

# 学霸助手

[www.xuebazhushou.com](http://www.xuebazhushou.com)

课后答案 | 课件 | 期末试卷

最专业的学习资料分享APP

## 通信电路原理作业答案

2-4. 请比较串、并联谐振回路的阻抗特性的异同。

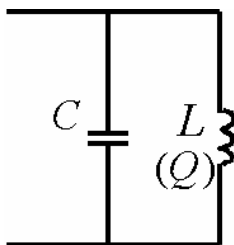
2-4. 解:

**LC** 串、并联谐振回路比较

电路名称	串联谐振回路	并联谐振回路
激励源	恒压源	恒流源
谐振频率	$\omega_S = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$	$\omega_P = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{Q_P^2}} \approx \omega_0$
通频带	$BW = \frac{f_0}{Q_S}$	$BW = \frac{f_0}{Q_P}$
端阻抗 (导纳)	$Z(j\omega) = R \left[ 1 + jQ_S \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right]$	$Y_P(j\omega) = G_P \left[ 1 + jQ_P \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right]$
品质因数	$Q_S = \frac{1}{R_S} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\omega_0 L}{R_S}$	$Q_P = \frac{1}{G_P} \sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{\omega_0 C}{G_P}$
谐振性质	$ V_C  =  V_L  = Q_S V_g$ 电压谐振	$ I_C  =  I_L  = Q_P I_g$ 电流谐振
谐振特性 相对幅频特性	$\alpha_i(\omega) = \frac{ I(j\omega) }{ I(j\omega_0) } = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_S^2 \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}}$	$\alpha_v(\omega) = \frac{ V(j\omega) }{ V(j\omega_0) } = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_P^2 \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}}$
相频特性	$\varphi_i(\omega) = -\arctg Q_S \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$	$\varphi_v(\omega) = -\arctg Q_P \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$

2-6. 在题图 2-2 所示并联谐振回路中, 电感的  $Q$  值为 200, 电感量为  $10\mu\text{H}$ , 电容值为  $10\text{pF}$ , 电容器的损耗可以忽略。

- (1) 求该回路通频带的宽度  $\Delta f$ ;
- (2) 要使其通频带扩大到  $4\Delta f$ , 可以采用什么办法?



题图 2-2

2-6. 解:

$$(1) Q_p = Q = 200 \text{ 很大, 并联谐振频率: } \omega_p \approx \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 10^8 \text{ (rad/s)}$$

$$\text{所以 } BW = \frac{f_0}{Q_p} = \frac{\omega_0}{2\pi Q} = 7.96 \times 10^4 \text{ Hz} = 79.6 \text{ KHz}$$

- (2) 要使其通频带扩大到  $4BW$

由于  $Q_p = Q = 200$ , 所以回路损耗电阻存在, 设回路总损耗电阻为  $R_s$ , 则

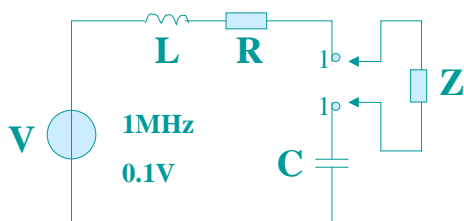
$$Q = \frac{1}{\omega_0 C R_s} = \frac{\omega_0 L}{R_s}, \text{ 可计算出 } R_s。$$

若将其通频带扩大到  $4BW$ , 只需在电感上串接一电阻  $R = 3R_s$ 。

$$\alpha_v(\omega) = \left| \frac{V(j\omega)}{V(j\omega_0)} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_p^2 \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}}$$

这里忽略串接一电阻对并联谐振频率的影响,  $\omega_p \approx \omega_0$ 。

例 1. 串联回路如下图所示。



信号源频率:  $f_0 = 1\text{MHz}$ ; 电压振幅:  $V_m = 0.1\text{V}$ 。

将 1-1 端短接, 电容  $C$  调到  $100\text{PF}$  时谐振。此时, 电容  $C$  两端的电压为  $10\text{V}$ 。

如 1-1 端开路, 再串接一阻抗  $Z_x$  (电阻  $R_x$  和电容  $C_x$  串联), 则回路失谐, 电容  $C$  调到  $200\text{PF}$  时重新谐振。此时, 电容  $C$  两端的电压为  $2.5\text{V}$ 。

试求: 线圈的电感  $L$ , 回路品质因数  $Q$  以及未知阻抗  $Z_x$ 。

例1. 解:

$$(1) \text{ 将 1-1 短接 } Q = \frac{V_C}{V_m} = 100$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 1\text{MHz} \quad L = \frac{1}{C} \times \left(\frac{1}{10^6}\right)^2 \times \left(\frac{1}{2\pi}\right)^2 \approx 253.3 \quad (\mu\text{H})$$

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} \Rightarrow R = \frac{\omega_0 L}{Q} = \frac{2\pi f_0 \times L}{Q} \approx 15.9\Omega$$

(2) 将 1-1 断开, 串接  $Z_x$  时,  $Z_x$  为  $C_x$  与  $R_x$  串联, 则回路总电容为  $C \parallel C_x$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C \parallel C_x)}} = 1\text{MHz} \Rightarrow C \parallel C_x = 100\text{pF}$$

$$C \parallel C_x = 100\text{pF} \Rightarrow C = 200\text{PF} \Rightarrow C_x = 200\text{PF}$$

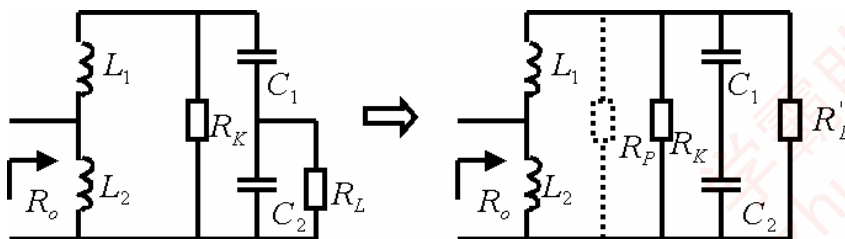
$$V_{C_x} = V_C = 2.5 \quad (\text{V}) \Rightarrow Q' = \frac{5}{0.1} = 50$$

$$\text{回路总电阻: } R_\Sigma = \frac{\omega_0 L}{Q'} = \frac{2\pi f_0 \times L}{Q'}$$

$$Q' = \frac{1}{2}Q \Rightarrow R_\Sigma = 2R = R_x + R \Rightarrow R_x = 15.9\Omega$$

$$Z_x = R_x + \frac{1}{j\omega C_x} = 15.9 - j \frac{5 \times 10^9}{\omega} \Rightarrow Z_x = 15.9 - j795.8 (\Omega)$$

例 2. 并联回路如下图所示。



例 2 图

已知:  $L_1 = L_2 = 5\mu H$ ,  $Q = 100$ ,  $C_1 = C_2 = 8pF$ ,  $R_K = 40K$ ,  $R_L = 10K$ .

试求: 无阻尼谐振频率  $f_0$ ; 等效谐振电阻  $R_o$ ; 不接负载电阻  $R_L$ ,  $BW$  如何变?

例 2. 解:

$$(1) \text{ 无阻尼 } R_K = \infty \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2)(C_1 \parallel C_2)}} \approx 25.2MHz$$

$$(2) R_L' = \frac{R_L}{P_1^2} = \frac{R_L}{\left(\frac{C_1}{C_1 + C_2}\right)^2} \approx 40k\Omega$$

$$R_p = Q\omega_0(L_1 + L_2) = 158.3K\Omega, \quad R_\Sigma = R_L' \parallel R_K \parallel R_p = 17.8K\Omega$$

$$P_2 = \frac{L_2}{L_1 + L_2} = 0.5, \quad \text{等效谐振电阻: } R_o = R_\Sigma \times P_2^2 = 4.45K\Omega$$

(3) 不接  $R_L$ , 等效谐振电阻  $R_o$  变大, 电路  $Q$  值变大, 选择性变好, 通频带  $BW$  变窄。

**2-10.** 请用巴特沃思逼近法涉及一个低通滤波器, 要求在频率 **0~4kHz** 范围内衰减小于 **1dB**, 频率高于 **20kHz** 的范围衰减大于 **35dB**, 信源与负载阻抗为 **600Ω**。

**2-10.** 解:

$$A_p = 1dB, \quad A_s = 35dB, \quad \text{估计一个带宽比: } \Omega = 20/4 = 5$$

由巴特沃思滤波器计算曲线可得: 阶次  $n = 3$

当通带内衰减为 **1dB** 时, 其对应归一化频率是 **0.8**

$$\text{由此可以得出截止频率为: } f_c = 4/0.8 = 5 \text{ (KHz)}$$

$$\text{重新计算带宽比: } \Omega = 20/5 = 4$$

查表得: 阶次为  $n = 3$  的衰减  $A_s$  结果为 **32dB** 不满足要求

$$\text{再重新估计带宽比: } \Omega = 20/5 = 4$$

由巴特沃思滤波器计算曲线可得: 阶次  $n = 4$

当通带内衰减为 **1dB** 时, 其对应归一化频率是 **0.85**

$$\text{由此可以得出截止频率为: } f_c = 4/0.85 = 4.7 \text{ (KHz)},$$

$$\text{重新计算带宽比: } \Omega = 20/4.7 = 4.25$$

查表得: 阶次为  $n = 4$  的衰减  $A_s$  结果为 **46dB** 满足要求

查表得归一化元件值为:

$$C_1' = 0.7645, \quad L_2' = 1.8478, \quad R_s' = 1.0000$$

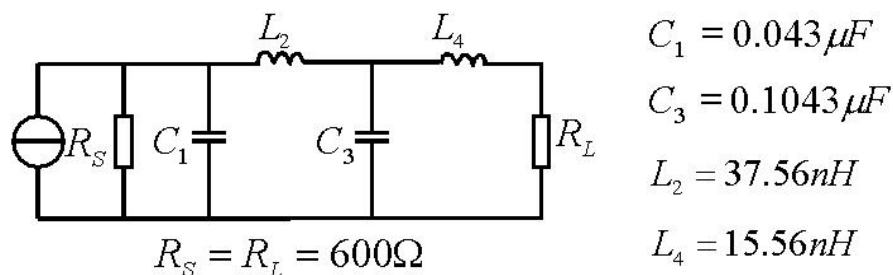
$$C_3' = 1.8478, \quad L_4' = 0.7645$$

实际元件值:

$$C_1 = \frac{1}{\omega_c R_L} C_1' \approx 0.043 \mu F, \quad C_3 = \frac{1}{\omega_c R_L} C_3' \approx 0.1043 \mu F$$

$$L_2 = \frac{R_L}{\omega_c} L_2' \approx 37.56 mH, \quad L_4 = \frac{R_L}{\omega_c} L_4' \approx 15.56 mH$$

所得滤波器实际电路图:



**2-11.** 请用巴特沃思逼近法涉及一个低通滤波器, 要求在频率 **0~3kHz** 范围内衰减小于 **2dB**, 频率高于 **30kHz** 的范围衰减大于 **35dB**, 信源与负载阻抗为 **600Ω**。

**2-11. 解:**  $A_p = 2dB$ ,  $A_s = 35dB$ , 估计一个带宽比:  $\Omega = 30/3 = 10$

由巴特沃思滤波器计算曲线可得: 阶次  $n = 2$

当通带内衰减为  $2dB$  时, 其对应归一化频率是  $0.9$

由此得出截止频率为:  $f_c = 3/0.9 \approx 3.33$  (KHz)

重新计算带宽比:  $\Omega = 30/3.33 = 9$

查表得: 阶次为  $n = 2$  的衰减  $A_s$  结果为  $38dB$  满足要求

查表得: 归一化元件值为:

$$L_L = 3.18 nH$$

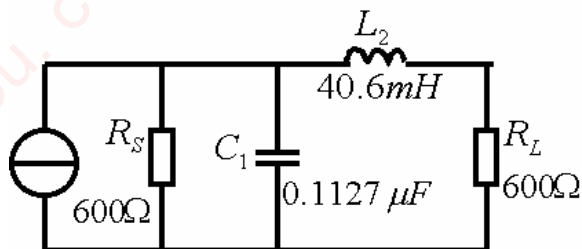
$$C_1' = 1.4142, \quad L_2' = 1.4142, \quad R_s' = 1.0000$$

实际元件值:

$$C_1 = \frac{1}{\omega_c R_L} C_1' = 0.1127 \mu F$$

$$L_2 = \frac{R_L}{\omega_c} L_2' = 40.6 mH$$

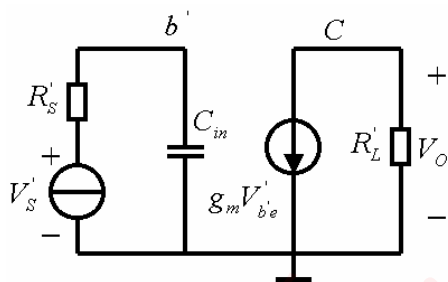
所得滤波器实际电路图:



3-1. 比较共基极和共发射极放大器的异同, 说明为什么前者的频带较宽, 而后者较窄。

3-1. 解:

(1) 共发射极放大器简化等效电路:

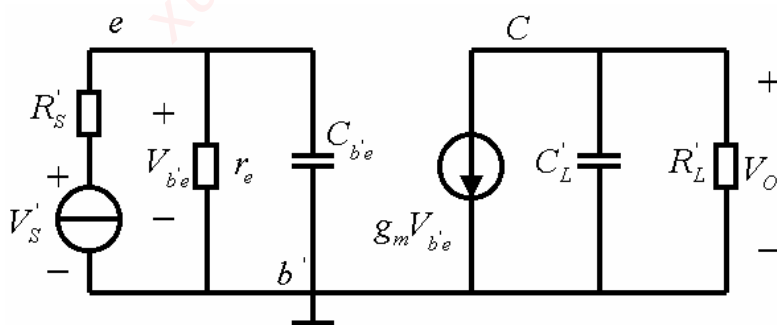


$$C_{in} = C_{b'e} \left( 1 + \frac{C_{b'c}}{C_{b'e}} g_m R_L' \right) = C_{b'e} + C_{b'c} g_m R_L'$$

$$R_S' = (R_S + r_{b'b}) \parallel r_{b'e} = \frac{(C R_S + r_{b'b}) r_{b'e}}{R_S + r_{b'b} + r_{b'e}}$$

增益带宽积:  $GBP = \frac{g_m R_L'}{C_{in} (R_S + r_{b'b})}$ , 源电压增益的高频边界角频率:  $\omega_n = \frac{1}{C_{in} R_S'}$

(2) 共基放大器简化等效电路:



$$r_e = \frac{r_{b'e}}{\beta + 1} \quad f_{P1} = \frac{1}{2\pi (R_C \parallel r_e) C_{b'e}} \quad f_{P2} = \frac{1}{2\pi R_L' C_L'} \quad C_{in} = C_{b'e}$$

两者比较有:

共基放大器的输入端电容  $C_{b'e}$  远小于共发射极放大器的输入端电容  $C_{in} = C_{b'e} + C_{b'c} g_m R_L'$ 。

共基放大器的输入电阻远小于共发射极放大器的输入电阻  $r_{b'e}$ 。

输入电容小, 输入电阻小, 使得共基放大器的高频截止频率远大于共发射放大器, 因此共基放大器的频带比共发射放大器的频带要宽。

并且当共基放大器的  $C_L = 0$  时  $f_{p2} = \frac{1}{2\pi R_L' C_{b'c}}$  很高, 故共基放大器具有非常好的高频响应特性。

3-2. 为什么晶体管在高频工作时要考虑单向化问题, 而在低频工作时, 则可不考虑?

3-2. 解:

以单管共发射放大器为例。

集电结电容通常约为几个 PF, 低频时其容抗很大, 可近似认为开路, 使得电路中不存在反馈, 故不必考虑单向化问题。

而在高频时, 它的作用就不能忽略了, 它跨接在输入输出之间, 构成放大器内部反馈通路, 输入对输出有影响, 反过来输出对输入也有影响, 故需要考虑单向化问题。

3-4. 一个  $1000\Omega$  电阻在温度 290K 和 10MHz 频带内工作, 试计算它两端产生的噪声电压和噪声电流的方均根值。

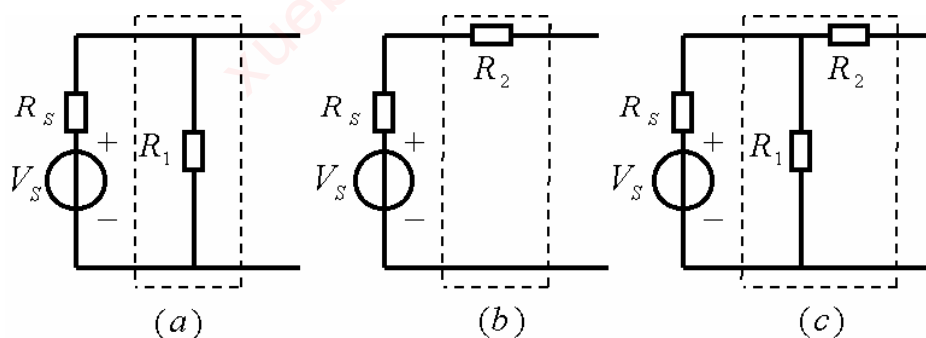
3-4. 解:

$$\text{噪声电压的方均根值: } \sqrt{v^2} = 12.65\mu V$$

$$\text{噪声电流的方均根值: } \sqrt{i^2} = 12.65nA$$

3-7. 计算题图 3-1 中各电阻网络的噪声系数, 说明各电阻与噪声系数的关系并加以解释。

图中  $V_s, R_s$  为外加信号源电压及其内阻,  $R_1, R_2$  均为有噪电阻。



题图 3-1

3-7. 解:

$$(a) \quad F_n = 1 + \frac{R_s}{R_1}$$

$$(b) \quad F_n = 1 + \frac{R_2}{R_s}$$

$$(c) \quad F_n = 1 + \frac{R_s}{R_1} + \frac{R_2}{R_s} + \frac{2R_2}{R_1} + \frac{R_2 R_s}{R_1^2}$$



3-9. 有 A、B、C 三个匹配放大器，它们的特性如下：

放大器	功率增益 (dB)	噪声系数
A	6	1.7
B	12	2.0
C	20	4.0

现将此三个放大器级联，放大一低电平信号，问此三个放大器应如何连接，才能使总的噪声系数最小，最小值为多少？

3-9. 解：

三个放大器应按  $A \rightarrow B \rightarrow C$  的顺序连接。

$$G_{pm1} = 3.98, \quad F_{n1} = 1.7, \quad G_{pm2} = 15.8, \quad F_{n2} = 2.0$$

$$\text{最小噪声系数为: } F_{n(\min)} = 1.7 + \frac{1}{3.98} + \frac{3}{3.98 \times 15.8} \approx 2$$

3-10. 当接收机线性级输出端的信号功率对噪声功率的比值超过  $40\text{dB}$  时，则接收机会输出满意的结果。该接收机输入级的噪声系数是  $10\text{dB}$ ，损耗为  $8\text{dB}$ ，下一级的噪声系数为  $3\text{dB}$ ，并具有较高的增益。若输入信号功率对噪声功率的比为  $1 \times 10^5$ ，问这样的接收机构造形式是否满足要求，是否需要一个前置放大器？若前置放大器的增益为  $10\text{dB}$ ，则其噪声系数应为多少？

3-10. 解：

$$\text{由公式: } F_n = F_{n1} + \frac{F_{n2} - 1}{G_{pm1}}$$

$$\text{已知: } F_{n1} = 10\text{dB} (10), \quad G_{pm1} = -8\text{dB} (0.16), \quad F_{n2} = 3\text{dB} (2)$$

$$F_n = F_{n1} + \frac{F_{n2} - 1}{G_{pm1}} = 10 + \frac{2 - 1}{0.16} = 16.25 = \frac{\frac{P_{si}}{P_{n1}}}{\frac{P_{so}}{P_{no}}}$$

$$P_{si} / P_{ni} = 1 \times 10^5, \quad P_{so} / P_{si} = \frac{1 \times 10^5}{16.25} = 6153.8 \Rightarrow 37.9\text{dB} < 40\text{dB}$$

所以不满足要求。需加一前置放大器。

$$\text{若要求: } P_{so} / P_{si} = 1 \times 10^4 (40\text{dB}) \Rightarrow F_n = 10$$

此时：

$$F_n = 10, \quad G_{pm1} = 10\text{dB} (10), \quad G_{pm2} = -8\text{dB} (0.16), \quad F_{n2} = 10, \quad F_{n3} = 2$$

$$F_n = F_{n1} + \frac{F_{n2} - 1}{G_{pm1}} + \frac{F_{n3} - 1}{G_{pm1}G_{pm2}} = F_{n1} + \frac{10 - 1}{10} + \frac{2 - 1}{10 \times 0.16} = 10$$

可解:  $F_n \leq 8.475 \Rightarrow 9.3dB$

4-4. 若非线性电路的输出输入特性表示为下列幂级数  $v_0(t) = \sum_{n=0}^3 a_n v_i^n(t)$ , 若输入信号

$v_i(t) = \sin 2\pi \times 10^5 t + \sin 5\pi \times 10^5 t (V)$ , 问输出电压  $v_0(t)$  中是否含有下述频率分量:

50KHz, 150KHz, 350KHz, 400KHz, 650KHz, 750KHz, 850KHz。

4-4. 解:

$$\omega_1 = 2\pi \times 10^5 \text{ rad/s} \Rightarrow f_1 = 10^5 \text{ Hz} = 100\text{KHz}$$

$$\omega_2 = 5\pi \times 10^5 \text{ rad/s} \Rightarrow f_2 = 2.5 \times 10^5 \text{ Hz} = 250\text{KHz}$$

幂多项式最高次数  $n = 3$ , 而且是完全多项式。

$$50\text{KHz} = f_2 - 2f_1 \quad 150\text{KHz} = f_2 - f_1 \quad 350\text{KHz} = f_1 + f_2 \quad 400\text{KHz} = 2f_2 - f_1$$

$$750\text{KHz} = 3f_2 \quad \text{以上均符合要求。}$$

所以含有: 50KHz, 150KHz, 350KHz, 400KHz, 750KHz 等频率分量。

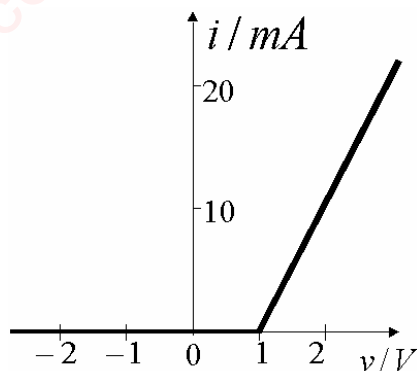
因为:  $650\text{KHz} = 4f_1 + f_2 = 3f_2 - f_1$   $850\text{KHz} = 3f_2 + f_1$  均不符合要求。

所以不含有: 650KHz, 850KHz 等频率分量。

4-5. 若非线性电路的输出输入特性如题图 4-3 所示折线表示。当偏置电压  $V_B = -2V$ , 激

励信号  $v_i(t) = 5.2 \cos 2\pi \times 10^7 t (V)$  时, 求输出电流的直流分量  $I_0$  和频率为

10MHz、20MHz 分量的振幅。若想增大频率为 10MHz 分量的振幅, 应如何改变  $V_B$  和激励信号的振幅?



题图 4-3

4-5. 解:

$$(1) V_B = -2V, \quad V_{th} = 1V, \quad V_{im} = 5.2V$$

$$\text{则电流导通角为: } \cos \theta = \frac{V_{th} - V_B}{V_{im}} = \frac{1 - (-2)}{5.2} = 0.58 \Rightarrow \theta \approx 54.8^\circ$$

从题图 4-3 知:  $g = 10 \text{ mA/V}$

$$I_m = g \times V_{im} (1 - \cos \theta) = 10 \times 5.2 \times (1 - 0.577) \approx 22 \text{ (mA)}$$

$$\text{查表: } \alpha_0(\theta) = \alpha_0(54.8^\circ) \approx 0.200, \quad \alpha_1(\theta) = \alpha_1(54.8^\circ) \approx 0.365$$

$$\alpha_2(\theta) = \alpha_2(54.8^\circ) \approx 0.273,$$

$$\text{直流分量的幅值为: } I_0 = I_m \alpha_0(\theta) \approx 4.40 \text{ mA}$$

$$\text{基波(频率为 } f = 10 \text{ MHz) 的幅值为: } I_1 = I_m \alpha_1(\theta) \approx 8.03 \text{ mA}$$

$$\text{二次谐波(频率为 } f = 20 \text{ MHz) 的幅值为: } I_2 = I_m \alpha_2(\theta) \approx 6.01 \text{ mA}$$

$$(2) \text{ 基波幅值: } I_1 = I_m \times \alpha_1(\theta) = I_m \frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)} = \frac{g V_{im} (\theta - \sin \theta \cos \theta)}{\pi}$$

$$\text{所以 } \frac{dI_1}{d\theta} = \frac{g V_{im}}{\pi} [1 - \cos^2 \theta + \sin^2 \theta] = \frac{g V_{im}}{\pi} \cdot 2 \sin^2 \theta \geq 0$$

所以  $I_1$  随  $\theta$  增大而增大(严格地讲, 应认为  $I_1$  是  $\theta$  的单调非减函数).

所以增大  $\theta$  即可实现增大  $I_1$  的目的.

$$\cos \theta = \frac{V_{th} - V_B}{V_{im}} \quad \theta \text{ 增大} \quad \cos \theta \text{ 减小} \quad \text{则 } \frac{V_{th} - V_B}{V_{im}} \text{ 减小}$$

因为  $V_{th}$  不变 所以  $V_B$  增大  $V_{im}$  增大

$$\text{而 } I_1 = \frac{gV_{im}}{\pi} [\theta - \sin \theta \cos \theta] \quad \text{所以为使 } I_1 \text{ 增大就要 } V_{im} \text{ 增大}$$

结论: 在适当范围内, 适当增大  $V_B$  或适当增大激励信号的振幅就可以增大基波 (本题为频率  $f = 10\text{MHz}$ ) 的振幅。

4-7. 分别说明下列各种电路是线性电路, 还是非线性电路, 并具体说明它能否进行频率变换。

- (1) 整流器;
- (2) 混频 (变频) 器;
- (3) 并联或串联谐振回路 (输入信号是许多频率的正弦波);
- (4) 脉冲技术中的 RC 微分电路, RC 积分电路;
- (5) 工作在开关状态的晶体二极管。

4-7. 解:

- (1) 整流器: 非线性电路——因为电路中有非线性的半导体二极管。  
可以进行频率变换。

(2) 混频 (变频) 器: 非线性电路——因为信号通过混频器将产生新的频率分量, 即会产生输入信号频率与控制信号频率的和频与差频, 显然可以进行频率变换。

- (3) 并联或串联谐振回路 (输入信号是许多频率的正弦波):

线性电路——因为输入信号通过谐振回路时输出信号中仍然含有原来的各频率分量, 只是各频率分量的幅度和相位发生了变化了。

不能进行频率变换——谐振回路不产生新的频率分量。

- (4) 脉冲技术中的 RC 微分电路, RC 积分电路:

线性电路——信号在输入系统之后其输出信号仅是在幅值上发生变化, 频率与输入信号相同。线性电路显然不能进行频率变换, 因为它不产生新的频率分量, 就更谈不上产生频率为输入信号频率的和频或差频信号了。

(5) 工作在开关状态的晶体二极管: 非线性电路。可以进行频率变换, 因为输出信号用幂级数展开的时候, 其中输入信号  $v_i(t)$  的平方项系数不为零。

4-11. 谐振功率放大器为什么要用谐振回路作负载, 并且要调谐在工作频率上?

4-11. 解:

谐振功率放大器要用谐振回路作负载, 并且要调谐在工作频率上。这是因为:

(1) 谐振功率放大器是工作在非线性状态, 输出信号除了有输入信号的成份, 还有输入信号的谐波成份和输入信号的组合频率成份。这时负载要起到选频滤波的作用, 所以要用谐振回路作负载。

(2) 谐振功率放大器是放大器, 因此放大器的负载阻抗应是频率的函数。当调谐在工作频率上时, 此时它呈现最大的阻抗, 而对于其它角频率而言, 它呈现的阻抗很低。可以认为只有角频率为工作频率的电流分量才可以在负载上建立电压, 因此起到了选频滤波的作用。

4-16. 试说明谐振功率放大器与倍频器在电路形式和工作状态上的异同点。

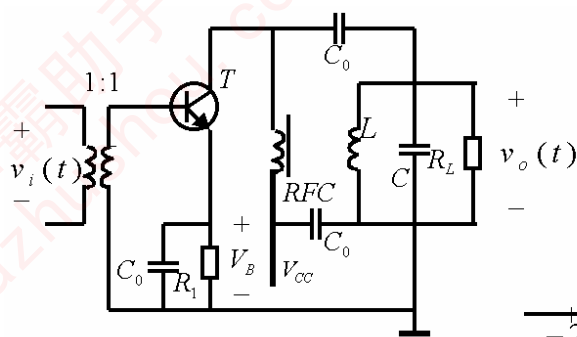
4-16. 解:

相同点: 倍频器与谐振功率放大器的工作原理很类似, 选频电路选出所需要的频率成分, 滤除其它不需要的频率成分。

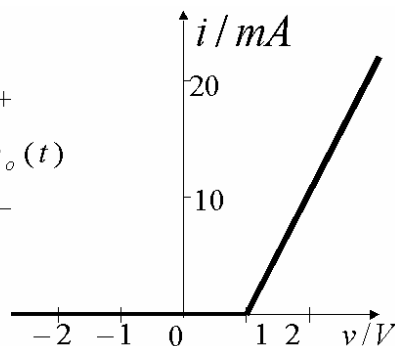
不同点: 倍频器的输出谐振回路的谐振频率不是调谐在输入信号的频率  $\omega_0$  上, 而是调谐在它的高次谐波频率  $n\omega_0$  上。另外, 倍频器中非线性器件的工作状态与谐振功率放大器也不同。对于一个  $n$  次倍频器, 为使倍频器有效地工作, 总是要使集电极电流中含有的  $n$  次谐波分量足够大, 这就要按照下式确定流通角。

$$\theta = \frac{120^\circ}{n}$$

4-17. 题图 4-8 所示为谐振功率放大器的电路图。其中, 电容  $C_0$  为旁路电容,  $R_1$  为产生自偏压的电阻,  $RFC$  为高频扼流圈,  $R_L$  为负载电阻,  $LC$  回路谐振于输入信号  $v_i(t)$  的频率  $f_c$ 。若晶体管的转移特性如题图 4-3 所示, 输入信号  $v_i(t) = V_{im} \cos 2\pi f_c t$ 。已知晶体管集电极电流余弦脉冲的峰值为  $20mA$ , 流通角为  $60^\circ$ , 试计算自偏压  $V_B$  的值; 电阻  $R_1$  的值; 输入电压的振幅  $V_{im}$  和输出电压  $v_o(t)$  中频率为  $f_c$  分量的振幅 (假定  $R_L = 1K\Omega$ )。



题图 4-8



题图 4-3

4-17. 解:

已知:  $I_{cm} = gV_{im}(1 - \cos\theta) = 20\text{mA}$ ,  $g = 10\text{mA/V}$ ,  $\cos\theta = \cos 60^\circ = \frac{1}{2}$

所以:  $V_{im} = \frac{I_{cm}}{g(1 - \cos\theta)} = \frac{20}{10(1 - \cos 60^\circ)} = 4 \text{ (V)}$

因为:  $\theta = \arccos \frac{V_{th} - V_{BB}}{V_{im}} = \arccos \frac{V_{th} - (-V_B)}{V_{im}}$

所以:  $V_B = V_{im} \cos\theta - V_{th} = 1 \text{ (V)}$

晶体管集电极中的直流分量为:

$$I_0 = I_{cm} \times \alpha_0(60^\circ) \approx 20 \times 0.218 = 4.36 \text{ (mA)}$$

则有:  $I_{c0} \times R_1 = V_B \Rightarrow R_1 = \frac{V_B}{I_{c0}} = \frac{1}{4.36} \times 10^3 = 229.36 \text{ (}\Omega\text{)}$

晶体管集电极电流中基波(频率为  $f_c$ )的幅值:

$$I_{c1} = I_{cm} \times \alpha_1(60^\circ) \approx 20 \times 0.391 = 7.82 \text{ (mA)}$$

输出电压  $v_o(t)$  中频率为  $f_c$  分量的振幅:

$$V_{fcm} = I_{c1} R_L = 7.82 \times 10^{-3} \times 1 \times 10^3 = 7.82 \text{ (V)}$$

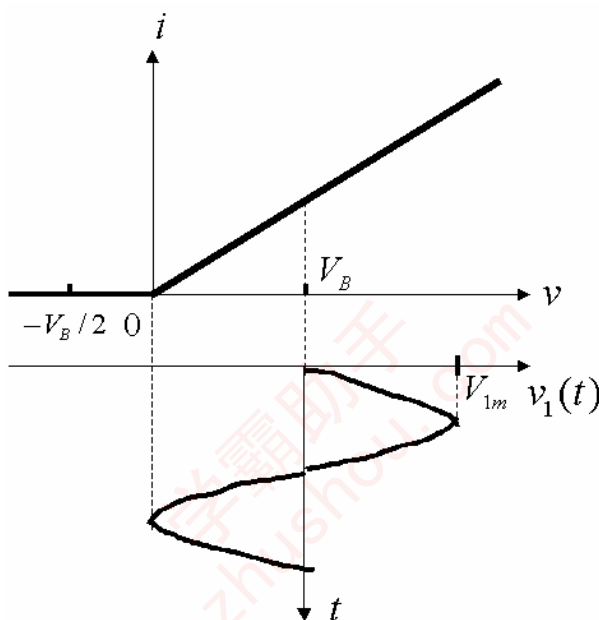
注: 因为负载为并联谐振回路, 谐振频率为  $f_c$ , 故对于频率为  $f_c$  的信号而言, 负载为

一纯阻  $R_L$ 。

4-26. 设变频管的伏安特性如题图 4-12 所示。说明当直流工作点电压为  $V_B$ ，本振电压

$v_1(t) = V_{1m} \sin \omega_1 t$  的振幅  $V_{1m} = V_B$  时，能否进行变频？为什么？

如果本振电压幅度不变，直流工作点分别置于原点和  $-V_B/2$  处，能否进行变频，哪一种情况变频增益高？写出直流工作点为  $-V_B/2$  时，其传输特性的表示式。



题图 4-12

4-26. 解：

(1) 当直流工作点在  $V_B$ ， $V_{1m} = V_B$  时，不能进行变频。因为其变频跨导为常数。

(2) 当直流工作点位于原点或  $-V_B/2$  时，将  $g(t)$  按傅立叶级数展开，可以发现  $g(t)$  不为常数，可以进行变频。

(3) 当直流工作点位于原点时：

$$g(t) = \frac{C}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [1 - (-1)^n] \frac{2C}{n\pi} \sin n\omega_1 t$$

当直流工作点位于  $-V_B/2$  时，

$$g(t) = \frac{C}{3} + \sum_{n=1}^{\infty} \left[ \frac{2C}{(2n-1)\pi} \cos(2n-1) \frac{\pi}{6} \sin(2n-1)\omega_1 t + \frac{C}{n\pi} \sin \frac{5n\pi}{3} \cos(2n\omega_1 t) \right]$$

直流工作点在原点时变频增益高。

4-27. 若混频管的转移特性为  $i_C(t) = \sum_{n=0}^2 a_n v_i^n(t)$ , 说明由该混频管构成的混频器可否出现中频干扰、象频干扰? 能否产生干扰电台所引起的交叉调制干扰和互调干扰? 为什么?

4-27. 解:

$$i_C(t) = \sum_{n=0}^2 a_n v_i^n(t) = a_0 + a_1 v_i(t) + a_2 v_i^2(t)$$
$$g(t) = \frac{d i(t)}{d v_i(t)} = a_1 + 2a_2 v_i(t)$$

可产生中频干扰、像频干扰和互调干扰。不会产生交叉调制干扰。

4-33. 一超外差式广播接收机, 中频  $f_i$  为  $465\text{KHz}$ 。在收听频率  $f_s = 931\text{KHz}$  的电台播音时, 发现除了正常信号外, 还伴有音调约为  $1\text{KHz}$  的哨叫声, 而且如果转动接收机的调谐旋钮, 此哨叫声的音调还会变化。试分析: (1) 此现象是如何起的? 属于哪种干扰? (2) 在  $535 \sim 1605\text{KHz}$  波段内, 在哪些频率刻度上还会出现这种现象? (3) 如何减少这种干扰?

4-33. 解:

(1) 已知:  $f_i = 465\text{KHz}$ ,  $f_s = 931\text{KHz}$

则混频器的本振频率:  $f_1 = f_i + f_s = 1396\text{KHz}$

若由于高频放大器的非线性, 产生输入信号的二次谐波:  $2 \times f_s = 1862\text{KHz}$

则输入信号的二次谐波与本振频率混频产生:  $f_i' = 1862 - 1396 = 466 \text{ (KHz)}$

所以, 发现除了正常信号外, 还伴有音调约为  $1\text{KHz}$  的哨叫声。

此现象属于组合副波道干扰。

同理, 也可认为由于混频器的非线性, 输出产生输入信号的组合频率分量:

$$f_i'' = 2 \times f_s - f_1 = 1862 - 1396 = 466 \text{ (KHz)}$$

所以, 发现除了正常信号外, 还伴有音调约为  $1\text{KHz}$  的哨叫声。

此现象属于组合频率干扰。

(2) 在  $535 \sim 1605\text{KHz}$  波段内, 不考虑 3 阶以上的情况, 则在  $931\text{KHz}$ 、 $929\text{KHz}$ 、 $1394\text{KHz}$  和  $1396\text{KHz}$  还会出现这种现象。

(3) 减少这种干扰的方法是:



合理选择电台的频率, 避开可能产生组合副波道干扰或组合频率干扰的频率点。  
合理选择变频器工作状态, 减小传输特性的谐波分量。  
限制输入信号的幅度。

5-2. 为什么在振荡电路中, 晶体管大都用固定偏置与自偏置的混合偏置电路?

5-2. 解:

采用固定偏置, 使起振前电路的静态工作点  $Q$  位于伏安特性段的中点。

在振荡最初阶段, 由于振荡幅度较小, 振荡器工作于甲类状态, 偏置电压基本上为一与振荡幅度增长无关的恒定值。

随着振荡幅度的增加, 即动态特性区域扩大, 振荡将部分进入非线性区, 导致基极电流、集电极电流畸变, 而形成直流电流增量, 并导致工作点向负偏压方向移动, 集电极电流由余弦形变为余弦脉冲形。

随着振荡幅度的增加, 通角  $\theta$  将减小,  $g_m$  将减小, 从而使得基波电流幅度和晶体管增益  $A$  减小, 直至  $AF = 1$ , 电路进入平衡状态。

可见, 固定偏置可以便于振荡器起振; 自给偏置可以加速振荡进入平衡状态的过程。

5-3. 说明反馈型振荡器起振过程中晶体管工作点的变化规律, 振荡器的振荡频率与振荡回路的自然谐振频率是否一致, 两者有什么关系?

5-3. 解:

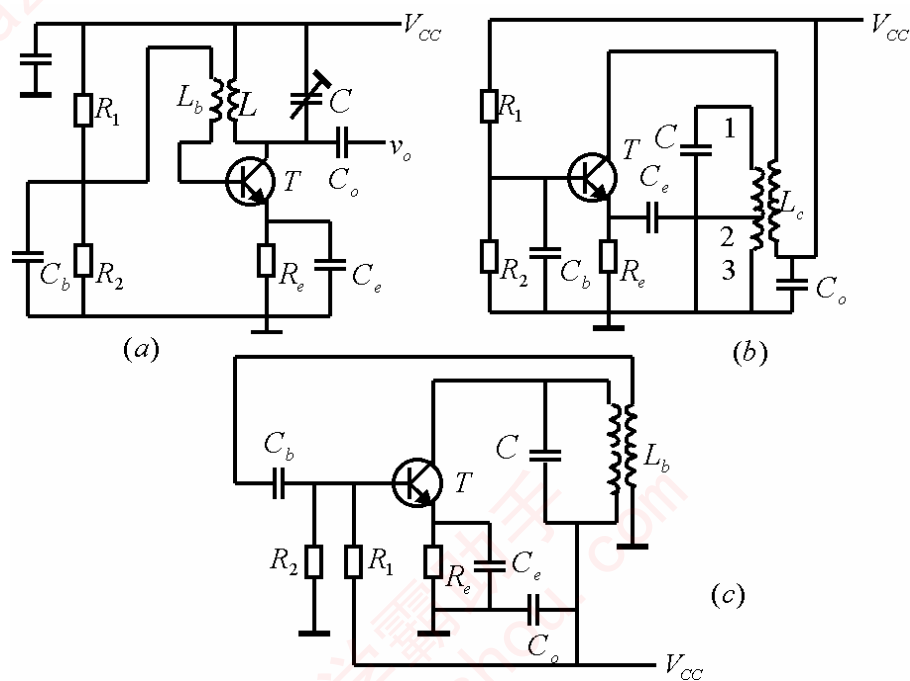
(1) 在振荡的最初阶段, 晶体管工作  $Q$  位于伏安特性段的中点。随着振荡幅度的增加, 由于自给偏置的作用, 工作点向负偏压方向移动,  $g_m$  将减少, 从而使得基波电流幅度和晶体管增益  $A$  减小, 直至  $AF = 1$ , 电路进入平衡状态。

(2) 振荡器的振荡频率与振荡回路的自然谐振频率是不一致的。这是因为, 使振荡环路总相移等于  $2n\pi$  的频率才是振荡器的振荡频率。它可以高于或低于回路的自然谐振频率。两者的关系是:

$$\psi_0 = -\arctg Q \left[ \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right],$$

式中:  $\psi_0$  为谐振电压与谐振电流之间的相移角,  $Q$  为回路品质因数。

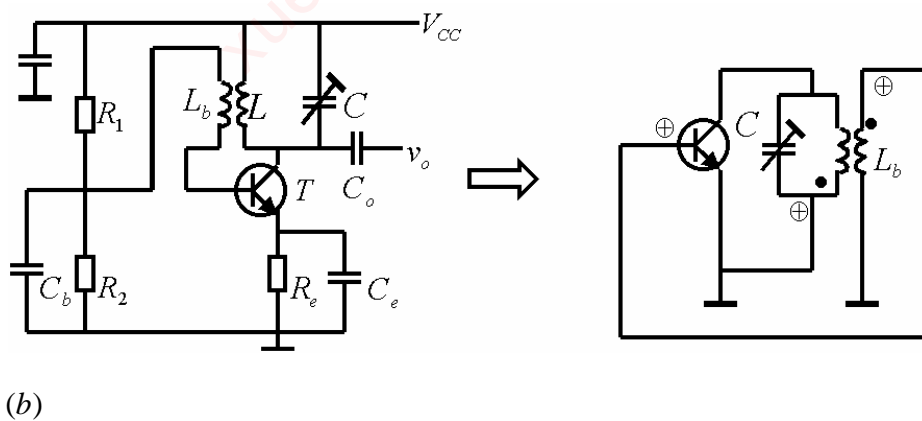
5-4. 画出题图 5-1 各互感反馈振荡器的高频等效电路。要使电路能产生振荡，请注明互感线圈同各端的位置。



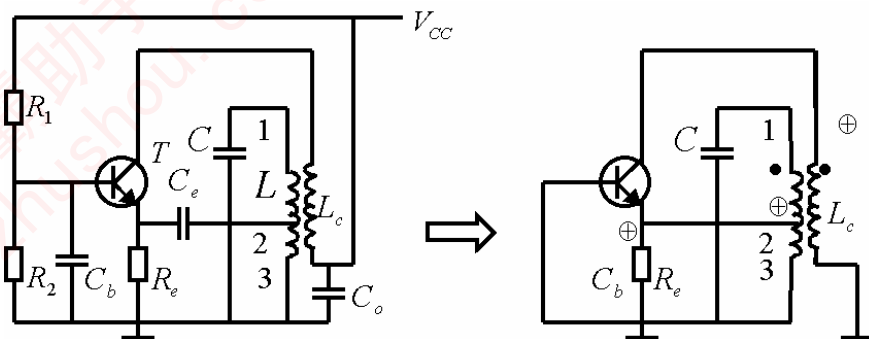
题图 5-1

5-4. 解:

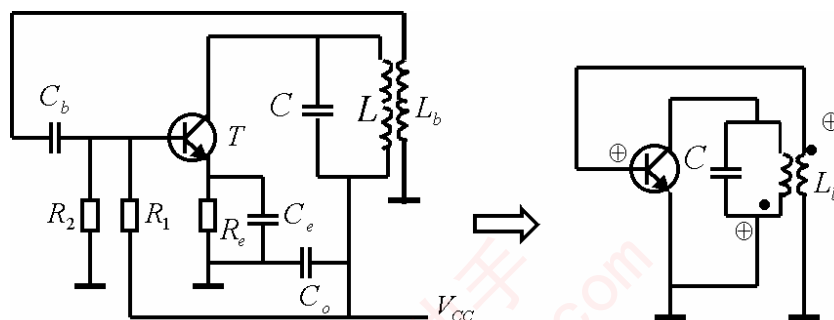
(a)



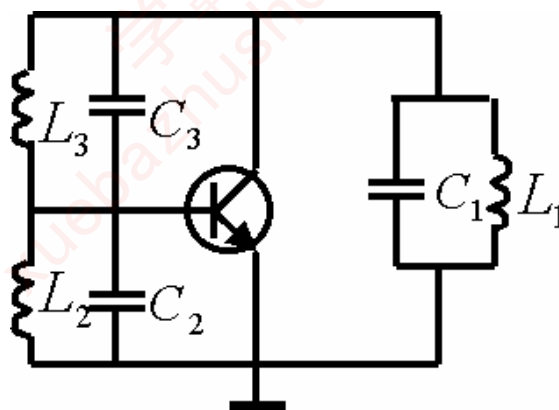
(b)



(c)



5-5. 题图 5-2 表示三回路振荡器交流等效电路, 假定有以下各种情况, 即:



题图 5-2

(1)  $L_1 C_1 > L_2 C_2 > L_3 C_3$ ; (2)  $L_1 C_1 < L_2 C_2 < L_3 C_3$ ; (3)  $L_1 C_1 = L_2 C_2 = L_3 C_3$ ;

(4)  $L_1 C_1 = L_2 C_2 > L_3 C_3$ ; (5)  $L_1 C_1 < L_2 C_2 = L_3 C_3$ ; (6)  $L_2 C_2 < L_3 C_3 < L_1 C_1$ 。

试问哪几种情况可能振荡? 等效为哪种类型的振荡电路? 其振荡频率与各回路的固有谐振频率之间有什么关系?

5-5. 解:

(1)  $L_1 C_1 > L_2 C_2 > L_3 C_3$ ;  $L_1 C_1 < L_2 C_2 < L_3 C_3$ ;  $L_1 C_1 = L_2 C_2 > L_3 C_3$ ;

电路可能振荡。

(2)  $L_1 C_1 > L_2 C_2 > L_3 C_3$ : 电容反馈型振荡电路。

此时  $X_{ce}$ 、 $X_{be}$  均为容抗,  $X_{cb}$  为感抗,  $\omega_{03} > \omega > \omega_{02} > \omega_{01}$ 。

$L_1 C_1 < L_2 C_2 < L_3 C_3$ : 电感反馈型振荡电路。

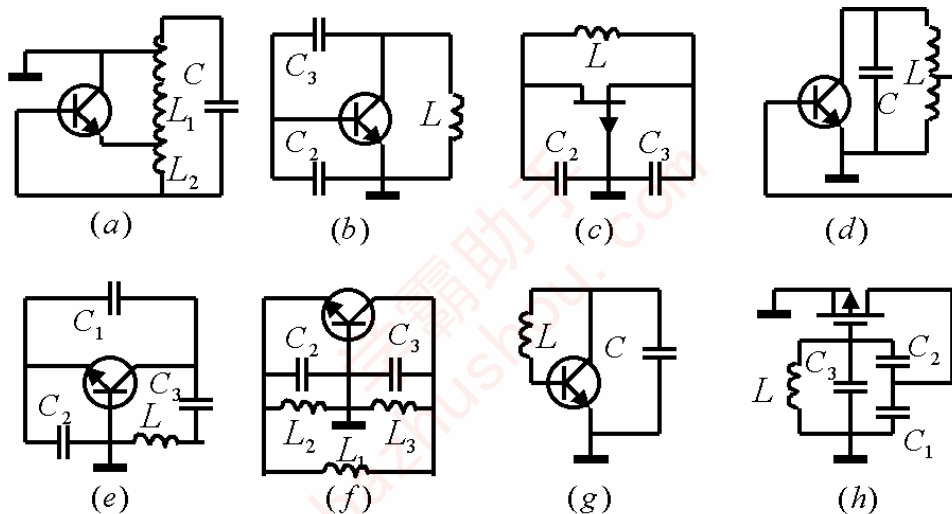
此时  $X_{ce}$ 、 $X_{be}$  均为感抗,  $X_{cb}$  为容抗,  $\omega_{01} > \omega_{02} > \omega > \omega_{03}$ 。

$L_1 C_1 = L_2 C_2 > L_3 C_3$ : 电容反馈型振荡电路。

此时  $X_{ce}$ 、 $X_{be}$  均为容抗,  $X_{cb}$  为感抗,  $\omega_{03} > \omega > \omega_{02} = \omega_{01}$ 。

5-6. 利用相位平衡条件的判断准则, 判断题图 5-3 所示三点式振荡器交流等效电路, 哪个是错误的(不可能振荡)哪个是正确的(有可能振荡), 属于哪种类型的振荡电路, 有些电路应说明在什么条件下才能振荡。

5-6. 解:



题图 5-3

(a) 正确(有可能振荡)属于 *Hartley* 振荡器。  $X_{ce}$  与  $X_{be}$  均为感抗;  $X_{cb}$  为容抗。

(b) 错误(不可能振荡)  $X_{be}$  为容抗,  $X_{ce}$  为感抗, 二者电抗性质反了。

(c) 错误(不可能振荡)  $X_{gs}$  为容抗,  $X_{ds}$  为感抗, 二者电抗性质反了。

(d) 错误(不可能振荡)  $X_{be}$  为容抗,  $X_{ce}$  为感抗。

(e) 正确(有可能振荡)属于 *Colpitts* 振荡器。  $X_{be}$  为容抗,  $X_{ce}$  为容抗,  $X_{cb}$  为的  $L$  感抗和  $C_3$  的容抗的串联, 当  $L$  与  $C_3$  的总电抗呈现感性时, 即  $X_{cb}$  呈现感性时, 则有可能振荡。

(f) 正确(有可能振荡)属于 *Hartley* 振荡器。  $X_{ce}$  为感抗,  $X_{be}$  为  $C_2$  的容抗与  $L_2$  的感抗的并联,  $X_{cb}$  为  $C_3$  的容抗与  $L_3$  的感抗的并联。当  $X_{be}$  呈现感性,  $X_{cb}$  呈现容性时, 电路有

可能振荡, 条件为  $L_2 C_2 \angle L_3 C_3$ 。

(g) 正确 (有可能振荡) 属于 *Colpitts* 振荡器。  $X_{be}$  为容抗 (主要由晶体管的输入电容引起);

$X_{ce}$  为容抗;  $X_{cb}$  为感抗。所以电路可能产生振荡。

(h) 正确 (有可能振荡) 属于 *Colpitts* 振荡器。  $X_{gs}$ ,  $X_{ds}$  均为容抗。  $X_{gd}$  为  $L$  的感抗与  $C_3$

容抗并联。当  $X_{gd}$  呈现感性时, 电路有可能振荡。

5-11. 画出题图 5-8 中各振荡器的高频等效电路, 说明它们属于哪种类型的振荡器, 计算其振荡频率值。从电路构成形式上看, 三种电路各有什么特点。

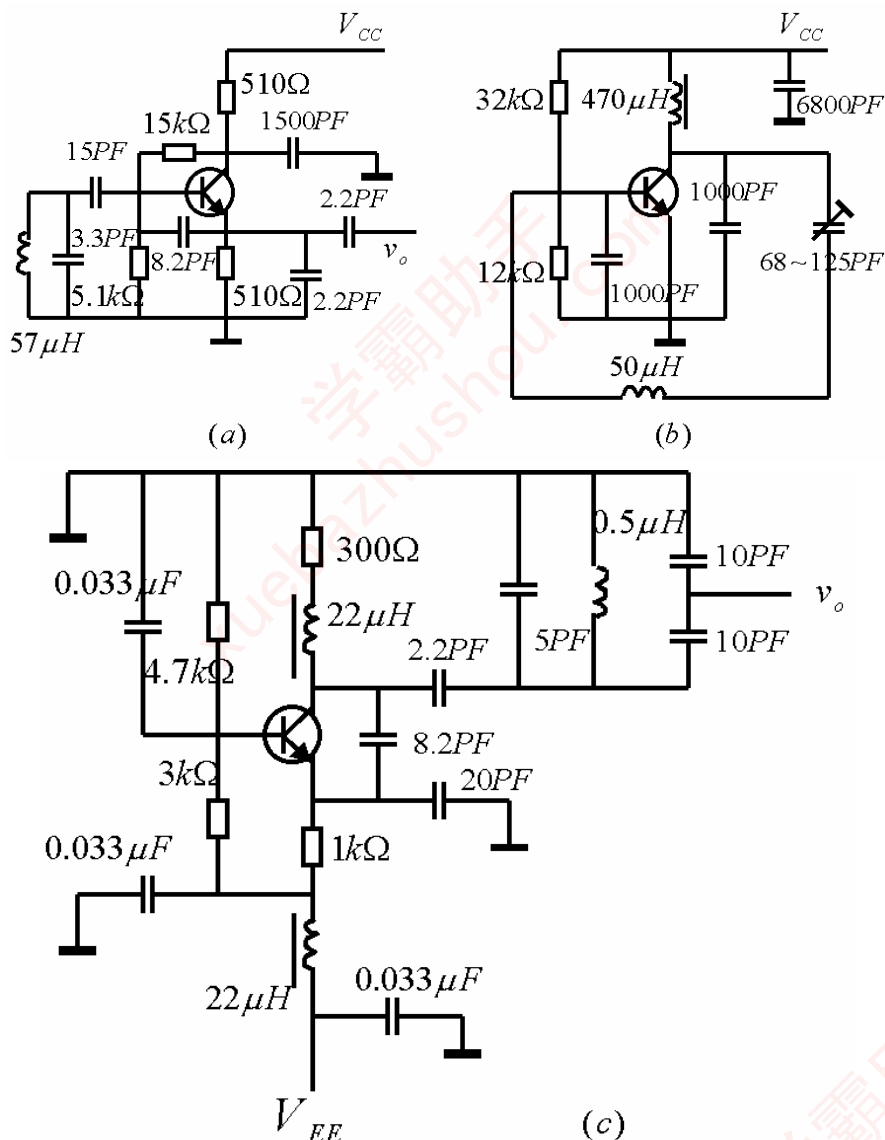
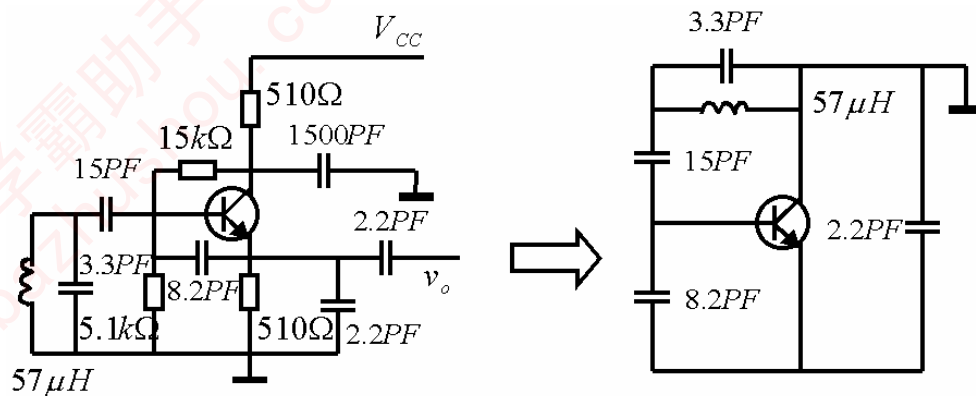


图 5-8

5-11. 解:

(a)



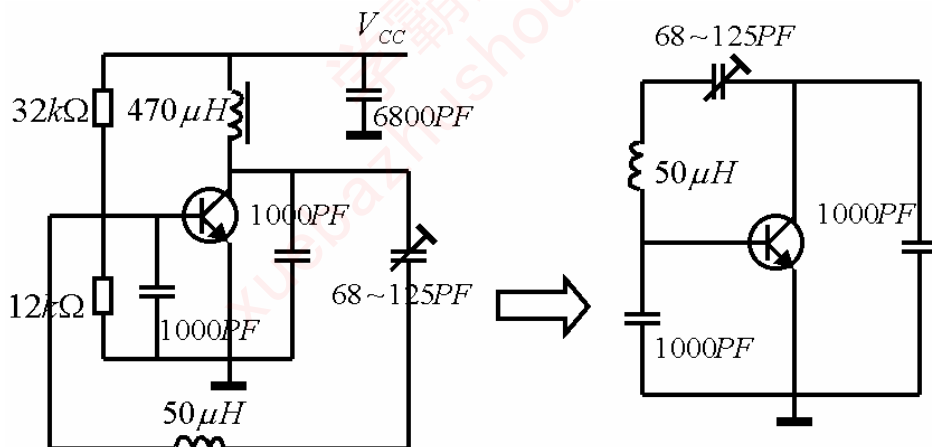
属于 Colpitts 振荡器。

$$\text{谐振回路总电容: } C_{\Sigma} = C_1 + \frac{1}{\frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \frac{1}{C_4}} \approx 4.855 \text{ pF}$$

$$\text{则振荡频率: } f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{\Sigma}}} \approx 9.57 \text{ MHz}$$

电路特点: 高频时集电极接地。

(b)



属于 Colpitts 振荡器。

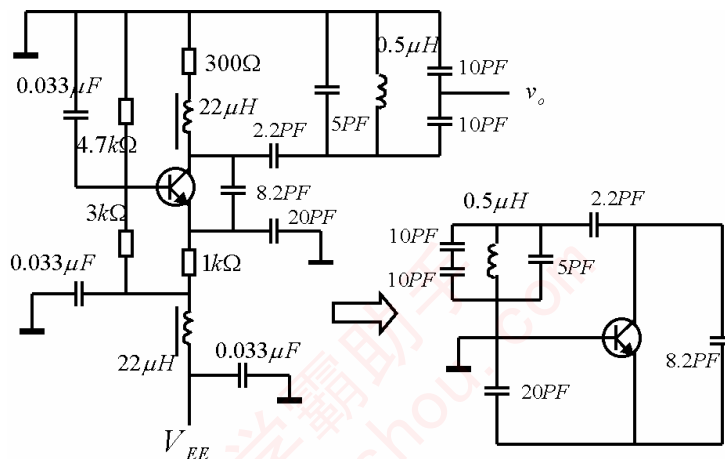
$$\text{谐振回路总电容: } C_{\Sigma} = \frac{1}{\frac{1}{C'_2} + \frac{1}{C'_1} + \frac{1}{C_3}}$$

$$C_{\Sigma(\min)} = 59.86 \text{ pF 对应 } f_{\max} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{\Sigma(\min)}}} \approx 2.90 \text{ MHz}$$

$$C_{\Sigma(\max)} = 100 \text{ pF 对应 } f_{\min} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{\Sigma(\max)}}} \approx 2.25 \text{ MHz}$$

电路特点：高频时发射极接地。

(c)



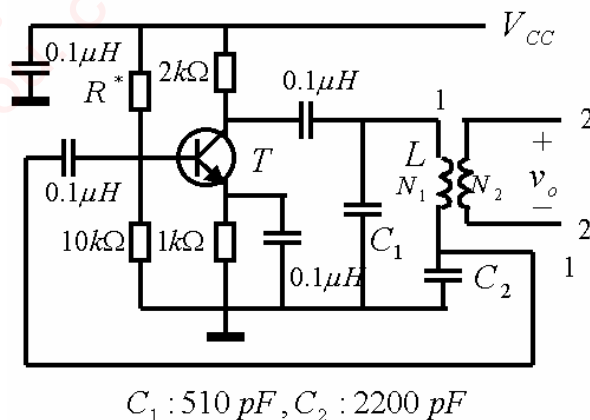
属于 Colpitts 振荡器。

谐振回路总电容： $C_{\Sigma} \approx 11.6pF$

则振荡频率： $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{\Sigma}}} \approx 66.10MHz$

电路特点：高频时基极接地。

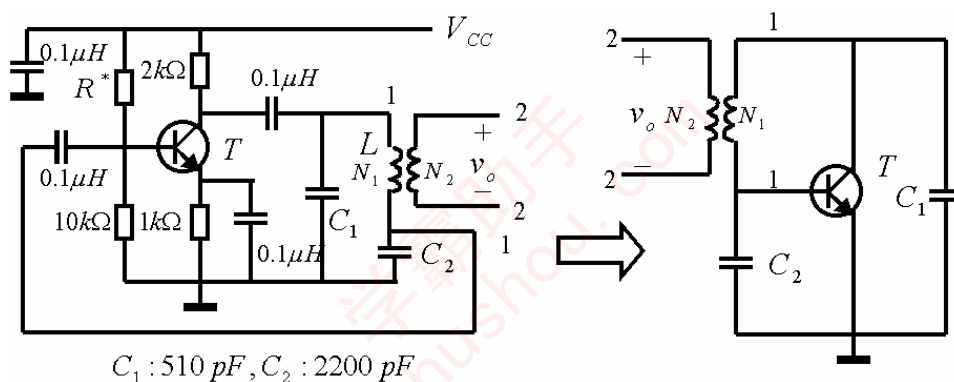
**5-13.** 题图 5-10 所示振荡电路，其元件参数已注于图中。(1) 画出高频等效电路，要使振荡频率  $f_0 = 500KHz$ ，求回路电感  $L$  应为多少？(2) 计算反馈系数  $F$ ，若把  $F$  值减小到  $F' = \frac{1}{2}F$ ，应如何修改电路元件参数？(3)  $R_c$  的作用是什么？能否用扼流圈代替？如不能，请说明原因；如可以，请比较两者的优缺点？(4) 若输出线圈的匝数比  $N_2 / N_1 \ll 1$ ，用数字频率计从 2-2 端测得频率值为  $500KHz$ ，从 1 端到地端测得频率值为  $490KHz$ ，解释为什么两个结果不一样？哪一种测量结果更合理。



题图 5-10

5-13. 解:

(1) 画出高频等效电路



$$\text{总电容 } C_{\Sigma} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \approx 414 \text{ pF}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{\Sigma}}} = 500 \text{ KHz} \Rightarrow L = 24.47 \text{ mH}$$

$$(2) \text{ 反馈系数 } F = \frac{C_1}{C_2} \approx 0.232$$

若保持  $f_0$  不变, 而使  $F$  减到一半, 则总电容应保持不变, 且  $\frac{C_1}{C_2} = 0.156$

$$\frac{C_2 \times 0.116 C_2}{C_2 + 0.116 C_2} = 414 \Rightarrow C_2 \approx 3983 \text{ pF}, C_1 = 0.116 C_2 \approx 462 \text{ pF}$$

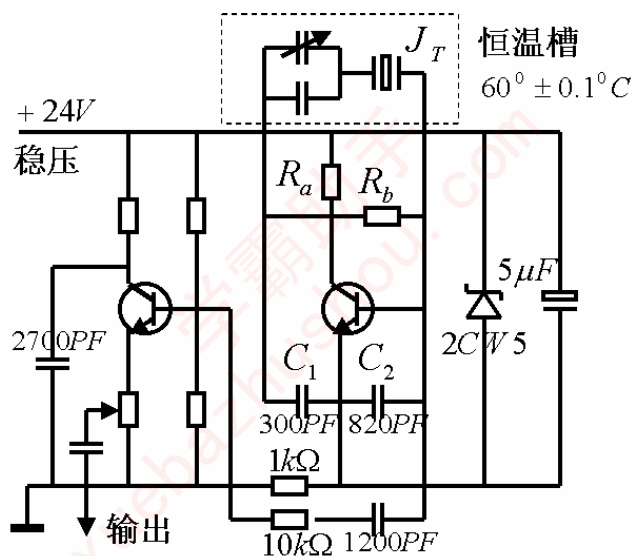
(3)  $R_c$  的作用一是提供晶体管静态工作电流  $I_c$ , 二是高频时防止集电极接地。从高频时防止集电极接地而言, 可以用扼流圈代替, 但会影响晶体管的静态工作点。

(4) 从 2-2 端测得频率值为 500 KHz 更合理。这是因为数字频率计有输入电容, 接在



1-1 端等效地在电感  $L$  两侧并联上一个电容, 使得谐振回路总电容变大, 所以测得的振荡频率变小。而数字频率计接在 2-2 端, 由于  $N_2 / N_1 \ll 1$ , 其等效到电感  $L$  两侧的并联电容比较小, 故其测得的频率更接近于振荡频率。所以测值  $500\text{KHz}$  更合理。

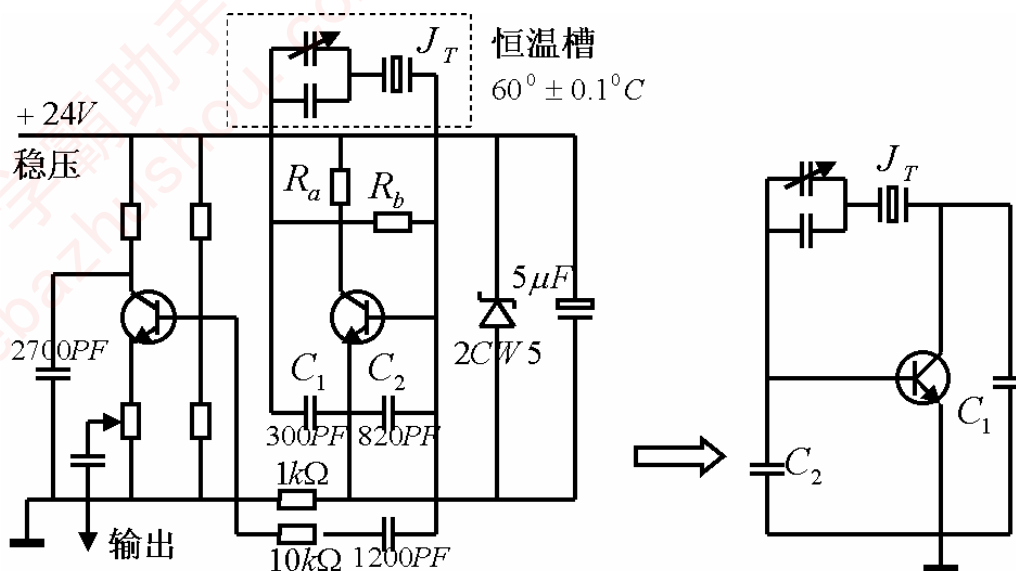
5-15. 某广播发射机的主振器实际电路图如题图 5.12 所示。试画出该电路的交流等效电路, 并分析该电路采用了那几种稳频措施。



题图 5.12

5-15. 解:

(1) 画出高频等效电路:



## (2) 采用的稳频措施:

采用并联型晶体振荡电路。

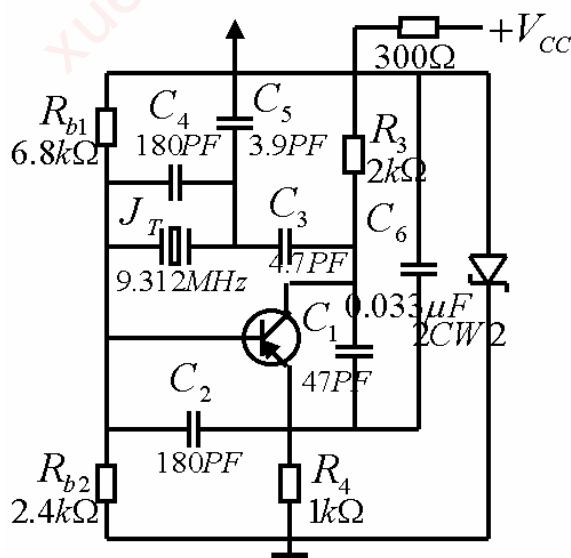
在石英谐振器支路串入可变电容, 即可隔离外部电路与石英谐振器的耦合, 同时也可使石英晶体的负载电容更接近最佳负载。

采用温度隔离法, 将石英谐振器支路至于恒温槽中, 减少外界温度变化对其影响。

采用稳压管构成稳定的静态偏置。

振荡器接有高输入阻抗的发射极跟随器, 减小负载对振荡器的影响。

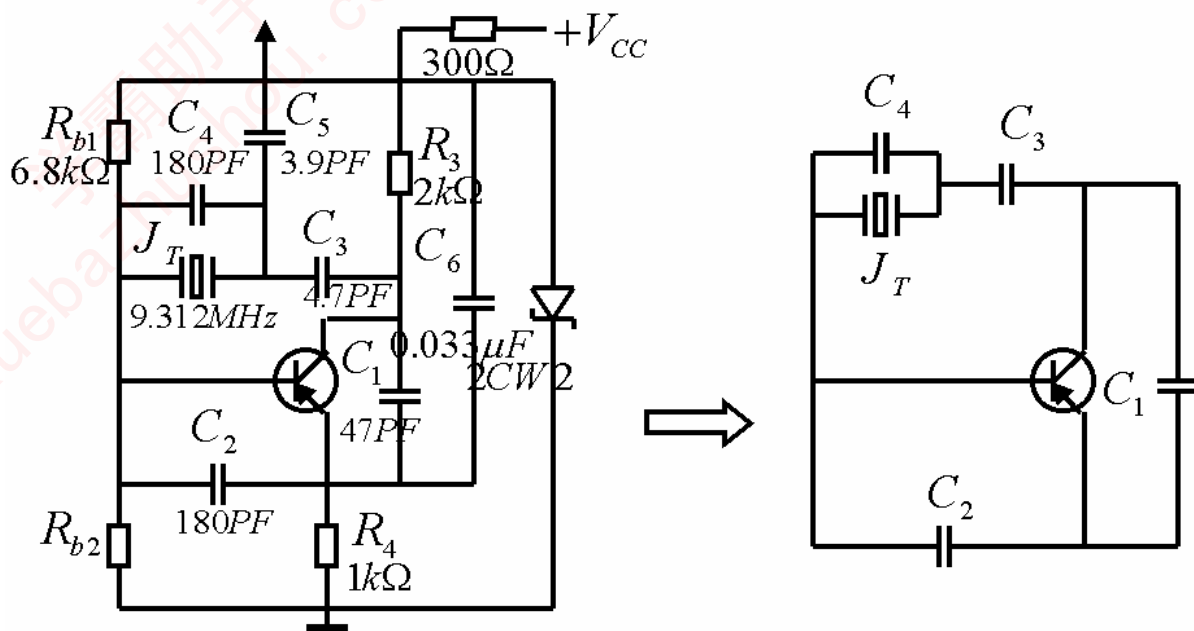
**5-16.** 某通信接收机的本振电路如题图 5.13 所示。试画出其交流等效电路, 并说明是什么形式的电路。



题图 5.13

**5-16. 解:**

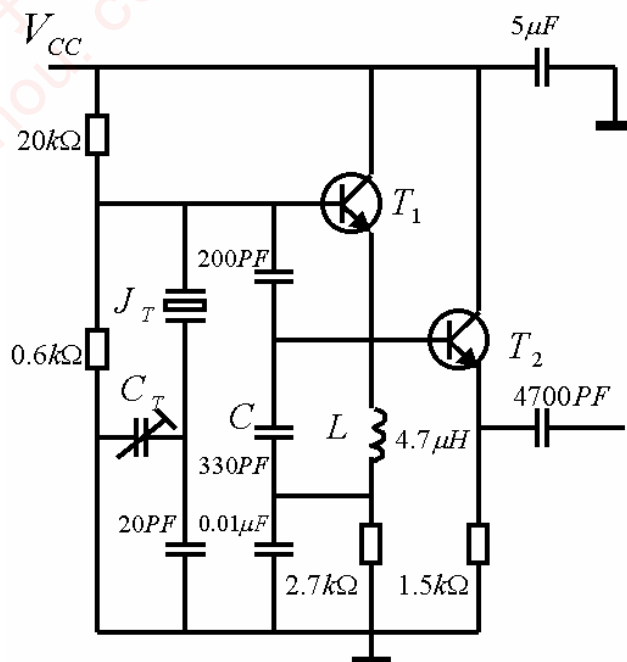
(1) 画出高频等效电路:



(2) 属于并联型晶振电路中 Pierce 振荡器，晶体谐振器呈感性。

5-17. 题图 5.14 所示三次泛音晶体振荡器的输出频率为 5MHz，要求：

- (1) 画出高频等效电路；
- (2) 说明 LC 回路的作用；
- (3) 为什么振荡信号要由 T2 输出，而不是由 T1 直接输出。

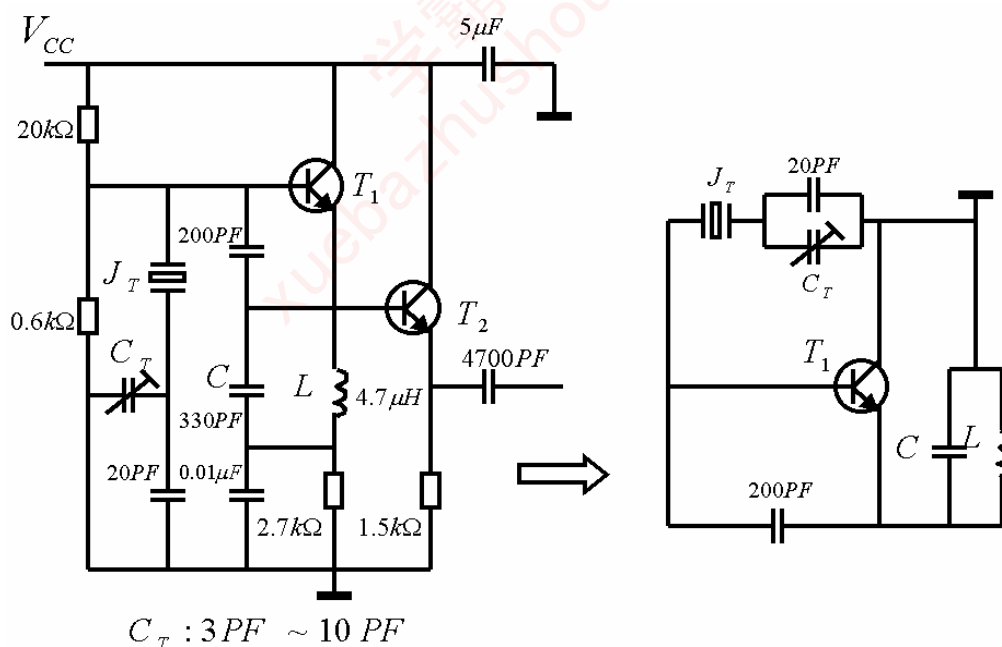


$$C_{\tau} : 3PF \sim 10PF$$

题图 5.14

**5-17. 解:**

(1) 画出高频等效电路:



(2)  $LC$  回路作为放大器  $T_1$  管的选择性负载, 即泛音选择电路, 该电路使其仅在所限定的泛音振荡频率上符合振荡的相位平衡条件或振幅平衡条件。

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 4.04\text{MHz}$$

三次泛音晶体振荡器的输出频率为  $5\text{MHz}$  大于  $4.04\text{MHz}$ ，所以  $LC$  回路等效为电容。

(3)  $T_2$  是发射极跟随器，有很高的输入阻抗。振荡信号由  $T_2$  输出，而不是由  $T_1$  直接输出，可以减小负载对振荡器的影响，从而提高振荡器频率稳定度。

6-1. 两信号的数学表示式分别为

$$v_1(t) = 2 + \sin 2\pi Ft \quad (\text{V})$$

$$v_2(t) = \sin 20\pi Ft \quad (\text{V})$$

(1) 写出两者相乘后的数学表示式，画出其波形图和频谱图。

(2) 写出两者相加后的数学表示式，画出其波形图和频谱图。

6-1. 解:

设:  $F = 100\text{Hz}$

$$v_1(t) = 2 + \sin 2\pi Ft \quad (\text{V})$$

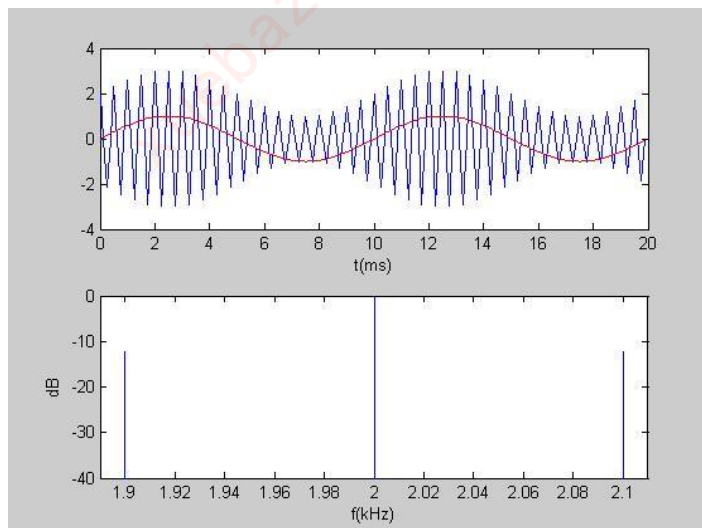
$$v_2(t) = \sin 20\pi Ft \quad (\text{V})$$

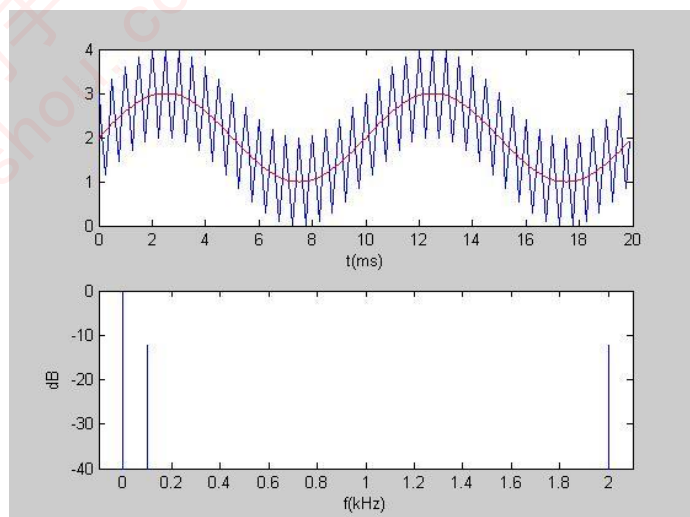
(1)

$$v_1(t)v_2(t) = (2 + \sin 2\pi Ft)\sin 20\pi Ft = 2(1 + 0.5\sin 2\pi Ft)\sin 20\pi Ft = v_{\text{SAM}}(t) \quad (\text{V})$$

$$(2) v_{\text{ADD}}(t) = v_1(t) + v_2(t) = (2 + \sin 2\pi Ft) + \sin 20\pi Ft \quad (\text{V})$$

用 MATLAB 画图: (运行 MATLAB6p5\work\ex6\_1\_1.m, ex6\_1\_2.m)





6-3. 调幅波的数学表示式为

$$v_{AM}(t) = 10(1 + 0.3\cos\Omega t)\cos\omega_c t \quad (\text{V})$$

加于阻值为  $1k\Omega$  负载电阻上, 求:

- (1) 载波分量占有的功率为多少?
- (2) 旁频分量占有的功率为多少?
- (3) 最大瞬时功率值为多少?

6-3. 解:

$$v_{AM}(t) = 10(1 + 0.3\cos\Omega t)\cos\omega_c t \quad (\text{V}), \quad \text{其中 } V_{cm} = 10\text{V}, \quad m_A = 0.3$$

$$(1) \text{ 载波分量占有的功率: } P_c = \frac{1}{2} \frac{V_{cm}^2}{R} = \frac{1}{2} \frac{10^2}{10^3} = 50\text{mW}$$

$$(2) \text{ 旁频分量占有的功率: } P_s = \frac{m_A^2}{2} P_c = \frac{(0.3)^2}{2} \times 50 = 2.25\text{mW}$$

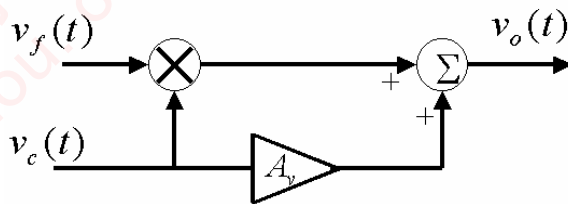
$$(3) \text{ 瞬时最大电压: } V_{\max} = 10(1 + 0.3) = 13\text{V}$$

$$\text{最大瞬时功率: } P_{\max} = \frac{V_{\max}^2}{R} = \frac{13^2}{10^3} = 169\text{mW}$$

6-4. 用题图 6.1 所示框图实现调幅, 其中载波  $v_c(t)$  为对称方波, 幅值为  $-1\text{V} \sim 1\text{V}$ , 周期为  $T_c$ ,

调制信号  $v_f(t)$  为余弦波, 振幅为  $2\text{V}$ , 周期为  $5T_c$ 。试画出当放大器的增益  $A_v$ , 分别为 1、

2、3 时的输出信号  $v_o(t)$  波形图。



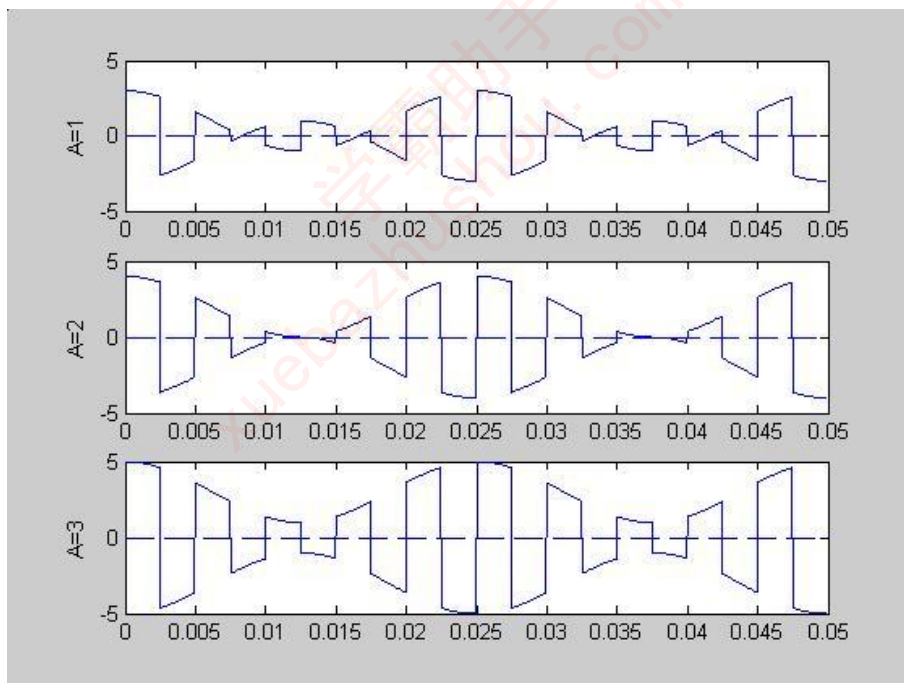
题图 6.1

6-4. 解:

$$v_o(t) = v_f(t)v_c(t) + v_c(t)A_v = A_v(1 + \frac{1}{A_v}v_f(t))v_c(t) \quad (V),$$

其中:  $v_f(t) = 2\cos\frac{2\pi}{5T_c}t$  (V),  $v_c(t)$  为对称方波, 周期为  $T_c$ 。

用 MATLAB 画图: (运行 MATLAB6p5\work\ex6\_4.m)

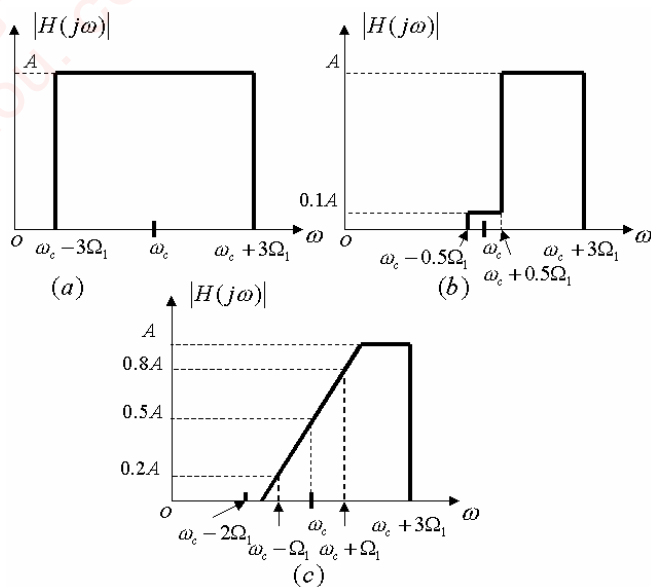


6-5. 某调幅波的数学表示式为

$$v_{AM}(t) = V_{AM}(1 + m_1 \cos \Omega_1 t + m_2 \cos \Omega_2 t) \cos \omega_c t \quad (V)$$

且  $\Omega_2 = 2\Omega_1$ , 当此调幅波分别通过具有题图 6.2 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。



题图 6.2

6-5. 解:

$$\begin{aligned}
 v_{AM}(t) &= V_{AM}(1 + m_1 \cos \Omega_1 t + m_2 \cos \Omega_2 t) \cos \omega_c t \\
 &= V_{AM} \left[ \cos \omega_c t + \frac{m_1}{2} \cos(\omega_c + \Omega_1)t + \frac{m_1}{2} \cos(\omega_c - \Omega_1)t + \frac{m_2}{2} \cos(\omega_c + \Omega_2)t \right. \\
 &\quad \left. + \frac{m_2}{2} \cos(\omega_c - \Omega_2)t \right]
 \end{aligned}$$

(1) 经过图(a):

$$v_o(t) = A v_{AM}(t) = A V_{AM}(1 + m_1 \cos \Omega_1 t + m_2 \cos \Omega_2 t) \cos \omega_c t$$

属于标准幅度调制 SAM。若  $\omega_c \gg \Omega_1$ , 可采用包络检波解调方式。

(2) 经过图(b):

$$v_o(t) = 0.1 A V_{AM} \cos \omega_c t + \frac{A m_1}{2} V_{AM} \cos(\omega_c + \Omega_1)t + \frac{A m_2}{2} V_{AM} \cos(\omega_c + \Omega_2)t$$

属于单边带幅度调制 SSBAM。只能采用同步解调方式。

(3) 经过图(c):

$$\begin{aligned}
 v_o(t) &= 0.2 A V_{AM} \frac{m_1}{2} \cos(\omega_c - \Omega_1)t + 0.5 A V_{AM} \cos \omega_c t \\
 &\quad + 0.8 A V_{AM} \frac{m_1}{2} \cos(\omega_c + \Omega_1)t + A V_{AM} \frac{m_2}{2} \cos(\omega_c + \Omega_2)t
 \end{aligned}$$

属于残留边带调幅 VSBAM, 可采用同步解调的方式。



6-6. 假定同步解调器中的相乘器具有理想相乘特性, 输入调幅信号为:

$$v_{AM}(t) = (1 + 0.5 \cos \Omega t) \cos 9\Omega t, \text{ 输入本地载波信号 } v_c'(t) = \cos(9\Omega t + \phi), \text{ 试分别}$$

画出  $\phi = 0^\circ, 45^\circ, 90^\circ$  时, 相乘器输出信号  $v_o(t) = K v_{AM}(t) v_c'(t)$  的波形。 ( $K = 1$ )。

6-6. 解:

输入调幅信号为:  $v_{AM}(t) = (1 + 0.5 \cos \Omega t) \cos 9\Omega t$

本地载波信号为:  $v_c'(t) = \cos(9\Omega t + \Phi)$

相乘器输出信号为:

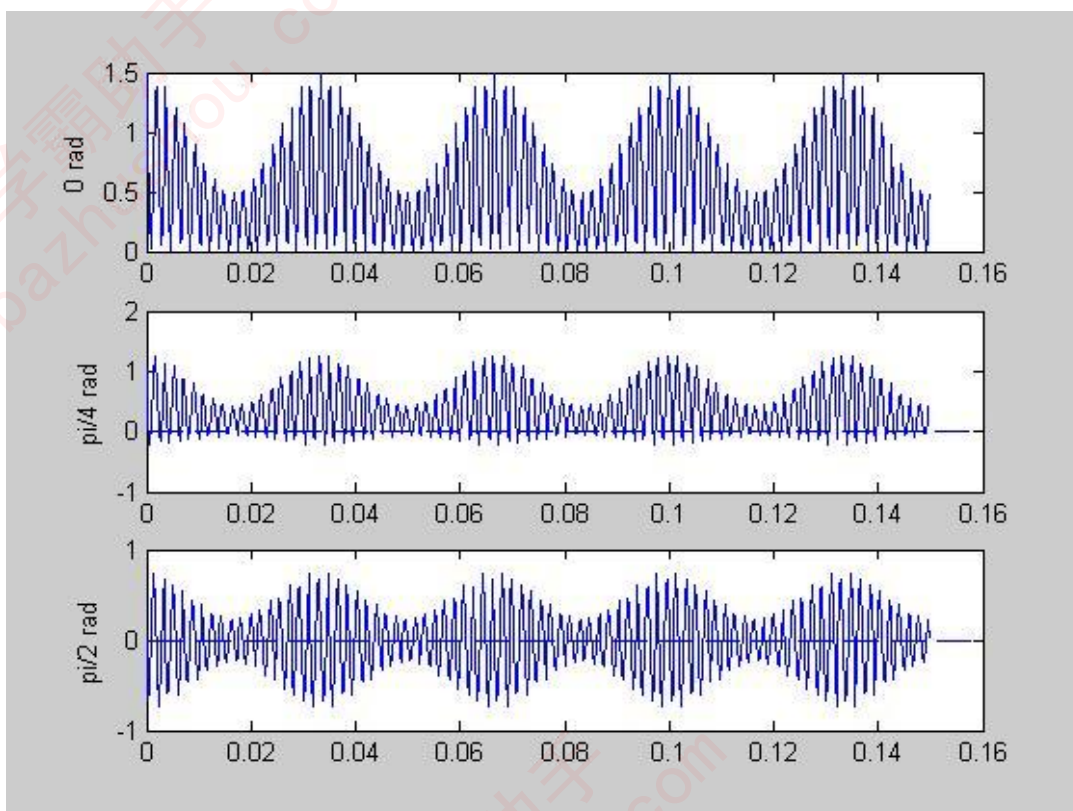
$$\begin{aligned} v_o(t) &= K v_{AM}(t) v_c'(t) \quad (K = 1) \\ &= (1 + 0.5 \cos \Omega t) \times \cos 9\Omega t \times \cos(9\Omega t + \phi) \\ &= \frac{1}{2} (1 + 0.5 \cos \Omega t) \cos \phi + \frac{1}{2} (1 + 0.5 \cos \Omega t) \cos(18\Omega t + \phi) \end{aligned}$$

$$(1) \phi = 0^\circ \text{ 时, } v_o(t) = \frac{1}{2} (1 + 0.5 \cos \Omega t) (1 + \cos 18\Omega t)$$

$$(2) \phi = 45^\circ \text{ 时, } v_o(t) = \frac{1}{2} (1 + 0.5 \cos \Omega t) \left[ \frac{2}{\sqrt{2}} + \cos(18\Omega t + \frac{\pi}{4}) \right]$$

$$(3) \phi = 90^\circ \text{ 时, } v_o(t) = -\frac{1}{2} (1 + 0.5 \cos \Omega t) \sin(18\Omega t)$$

用 MATLAB 画图: (运行 MATLAB6p5\work\ex6\_6.m)



**6-9.** 为什么幅度解调器必须由非线性元件和低通滤波器组成？

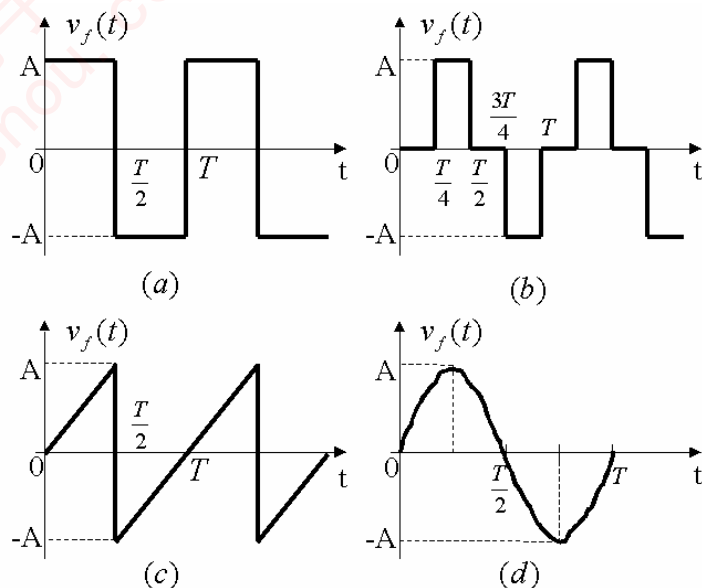
**6-9. 解：**

幅度解调属于非线性过程，所以必须用非线性元件。

在解调过程中，除产生所需的调制信号外，还会产生不必要的高频分量，所以需要低通滤波器。

**6-14.** 题图 6-6 (a)、(b)、(c) 和 (d) 所示为四种不同形式的调制信号，分别画出它们对载波  $v_c(t) = V_{cm} \cos \omega_c t$  进行频率调制后调频波的示意图、瞬时频率和瞬时相位随时间  $t$

的变化曲线并计算  $t = \frac{T}{3}$  瞬间调频波的全相角。



题图 6-6

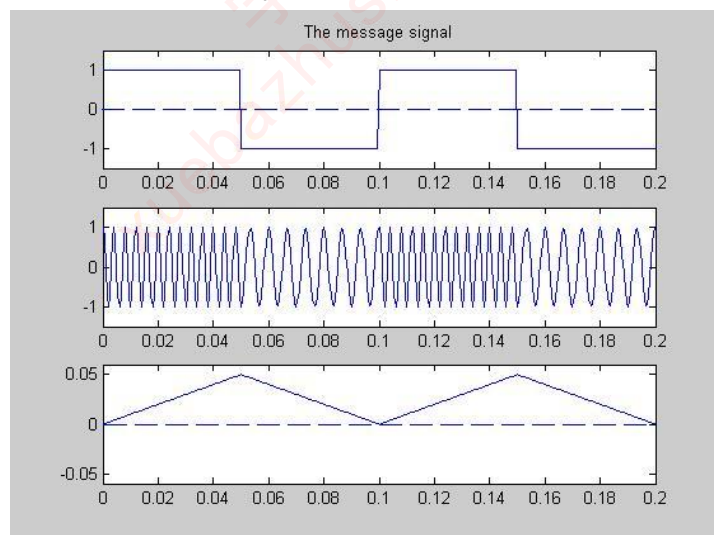
6-14. 解:

用 MATLAB 画图: (运行 MATLAB6p5\work\ex6\_14\_1.m, ex6\_14\_2.m, ex6\_14\_3.m, ex6\_14\_4.m, )。

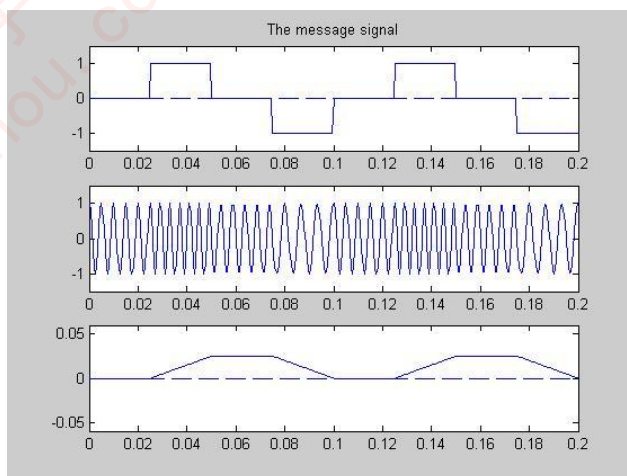
注意: (1) 假设  $A=1$ ;  $T=0.1$ ;  $k_f=50$ ;  $f_c=200\text{Hz}$ 。

(2) 瞬时频率的变化规律很简便, 与调制信号的变化规律相同, 所以未画出。但是画出了调频波的波形。

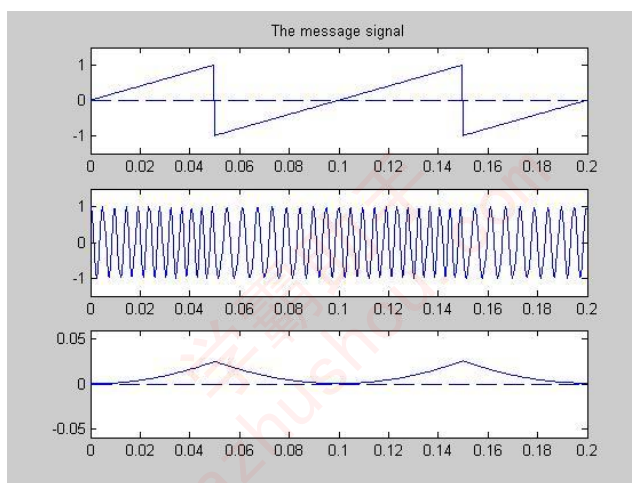
(3) 由于相位参考线  $\omega_c t$  变化范围太大, 所以也未画出。



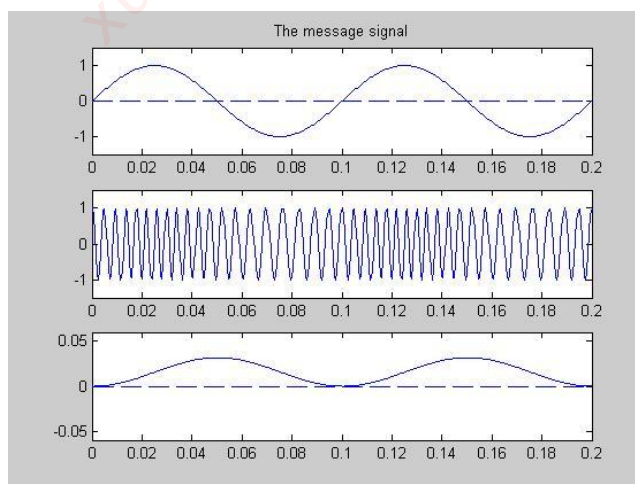
$$\phi_F\left(\frac{T}{3}\right) = \frac{1}{3}\omega_c T + \frac{T}{3}K_F A$$



$$\phi_F\left(\frac{T}{3}\right) = \frac{1}{3}\omega_c T + \frac{T}{12}K_F A$$



$$\phi_F\left(\frac{T}{3}\right) = \frac{1}{3}\omega_c T + \frac{T}{9}K_F A$$



$$\phi_F\left(\frac{T}{3}\right) = \frac{1}{3}\omega_c T + \frac{3T}{4\pi}K_F A$$

**6-15.** 调制信号  $v_f(t) = \cos(2\pi \times 400t)$  (V) 对载波  $v_c(t) = 4\cos(2\pi \times 25 \times 10^6 t)$  (V) 进行角度调制。若最大频偏为  $\Delta f = 15\text{kHz}$ 。

(1) 写出已调波为调频波时的数学表示式;

(2) 写出已调波为调相波时的数学表示式;

**6-15. 解:**

已知: 调制信号为:  $F = 400\text{ Hz}$ ,  $\Omega = 2\pi \times 400\text{ rad/s}$ ,  $V_{\Omega m} = 1\text{ V}$

载波信号为:  $f_c = 25 \times 10^6\text{ Hz}$ ,  $\omega_c = 2\pi \times 25 \times 10^6\text{ rad/s}$ ,  $V_{cm} = 4\text{ V}$

最大频偏为:  $\Delta f = 15\text{ kHz}$

(1) 若已调波为调频波:

$$m_F = \frac{\Delta f}{F} = \frac{15000}{400} = 37.5$$

调频波数学表达式为:

$$v_{FM}(t) = 4\cos(2\pi \times 25 \times 10^6 t + 37.5 \sin(2\pi \times 400t)) \quad (\text{V})$$

(2) 若已调波为调相波:

$$\begin{aligned} \text{定义: } \phi_p(t) &= \omega_c t + K_p v_f(t) = \omega_c t + \Delta\phi_p(t) \\ &= 2\pi \times 25 \times 10^6 t + K_p \cos(2\pi \times 400t) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \omega_p(t) &= \frac{d\phi_p(t)}{dt} = \omega_c + K_p \frac{dv_f(t)}{dt} = \omega_c + \Delta\omega_p(t) \\ &= 2\pi \times 25 \times 10^6 - K_p \times 2\pi \times 400 \times \sin(2\pi \times 400t) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} |\Delta\omega_p(t)| &= K_p \times 2\pi \times 400 \times \sin(2\pi \times 400t) \\ &= 2\pi \times 15 \times 10^3 \quad (\text{rad/s}) \end{aligned}$$

$$K_p = \frac{15 \times 10^3}{400} \quad (\text{rad/s}), \quad m_p = K_p V_{\Omega m} = 37.5$$

调相波数学表达式:

$$v_{PM}(t) = 4\cos(2\pi \times 25 \times 10^6 t + 37.5 \cos(2\pi \times 400t)) \quad (\text{V})$$

6-17. 调频波的调制信号为  $A\cos\Omega t$ , 载波信号为  $v_c(t) = V_{cm}\cos 2\pi \times 10^6 t$ , 已知调频器调制特性为线性, 求:

(1) 当  $A = 3V$ ,  $\Omega = 2\pi \times 10^3 \text{ rad/s}$  时, 频偏为  $\Delta\omega = 4\pi \times 10^3 \text{ rad/s}$ , 求该调频信号的有效带宽为多少?

(2) 当  $A = 3V$ ,  $\Omega = 4\pi \times 10^3 \text{ rad/s}$  和  $A = 6V$ ,  $\Omega = 4\pi \times 10^3 \text{ rad/s}$  时, 有效带宽又为多少? 频偏各为多少?

6-17. 解:

(1) 已知:  $\Omega = 2\pi \times 10^3 \text{ rad/s}$ ,  $F = 1\text{KHz}$ ,  $\Delta\omega = 4\pi \times 10^3 \text{ rad/s}$

$$m_F = \frac{\Delta\omega}{\Omega} = \frac{4\pi \times 10^3}{2\pi \times 10^3} = 2$$

该调制信号的有效带宽:

$$BW_{0.1} \approx 2(m_F + 1)F = 2 \times 3 \times 10^3 = 6 \text{ (KHz)}$$

(2) 调频器调频特性为线性,  $K_F$  不变,  $\Delta\omega \propto V_{\Omega m}$ 。

已知: 当  $A = 3V$ ,  $\Omega = 4\pi \times 10^3 \text{ rad/s}$  时,  $F = 2\text{KHz}$ ,  $\Delta\omega$  不变。

$$m_F = \frac{\Delta\omega}{\Omega} = \frac{4\pi \times 10^3}{4\pi \times 10^3} = 1$$

该调制信号的有效带宽:

$$BW_{0.1} \approx 2(m_F + 1)F = 2 \times 2 \times 2 \times 10^3 = 8 \text{ (KHz)}$$

该调制信号的频偏为:  $\Delta\omega = 4\pi \times 10^3 \text{ rad/s}$

已知: 当  $A = 6V$ ,  $\Omega = 4\pi \times 10^3 \text{ rad/s}$  时,  $F = 2\text{KHz}$ ,  $\Delta\omega = 8\pi \times 10^3 \text{ rad/s}$ 。

$$m_F = \frac{\Delta\omega}{\Omega} = \frac{8\pi \times 10^3}{4\pi \times 10^3} = 2$$

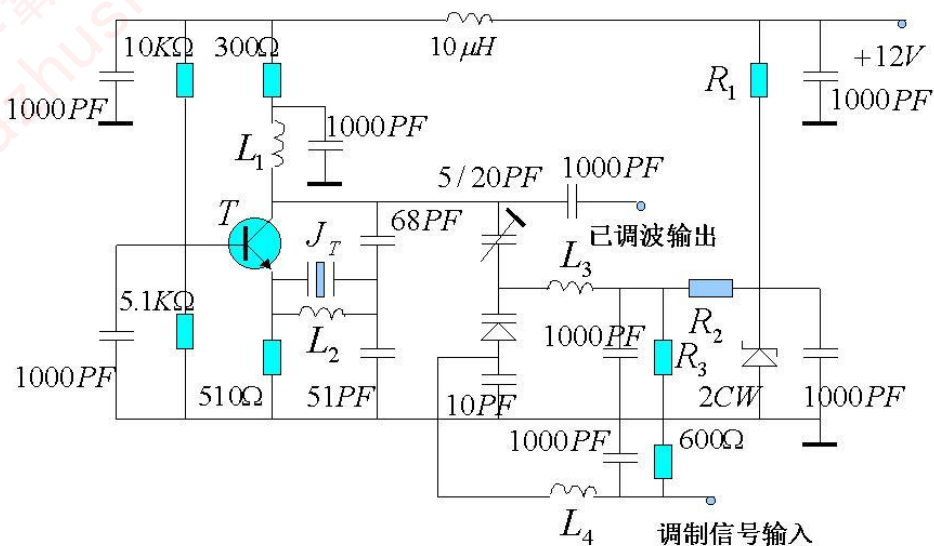
该调制信号的有效带宽:

$$BW_{0.1} \approx 2(m_F + 1)F = 2 \times 3 \times 2 \times 10^3 = 12 \text{ (KHz)}$$

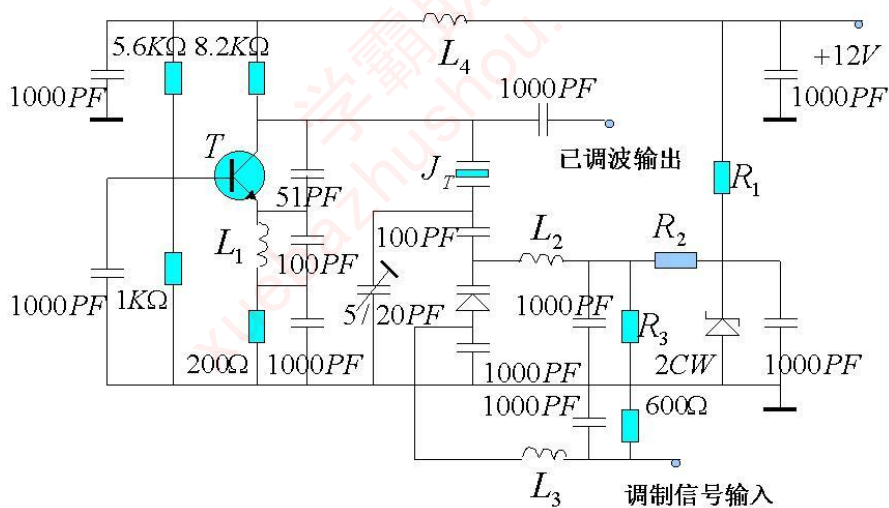
该调制信号的频偏为:  $\Delta\omega = 8\pi \times 10^3 \text{ rad/s}$

6-23. 题图 6-8(a) 和 (b) 所示为利用变容管的直接调频晶体振荡器。

- (1) 画出振荡器的高频等效电路。
- (2) 说明电感  $L_1, L_2, L_3, L_4$  的作用。



(a)

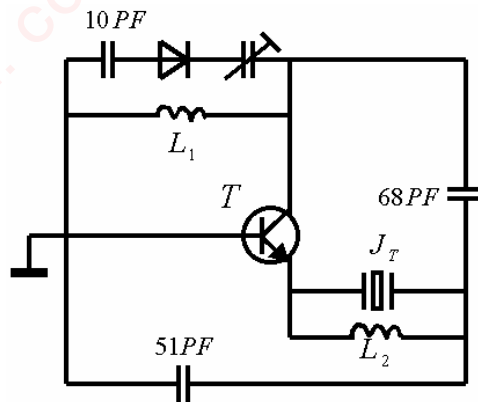


(b)

题图 6-8

**6-23. 解:**

- (1) 图(a)的高频等效电路:



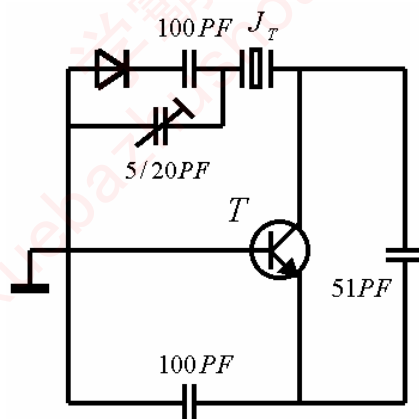
电感的作用:

$L_1$  是作为三点式振荡电路的振荡电感, 且提供直流通路。

$L_2$  的作用是去除石英晶体并联电容  $C_0$  的不良影响, 使振荡频率的稳定性得到进一步提高, 即提高中心频率的稳定度。

$L_3, L_4$  均为高频扼流圈, 对高频振荡信号呈高阻抗 (可视为开路), 但可以使低频调制信号和直流偏置信号顺利加入变容管, 而防止高频信号进入低频和直流回路。

(2) 图 (b) 的高频等效电路:



电感的作用:

$L_1$  是作为三点式振荡电路的振荡电感, 且提供直流通路。

$L_2, L_3$  均为高频扼流圈, 对高频振荡信号呈高阻抗 (可视为开路), 但可以使低频调制信号和直流偏置信号顺利加入变容管, 而防止高频信号进入低频和直流回路。

$L_4$  是起电源滤波的作用。

**6-24.** 由相乘器和延时电路构成的鉴频器电路如图 6-3-27 所示, 试画出晶体管  $T_4$  集电极电压  $v_{T4}(t)$  波形的示意图。



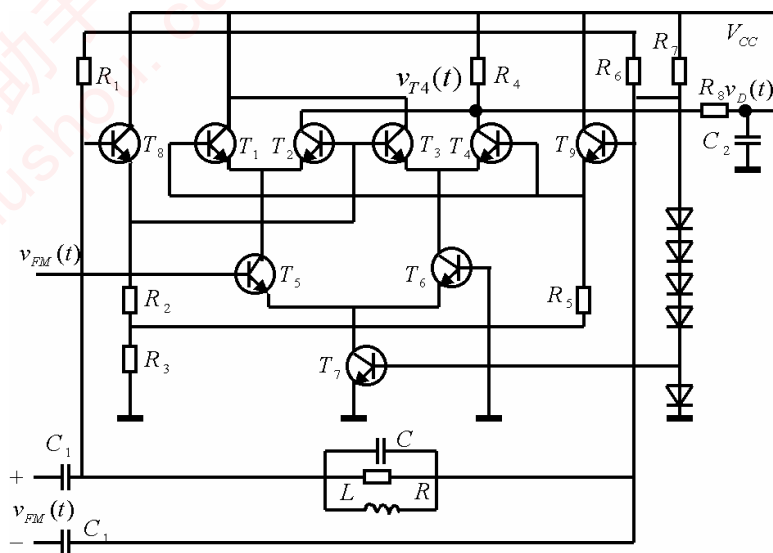


图 6-3-27

**6-24. 解:**

设调制波为:  $v_{EM}(t) = V_{cm} \cos(\omega_c t + m_F \sin \Omega t)$ , 延时为  $t_0$

$$\begin{aligned} \text{则: } v_{T4}(t) &= v_{FM}(t) \times v_{FM}(t - t_0) \\ &= V_{cm}^2 \cos[\omega_c t + m_F \sin \Omega t] \times \cos[\omega_c (t - t_0) + m_F \sin \Omega (t - t_0)] \\ &= \frac{1}{2} V_{cm}^2 \cos(\omega_c t_0 + m_F \Omega t_0 \cos \Omega t) \\ &\quad + \frac{1}{2} V_{cm}^2 \cos[2(\omega_c t + m_F \sin \Omega t) - \omega_c t_0 - m_F \Omega t_0 \cos \Omega t] \end{aligned}$$

当  $\omega_c t_0 = \pm \frac{\pi}{2}$ , 并假定  $m_F \Omega t_0 \leq 0.2$ , 则上式可近似为:

$$v_{T4}(t) = \frac{1}{2} V_{cm}^2 m_F \Omega t_0 \cos \Omega t$$

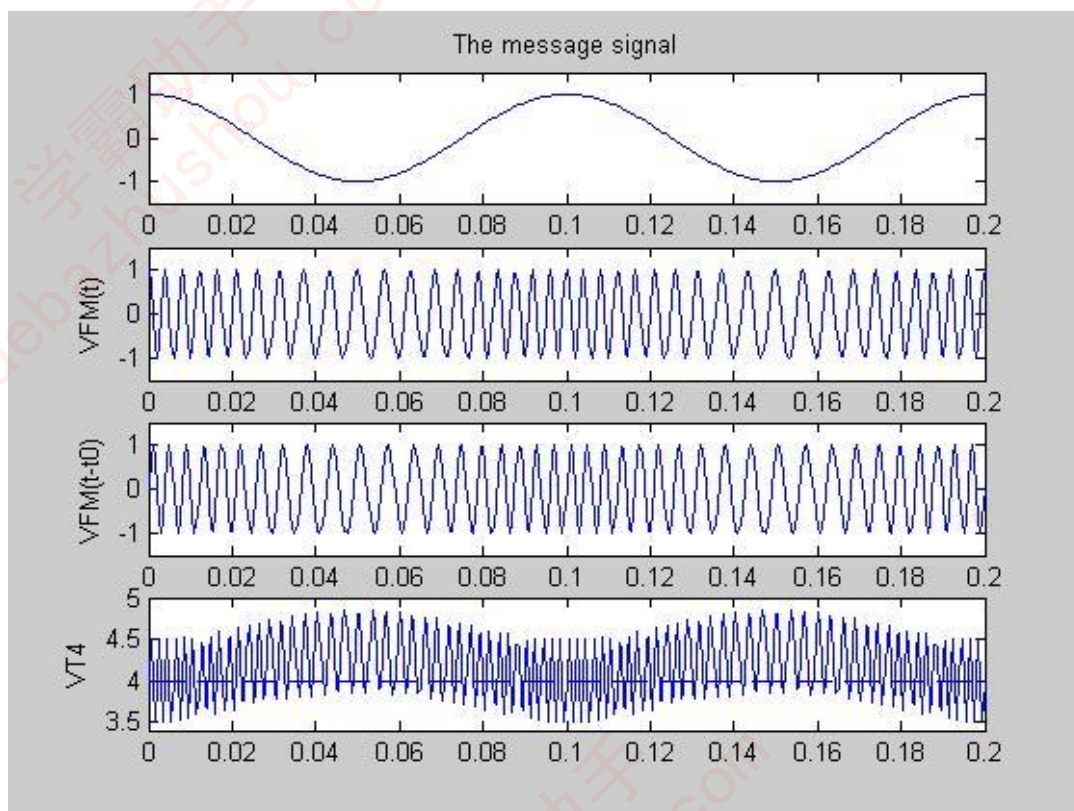
$$+ \frac{1}{2} V_{cm}^2 \cos[2(\omega_c t_0 + m_F \sin \Omega t) - \omega_c t_0 - m_F \Omega t_0 \cos \Omega t]$$

经  $R_8C_2$  滤波后输出信号为:

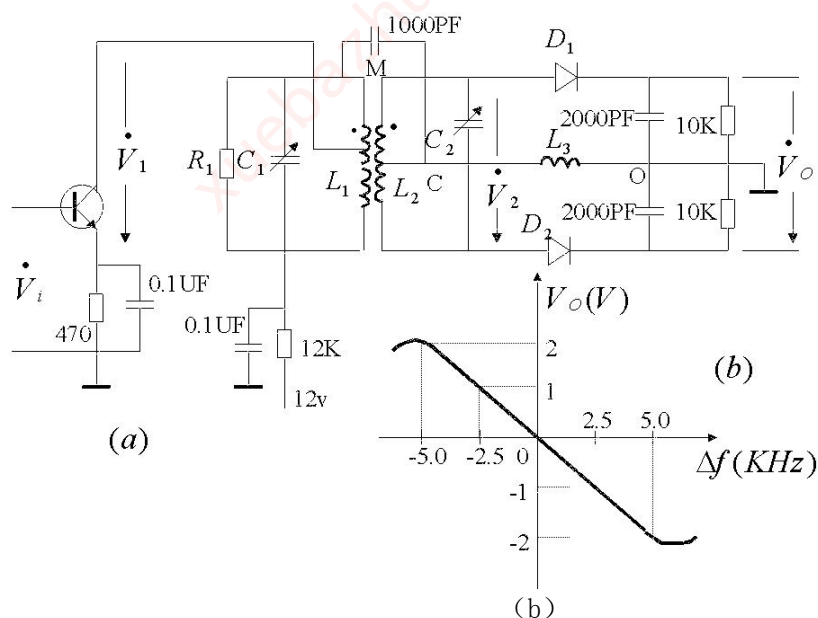
$$v_D(t) = \frac{1}{2} V_{cm}^2 m_F \Omega t_0 \cos \Omega t$$

用 **MATLAB** 画晶体管  $T_4$  集电极电压波形  $v_{T_4}(t)$  的示意图：（运行 **MATLAB6p5\work\ex6\_24.m**）。

注意：假设晶体管 $T_4$ 集电极直流电压为：**4V**。



举例：下图(a)所示为中频放大器和相位鉴频器的汲联电路。耦合线圈同名端如图所示。



(1) 输入电压  $v_i(t) = 3 \cos[2\pi \times 10^7 t + 0.5 \sin(\pi \times 10^3 t)]$  (V) 耦合电路初次级调谐正

确后,  $S$  曲线如图 (b) 所示, 请写出鉴频器输出电压表示式。

(2) 若次级线圈的同名端由上变为下,  $S$  曲线如何变化

(3) 若耦合电路初次级调谐不正确 (即初次级失谐),  $S$  曲线如何变化  
举例. 解:

解: (1) 由  $v_i(t) = 3 \cos[2\pi \times 10^7 t + 0.5 \sin(\pi \times 10^3 t)]$

$$m_F = \frac{\Delta \omega_m}{\Omega} = \frac{\Delta f_m}{F} = 0.5$$

$$\therefore F = 0.5 \times 10^3 \text{ Hz}, \quad \Delta f_m = 0.25 \times 10^3 \text{ Hz},$$

由图 (b) 可得在线性范围内:  $V_{om} = -0.1 \text{ (V)}$

所以, 可得输出电压:  $v_o = -0.1 \times \cos(\pi \times 10^3 t) \text{ (V)}$

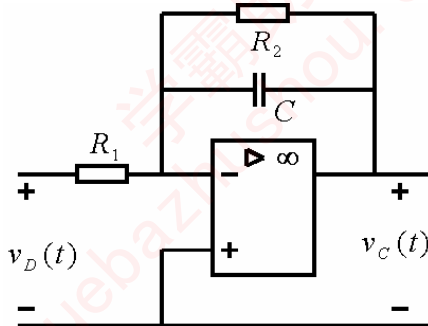
(2) 若次级线圈的同名端由上变为下, 则鉴频器输出电压与原来反相,  $S$  曲线也反相。

(3) 若耦合电路初次级调谐不正确:

若初级调谐不正确, 使得  $S$  曲线发生上下变化。

若次级调谐不正确,  $S$  曲线过零点发生变化。

7-1. 求题图 7.1 所示低通滤波器的复频域传递函数。



题图 7.1

7-1. 解:

$$H(j\omega) = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + j\omega R_2 C}$$

7-2.  $PLL$  的频率特性为什么不等于环路滤波器的频率特性? 在  $PLL$  中低通滤波器的作用是什么?

7-2. 解:

$PLL$  的频率特性是输出信号相位与输入信号相位之间的关系, 而环路滤波器频率特性是输出信号电压与输入信号电压之间的关系, 所以不相同。

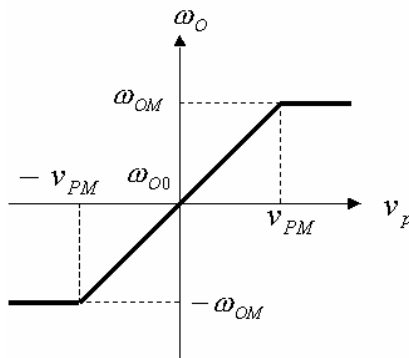
在  $PLL$  中低通滤波器的作用:

(1) 滤除误差信号中的高频分量。

(2) 为锁相环路提供一个短期的记忆, 如果系统由于瞬时噪声而失锁, 可确保锁相环

路迅速重新捕获信号。

- 7-3. 假定 PLL 已处于锁定状态, 然后缓慢变化输入信号的频率, 若压控振荡器控制特性如题图 7.2 所示。试说明输入信号频率变化到何值时, PLL 将失锁。



题图 7.2

7-3. 解:

当输入信号频率  $\omega_O > \omega_{OM}$  或  $\omega_O < -\omega_{OM}$  时, 将发生失锁。

- 7-4. 当输入一阶环路的信号发生频率阶跃时, 试说明为什么除  $K_p \rightarrow \infty$  以外, 环路总会有稳态相差。从物理意义上说明该稳态相差与起始频率阶跃和环路增益  $K_p$  的关系。

7-4. 解:

当一阶环路的输入信号发生频率阶跃时, 稳态误差  $\theta_e(\infty) = \frac{\Delta\omega}{K_p}$ 。所以, 从理论上只有

当  $K_p \rightarrow \infty$  时,  $\theta_e(\infty) \rightarrow 0$ 。而实际上, 环路处于稳态后, 稳态相差与环路增益的乘积为有限值, 为保持稳态相差与  $K_p$  乘积为有限值, 则环路总会有稳态相差。

从物理意义上看:

$$\Delta\omega \rightarrow \frac{\Delta\omega}{K_\omega} = v_p(t) \rightarrow v_d(t) = v_p(t) \rightarrow \theta_e(\infty) = \frac{v_d(t)}{K_d} = \frac{\Delta\omega}{K_d K_\omega} = \frac{\Delta\omega}{K_p}$$

- 7-5. 已知一阶环路的复频域传递函数为

$$T(s) = \frac{K_p}{s + K_p}$$

若输入信号为

$$v_i(t) = V_{im} \sin[\omega_{i0}t + \Delta\theta_1 \sin \frac{K_p}{10}t + \Delta\theta_2 \sin \frac{K_p}{5}t] \quad (V)$$

环路锁定后输出信号为

$$v_o(t) = V_{om} \cos[\omega_{i0}t + A_1 \sin(\frac{K_P}{10}t + \phi_1) + A_2 \sin(\frac{K_P}{5}t + \phi_2)] \quad (V)$$

试确定  $A_1$ 、 $A_2$ 、 $\phi_1$  和  $\phi_2$  的值。

7-5. 解:

$$H_c(s) = \frac{K_P}{S + K_P}, \quad |H_c(j\Omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{\Omega}{K_P})^2}}.$$

$$A_1 = \Delta\theta_1 \times |H(j\Omega_1)| = \Delta\theta_1 \frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{1}{10})^2}} = \frac{10}{\sqrt{101}} \Delta\theta_1 \approx 0.995 \Delta\theta_1$$

$$\phi_1 = -\operatorname{tg}^{-1}(\frac{\Omega_1}{K_P}) = -\operatorname{tg}^{-1}(\frac{1}{10}) \approx -0.1 \quad (rad)$$

$$A_2 = \Delta\theta_2 \times |H(j\Omega_2)| = \Delta\theta_2 \frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{1}{5})^2}} = \frac{5}{\sqrt{26}} \Delta\theta_2 \approx 0.981 \Delta\theta_2$$

$$\phi_2 = -\operatorname{tg}^{-1}(\frac{\Omega_2}{K_P}) = -\operatorname{tg}^{-1}(\frac{1}{5}) \approx -0.17 \quad (rad)$$

7-6. 一阶环路的输入信号为

$$v_i(t) = V_{im} \sin(\omega_{i0}t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \cos \Omega t) = V_{im} \sin(\omega_{i0}t + m_F \cos \Omega t) \quad (V)$$

当其接入环路的瞬间, 输出信号 (压控振荡器振荡信号) 为:

$$v_o(t) = V_{om} \cos \omega_{o0}t \quad (V)$$

求: (1) 环路的起始频差;

(2) 环路的起始相差;

(3) 环路的稳态相差;

(4) 锁定后环路输出电压表示式。

7-6. 解:

(1) 环路起始频差为  $\omega_{i0} - \omega_{o0}$

(2) 环路的起始相差为  $\frac{\Delta\omega}{\Omega}$ , 即  $m_F$ 。

(3) 设此一阶环路闭环传递函数为:  $H_C(s) = \frac{K_p}{s + K_p}$ ,  $K_p$  为环路增益。

则环路的稳态相差为:  $\theta_e(\infty) = \frac{\omega_{i0} - \omega_{o0}}{K_p}$

(4) 锁定后环路输出电压表达式为:

$$v_o(t) = V_{om} \cos(\omega_{i0}t + A \cos(\Omega t + \phi) - \theta_e(\infty)) \quad (V)$$

$$\text{其中: } A = m_F \times |H_C(j\Omega)| = \frac{\Delta\omega}{\Omega} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\Omega}{K_p}\right)^2}}$$

$$\phi = -tg^{-1}\left(\frac{\Omega}{K_p}\right)$$

$$\theta_e(\infty) = \frac{\omega_{i0} - \omega_{o0}}{K_p}$$

$$v_o(t) = V_{om} \cos \left[ \omega_{i0}t + m_F \times \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\Omega}{K_p}\right)^2}} \times \cos \left( \Omega t - tg^{-1}\left(\frac{\Omega}{K_p}\right) \right) - \frac{\omega_{i0} - \omega_{o0}}{K_p} \right] \quad (V)$$

7-7. 一阶环路接通瞬间输入和输出信号分别为

$$v_i(t) = V_{im} \sin[2.005 \times 10^6 \pi t + 0.5 \sin(2\pi \times 10^3 t)] \quad (V)$$

$$v_o(t) = V_{om} \cos(2\pi \times 10^6 t) \quad (V)$$

测得环路锁定后稳态相差  $\phi_e = 0.5 \text{ rad}$ 。

(1) 写出环路锁定后, 输出信号的表示式;

(2) 计算该环路的带宽。

7-7. 解:

$$(1) \quad \theta_e(\infty) = \frac{\Delta\omega}{K_p} = 0.5 \quad (\text{rad})$$

$$\Delta\omega = 0.005 \times 10^6 \pi = 5 \times 10^3 \pi \quad (\text{rad/s}) \quad \Omega = 2\pi \times 10^3 \quad (\text{rad/s})$$

$$Kp = 10^4 \pi \quad (\text{rad/s}), \quad \Omega = 2\pi \times 10^3 \quad (1/s)$$

$$H_c(s) = \frac{K_p}{s + K_p},$$

$$|H_c(j\Omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{\Omega}{K_p})^2}} \approx 0.98, \quad \phi = -\tan^{-1}(\frac{\Omega}{K_p}) \approx -11.3^\circ$$

则输出电压为:

$$\begin{aligned} v_o(t) &= V_{om} \cos[2.005 \times 10^6 \pi t + A \sin(2\pi \times 10^3 t + \phi) - \theta_e(\infty)] \\ &= V_{om} \cos[2.005 \times 10^6 \pi t + 0.49 \times \sin(2\pi \times 10^3 t + \phi) - 0.5] \quad (\text{V}) \end{aligned}$$

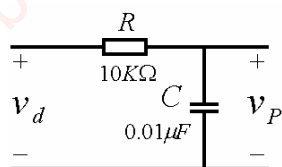
$$A = 0.5 \times |H(j\Omega)| = 0.5 \times \frac{5}{\sqrt{26}} \approx 0.49$$

$$(2) \text{ 环路 } 3\text{dB} \text{ 带宽为: } \Omega_{-3\text{dB}} = Kp = 10^4 \pi \quad (\text{rad/s})$$

$$BW = 5\text{KHz}$$

7-8. 已知某 PLL 的, 环路滤波器采用 RC 低通滤波器, 如题图 7-3 所示。其元件数值如图所示。求:

- (1) 闭环传递函数;
- (2) 环路带宽。



题图 7-3

7-8. 解:

$$(1) \text{ 已知: } K_\omega = 3 \times 10^6 \text{ rad}/(\text{V} \cdot \text{s}), \quad K_d = 4\text{V}, \quad \tau = RC = 10^{-4}\text{S}$$

$$\text{求得: } K_p = K_\omega \times K_d = 12 \times 10^6 \quad (\text{rad/s})$$

$$H_F(s) = \frac{V_P(s)}{V_d(s)} = \frac{1}{1 + RCS} = \frac{1}{1 + \tau S} = \frac{1}{1 + 10^{-4}S}$$

闭环传递函数:

$$H_c(s) = \frac{\theta_o(s)}{\theta_i(s)} = \frac{K_p H_F(s)}{s + K_p H_F(s)} = \frac{12 \times 10^6 \times \frac{1}{1 + 10^{-4}s}}{s + 12 \times 10^6 \times \frac{1}{1 + 10^{-4}s}}$$

$$= \frac{12 \times 10^6}{12 \times 10^6 + s + 10^{-4}s^2}$$

(2) 求环路带宽

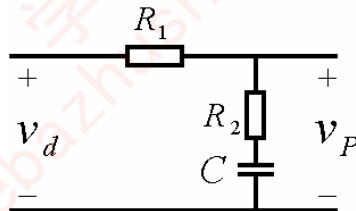
$$H_c(j\Omega) = \frac{\theta_o(j\Omega)}{\theta_i(j\Omega)} = \frac{K_p}{(K_p - RC \times \Omega^2) + j\Omega}$$

$$|H_c(j\Omega)| = \frac{K_p}{\sqrt{(K_p - RC \times \Omega^2)^2 + \Omega^2}}$$

$$\text{令: } |H_c(j\Omega)| = \frac{1}{\sqrt{2}}, \text{ 得到: } \Omega_{-3dB} = 538.2 \times 10^3 \text{ (rad/s)}$$

所以环路带宽为:  $538.2 \times 10^3 \text{ (rad/s)}$

7-9. 某锁相环路采用图 7.2.3(a) 所示无源比例积分滤波器。



题图 7.2.3(a)

滤波器的参数为:  $\tau_1 = R_1 C = 1.25s$ ,  $\tau_2 = R_2 C = 10ms$ 。

环路增益为:  $K_p = K_\omega K_d = 5 \times 10^4 \text{ (rad/s)}$ 。

输入信号为:  $v_i(t) = V_{im} \sin(\omega_{i0}t + 0.5 \sin \Omega t) \text{ (V)}$

式中  $\omega_{i0} = 10^6 \text{ rad/s}$ ,  $\Omega = 200 \text{ rad/s}$ , 若压控振荡器的中心频率

$\omega_{o0} = 1.005 \times 10^6 \text{ rad/s}$ , 鉴相器具有正弦鉴相特性。

求环路锁定后, 压控振荡器输出电压  $v_o(t)$  的表示式 (假定其幅度为  $V_{om}$ )。

7-9. 解:

$$H_F(s) = \frac{V_P(s)}{V_d(s)} = \frac{s\tau_2 + 1}{s(\tau_1 + \tau_2) + 1}$$



$$H_c(s) = \frac{\theta_o(s)}{\theta_i(s)} = \frac{K_p H_F(s)}{S + K_p H_F(s)} = \frac{K_p (S\tau_2 + 1)}{S^2(\tau_1 + \tau_2) + (1 + K_p \tau_2)S + K_p}$$

$$= \frac{5 \times 10^4 (0.01S + 1)}{1.26S^2 + 5 \times 10^2 S + 5 \times 10^4}$$

$$H_c(j\Omega) = \frac{5 \times 10^2 \times j\Omega + 5 \times 10^4}{-1.26 \times \Omega^2 + 5 \times 10^2 \times j\Omega + 5 \times 10^4} \quad \text{代入: } \Omega = 200 \text{ rad/s}$$

$$\text{得到: } H_c(j\Omega) = \frac{500 + 1000j}{-4 + 1000j}, \quad |H_c(j\Omega)| = 1.118 \approx 1.12,$$

$$\phi = -0.85\pi = -0.47 \quad (\text{rad})$$

$$\text{由于: } \Delta\omega = -5 \times 10^3 \quad (\text{rad/s}) \quad \text{得到: } \theta_e(\infty) = \frac{\Delta\omega}{K_p} = -0.1 \quad (\text{rad})$$

$$v_o(t) = V_{om} \cos[\omega_{i0}t + 0.5 \times |H_c(j\Omega)| \sin(\Omega t + \phi) - \theta_e(\infty)]$$

$$= V_{om} \cos[10^6 t + 0.56 \sin(200t - 0.47) + 0.1] \quad (\text{V})$$

**7-13.** 已知一阶环正弦鉴相器输出最大电压  $V_d = 2V$ , **VCO** 的灵敏度  $K_\omega = 10^4 \text{ Hz/V}$ ,

**VCO** 自由振荡频率  $f_0 = 1\text{MHz}$ , 试求:

当输入信号为  $v_i(t) = 2 \sin(1.96\pi \times 10^6 t + 30^\circ)$  (V) 时, 环路能否锁定? 试画出相平面图

说明。若能锁定, 稳态相差有多大? 此时控制电压等于多少?

**7-13. 解:**

根据题意, 得知:  $K_d = 2V, K_\omega = 10^4 \text{ Hz/V}, \omega_{i0} = 1.96\pi \times 10^6 (\text{rad/s})$

则  $K_p = K_d \times K_\omega \times 2\pi = 4\pi \times 10^4 (\text{rad/s}), \omega_{o0} = 2\pi \times 10^6 (\text{rad/s})$

而  $|\Delta\omega| = |\omega_{i0} - \omega_{o0}| = 0.04\pi \times 10^6 (\text{rad/s}) = 4\pi \times 10^4 (\text{rad/s})$

故平衡点在  $\theta_e = \sin^{-1}(\Delta\omega / K_p) = 90^\circ$

所以, 当输入信号的初始相角为:  $30^\circ$  时, 可以锁定。

当环路的起始频差为  $|\Delta\omega| = 4\pi \times 10^4 (\text{rad/s}) = K_p$ , 可以锁定, 但是是临界锁定,

稳态相差为:  $\theta_e(\infty) = \sin^{-1}(\Delta\omega / K_p) = 90^\circ$

控制电压为:  $V_p = \Delta\omega / K_\omega = -2V$

用 MATLAB 画图: (运行 MATLAB6p5\work\ex7\_13.m)

$|\Delta\omega| = K_p$ ,  $|\Delta\omega| = 0.4 \times K_p$ ,  $|\Delta\omega| = 1.2 \times K_p$  相平面图为:

