

# LC 正弦波振荡器虚拟实验

## 一、实验目的

- 1、观察 LC 振荡器的产生和稳定过程，并检验谐振时环路增益  $AF=1$ 。
- 2、观察电容和电感三点式振荡器的谐振频率。
- 3、研究影响振荡频率的主要因素。
- 4、研究 LC 选频回路中电容或电感比值对维持振荡器所需的放大器电压增益的影响。

## 二、实验原理

### 1、振荡器的基本原理

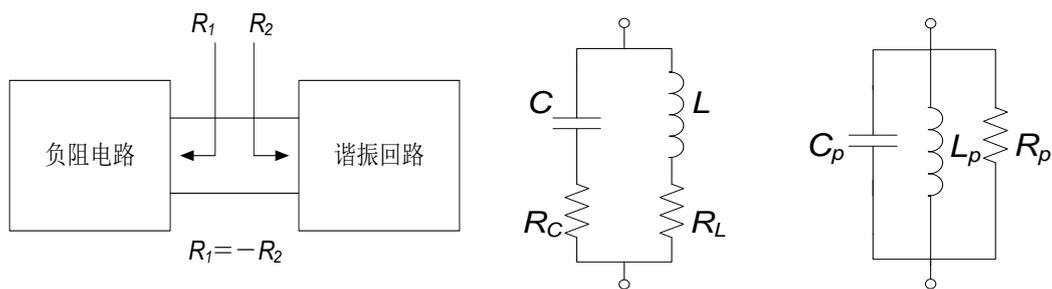
振荡器是在只有直流供电的情况下，产生周期变化的电压信号的电路，是许多电子系统的重要单元之一。

目前，应用的最广泛的振荡器主要有两种：环形振荡器（Ring-Oscillator）和电感电容谐振腔振荡器（LC-tank Oscillator）。环形振荡器是将奇数个反相器相级联形成回路，其振荡频率受反相器的延时控制。电感电容谐振回路振荡器是电感电容相并联或串联产生谐振，其谐振频率由电感电容决定。环形振荡器的频谱特性一般比电感电容谐振振荡器要差，但是电感电容振荡器受到无源器件（片上电感和可变电容）的品质因数的制约。在实际应用中，根据分析的方便，往往环形振荡器采用两端负反馈系统的分析方法，电感电容谐振腔振荡器采用单端能量补偿系统的分析方法。

为加强对 LC 正弦波振荡器工作原理的认识，先介绍单端能量补偿系统的分析方法。

### 1.1、单端能量补偿系统分析

单端模型将振荡器看作是两个单端网络的连接，一个谐振回路（耗能部分），产生振荡频率  $\omega_0$ ；一个提供能量的负阻电路，如图 1.1.1(a)所示。



(a) 单端模型振荡器 (b) 实际电感电容并联 (c) RLC 并联等效电路

图 1.1.1 单端模型振荡器及电感电容并联电路

对于一个理想的电感电容振荡电路，在频率  $\omega_{res} = 1/\sqrt{LC}$  处，电感的感抗  $jL\omega_{res}$  与电容的容抗  $1/jC\omega_{res}$  大小相等，符号相反。此时电感电容回路开始谐振，回路的品质因数  $Q$  为无穷大。但是，实际的片上电感和电容都存在寄生串联电阻。如图 1.1.1(b)所示， $R_L$  和  $R_C$  分别是电感和电容的寄生串联电阻。根据电感和电容的串联—并联转换关系，图 1.1.1(b)可

以由图 1.1.1(c)中的 RLC 并联等效电路来代替,其中并联电感  $L_p$ , 电阻  $R_p$  和电容  $C_p$  分别为,

$$L_p = L \left( 1 + \frac{1}{Q_L^2} \right), \quad C_p = \frac{C}{1 + \frac{1}{Q_C^2}}, \quad R_p = R_{p,L} \parallel R_{p,C} = (1 + Q_L^2) R_L \parallel (1 + Q_C^2) R_C$$

其中, 电感支路品质因数  $Q_L = \frac{\omega L}{R_L}$ , 电容支路品质因数  $Q_C = \frac{1}{\omega C R_C}$ , RLC 并联谐振

回路的品质因数  $Q_{\tan k} = \frac{R_p}{\omega L_p} = \omega C R_p$ , 谐振频率  $\omega_{res} = \frac{1}{\sqrt{L_p C_p}}$ 。在谐振频率处 RLC 并联

谐振电路的输出阻抗为  $R_p$ 。

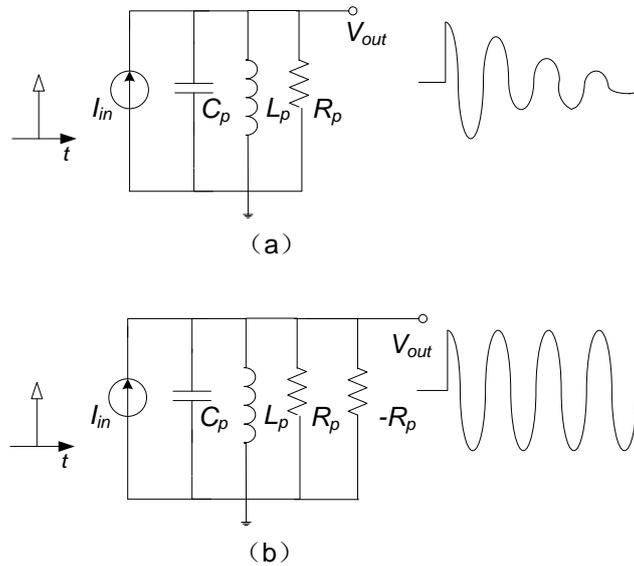


图 1.1.2 单端能量补偿系统分析示意图

如图 1.1.2(a)所示, 当有一个电流脉冲刺激 RLC 并联电路时, RLC 电路将发生振荡, 由于电阻  $R_p$  的存在, 振荡将慢慢衰减为零。如果将一个“负阻  $-R_p$ ”与 RLC 电路相并联如图 1.1.2(b), RLC 电路的并联电阻为 0, 这样振荡将永远维持下去。实际电路中, 不存在一个理想的“负阻”, “负阻”都是用有源器件等效而来。图 1.1.2 可以看出振荡器电路能够一直保持振荡, 其能量是来源于电路中的有源器件的供给。我们将上述分析振荡器电路的方法称为单端能量补偿系统分析法。

## 1.2、有源器件等效产生负阻的方法

一种产生负阻的方法如图 1.2.1 所示。MOS 管  $M_1$  偏置在饱和区, 忽略管  $M_1$  的衬底效应和沟道调制效应, 可以得到小信号阻抗  $Z_{in} = V_X / I_X$ 。我们写出  $I_{D1}$  和流过  $C_2$  的电流之和为,

$$-\frac{I_X}{C_1 s} g_m + \left( -\frac{I_X}{C_1 s} + V_X \right) C_2 s = I_X$$

这里我们忽略栅漏极的电容。可以推出

$$\frac{V_X}{I_X} = \frac{g_m}{C_1 C_2 s^2} + \frac{1}{C_1 s} + \frac{1}{C_2 s}$$

当  $s=j\omega$  时，阻抗  $Z_{in}$  包含一个值为  $-g_m/(C_1 C_2 \omega^2)$  的负实部。当在  $M_1$  的栅漏之间并联一个电感，如图 1.2.1(b)所示，该电路将形成振荡器电路。

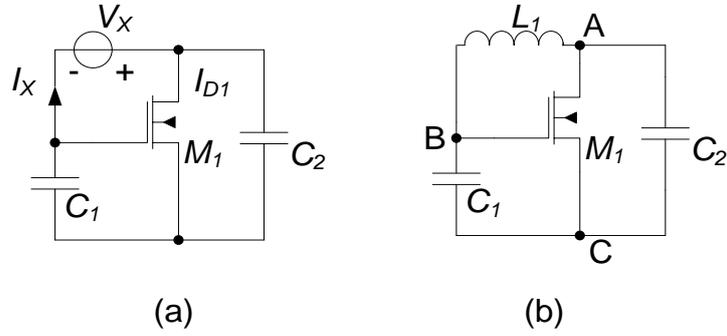


图 1.2.1 单 MOS 管负阻电路

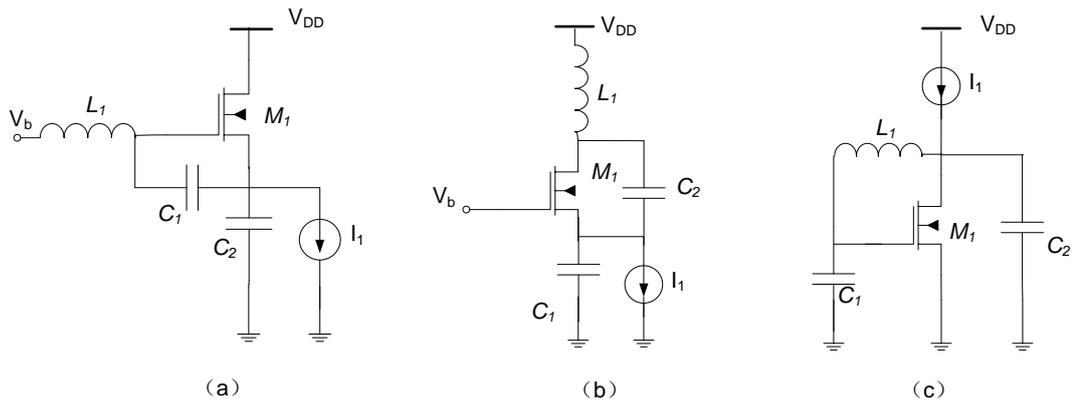


图 1.2.2 不同结构的单管振荡器

A、B 和 C 接地点的不同，可以构成三种不同结构的振荡器，它们分别如图 1.2.2(a)、(b) 和(c)所示。图中电流源  $I_1$  提供振荡器的直流偏置。图 1.2.2(a)是 A 点接地的情况，它是一个源极跟随器；图 1.2.2(b)是 B 点接地的情况，它是使用比较广泛的考毕兹振荡器(Colpitts Oscillator)，类似于下文讨论的电容三点式振荡器；图 1.2.2(c)为 C 点接地。

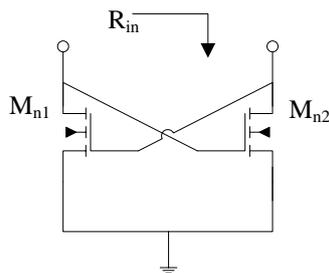


图 1.2.3 差分 MOS 对管负阻电路

图 1.2.3 是另一种产生负阻的电路，采用 MOS 管对实现。M<sub>n1</sub> 和 M<sub>n2</sub> 尺寸相同，交叉耦合。此处不作讨论。

下面，我们就 LC 正弦波振荡器进行详细的讨论。

一个反馈振荡器必须满足三个条件：起振条件（保证接通电源后能逐步建立起振荡），平衡条件（保证进入维持等幅持续振荡的平衡状态）和稳定条件（保证平衡状态不因外界不稳定因素影响而受到破坏）。

## 2、平衡和起振条件

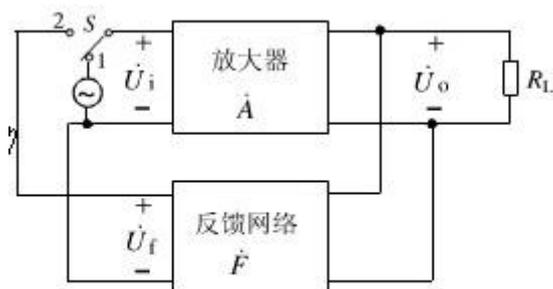


图 2.1 反馈振荡器的组成方框图

随着振荡幅度的增长，放大器的动态范围就会延伸到非线性区，放大器的增益将随之下降，振幅越大，增益下降越多，最后当反馈电压正好等于原输入电压时，振荡幅度不再增大而进入平衡状态。

由于放大器开环电压增益和反馈系数的表示式分别为

$$\dot{A} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}, \quad \dot{F} = \frac{\dot{U}_f}{\dot{U}_o} \quad \text{-----}(2-1)$$

且进入平衡状态后  $\dot{U}_i = \dot{U}_f$ ，此时根据式(1-1)可得反馈振荡器的平衡条件为

环路增益  $T(j\omega_{osc}) = \dot{A}\dot{F} = AFe^{j(\varphi_A + \varphi_F)} = 1 \quad \text{----}(2-2)$

式 (2-2) 又可分别写成

$$AF = 1 \quad \text{-----}(2-3)$$

$$\varphi_A + \varphi_F = 2n\pi \quad (n = 0, 1, 2 \dots) \quad \text{--}(2-4)$$

式 (2-3) 和 (2-4) 分别称为反馈振荡器的振幅平衡条件和相位平衡条件。

式 (2-2) 是维持振荡的平衡条件，是针对振荡器进入稳态而言的。为了使振荡器接通直流电源后能够自动起振，则要求反馈电压在相位上与放大器输入电压相同，在幅度上则要求  $U_f > U_i$ ，即

$$\varphi_A + \varphi_F = 2n\pi \quad (n = 0, 1, 2 \dots) \quad \text{--}(2-5)$$

$$AF > 1 \quad \text{-----}(2-6)$$

式 (2-5) 和 (2-6) 分别称为反馈振荡器的相位起振条件和振幅起振条件。

### 3、稳定条件

振荡器在工作过程中，不可避免地要受到各种外界因素变化的影响，如电源电压波动、温度变化、噪声干扰等。这些不稳定因素将引起放大器和回路的参数发生变化，结果使  $T(\omega_0)$  或  $\varphi_T(\omega_0)$  变化，破坏原来的平衡条件。

要使振幅稳定，振荡器在其平衡点必须具有阻止振幅变化的能力。具体来说，在平衡点  $U_i = U_{iA}$  附近，当不稳定因素使输入振幅  $U_i$  增大时，环路增益幅值  $T(\omega_0)$  应该减小，使反馈电压振幅  $U_f$  减小，从而阻止  $U_i$  增大；当不稳定因素使  $U_i$  减小时， $T(\omega_0)$  应该增大，使  $U_f$  增大，从而阻止  $U_i$  减小。这就要求在平衡点附近， $T(\omega_0)$  随  $U_i$  的变化率为负值，即：

$$\left. \frac{\partial T(\omega_0)}{\partial U_i} \right|_{U_i=U_{iA}} < 0 \quad \text{-----(3-1)}$$

式 (3-1) 就是振幅稳定条件。

振荡器的相位平衡条件是  $\varphi_T(\omega_0) = 2n\pi$ 。在振荡器工作时，某些不稳定因素可能破坏这一平衡条件。为了保证相位稳定，要求振荡器的相频特性  $\varphi_T(\omega)$  在振荡频率点应具有阻止相位变化的能力。具体来说，在平衡点  $\omega = \omega_0$  附近，当不稳定因素使瞬时角频率  $\omega$  增大时，相频特性  $\varphi_T(\omega_0)$  应产生一个  $-\Delta\varphi$ ，从而产生一个  $-\Delta\omega$ ，使瞬时角频率  $\omega$  减小；当不稳定因素使  $\omega$  减小时，相频特性  $\varphi_T(\omega_0)$  应产生一个  $\Delta\varphi$ ，从而产生一个  $\Delta\omega$ ，使  $\omega$  增大，即  $\varphi_T(\omega_0)$  曲线在  $\omega_0$  附近应为负斜率，即：

$$\left. \frac{\partial \varphi_T(\omega)}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0} < 0 \quad \text{-----(3-2)}$$

式 (3-2) 就是相位的稳定条件。

### 4、LC 三点式正弦波振荡器

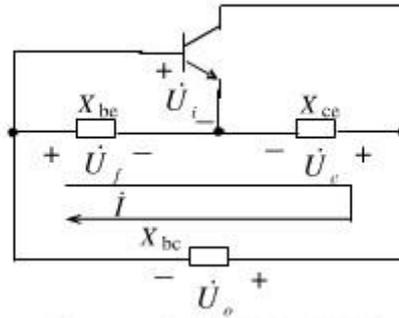


图 4.1 三点式振荡器原理电路

三点式振荡器原理电路如图所示，其中  $X_{be}$ 、 $X_{ce}$  和  $X_{bc}$  均为电抗原件。可以看出， $X_{be}$ 、 $X_{ce}$  和  $X_{bc}$  构成了决定振荡频率的并联谐振回路，同时也构成了正反馈所需的反馈网络。

在不考虑晶体管电抗效应的情况下，振荡频率近似等于回路的谐振频率。那么，在回路处于谐振状态时，回路呈纯阻性，有

$$X_{be} + X_{ce} + X_{bc} = 0$$

由上式可见， $X_{bc}$  必须与  $X_{be}$  ( $X_{ce}$ ) 为性质相反的电抗元件。

根据图中规定的正方向，放大器的输出电压与其输入电压反相，即  $\varphi_A(\omega_0) = \pi$ ，而反馈电压又是输出电压在  $X_{bc}$ ， $X_{be}$  支路中分配在  $X_{be}$  上的电压，即

$$\dot{U}_f = \frac{jX_{be}}{j(X_{be} + X_{bc})} \dot{U}_o = -\frac{X_{be}}{X_{ce}} \dot{U}_o$$

为了满足相位平衡条件， $\varphi_F(\omega_0) = \pi$ 。

由上面的分析可知，在三点式电路中， $L$   $C$  回路中与发射极相连接的两个电抗元件必须为同性质，另外一个电抗元件必须为异性质。这就是三点式电路组成的相位判据，或称为三点式电路的组成法则。

与发射极相连接的两个电抗元件同为电容时的三点式电路，称为电容三点式电路，也称为考毕兹电路。与发射极相连接的两个电抗元件同为电感时的三点式电路，称为电感三点式电路，也称为哈特莱电路。

#### 4.1、电容三点式振荡电路

电容三点式振荡器又称为考毕兹 (Colpitts) 振荡器，其原理电路如图 4.1.1 所示。图中  $C_1$ 、 $C_2$  是回路电容， $L$  是回路电感， $C_b$ 、 $C_c$  和  $C_e$  分别是高频旁路电容和耦合电容。一般来说，旁路电容和耦合电容的电容值至少要比回路电容值大一个数量级以上。有些电路里还接有高频扼流圈，其作用是给直流提供通路而又不影响谐振回路工作特性。对于高频振荡信号，旁路电容和耦合电容可近似为短路，高频扼流圈可近似为开路。

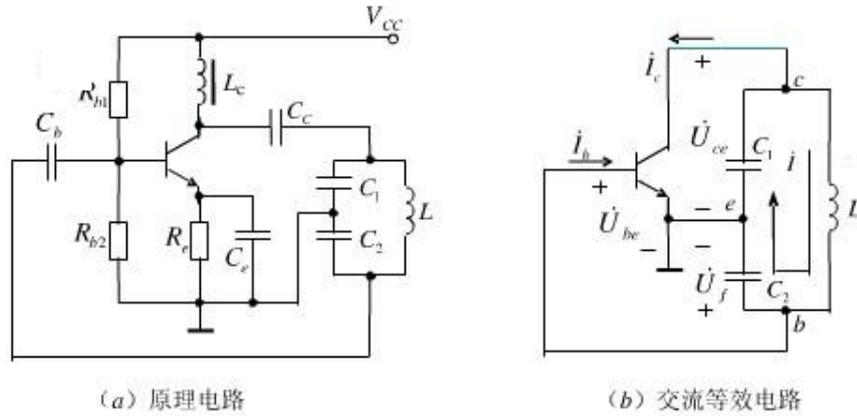


图 4.1.1 电容三点式振荡器

回路谐振时，LC 回路呈纯阻抗，反馈系数  $F$  的表达式为  $F \approx \frac{C_1}{C_2}$

不考虑各极间电容的影响，这时谐振回路的总电容量  $C_\Sigma$  为  $C_1$ 、 $C_2$  的串联，即

$$C_\Sigma = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}} \approx C$$

振荡频率近似认为  $f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} L}}$

为了维持振荡，放大器的环路增益应该等于 1，即  $AF=1$

因为在谐振频率上振荡器的反馈系数  $F \approx \frac{C_1}{C_2}$ ，所以维持振荡的电压增益应该是

$$A = \frac{1}{F} = \frac{C_2}{C_1}$$

## 4.2、电感三点式振荡电路

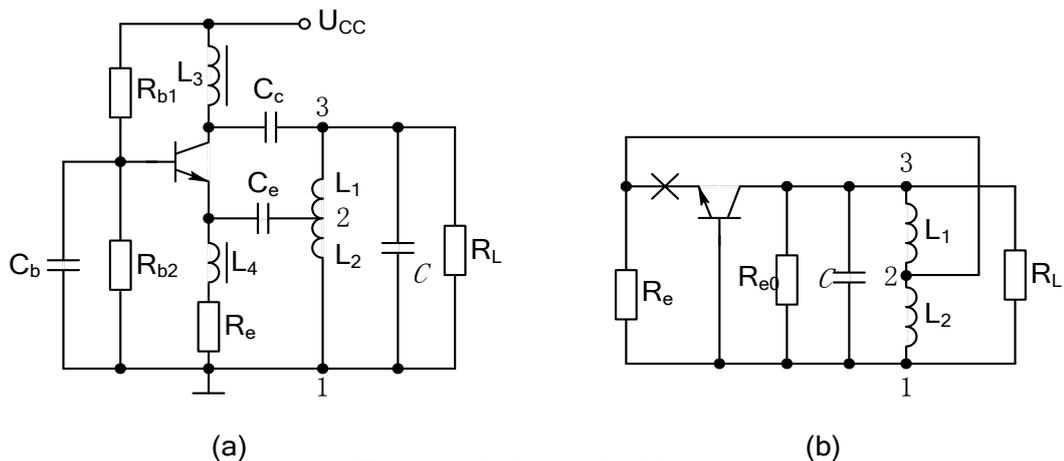


图 4.2.1 电感三点式振荡器

电感三点式振荡器又称哈特莱（Hartley）振荡器，其原理电路如图 4.2.1 所示。其中  $L_1$ 、 $L_2$  是回路电感， $C$  是回路电容， $C_c$  和  $C_e$  是耦合电容， $C_b$  是旁路电容， $L_3$  和  $L_4$  是高频扼流圈。（b）图为其共基组态交流等效电路。

利用类似于电容三点式振荡器的分析方法，也可以求得电感三点式振荡器振幅起振条件和振荡频率，区别在于这里以自耦变压器耦合代替了电容耦合。

振荡频率  $f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ ，其中  $L = L_1 + L_2 + 2M$ ， $M$  为互感系数。

本电路反馈系数  $F = \frac{L_2 + M}{L_1 + L_2 + 2M}$

当线圈绕在封闭瓷环上时，线圈两部分的耦合系数接近于 1，反馈系数近似等于两线圈的匝数比，即  $F \approx \frac{L_2}{L_1}$ 。当回路谐振时  $AF=1$ ，所以有： $A = \frac{1}{F} \approx \frac{L_1}{L_2}$ 。

电容三点式振荡器和电感三点式振荡器各有其优缺点。

电容三点式振荡器的优点是：反馈电压取自  $C_2$ ，而电容对晶体管非线性特性产生的高次谐波呈现低阻抗，所以反馈电压中高次谐波分量很小，因而输出波形好，接近于正弦波。缺点是：反馈系数因与回路电容有关，如果用改变回路电容的方法来调整振荡频率，必将改变反馈系数，从而影响起振。

电感三点式振荡器的优点是：便于用改变电容的方法来调整振荡频率，而不会影响反馈系数，缺点是反馈电压取自  $L_2$ ，而电感线圈对高次谐波呈现高阻抗，所以反馈电压中高次谐波分量较多，输出波形较差。

两种振荡器共同的缺点是：晶体管输入输出电容分别和两个回路电抗元件并联，影响回路的等效电抗元件参数，从而影响振荡频率。由于晶体管输入输出电容值随环境温度、电源电压等因素而变化，所以三点式电路的频率稳定度不高，一般在  $10^{-3}$  量级。

### 三、实验内容

#### 1、电容三点式振荡回路测量

（1）在 multisim 平台上建立如图 3.1.1 所示的实验电路，将选中的元件和仪器拖到编辑区域，示波器和频谱仪按图设置。

（附：仪器使用说明）

元件工具栏和仪器工具栏分别位于编辑区上侧和右侧，也可将其拖置空白区



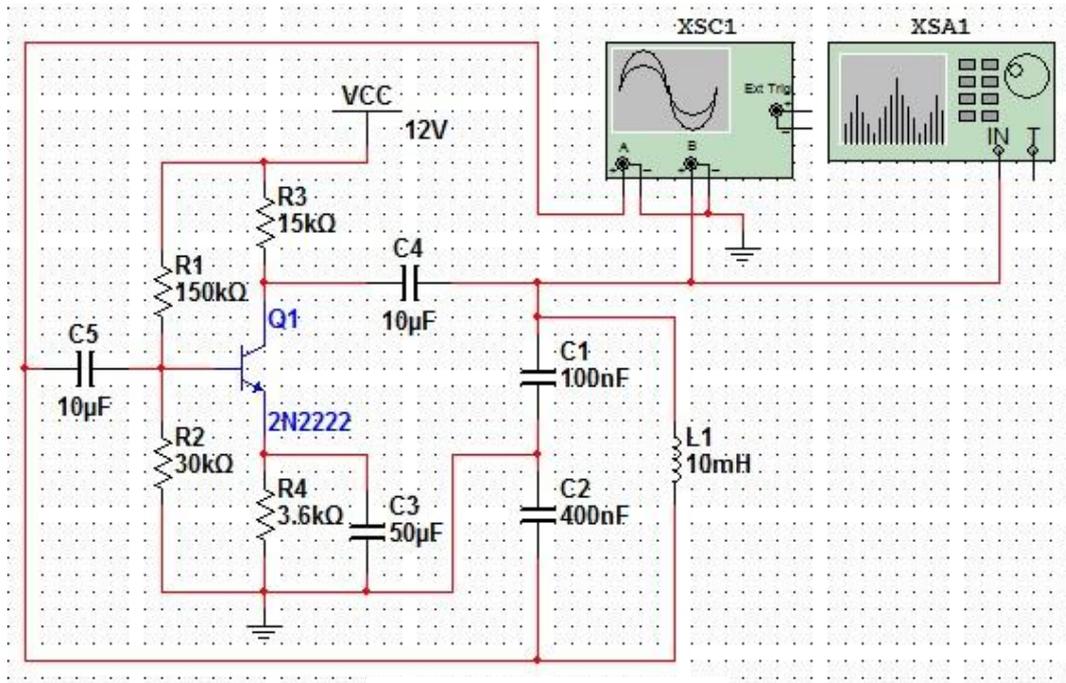


图 3.1.1 电容三点式振荡电路

- (2) 单击仿真开关运行动态分析，双击示波器观察正弦波产生和稳定过程。测量输入端  $\dot{U}_i$  和输出端  $\dot{U}_o$  稳定时的峰值电压和相位差，计算放大器的增益，并与理论值进行比较。
- (3) 通过双击打开频谱仪，观察振荡回路的频谱，并测量谐振频率  $f_0$ ，与理论值进行比较。
- (4) 将 LC 回路中  $L_1$  改为 5mH，重复步骤 (2) 和 (3)。
- (5) 将 LC 回路中  $C_2$  改为 1000nF，重复步骤 (2) 和 (3)。

数据表格：

$(C_1, C_2, L_1)$	$\dot{U}_o$	$\dot{U}_i$	增益 A		相位差	谐振频率 $f_0$	
			测量值	理论值		测量值	理论值
(100nF, 400nF, 10mH)							
(100nF, 400nF, 5mH)							
(100nF, 1uF, 5mH)							

## 2、电感三点式振荡回路测量

- (1) 在 multisim 平台上建立如图 3.2.1 所示的实验电路，示波器和频谱仪按图设置。

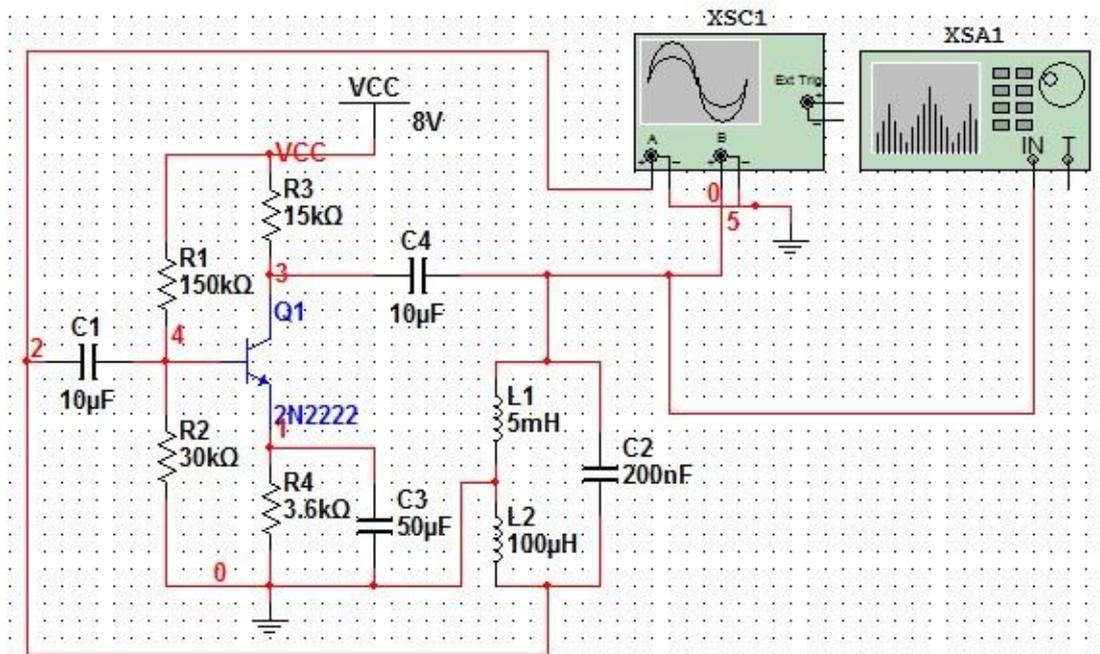


图 3.2.1 电感三点式振荡电路

- (2) 单击仿真开关运行动态分析，通过示波器观察正弦波产生和稳定过程。测量输入端  $\dot{U}_i$  和输出端  $\dot{U}_o$  稳定时的峰值电压和相位差，计算放大器的增益，并与理论值进行比较。
- (3) 通过频谱仪观察振荡回路的频谱，并测量谐振频率  $f_0$ ，与理论值进行比较。
- (4) 将 LC 回路中  $C_2$  改为 100nF，重复步骤 (2) 和 (3)。
- (5) 将 LC 回路中  $L_1$  改为 2mH，重复步骤 (2) 和 (3)。

数据表格：

$(L_1, L_2, C_2)$	$\dot{U}_o$ (V)	$\dot{U}_i$ (mV)	增益 A		相位 差	谐振频率 $f_0$	
			测量值	理论值		测量值 (kHz)	理论值 (kHz)
(5mH, 100uH, 200nF)							
(5mH, 100uH, 100nF)							
(2mH, 100uH, 100nF)							

#### 四、预习要求

- (1) 复习《通信电子线路》中关于 LC 正弦波振荡器的工作原理。
- (2) 复习“MULTISIM”软件的实验。

## 五、报告要求

- (1) 记录仿真获得的波形曲线
- (2) 列出电路的实验数据，并对实验数据与理论值间的差异进行分析
- (3) 完成思考题

## 六、思考和分析

- 1、根据电容三点式振荡电路的测量数据表格，回答：
  - (1) 分析电感值  $L_1$  改变对谐振频率有何影响？
  - (2) 分析电容值  $C_2$  改变对放大器的电压增益和振荡频率有何影响？
  - (3) 放大器输入输出端信号的相位差为多少，是否满足正反馈要求？
- 2、根据电感三点式振荡电路的测量数据表格，回答：
  - (1) 分析电容值  $C_2$  改变对谐振频率有何影响？
  - (2) 分析电感值  $L_1$  改变对放大器的电压增益和振荡频率有何影响？
  - (3) 放大器输入输出端信号的相位差为多少，是否满足正反馈要求？
- 3、影响电容、电感三点式振荡频率的主要因素是什么？

## 七、实验仪器与器材