 \cos\omega_c t \\ &= 6a_3 + 4a_2 \cos\omega_L t + 6a_3 \cos\omega_c t \end{aligned}$$

其中  $g_{m1} = 4a_2$

$$\therefore g_c = \frac{g_{m1}}{2} = 2a_2$$

$$I_{Im} = g_c V_{sm} = 2a_2 \times 0.2 = 0.4a_2$$

$$I_{Im} = I_{Im} \cos(\omega_L - \cos\omega_c)t = 0.4a_2 \cos\omega_I t$$

(2)  $g_m(t) = g_m(t) \Big|_{v=0.4+2\cos\omega_L t}$

$$\begin{aligned} &= 2a_2(0.4 + 2\cos\omega_L t)\cos\omega_L t + 3a_3 \cos\omega_c (0.4 + 2\cos\omega_L t)^2 \\ &= 0.8a_2 + 6.48a_3 + (4a_2 + 4.8a_3)\cos\omega_L t + 6a_3 \cos\omega_L t \end{aligned}$$

其中  $g_{m1} = 4a_2 + 4.8a_3$

$$\therefore g_c = \frac{g_{m1}}{2} = 2a_2 + 2.4a_3$$

$$I_{Im} = g_c V_{sm} = 0.4a_2 + 0.48a_3$$

$$I_{Im} = (0.4a_2 + 0.48a_3)\cos(\omega_L - \cos\omega_c)t$$

7-2 用理想模拟乘法器做混频器, 如图 E7.1 所示。如果(1)本振为正弦波; (2)本振为同幅度的方波。试问哪种混频器有较高的混频增益? 哪种混频器对滤波器的要求高?

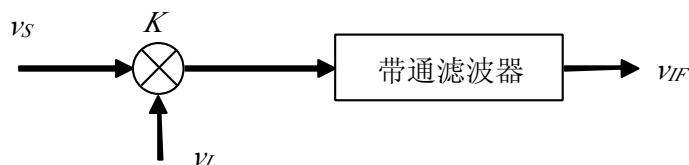


图 E7.1 习题 7-2 图

解: (1) 本振为正弦波时混频增益高

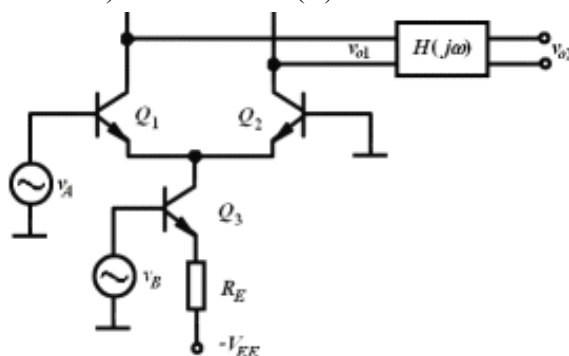
(2) 本振为方波时对滤波器的要求高

7-3 差分对电路如图 E7.2 所示。双端输出电路为  $v_{o1} = (a_0 + a_1 v_B) \text{th}(\frac{v_A}{2V_T})$ , 已知可能的输入信

号有:

通信电子线路 (侯丽敏 著) 清华大学出版社

$$\begin{aligned}v_1 &= V_{1m} \cos 2\pi \times 10^7 t \quad (\text{V}) \\v_2 &= V_{2m} \cos 2\pi \times 10^4 t \quad (\text{V}) \\v_3 &= V_{3m} (1 + 0.3 \cos 2\pi \times 10^3 t) \cos 2\pi \times 9 \times 10^6 t \quad (\text{V}) \\v_4 &= V_{4m} (\cos 2\pi \times 10^4 t) \cos 2\pi \times 10^7 t \quad (\text{V})\end{aligned}$$



E7.2 习题 7-3 图

问能否得到如下的输出信号:

- (1)  $v_{o2} = V_{am}(1 + m \cos 2\pi \times 10^4 t) \cos 2\pi \times 10^7 t \quad (\text{V})$
- (2)  $v_{o2} = V_{am}(1 + 0.3 \cos 2\pi \times 10^3 t) \cos 2\pi \times 10^6 t \quad (\text{V})$
- (3)  $v_{o2} = V_{am} \cos 4\pi \times 10^7 t \quad (\text{V})$

若能得到, 那么输入  $v_A$ 、 $v_B$  应加什么信号,  $H(j\omega)$  的中心频率和带况如何?  
解:

- (1)  $v_A = v_1$ ,  $v_B = v_2$ , 这时得到 AM 波:

$$v_{o1} = (a_0 + a_1 v_2) \text{th} \left( \frac{v_1}{2V_T} \right)$$

产生的频谱有:  $\omega_1$ ,  $\omega_1 \pm \omega_2$ ,  $3\omega_1$ ,  $3\omega_1 \pm \omega_2$ ,  $\dots$

经  $H(j\omega)$  滤波, 取  $\omega_0 = \omega_1 = 2\pi \times 10^7 \text{ rad/s}$

$$BW \geq 2\Omega = 4\pi \times 10^7 \text{ rad/s}$$

$$\begin{aligned}\text{输出 } v_{o2} &= K(a_0 + a_1 v_2) \cos 2\pi \times 10^7 t \\&= K(a_0 + a_1 V_{2m} \cos 2\pi \times 10^4 t) \cos 2\pi \times 10^7 t\end{aligned}$$

复数  $K$  为的增益与展开的基波分量的乘积。

- (2)  $v_A = v_1$ ,  $v_B = v_3$ , 这时可完成混频功能

$$v_{o1} = (a_0 + a_1 v_3) \text{th} \left( \frac{v_1}{2V_T} \right)$$

频谱成分有:  $10^7 \text{ Hz}$ ,  $3 \times 10^7 \text{ Hz}$ ,  $5 \times 10^7 \text{ Hz}$ ,  $\dots$

$$(10^7 \pm 9 \times 10^6) \pm F, (3 \times 10^7 \pm 9 \times 10^6) \pm F, \dots$$

经  $H(j\omega)$  滤波, 取  $\omega_0 = \omega_I = 2\pi \times 10^7 - 2\pi \times 9 \times 10^6 = 2\pi \times 10^6 \text{ rad/s}$

$$BW \geq 2F = 2 \times 10^3 \text{ Hz}$$

$$\text{输出 } v_{o2} = K a_1 V_{3m} (1 + 0.3 \cos 2\pi \times 10^3 t) \cos 2\pi \times 10^6 t \quad (\text{V})$$

复数  $K$  同上。

- (3)  $v_A = v_1$ ,  $v_B = v_1$ , 这时可完成倍频器功能

$$v_{o1} = (a_0 + a_1 v_1) \text{th} \left( \frac{v_1}{2V_T} \right)$$

频谱成分有:  $\omega_1$ ,  $2\omega_1$ ,  $3\omega_1$ ,  $\dots$

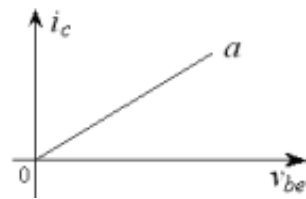
通信电子线路 (侯丽敏 著) 清华大学出版社

经  $H(j\omega)$  滤波, 取  $\omega_0 = 2\omega_1$ ,  $0 < BW < \omega_1$

输出  $v_{o2} = V_{om} \cos 4\pi \times 10^7 t$  (V)

7-4 设一非线性器件的静态伏安特性如图 E7.3 所示。其斜率为  $a$ , 设本振电压的振幅  $V_{Lm} = V_{BB}$ 。求当本振电压在下列四种情况下的混频跨导:

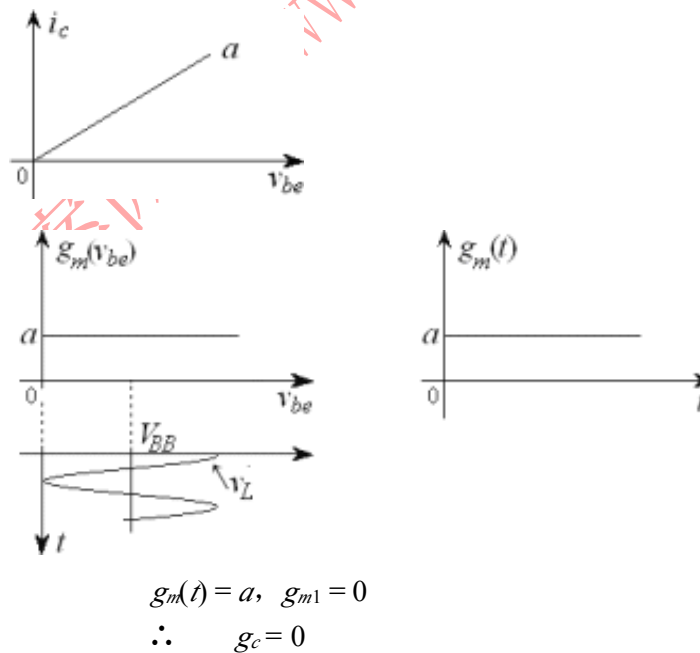
- (1) 偏压为  $V_{BB}$
- (2) 偏压为  $\frac{V_{BB}}{2}$
- (3) 偏压为 0
- (4) 偏压为  $-\frac{V_{BB}}{2}$



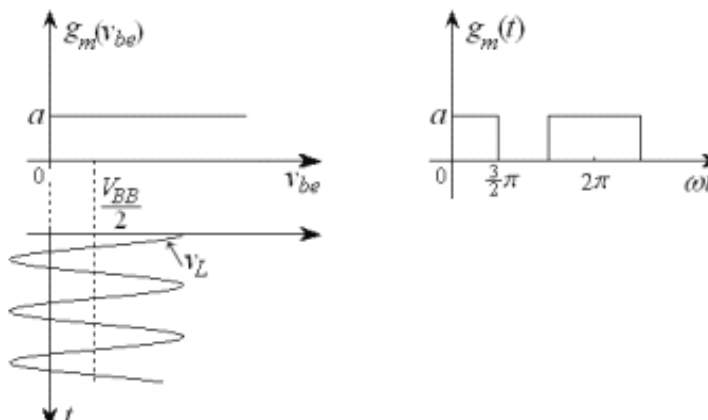
E7.3 习题 7-4 图

解: 用图解法求  $g_c$

(1)



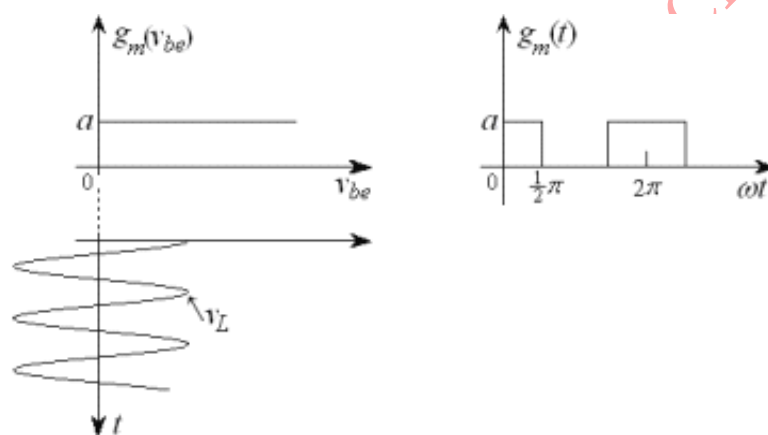
(2)



通信电子线路 (侯丽敏 著) 清华大学出版社

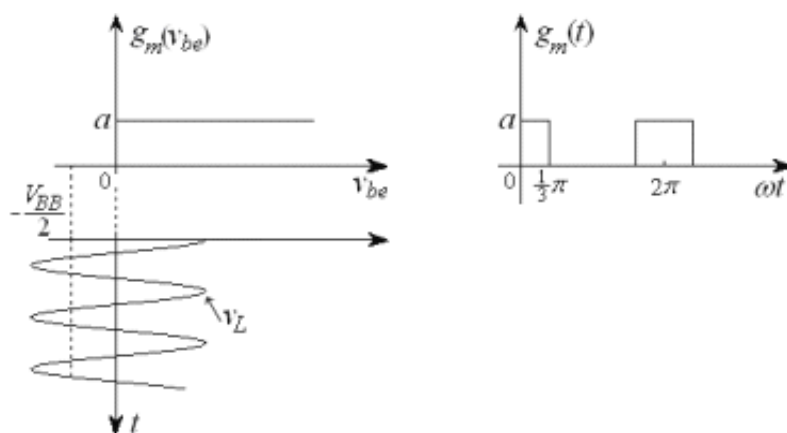
$$\begin{aligned}
 g_{m1} &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{2}{3}\pi} a \cos \omega_L t d\omega_L t \\
 &= \frac{2a}{\pi} \sin \omega_L t \Big|_0^{\frac{3}{2}\pi} \\
 &= \frac{\sqrt{3}}{\pi} a \\
 \therefore g_c &= \frac{g_{m1}}{2} = \frac{\sqrt{3}}{2\pi} a
 \end{aligned}$$

(3)



$$\begin{aligned}
 g_{m1} &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{1}{2}\pi} a \cos \omega_L t d\omega_L t \\
 &= \frac{2}{\pi} a \\
 \therefore g_c &= \frac{1}{\pi} a
 \end{aligned}$$

(4)



$$\begin{aligned}
 g_{m1} &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{1}{3}\pi} a \cos \omega_L t d\omega_L t \\
 &= \frac{\sqrt{3}}{\pi} a \\
 \therefore g_c &= \frac{\sqrt{3}}{2\pi} a
 \end{aligned}$$

通信电子线路 (侯丽敏 著) 清华大学出版社

7-5 图 E7.4 所示为一场效应管混频器。已知场效应管特性为  $i_D = 6 \left( 1 + \frac{v_{GS}}{3} \right)^2$  (mA), 输出回路调谐于 465kHz, 回路空载品质因数  $Q_0 = 100$ ,  $C = 600$ pF,  $R_L = 1$ k $\Omega$ , 接入系数  $p = \frac{1}{6}$ ,  $C_1, C_2, C_3$  为高频旁路电容。  $v_S = 0.15 \cos \Omega t \cos \omega_L t$  (V)。

(1) 当  $V_{GS} = -3$ (V) 时,  $v_L = 2 \cos \omega_L t$  (V) 时, 计算时变跨导  $g_m(t)$ 、混频跨导  $g_c$  和输出中频电压  $v_I$ ;

(2) 选择  $R_S$  和本振振幅  $V_{Lm}$  使输出电流  $i_D$  中组合频率数最少而混频跨导  $g_c$  最大, 这是对应的  $g_m(t)$ 、 $g_c$  和  $v_I$  各位多少?

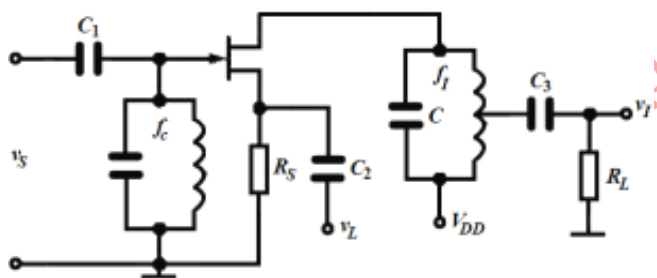
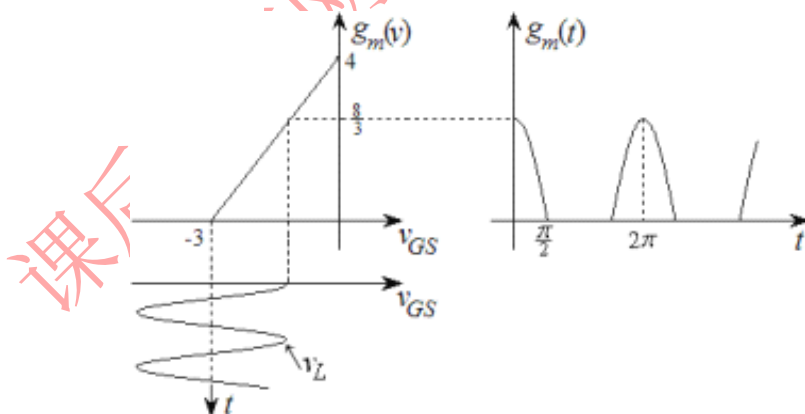


图 E7.4 习题 7-5 图

解:

$$(1) \quad g_m(v) = \frac{di_D}{dv_{GS}} = 2 \times 6 \left( 1 + \frac{v_{GS}}{3} \right) \times \frac{1}{3} = 4 \left( 1 + \frac{v_{GS}}{3} \right)$$



$$g_{m1} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{8}{3} \cos \omega_L t \cdot \cos \omega_L t d\omega_L t$$

$$= \frac{4}{3}$$

$$\therefore \quad g_c = \frac{g_{m1}}{2} = \frac{2}{3} (\text{ms})$$

$$R_p = \frac{Q_0}{\omega_0 C} = \frac{100}{6.28 \times 465 \times 10^3 \times 600 \times 10^{-12}} = 57 \text{ k}\Omega$$

$$R'_L = R_p // \frac{P_L}{P^2} = 57 \text{ k}\Omega // 36 \text{ k}\Omega = 22 \text{ k}\Omega$$

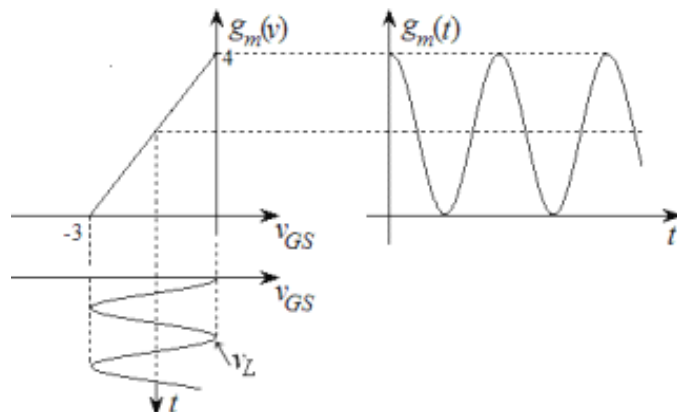


通信电子线路 (侯丽敏 著) 清华大学出版社

$$A_o = -p g_c R_L = -\frac{1}{6} \times \frac{2}{3} \times 22 = -2.45$$

$$v_I = A_o v_S = -0.368 \cos \Omega t \cos \omega_I t \text{ (V)}$$

(2) 调节  $R_S$ , 使  $V_{GS} = \frac{V_{GSoff}}{2} = -\frac{3}{2}$ , 使  $V_{Lm} = \frac{V_{GSoff}}{2} = \frac{3}{2}$



$$g_m(t) = 2(1 + \cos \omega_L t)$$

$$g_{m1} = 2$$

$$g_c = 1 \text{ (ms)}$$

$$\therefore v_I = -0.55 \cos \Omega t \cos \omega_I t \text{ (V)}$$

7-6 如图 E7.5 所示框图为调频发射机的部分单元。设输入调频信号的参数为: 中心频率  $f_{ci} = 100 \text{ kHz}$ , 频偏  $\Delta f_{mi} = 180 \text{ Hz}$ , 调制信号频率  $F = 2 \text{ kHz}$ 。求输出调频信号的参数: 中心频率  $f_{co}$ 、最大频偏  $\Delta f_{mo}$ 、调频指数  $m_{fo}$  和信号带宽  $BW$ 。

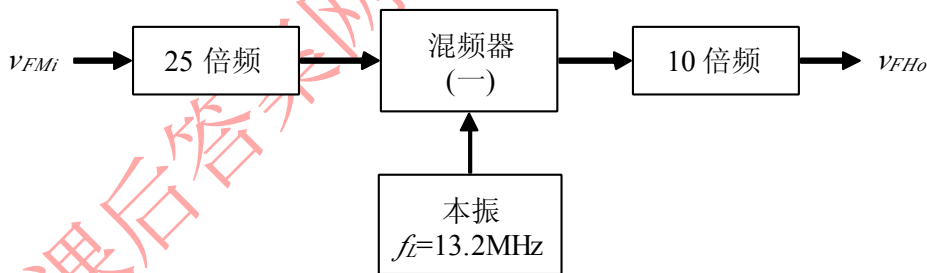


图 E7.5 习题 7-6 图

解: 输出信号  $v_{FHo}$ :

$$f_{co} = (f_L - 25f_{ci}) \times 10 = 107 \text{ MHz}$$

$$\Delta f_{mo} = 25 \Delta f_{mi} \times 10 = 45 \text{ kHz}$$

$$m_{fo} = \frac{\Delta f_{mo}}{F} = \frac{45}{2} = 22.5$$

$$BW = 2(m_{fo} + 1) = 94 \text{ kHz}$$

7-7 三极管混频器电路如图 E7.6 所示。已知三极管转移特性为  $v_{be} > 0$ ,  $i_c = 0.9 v_{be}^2$ ; 当  $v_{be} < 0$

时,  $i_c = 0$ 。图中本振电压  $v_L = \cos \omega_L t \text{ (V)}$ , 信号电压  $v_S = 10 \cos(\omega_c + \Omega)t \text{ (mV)}$ ,  $V_{BB} = 1 \text{ (V)}$ 。输出滤波器谐振频率:  $\omega_0 = \omega_I = \omega_L - \omega_c$ , 谐振阻抗为  $10 \text{ k}\Omega$ 。试求:

- (1) 时变跨导  $g_m(t)$ ;
- (2) 混频跨导  $g_c$ ;
- (3) 输出电压  $v_d(t)$ ;
- (4) 若  $f_c = 1 \text{ MHz}$ ,  $f_I = 465 \text{ kHz}$ , 试计算副波道干扰的频率 ( $p + q \leq 3$  以内)。

通信电子线路 (侯丽敏 著) 清华大学出版社

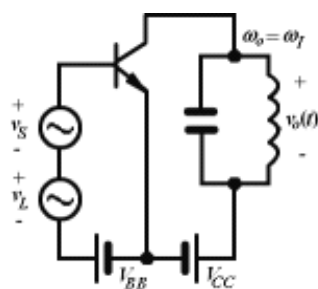
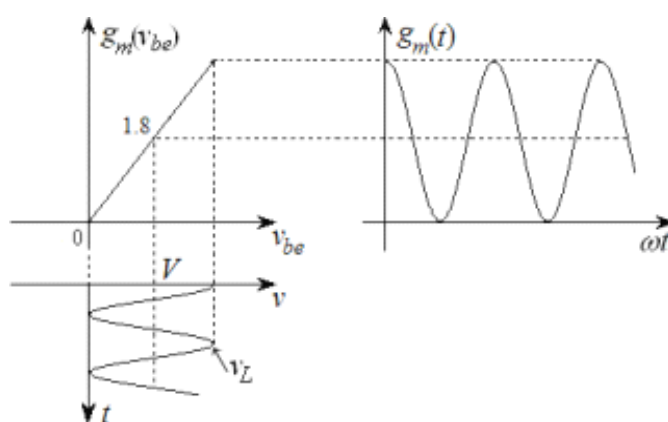


图 E7.6 习题 7-6 图

解:

(1)



$$g_m(t) = 1.8(1 + \cos\omega_L t)$$

(2)  $g_{m1} = 1.8$

$$\therefore g_c = \frac{g_{m1}}{2} = 0.9(\text{ms})$$

(3)  $v_o(t) = g_c v_S R_L = 0.9 \times 10 \times 10 \cos(\omega_I - \Omega)t = 90 \cos(\omega_I - \Omega)t (\text{mV})$

其中  $\omega_I = \omega_L - \omega_c$

(4) 副波道干扰频率

$$f_n = \frac{p+1}{q} f_I + \frac{p}{q} f_c$$

中频干扰 ( $p=0, q=1$ ):  $f_n = f_I = 465 \text{ kHz}$

镜频干扰 ( $p=1, q=1$ ):  $f_n = 2f_I + f_c = 1.93 \text{ MHz}$

三阶干扰 ( $p=2, q=1$ ):  $f_n = 3f_I + 2f_c = 3.395 \text{ MHz}$

$$(p=1, q=2): f_n = f_I + \frac{1}{2} f_c = 965 \text{ kHz}$$

第二种解法:

$$i_c = 0.9 v_{be}^2 S(\omega_L t)$$

$$= 0.9(1 + 0.01 \cos(\omega_c + \Omega)t + \cos\omega_L t)^2 S(\omega_L t)$$

$$= \dots \quad ?$$

7-8 某超外差接收机中频  $f_I = 500 \text{ kHz}$ , 本振频率  $f_c < f_I$ , 在收听  $f_c = 1.501 \text{ MHz}$  的信号时, 听到啸叫声, 其原因是什么? 试进行具体分析(设此时无其它外来干扰)。

解:

$$\frac{f_c}{f_I} = \frac{1.501 \times 10^3}{500} = 3$$

通信电子线路 (侯丽敏 著) 清华大学出版社

$$\frac{p+1}{q-p} = 3, \text{ 则有 } p=2, q=3, \text{ 为 5 阶干扰。}$$

7-9 镜象干扰  $v_n = V_{nm} \cos \omega_n t$  以下述方式之一加于图 E7.6 所示的混频器:

- (1)  $v_1 = V_{sm} \cos \omega_c t + V_{nm} \cos \omega_n t, v_2 = V_{Lm} \cos \omega_L t$ ;
- (2)  $v_1 = V_{sm} \cos \omega_c t, v_2 = V_{Lm} \cos \omega_L t + V_{nm} \cos \omega_n t$ , 且  $V_{Lm} \gg V_{sm} = V_{nm}, \omega_I = \omega_L - \omega_S$ , 试问它是否对信号造成干扰? 为什么?

解:

$$(1) v_1 = V_{sm} \cos \omega_c t + V_{nm} \cos \omega_n t$$

$$v_2 = V_{Lm} \cos \omega_L t$$

$$\dot{V}_{D1} = \dot{V}_2 + \frac{\dot{V}_1}{2}, \quad \dot{V}_{D1} = \dot{V}_2 - \frac{\dot{V}_1}{2}$$

$$i = i_1 - i_2 = g_D v_1 S(\omega_L t) = g_D (V_{sm} \cos \omega_c t + V_{nm} \cos \omega_n t) \left[ \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_L t \cdots \right]$$

由于  $\omega_n = \omega_L + \omega_I$  (镜频干扰)

混频器输出将  $V_{nm} \cos \omega_n t \times \frac{2}{\pi} \cos \omega_L t$  选出, 产生干扰。

$$(2) v_1 = V_{sm} \cos \omega_c t, v_2 = V_{Lm} \cos \omega_L t + V_{nm} \cos \omega_n t$$

$$i = i_1 - i_2 = g_D v_1 S(\omega_L t)$$

不会产生干扰。

7-10 试分析与解释下列现象:

- (1) 在某地, 收音机接收 1090kHz 信号时, 可以收到 1323kHz 的信号;
- (2) 收音机接收 1080kHz 信号时, 可以听到 540kHz 信号;
- (3) 收音机接收 930kHz 信号时, 可同时收到 690kHz 和 810kHz 信号, 但不能单独受到其中的一个台(例如另一电台停播)的信号。

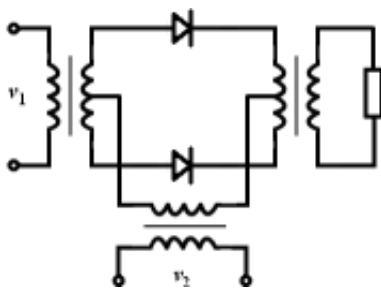


图 E7.6 习题 7-9 图

解:

$$(1) f_c = 1090 \text{ kHz}, f_L = 1090 + 465 = 1555 \text{ kHz}$$

$$f_n = 1323 \text{ kHz}, \text{ 副波道干扰}$$

$$p=2, q=2 \text{ 时}, 2(f_L - f_n) = 2(1555 - 1323) = 464 \text{ kHz} \approx f_I$$

$$(2) \text{ 副波道干扰}$$

$$f_L = 1545 \text{ kHz}, f_n = 540 \text{ kHz}$$

$$p=1, q=2 \text{ 时}, f_L - 2f_n = 1545 - 2 \times 540 = 465 \text{ kHz}$$

$$(3) \text{ 3 阶互调干扰}$$

$$f_L = 930 + 465 = 1395 \text{ kHz}, f_{n1} = 810 \text{ kHz}, f_{n2} = 690 \text{ kHz}$$

$$f_L - (2f_{n1} - f_{n2}) = 1395 - (2 \times 810 - 690) = f_I$$