

通信电路原理作业答案

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	$\alpha_i(\omega) = \left \frac{I(j\omega)}{I(j\omega_0)} \right = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_S^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}}$	$\alpha_v(\omega) = \left \frac{V(j\omega)}{V(j\omega_0)} \right = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_P^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}}$
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. 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. 解:

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

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

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

(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 $C \parallel C_x$

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

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

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

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

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

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

例 2. 解:

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

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

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

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

(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. 解:

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

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:

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

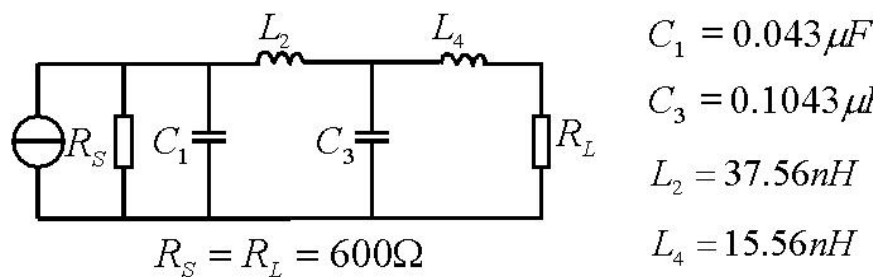
$$C_3' = 1.8478, \quad L_4' = 0.7645$$

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. 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:

$$L_L = 3.18 nH$$

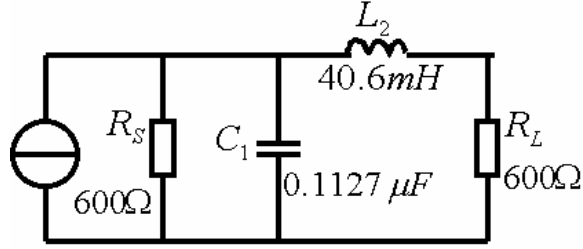
$$C_1' = 1.4142, \quad L_2' = 1.4142, \quad R_s' = 1.0000$$

实际元件值:

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

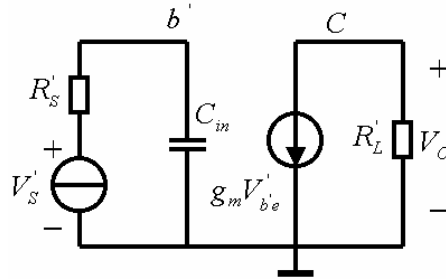
$$L_2 = \frac{R_L}{\omega_c} L_2' = 40.6 mH$$

所得滤波器实际电路图:



3-1. 解:

(1) 共发射器简化等效电路:

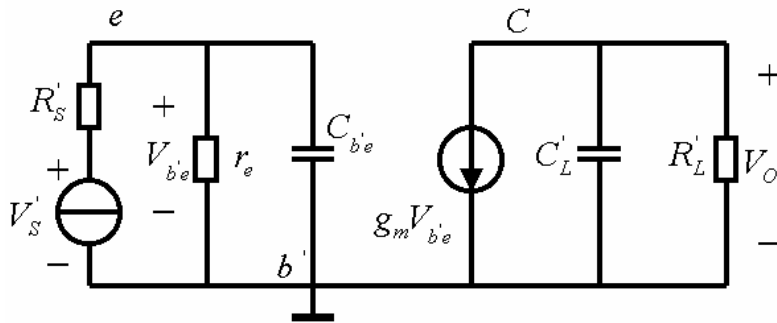


$$C_{in} = C_{b'e} \left(1 + \frac{C_{b'c}}{C_{b'e}} g_m R'_L \right) = C_{b'e} + C_{b'c} g_m R'_L$$

$$R'_S = (R_S + r_{b'b}) \parallel r_{b'e} = \frac{(CR_S + r_{b'b})r_{b'e}}{R_S + r_{b'b} + r_{b'e}}$$

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. 解:

以单管共发射放大器为例。

集电极电容通常约为几个 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. 解:

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

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

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. 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. 解:

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

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

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

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

所以不满足要求。需加一前置放大器。

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

此时:

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

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

$$\text{可解: } F_n \leq 8.475 \Rightarrow 9.3dB$$

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。

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

所以不含有: 650KHz , 850KHz 等频率分量。

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 θ 增大而增大(严格地讲, 应认为 I_1 是 θ 的单调非减函数).

所以增大 θ 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. 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. 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. 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 ω_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. 解:

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

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

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

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

晶体管集电极中的直流分量为:

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

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

晶体管集电极电流中基波(频率为 f_c)的幅值:

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

输出电压 $v_o(t)$ 中频率为 f_c 分量的振幅:

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

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. 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. 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. 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 1KHz 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 1KHz 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 931KHz 、 929KHz 、 1394KHz 和 1396KHz 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. 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 θ 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. 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:

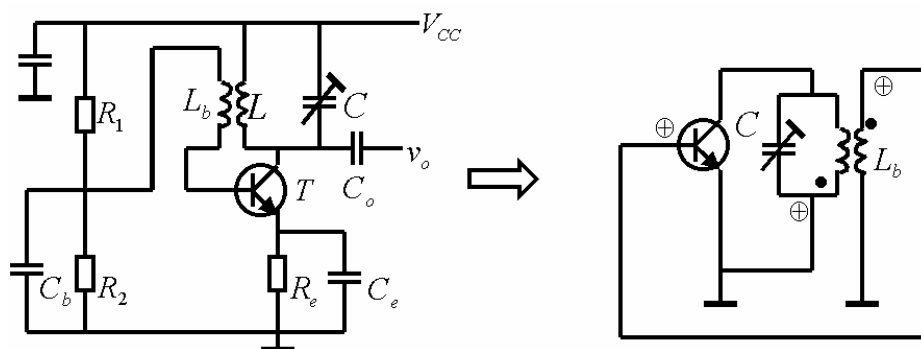
$$\psi_0 = -\arctg Q \left[\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right],$$

式中: ψ_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。

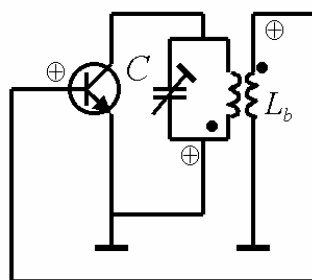
题图 5-1

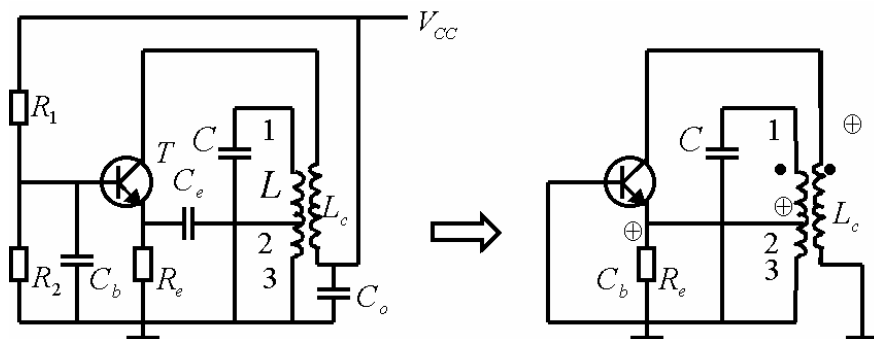
5-4. 解:

(a)

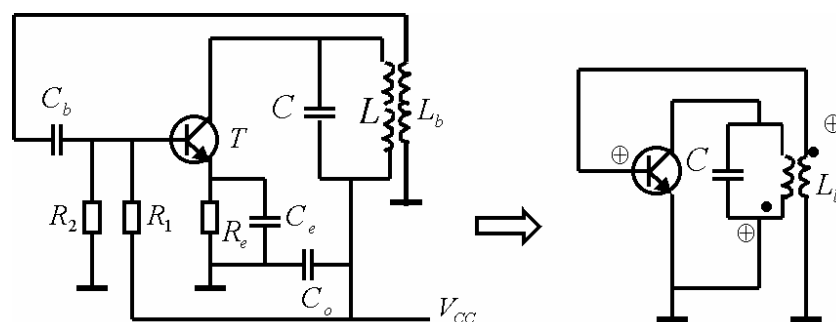


(b)





(c)



5-5. 解:

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

电路可能振荡。

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

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

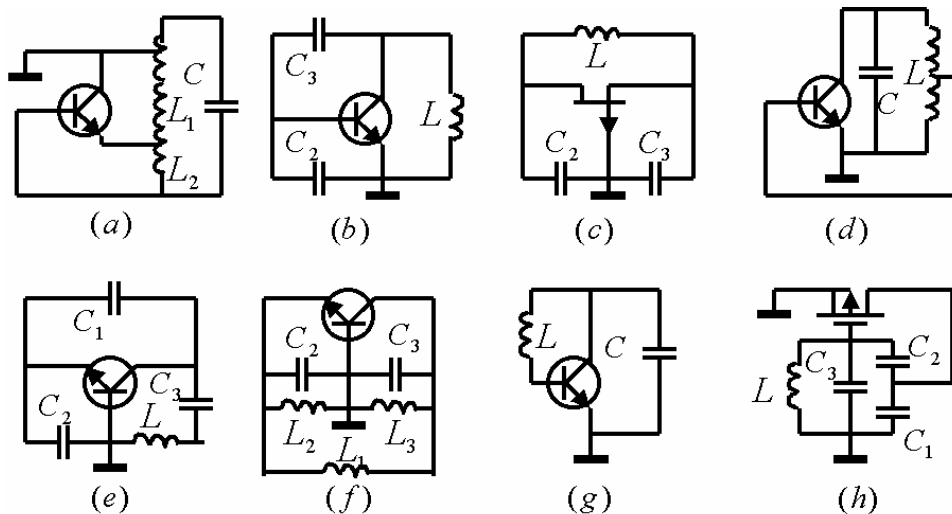
$L_1 C_1 < L_2 C_2 < L_3 C_3$: 电感反馈型振荡电路。

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. 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);

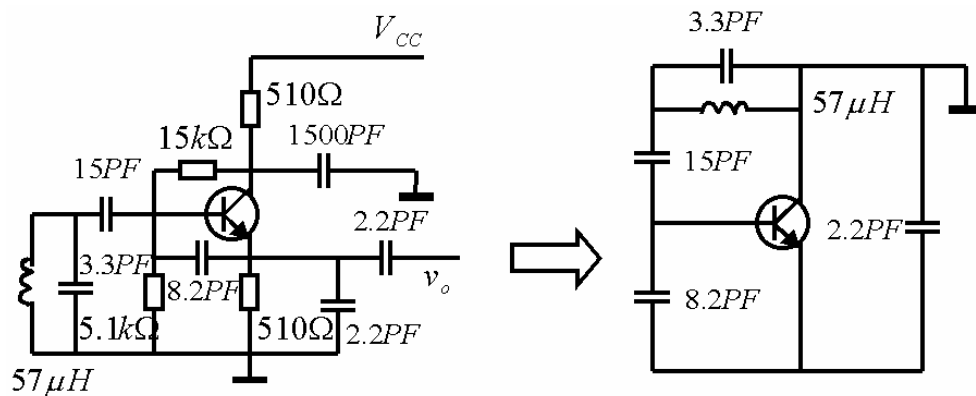
X_{ce} 为容抗; X_{cb} 为感抗。所以电路可能产生振荡。

(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. 解:

(a)



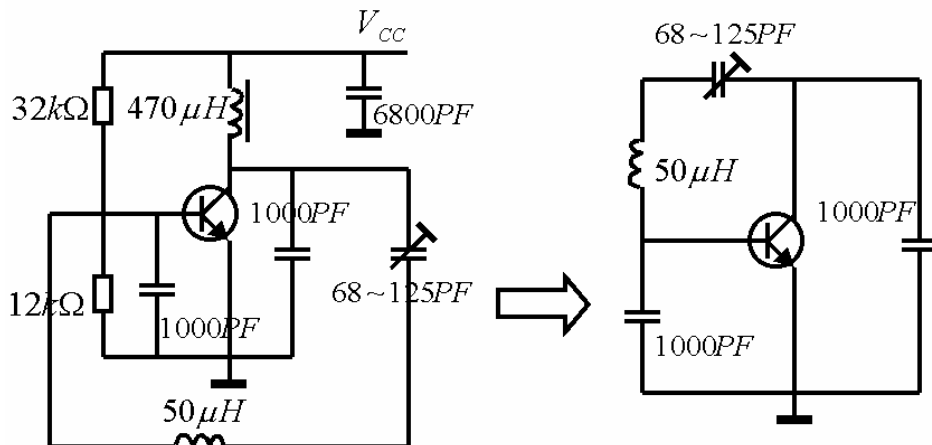
属于 *Colpitts* 振荡器。

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

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

电路特点: 高频时集电极接地。

(b)



属于 *Colpitts* 振荡器。

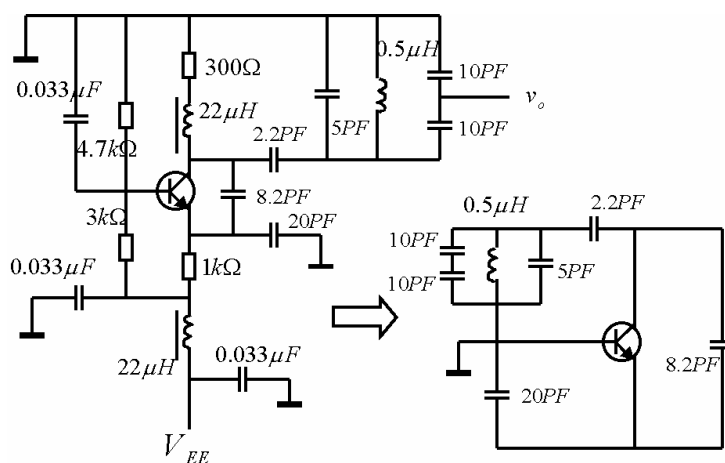
$$\text{谐振回路总电容: } C_{\Sigma} = \frac{1}{\frac{1}{C'_2} + \frac{1}{C'_1} + \frac{1}{C_3}}$$

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

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

电路特点：高频时发射极接地。

(c)



属于 *Colpitts* 振荡器。

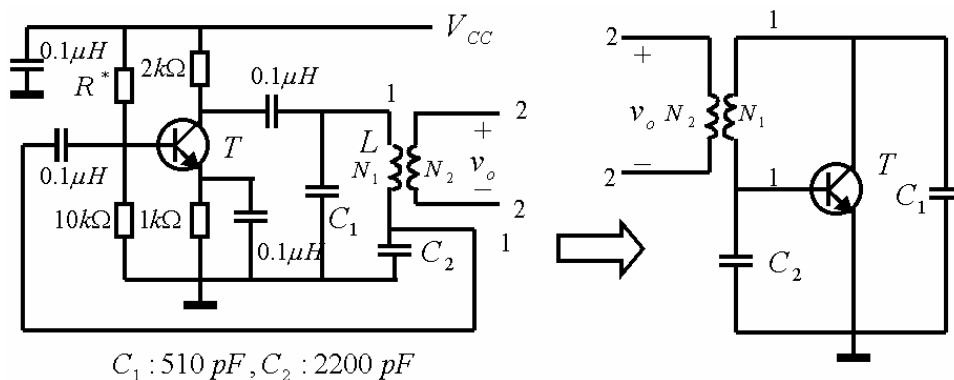
谐振回路总电容： $C_{\Sigma} \approx 11.6\text{pF}$

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

电路特点：高频时基极接地。

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。

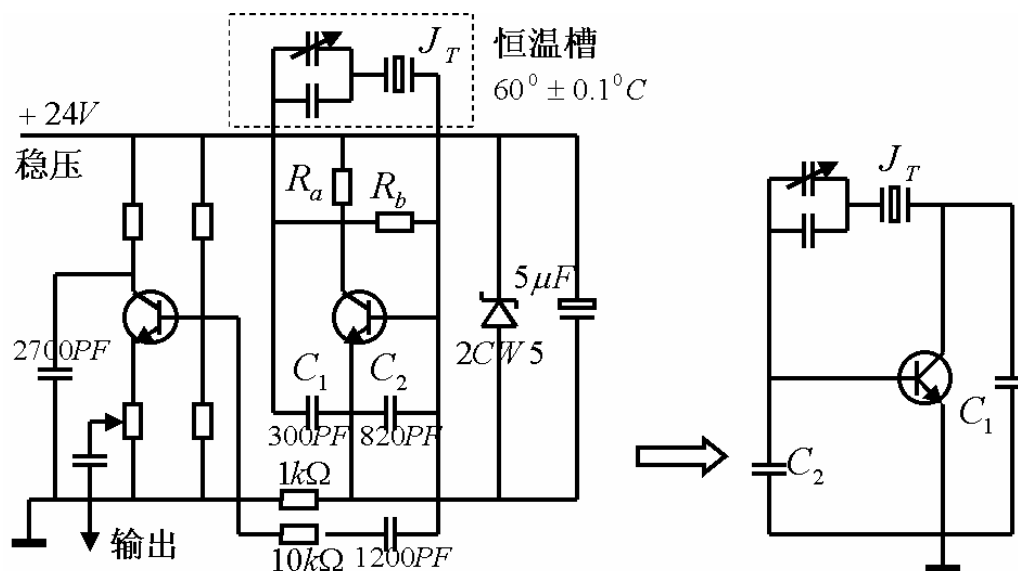
(4) 从 2-2 端测得频率值为 500 KHz 更合理。这是因为数字频率计有输入电容, 接在

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 500KHz 更合理。

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。

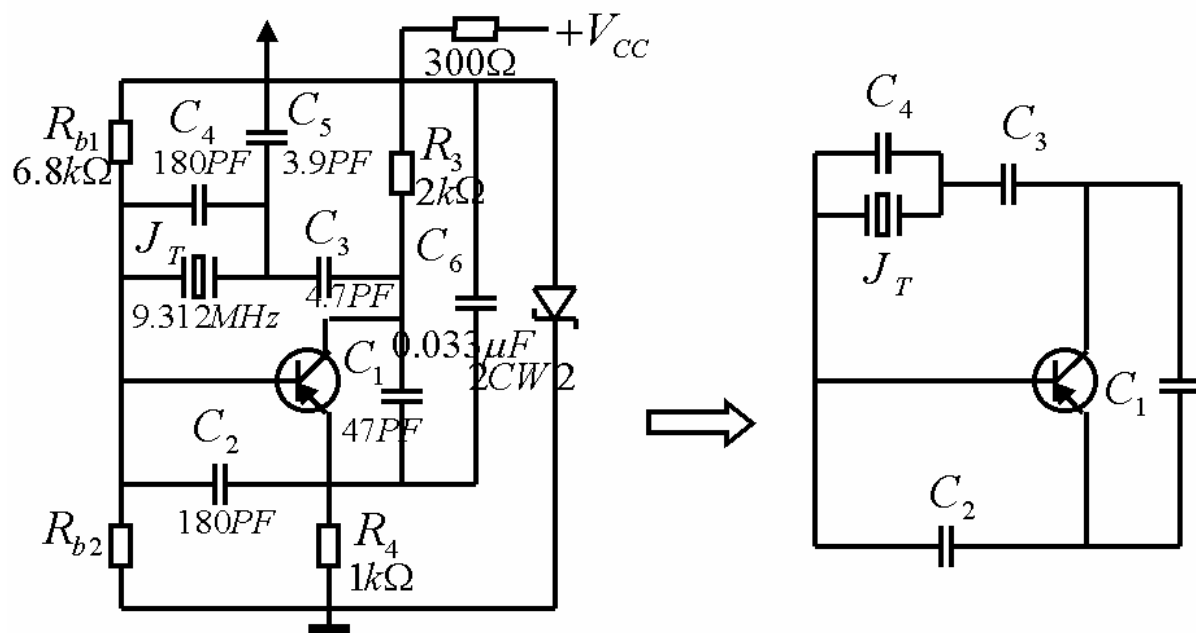
采用温度隔离法, 将石英谐振器支路至于恒温槽中, 减少外界温度变化对其影响。

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. 解:

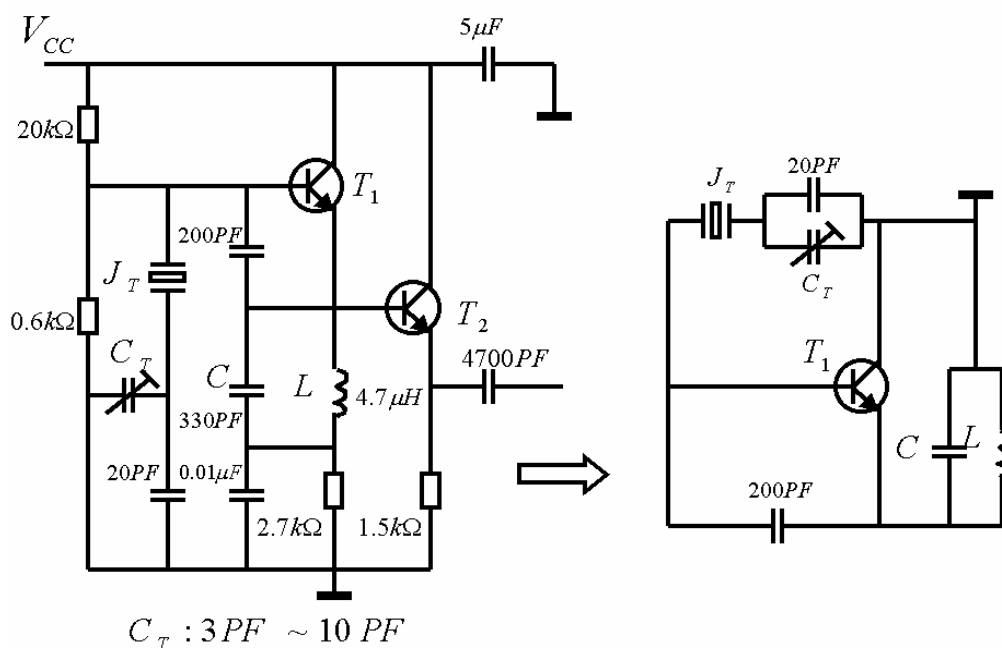
(1) 画出高频等效电路:



(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. 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。

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

三次泛音晶体振荡器的输出频率为 $5MHz$ 大于 $4.04MHz$ ，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. 解:

设: $F = 100Hz$

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

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

(1)

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

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

6-3. 解:

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

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

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

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

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

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

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. 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:

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

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

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

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

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，还会产生不需要的高频分量，所以需要低通滤波器。

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, $F = 2\text{KHz}$, $\Delta\omega = 8\pi \times 10^3 \text{ rad/s}$ 。

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

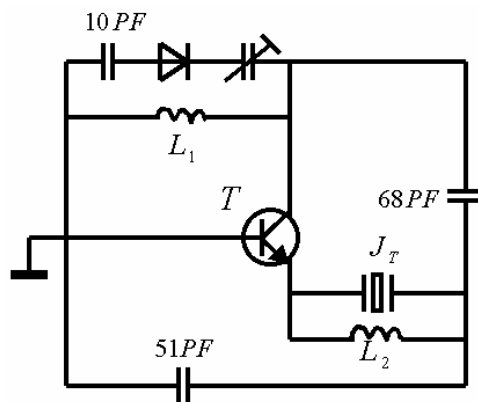
该调制信号的有效带宽:

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

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

6-23. 解:

(1) 图 (a) 的高频等效电路:



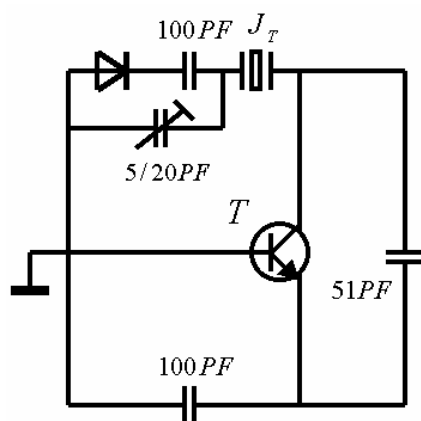
电感的作用:

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。