

模电实验报告 9: LC 正弦波振荡和选频放大电路实验

xy 学号 匡亚明学院

2019 年 2 月 29 日

1 实验目的

1. 研究、学习 LC 正弦波振荡器的特性。
2. 研究、学习 LC 选频放大电路的特性。

2 实验仪器

示波器、信号发生器、交流毫伏表、数字万用表。

3 预习内容

1. 复习 LC 正弦波振荡器的基础知识。
2. 复习 LC 选频放大电路的基础知识。

4 实验内容

4.1 电容三端式 LC 振荡器

4.1.1 原理

电路如图 (1) 所示。

这是一个电容三端式 LC 振荡器, 其简化的原理示意图如图 (2)。

它由一个放大器 A 和一个 LC 回路组成。设振荡回路内流过电容的振荡电流为 i_F 。放大器输出电压为 $v_o = i_F X_{C_1}$, 反馈电压为 $v_F = -i_F X_{C_2}$, 反馈系数为

$$F = \frac{v_F}{v_o} = -\frac{C_1}{C_2} = -\frac{1}{22} \quad (1)$$

放大器反相输入端的反馈电压为 $v_F = F v_o = -(C_1/C_2)v_o$, 从输出、经反馈到大器反相、再到输出端, 信号的相移为零, 满足振荡器起振的相位条件。若放大器 A 不接 LC 回路时的放大倍数 $|\dot{A}_V|$ 大于 22, 则满足振荡器起振的幅值条件 $|\dot{A}_V \dot{F}| > 1$, 电路就能起振。显然, 对于图 (1) 所示电路, 通过调整电位器 R_{p2} , 使放大器 A 的放大倍数大于 22, 该电路就能起振。

若电路起振后, $|\dot{A}_V|$ 能自动地减小, 达到稳定时使 $|\dot{A}_V \dot{F}| = 1$, 那么, 振荡器就能输出幅值稳定的正弦波。图 (1) 所示电路具有自动调节放大倍数的能力。电路刚起振时, 电路输出 v_o 较小。由于 $|\dot{A}_V \dot{F}| > 1$, 信号在从输出端、经反馈到反相输入端、再到输出端的过程中被放大, 集电极电压和电

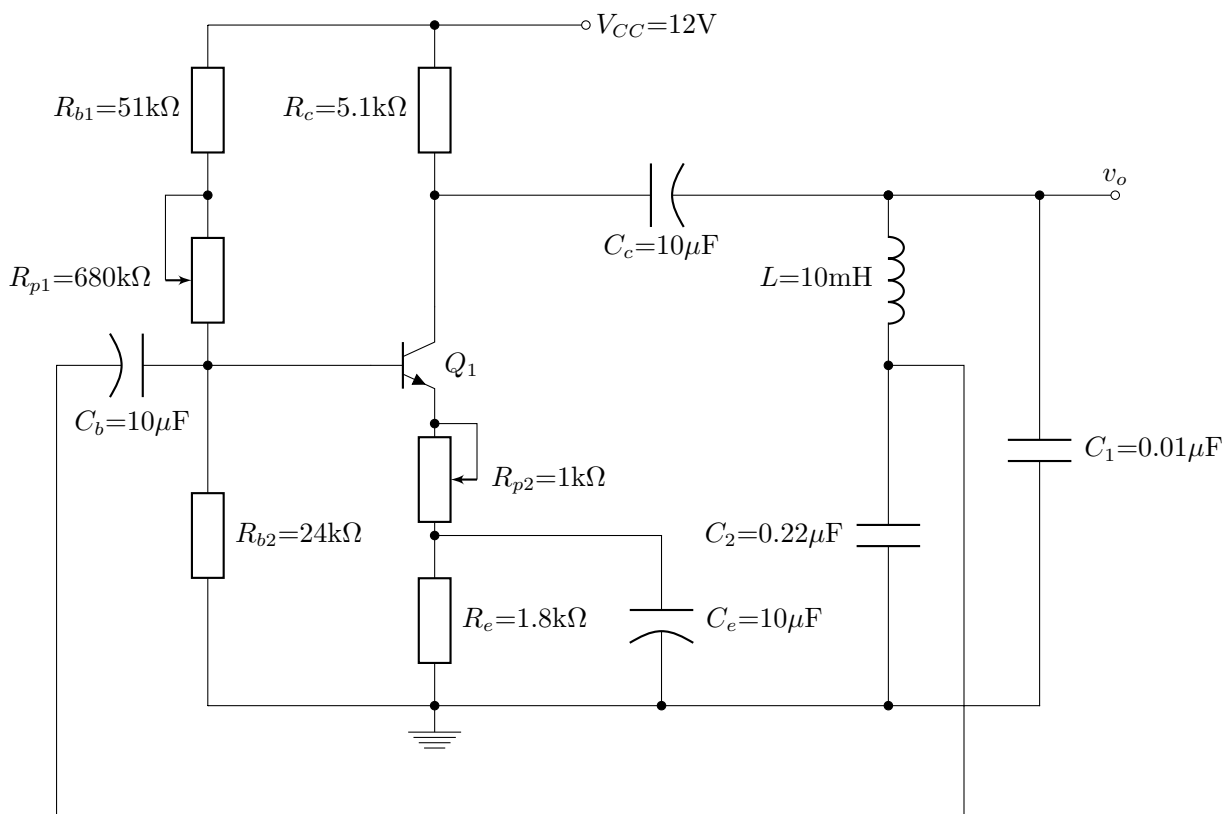


图 1: 电容三端式 LC 振荡器

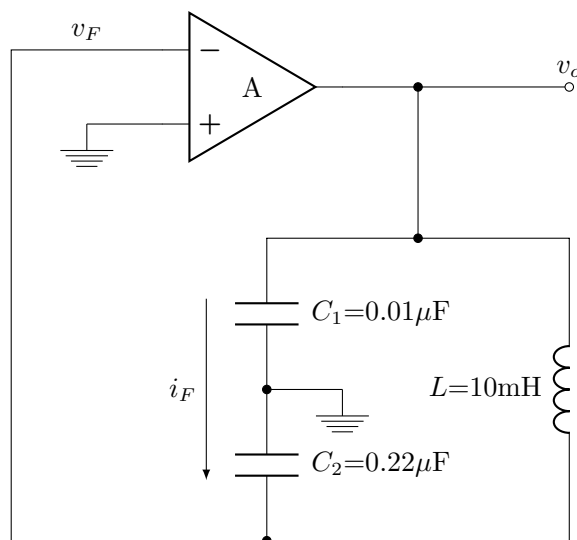


图 2: 图 (1) 电路简化的原理示意图

流不断被放大，电路输出 v_o 不断增大。在此过程中，集电极电流逐步被限幅，由于发射极 PN 结的非线性特性，使基极、发射极电流正半周幅值大，负半周幅值小，由此产生直流电流分量。直流电流分量对发射极旁路电容 C_e 充电，使发射极直流电位上升，从而面使 V_{BE} 下降，三极管 Q 的电流放大倍数下降，放大器 A 的放大倍数下降。这时电路达到 $|\dot{A}_V \dot{F}|=1$ ，若出现 $|\dot{A}_V \dot{F}|<1$ ，即集电极电流减小，输出电压减小，则由于发射极 PN 结的非线性特性产生的直流电流减小，发射极电容上的直流电位减小，从而使 V_{BE} 上升，三极管 Q_1 的电流放大倍数 β 上升，放大器 A 的放大倍数增大，电路重新回到 $|\dot{A}_V \dot{F}|=1$ 。称这种性能为自动稳幅性能。

综上所述,放大器 A 提供了 -180° 相移, LC 振荡回路与放大器的连接方式又提供了 -180° 相移,所以, LC 振荡回路在整个电路中的相移必须为 0 ,才能满足起振的相位条件。使 LC 回路的相移为 0 的频率只有其固有频率

$$f_o = 1/2\pi\sqrt{L[C_1C_2/(C_1 + C_2)]}\text{Hz} \quad (2)$$

所以,振荡器输出的是幅值稳定的频率为 f_o 的正弦波。

本实验电路的 LC 回路的固有频率仅为十几 kHz,三极管的分布参数完全可以忽略。若使振荡器 LC 回路的固有频率为几百 kHz 到几十 MHz,三极管的分布参数,如 $C_{b'c}$, $C_{b'e}$ 等,将成为制约振荡器输出信号频率进一步提高和提高频率稳定性的主要因素,LC 振荡器是工作在中、短波频带上的电子系统常用的电路,其工作频率大致为几百 kHz 到几十 MHz。

4.1.2 内容

1. 先接成放大器 A(不接 LC 回路),调整 R_{p1} , R_{p2} ,使电路有较适合的静态工作点。测量电路的 V_B , V_C , V_E ,估算其静态工作点。为了使振荡器有较好的自动稳幅性能,建议静态工作点应适当的低一些,测量其电压放大倍数。考虑 LC 回路有损耗,建议 A 的电压放大倍数大于 30。
2. 按图 (1) 接上 LC 回路。取 $C_1=0.01\mu\text{F}$,测量输出波形的频率和幅值,测量输出的二次谐波失真和三次谐波失真,调整 R_{p2} (有需要时也可以调整 R_{p1}),使二次谐波失真尽可能小,测量记录此时输出波形的频率、幅值,二次谐波失真和 R_{p2} 。再取 $C_1=0.047\mu\text{F}$,重复上述实验。

4.2 LC 选频放大电路

4.2.1 原理

图 (3) 为 LC 选频放大器。

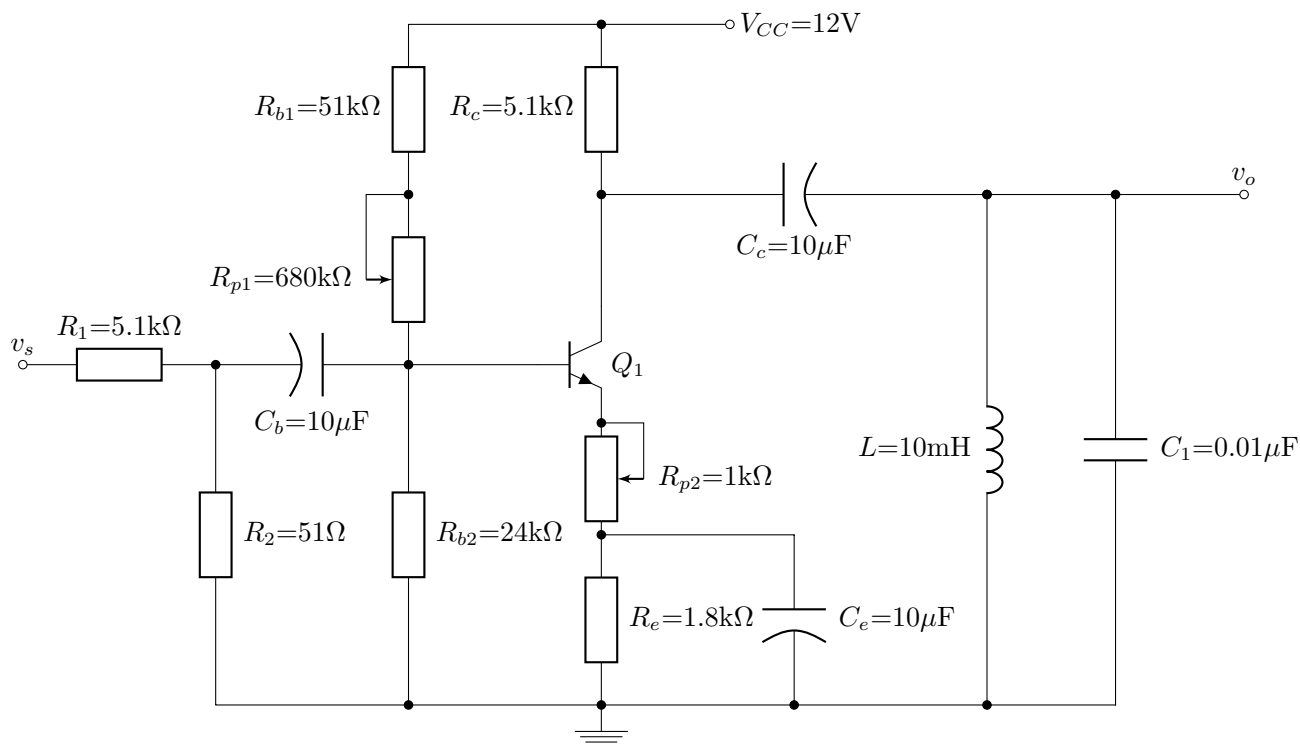


图 3: LC 选频放大电路

与前一节实验的电路相比，两者的差别是：前一节的电路的集电极仅接了电阻负载，为宽带放大器；本电路的集电极接的是并联调谐回路，为选频窄带放大器。

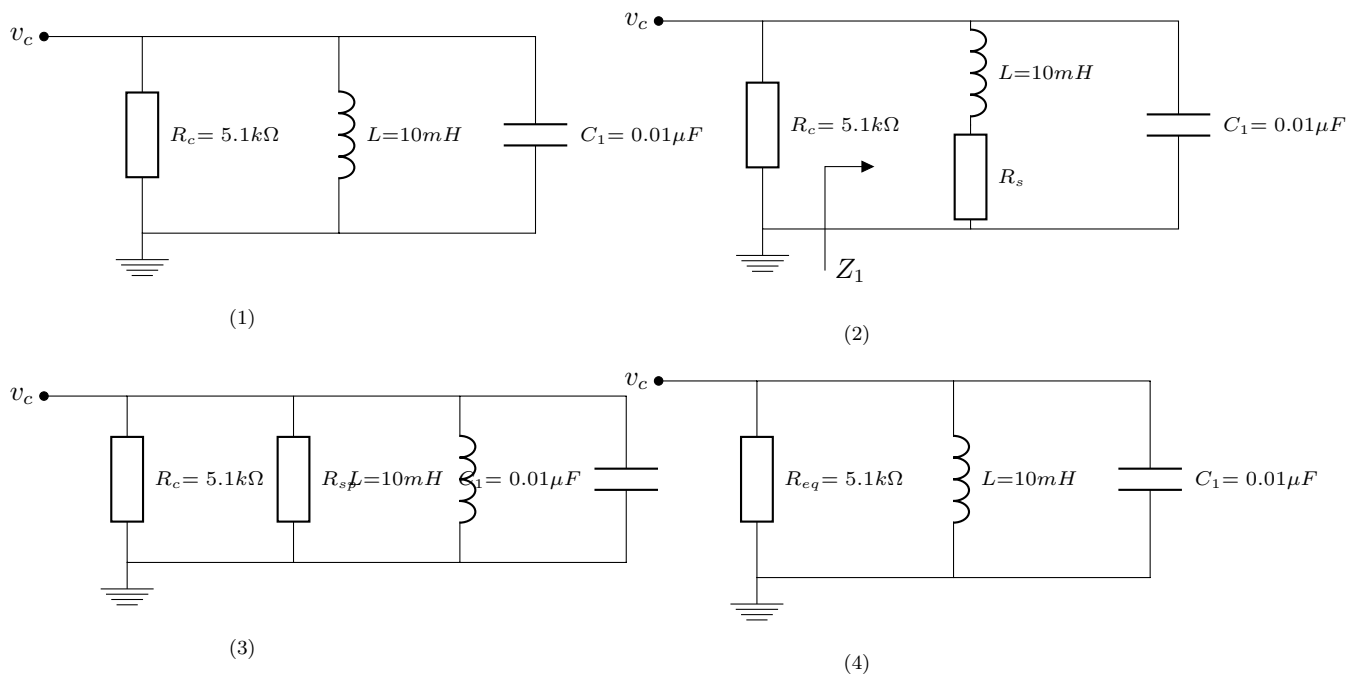


图 4: 图 (3) 所示的选频放大器的输出回路

对于交流信号，集电极接的 LC_1 并联调谐回路如图 (4-(1)) 所示。由于电感有损耗，实际电感可等效为一个无损耗电感 L_1 和一个等效电阻 R_s 的串联，如图 (4-(2)) 所示。 L_1 , R_s , C_1 的等效阻抗为

$$Z_1 = \frac{(R_s + j\omega L_1) \frac{1}{j\omega C_1}}{R_s + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} = \frac{\frac{L_1}{C_1}}{R_s + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} + \frac{\frac{R_s}{j\omega C_1}}{R_s + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} \quad (3)$$

记 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$, $\frac{j\omega_0 L_1}{R_s} \left(\frac{\Omega}{\Omega_0} - \frac{\Omega_0}{\Omega} \right) = \xi$ 为广义失谐, $R_{sp} = \frac{L_1}{R_s C_1}$, $X_{C_1} = \frac{1}{\Omega C_1}$,

$$Z_1 = \frac{R_{sp}}{1 + j\xi} - \frac{jX_{C_1}}{1 + j\xi} = \frac{R_{sp} - \xi X_{C_1}}{1 + \xi^2} + j \frac{-R_{sp} - X_{C_1}}{1 + \xi^2} \quad (4)$$

回路谐振时, Z_1 虚部为 0, 由 $X_{C_1} = -R_{sp}\xi$ 可得谐振频率

$$\Omega_{o1} = \sqrt{\Omega_o^2 - \frac{R_s^2}{L_1^2}} = \Omega_o \sqrt{1 - \frac{R_s^2 C_1}{L_1}} = \Omega_o \sqrt{1 - \frac{1}{Q_1^2}} \quad (5)$$

其中 $Q_1 = \frac{1}{R_s} \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}$ 为 $L_1 C_1$ 谐振回路的品质因数。当 $L_1 C_1$ 回路的品质因数较大时, 回路的谐振频率 $\Omega_{o1} \approx \Omega_0$ 。当 $\Omega = \Omega_{o1}$ 时, Z_1 的虚部为 0, 用 $X_{C_1} = -R_{sp}\xi$ 代入 (1-8-4) 式, 可得 Z_1 实部

$$Z_1 = R_{sp} = \frac{L_1}{R_s C_1} \quad (6)$$

现在可将图 (4-(2)) 改画成图 (4-(3))。将 R_{sp} 与 R_c 并联, 就得到了图 (4-(4))。

当输入信号频率为 $L_1 C_1$ 并联谐振频率 Ω_{o1} 时, $L_1 C_1$ 回路因谐振而等效为开路, 放大器的集电极负载等效为纯阻, 集电极阻抗最大, 为图 (4-(4)) 中的 R_{eq} , 放大器放大倍数最大。若输入信号频率偏离 $L_1 C_1$ 并联谐振频率 Ω_{o1} , $L_1 C_1$ 回路因失谐而不再等效为开路。集电极阻抗下降, 放大器放大倍数下降, 从而实现选频放大。

在本实验中，可测量 f_L , f_H 。记谐振时电路的输出电压幅值为 V_{o1} ，频率为 f_{o1} ；保持输入信号的幅值不变，降低其频率，当输出电压为 $0.707V_{o1}$ 时的频率为 f_L ；再升高输入信号的频率，当输出电压再为 $0.707V_{o1}$ 时的频率为 f_H ，电路的品质因数为

$$Q = \frac{f_{o1}}{f_H - f_L} \quad (7)$$

(7) 式所示的品质因数是图 (4-4) 所示电路的品质因数。

由于 Q 可测得， R_c 为已知，所以可以估算出电感的等效损耗电阻 R_{sp} , R_s 。设 $Q=4$ 。

$$R_{eq} = Q \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = 4 \times \sqrt{\frac{10 \times 10^{-3}}{0.01 \times 10^{-6}}} = 4(\text{k}\Omega) \quad (8)$$

由于 $R_{eq} = R_c \parallel R_{sp}$ ，所以

$$R_{sp} = \frac{R_c R_{eq}}{R_c - R_{eq}} = \frac{5.1 \times 4}{5.1 - 4} \approx 18.545(\text{k}\Omega) \quad (9)$$

由 (6) 式可得电感的等效损耗电阻为

$$R_s = \frac{L_1}{R_{sp} C_1} = \frac{10 \times 10^{-3}}{18545 \times 0.01 \times 10^{-6}} \approx 53.9(\text{k}\Omega) \quad (10)$$

对于频率为 f_{o1} 的输入信号，电路的放大倍数为

$$A_{V_{o1}} = -\frac{\beta R_{eq}}{r_{be} + (\beta + 1)R_{p2}} \quad (11)$$

4.2.2 内容

1. 按图 (fig3) 接线，将输入端短路， $R_{p2} = 100\Omega$ ，调 R_{p1} ，使 $V_C = 6V$ 。
2. 用 (8) 式估算 R_{eq} ，用 (11) 式估算 $A_{V_{o1}}$ 。测量其幅频特性曲线，求其品质因数和谐振时的集电极等效负载电阻 R_{eq} ，电压放大倍数 $A_{V_{o1}}$ 。

5 实验数据

5.1 电容三端式 LC 振荡器

5.1.1 静态工作点

$$V_c = 6.016V, R_P = 21.557\text{k}\Omega。$$

5.1.2 $C_1=10\text{nF}$

接上 LC 反馈回路后，测得输出信号的频率和峰峰值分别为：

$$f = 16.354\text{kHz}$$

$$V_{PP} = 12.4V$$

波形图如图 (5)。

调节 R_{p2} 后，波形改善。此时 R_{p2} 的阻值为： $R_{p2} = 133.877\Omega$ 。波形图如图 (6)。

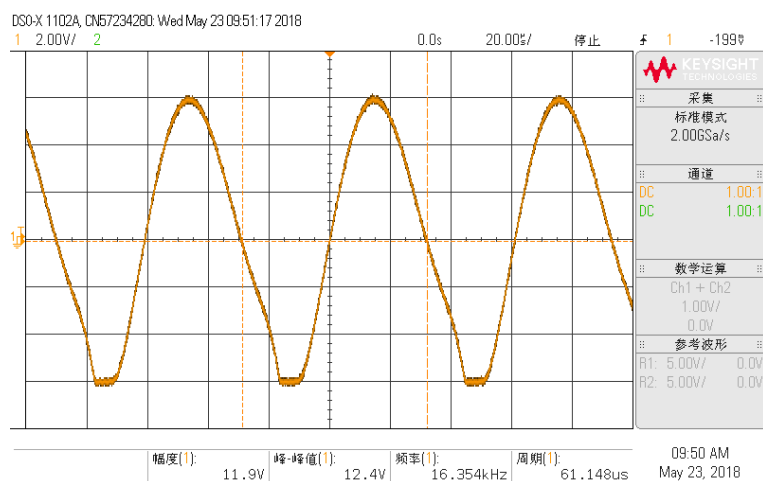


图 5: 未调节 R_{p2} 的波形图

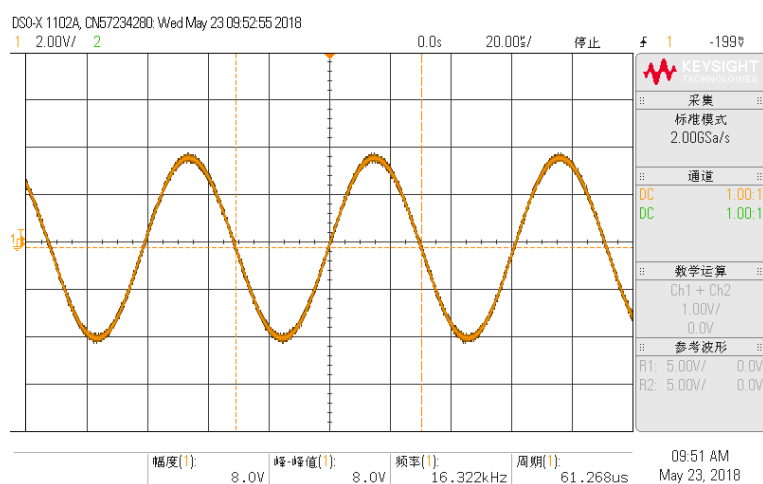


图 6: 调节 R_{p2} 后的波形图更加好看

5.1.3 $C_1=47\text{nF}$

将 C_1 改为 47nF , 重复上述步骤, 数据如下:

$$f = 8.001\text{kHz}$$

$$V_{PP} = 10.5\text{V}$$

波形图如图 (7)。

调节 $R_{p2} = 343.024$, 波形图改善, 如图 (8)。

5.2 LC 选频放大电路

5.3 静态工作点

静态工作点数据如下:

$$R_{p2} = 100.666\Omega$$

$$V_c = 6.0029\text{V}$$

$$R_{p1} = 27.480\text{k}\Omega$$

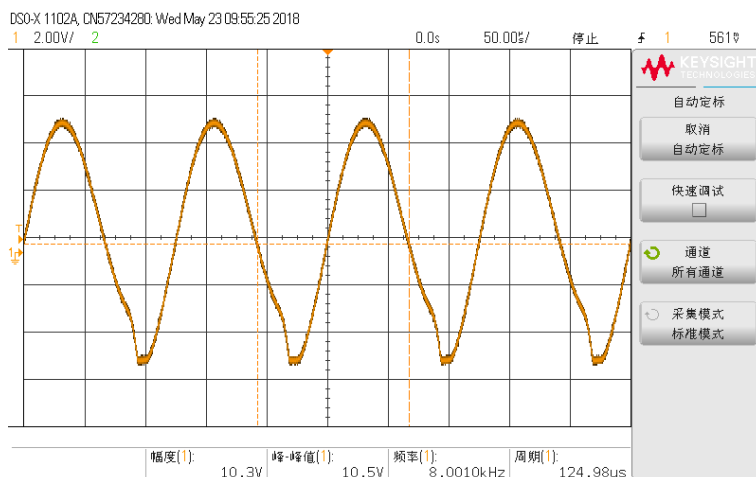


图 7: 未调节 R_{p2} 的波形图

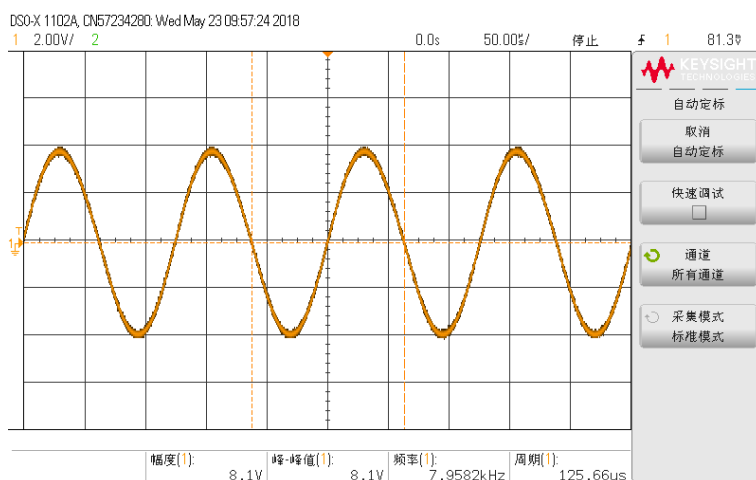


图 8: 调节 R_{p2} 后的波形图更加好看

5.4 幅频响应

幅频响应数据如下：输入电压为： $V_i = 9.655\text{mV}$ 。

中频 $f_o = 16\text{kHz}$ ，此时的输出电压为 $V_{orms} = 317.26\text{mV}$ 。

低频截止频率为 $f_L = 14.11\text{kHz}$ ，高频截止频率为 $f_H = 18.071\text{kHz}$ 。

实验中我测量了 LC 选频放大电路的幅频响应，如图 (9)：

相应的计算值为：

1. 品质因子：

$$Q = \frac{f_o}{f_H - f_L} = \frac{16}{18.071 - 14.112} \approx 4.0414 \quad (12)$$

2. 放大倍数

$$A = \frac{V_o}{V_i} = \frac{317.26}{9.655} \approx 32.86 \quad (13)$$

3. 误差

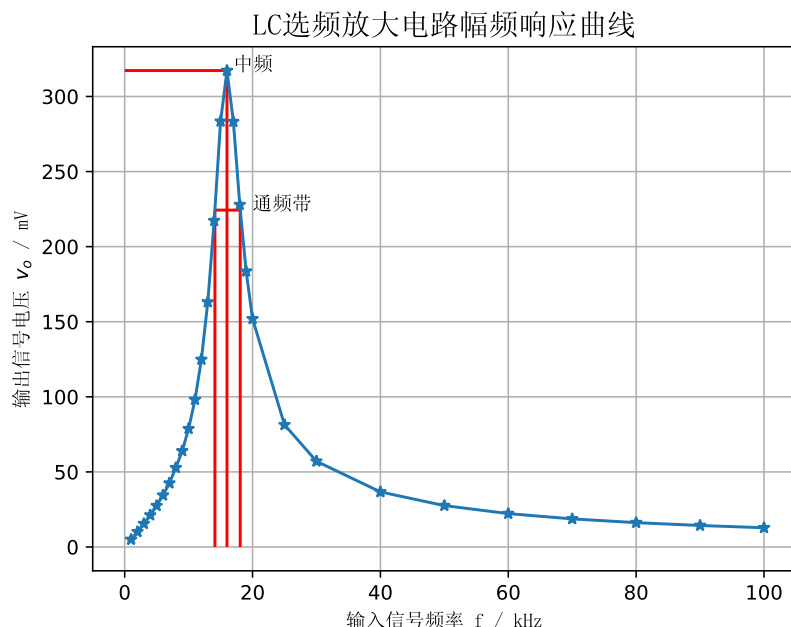


图 9: LC 选频放大电路幅频响应

中频的理论值为:

$$f_{ot} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{10\text{mH} \times 0.01\mu\text{F}}} \approx 15.915 \text{ kHz} \quad (14)$$

所以误差为:

$$\text{Error}\% = \frac{f_o - f_{ot}}{f_{ot}} = \frac{16 - 15.915}{15.915} \times 100\% \approx 0.534\% \quad (15)$$

6 实验讨论

6.1 静态工作点

在实验过程中,发现调好的静态工作点会逐渐向一个方向漂移,使得实验前后的静态工作点往往不再一样,这可能会对放大器的工作产生一定影响。

7 思考题

7.1 绘制图 (1) 所示电路的交流微变等效电路。

7.2 图 (1) 所示电路起振时要求 $|\dot{A}_V \dot{F}| > 1$, 稳态时要求 $|\dot{A}_V \dot{F}| = 1$ 。试述该电路的电压放大倍数能自动调节,以满足上述要求。

由前文可知: 电路刚起振时, 电路输出 v_o 较小。由于 $|\dot{A}_V \dot{F}| > 1$, 信号在从输出端、经反馈到反相输入端、再到输出端的过程中被放大, 集电极电压和电流不断被放大, 电路输出 v_o 不断增大。在此过程中, 集电极电流逐步被限幅, 由于发射极 PN 结的非线性特性, 使基极、发射极电流正半周幅值大, 负半周幅值小, 由此产生直流电流分量。直流电流分量对发射极旁路电容 C_e 充电, 使发射极直流电位上升, 从而面使 V_{BE} 下降, 三极管 Q 的电流放大倍数下降, 放大器 A 的放大倍数下

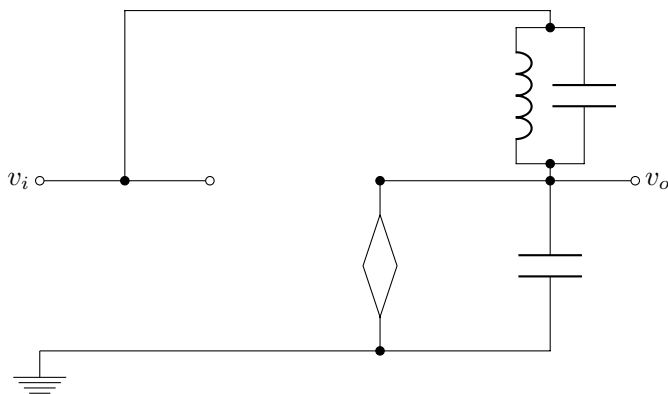


图 10: 图 (1) 交流微变等效电路

降. 这时电路达到 $|\dot{A}_V \dot{F}|=1$, 若出现 $|\dot{A}_V \dot{F}|<1$, 即集电极电流减小, 输出电压减小, 则由于发射极 PN 结的非线性特性产生的直流电流减小, 发射极电容上的直流电位减小, 从而使 V_{BE} 上升, 三极管 Q_1 的电流放大倍数 β 上升, 放大器 A 的放大倍数增大, 电路重新回到 $|\dot{A}_V \dot{F}|=1$. 称这种性能为自动稳幅性能。

7.3 您在实验中使用什么方法减小图 (1) 所示电路输出波形的谐波失真? 试分析其原因。

1. 减小 C_1

观察图 (5) 和图 (7) 可以看出, C_1 较小的情况下, 输出波形的谐波失真较小。

2. 改变 R_{p2}

观察图 (5) 和图 (6) 可以看出, 调节 R_{p2} 后输出波形明显改善。

7.4 试述晶体管低频等效电路与高频等效电路的主要差别。若减小 L , C_1 的数值, 电路的谐振频率将受到什么因素的制约?

低频放大器工作频率低, 通频带宽; 高频放大器工作频率高, 通频带窄, 有中心频率和选频作用。由于电容和电感的存在, 低频电路容抗高、感抗低; 高频电路容抗低、感抗高。

若减小 L, C_1 的值, 则中频会增大。中频还会受到三极管内禀参数和静态工作点的影响。

参考文献

[1] 康华光. 电子技术基础 (模拟部分). 高等教育出版社, 2006.