

# 第二次仿真实验报告

张蔚桐 2015011493 自 55

2017 年 4 月 2 日

## 1 单管 BJT 放大电路的搭建和仿真测试

### 1.1 静态工作点的调整

如图 1所示是仿真采用的单管放大电路。电路采用阻容耦合方式和射级稳 Q 电路。经过对变阻器  $R_1$  的调整,使得如图所示的静态工作电流  $I_c = 2mA$

下面对  $R_1$  的数值进行理论计算。经过之前几次的仿真可以知道 BJT  $\beta \approx 220$  因此可以得到  $I_c \approx I_e \approx 2mA$ ,  $U_e = 2.4V$

进一步,考虑 BJT 的开启电源  $U_{on} \approx 0.7V$  因此可以得到  $U_b = 3.1V$

可以认为三极管基极电流可以忽略不计,那么我们可以得到分压电阻上的电流为  $I = \frac{U_b}{R_2} = 0.206mA$  并进一步得到上拉电阻阻值为  $\frac{V_{cc}-U_b}{I} = 57k\Omega$

经过仿真测试,可以发现经过调整上拉电阻为  $36k\Omega + 20k\Omega = 56k\Omega$  时系统静态工作点满足上述要求,和理论计算基本相符

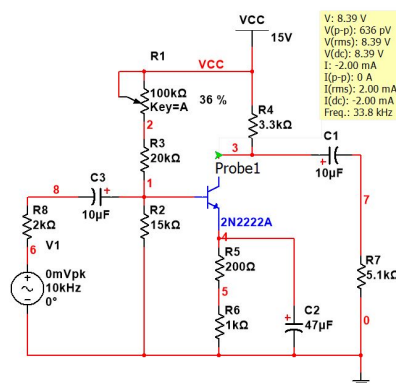


图 1: 单管 BJT 放大电路

### 1.2 动态参数的测定

#### 1.2.1 电压放大倍数的测定

首先进行理论估算,采用三极管的中频段模型进行估算并设  $r_{be} = 3k\Omega$  可以迅速得到  $A_u = -\frac{\beta(R_c // R_L)}{r_{be}} = -147$

对图 1 的电路外接示波器和失真度仪进行测量, 可以得到如图 2 的波形示意图, 可以得到电路的仿真放大倍数为  $-\frac{753 + 8035.24}{5.49} = -145$  发现和理论计算还是很相近的

### 1.2.2 输入电阻的测定

首先进行理论计算, 根据图 1 电路所示, 可得输入电阻  $R_i = R_2 // (R_1 + R_3) // r_{be} \approx 2.4\text{k}\Omega$

如图 3 采用半压法对输入电阻进行测量, 发现在输入  $V_{pk} = 10\text{mV}$  即  $V_{rms} = 7.07\text{mV}$  时, 外接电阻  $R_8 = 23.1\text{k}\Omega$  时可得到输入分压为  $3.534\text{mV}$ , 因此可得仿真测量输入电阻为  $23.1\text{k}\Omega$  和理论计算相差不大

## 1.3 输出电阻的测量

理论计算可以迅速得到输出电阻为  $3.3\text{k}\Omega$

同样采取半压法进行仿真测试, 首先测量空载时的输出电压有效值为  $888.93\text{mV}$ , 如图 4 所示, 外接滑动变阻器如图 5, 当调节至  $3.1\text{k}\Omega$  时发现输出电压为空载输出电压的一半, 因此可以得到仿真测试的输出电阻为  $3.1\text{k}\Omega$  和理论计算值相近

### 1.3.1 频率响应的测试

采用  $0.707A_{us}$  作为上限截止频率和下限截止频率的标准。如图 67 所示, 可得上限截止频率约为  $230\text{kHz}$ , 下限截止频率为  $160\text{Hz}$

## 1.4 性能指标的改进

我们希望在这个电路中能够提供较大的  $A_u$ , 从理论上进行分析可以得到, 该电路的  $A_u = -\frac{\beta(R_c // R_L)}{r_{be}}$  因此为实现目标我们将  $R_c$  从  $3.3\text{k}\Omega$  提升至  $5\text{k}\Omega$ , 从理论上进行计算, 则可得到  $A'_u = -185$  得到了上升

如图 8 对电路进行改进, 其中两个滑动变阻器的取值和图 1 中定值电阻的取值是相同的没有影响, 可以得到如图 9 的电压波形曲线, 仿真测量的  $A'_u = -\frac{928+991}{5.16+5.45} = -180$  明显得到了提升并和理论估算的值相近。同时, 静态工作点没有发生变化

## 1.5 失真的产生和消去

如图 10 所示, 调整  $R_1$  使得静态工作电流  $I_c = 3\text{mA}$  输入  $20\text{mV}$  信号是发生如图 11 所示的失真现象。显然这是底部失真, 由三极管进入饱和状态

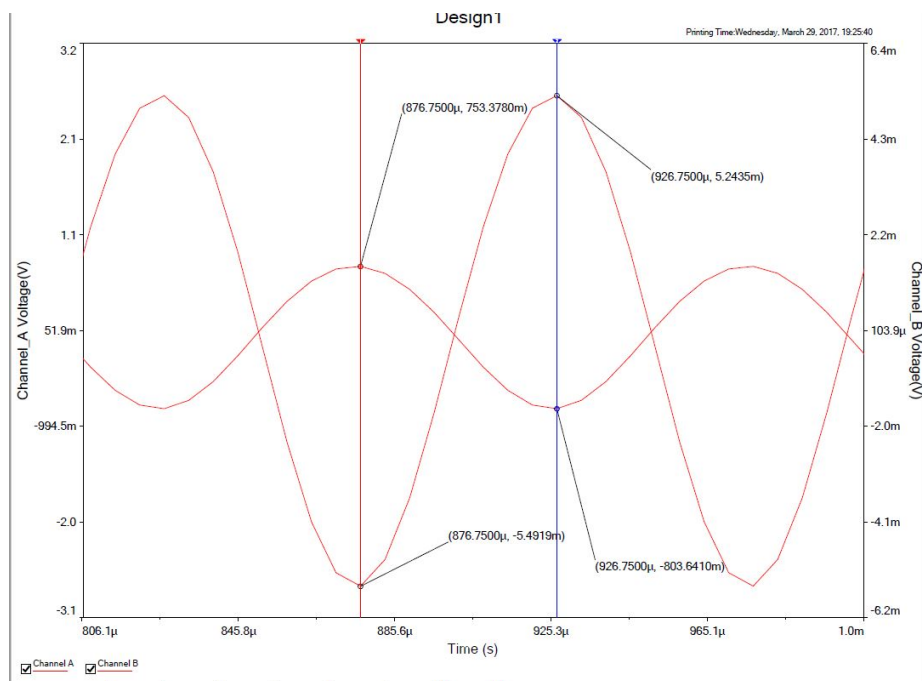


图 2: 电压增益的仿真波形曲线

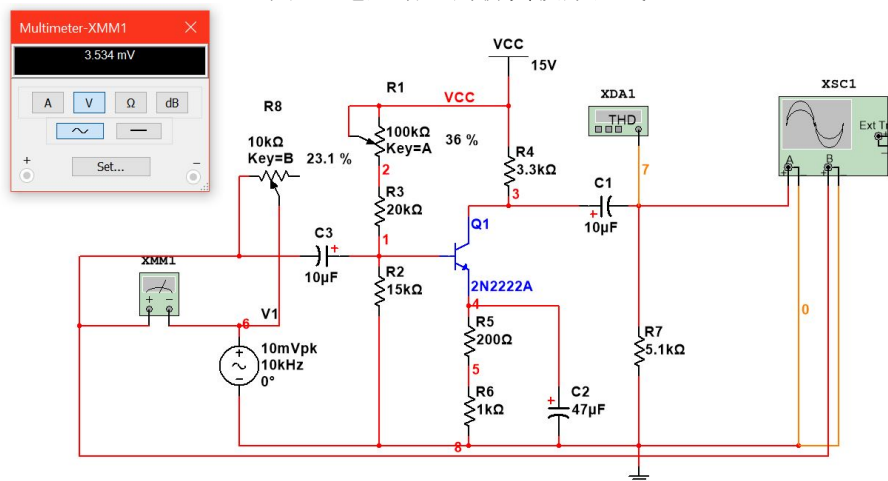


图 3: 放大电路输入电阻的测量

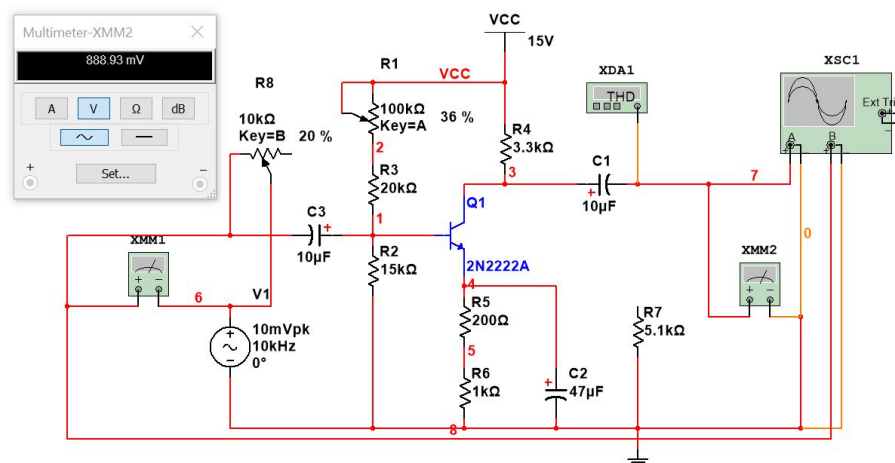


图 4: 放大电路空载输出电压

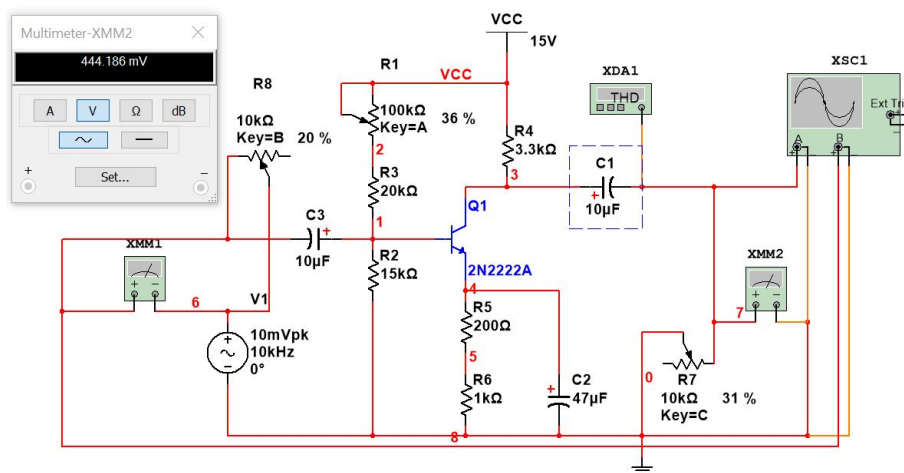


图 5: 放大电路输出电阻的测量

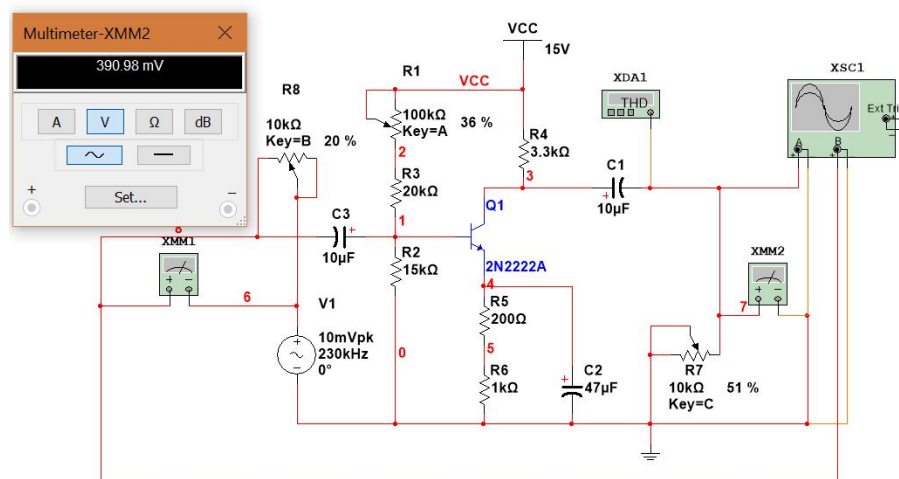


图 6: 上限截止频率的测试

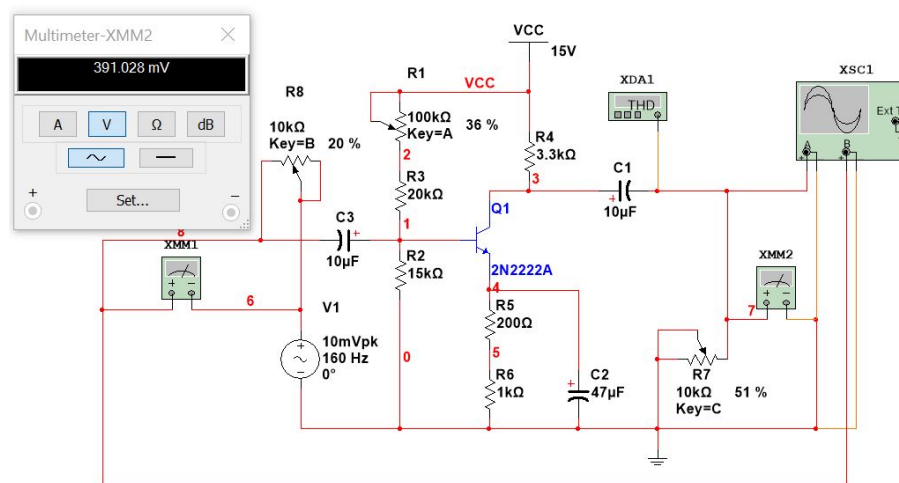


图 7: 下限截止频率的测试

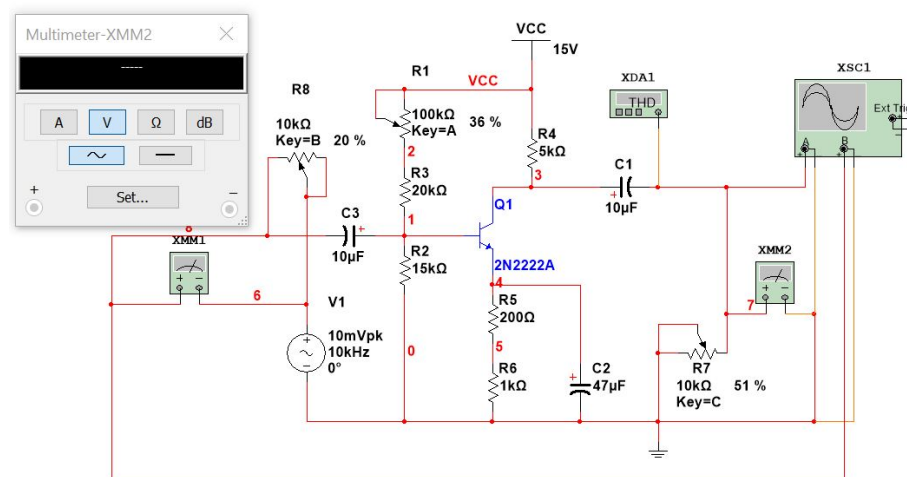


图 8: 对电路的改进

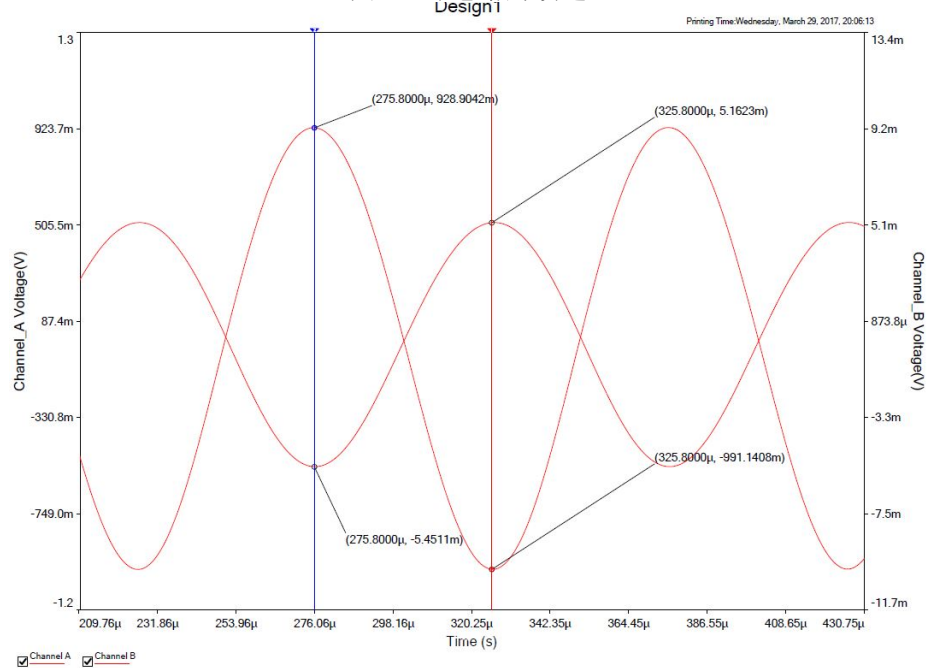


图 9: 改进后放大波形

引起。因此考虑提高  $U_{CQ}$  使三极管远离饱和状态。具体的做法是降低  $R_4$ 。如图 12 所示,  $R_4 = 1\text{k}\Omega$ , 产生的波形如图 13 所示, 可以看出失真已经基本消除。从失真度上也可以看出明显的变化。

## 1.6 实际电路的搭建

在电子技术实验课中已经完成了这方面电路的搭建, 具体可见附录中的实验报告, 这里就不再重复了

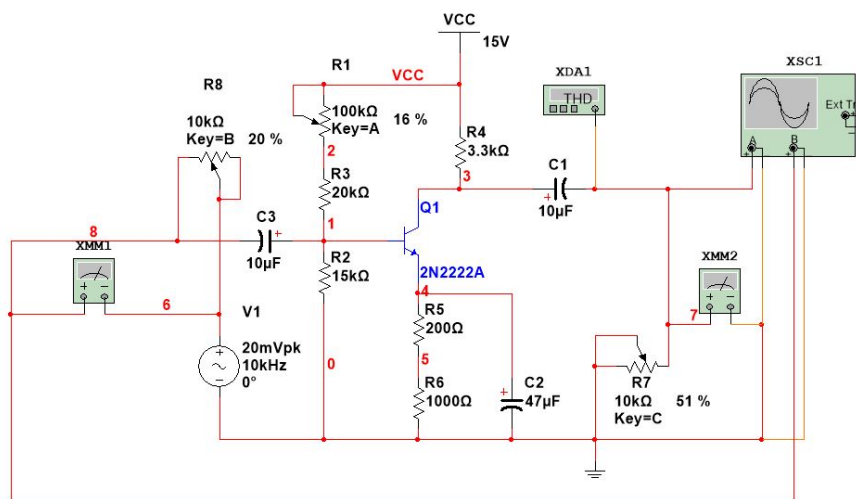


图 10: 失真产生电路

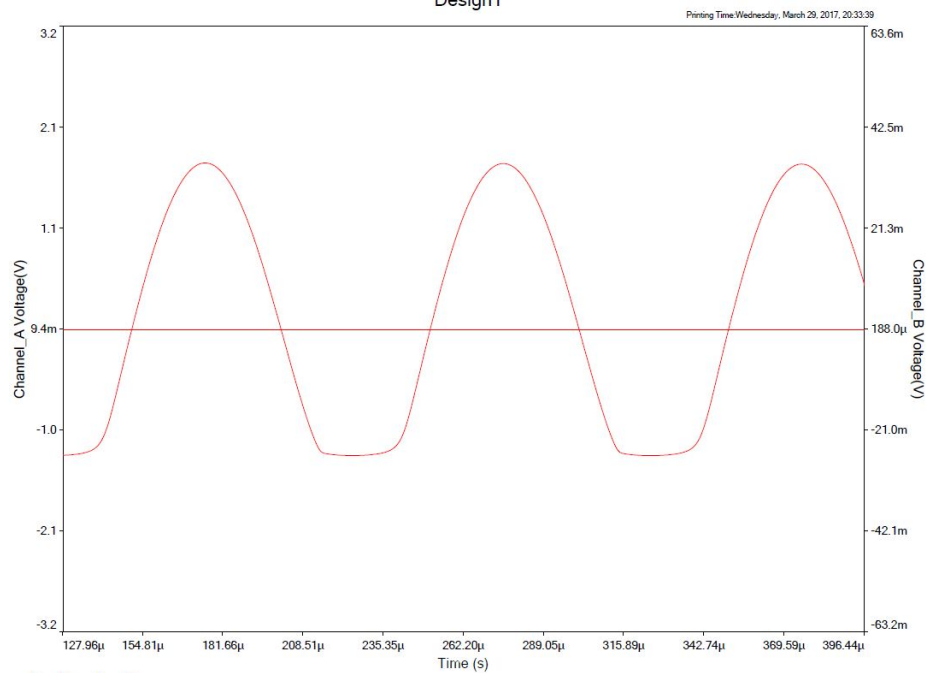


图 11: 失真波形



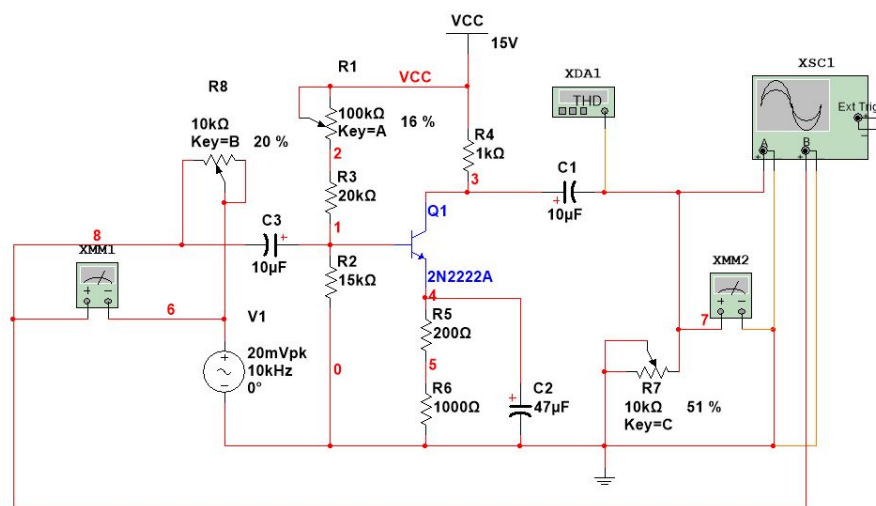


图 12: 失真消去电路

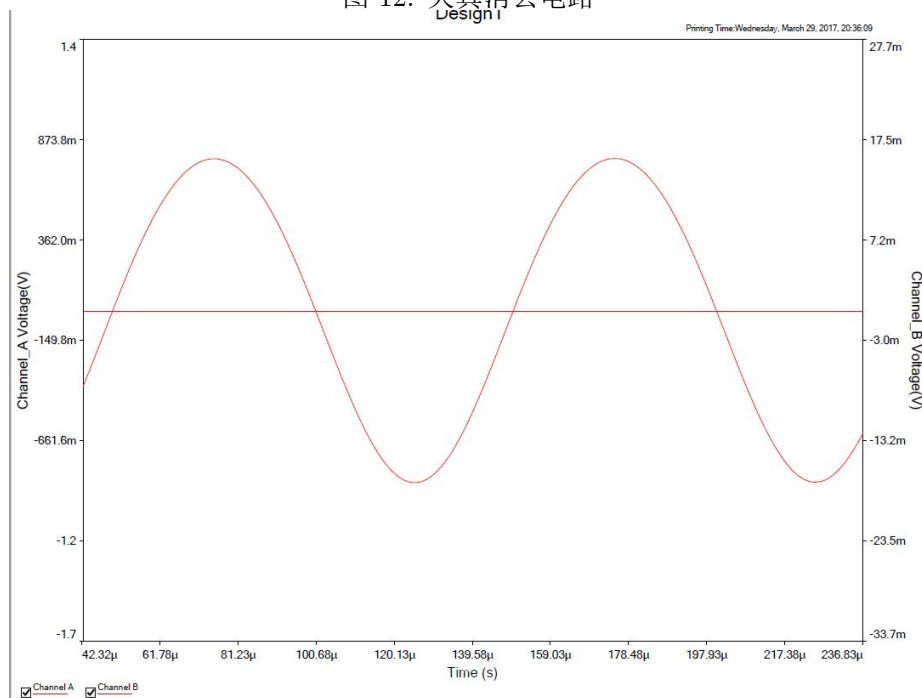


图 13: 消去失真之后的波形

## 2 单管 MOS 放大电路的搭建和仿真测试

### 2.1 datasheet 和传输特性的测试

查找相关资料可以得到 NMOS 管 2N7000 的  $U_{GS(th)}$  在  $U_{DS} = U_{GS}, I_D = 250\mu A$  的测试条件下最小值为 1V, 最大值为 3V, 经典值为 2.1V, 按照 datasheet 提供的测试条件搭建如图 14所示的测试电路, 对  $V_2$  进行直流仿真得到如图 15的输入特性曲线, 按照测试条件进行标定可得  $U_{GS(th)} = 2.05V$  和经典值相近

下面测量 MOS 管在  $U_{GS} = 2U_{GS(th)}$  时的电流  $I_{D0}$ , 如图 16所示是 2N7000 的传输特性测试电路图, 仿真时将 IV 测试仪选择为 NMOS 管测量模式, 将  $U_{GS}$  设置为  $4.1V \approx 2U_{GS(th)}$  可以得到如图 16所示的传输特性曲线, 从曲线中我们可以看出恒流区电流  $I_{D0} = I_{DS} = 221.2908mA$

同时, 随  $U_{GS}$  变化的传输特性如图 18所示

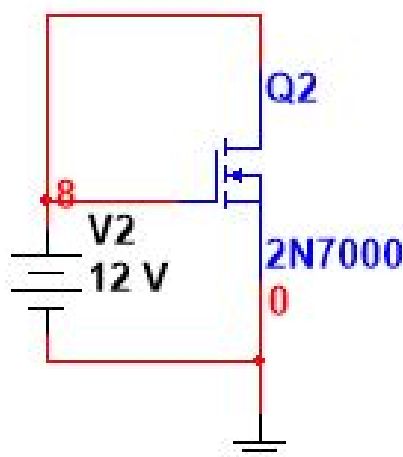


图 14: 2N7000 输入特性测试

### 2.2 静态工作点的调整

如图 17为所搭建的电路。下面进行对静态工作点的理论分析

从 NMOS 管的特性方程可以得到  $I_{DSQ} = \frac{I_{D0}}{U_{GS(th)}^2} (3.75 - I_{DSQ} R_1 - U_{GS(th)})^2$  解得  $I_{DSQ} = 0.6mA$  并且有  $U_G = 3.75V, U_S = 1.8V, U_D = 13.19V$

仿真电路测得实际静态工作电流为  $589\mu A$  和理论计算值相近, 同时测得  $U_G = 3.75V, U_S = 1.65V, U_D = 13.4V$  均和理论计算相差不大。测试电路图采用探针进行测量, 为节省篇幅这里略去。

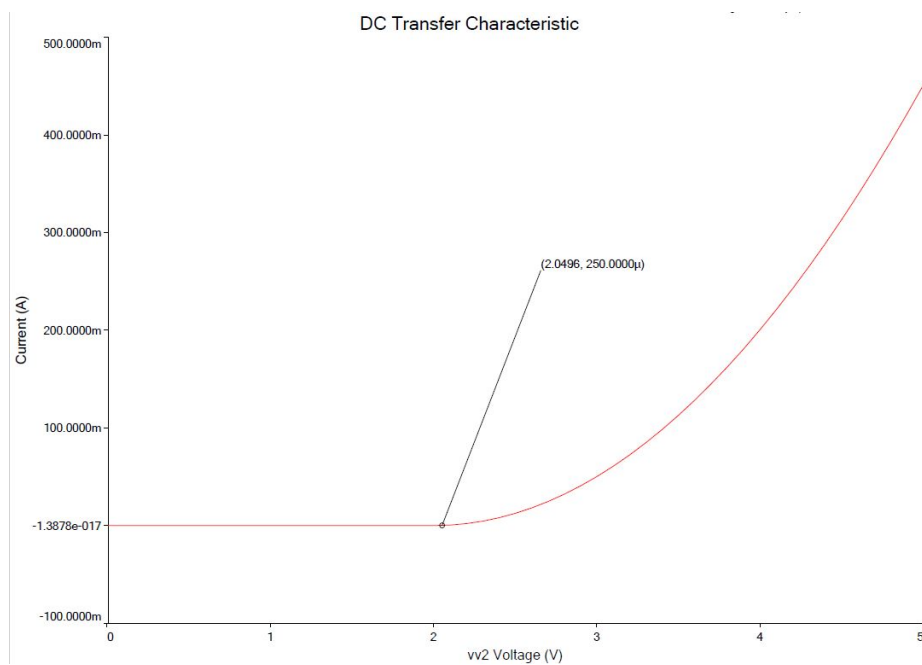


图 15: 2N7000 输入特性

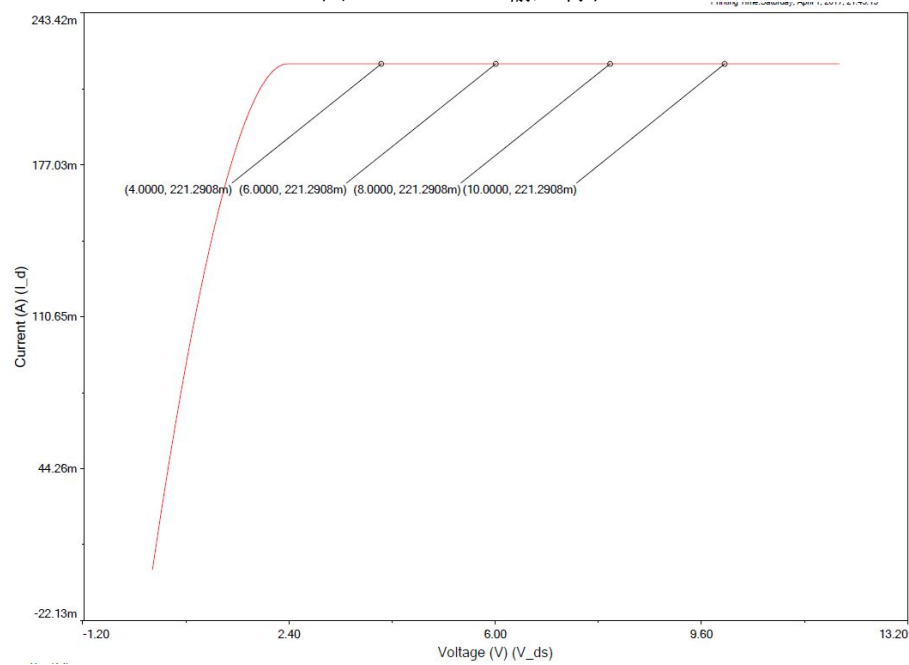


图 16: 2N7000 传输特性

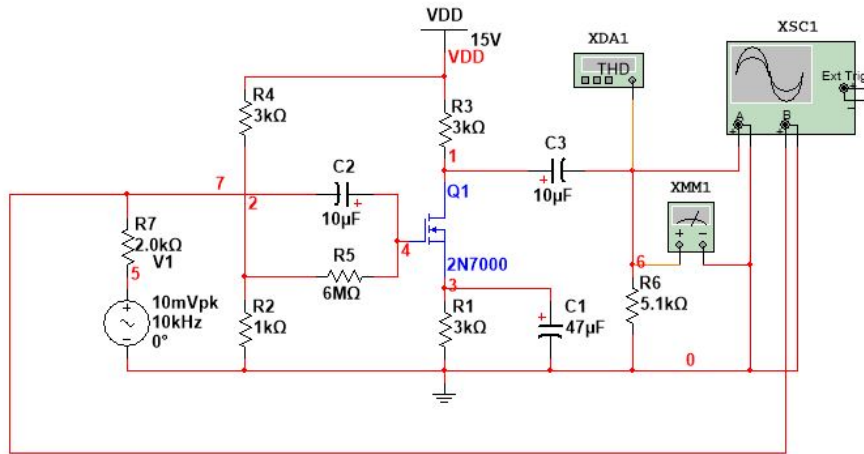


图 17: 实验电路图

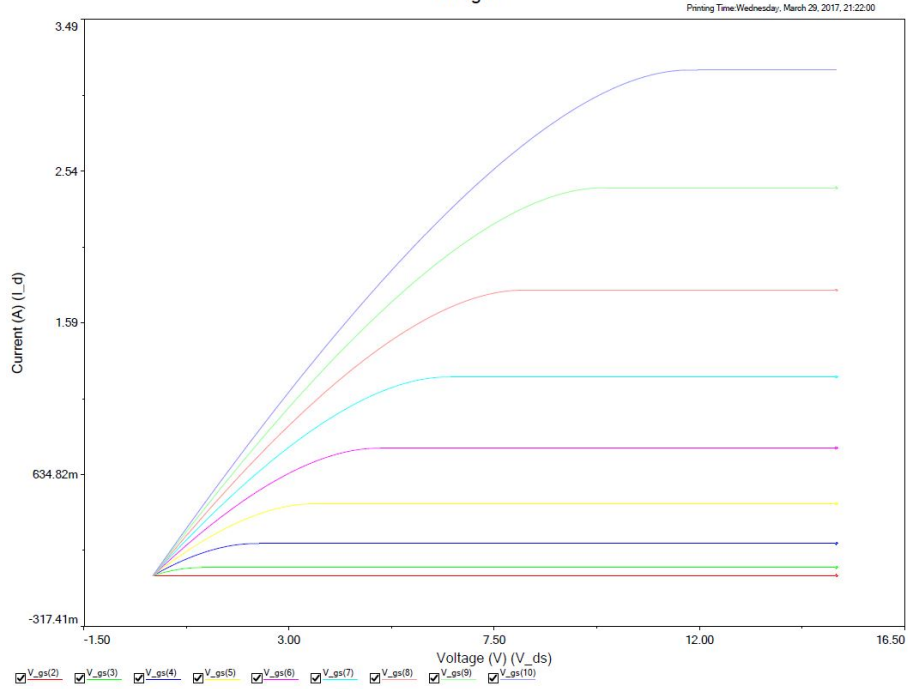


图 18: 2N7000 传输特性

## 2.3 动态参数的测定

### 2.3.1 电压放大倍数的测定

首先进行理论估算,可以计算得到 MOS 管的  $g_m = 2\sqrt{I_{D0}I_{DSQ}}/U_{GS(th)} = 11.13\text{mA/V}$  同时进一步得到电压放大倍数为  $A_u = -g_m(R_3//R_L) = -21$

对图 17 的电路外接示波器和失真度仪进行测量,可以得到如图 19 的波形示意图,可以得到电路的仿真放大倍数为  $-\frac{189+207}{20} = -19.8$  发现和理论计算还是很相近的

### 2.3.2 输入电阻的测定

首先进行理论计算,根据图 17 电路所示,可得输入电阻  $R_i \approx 6\text{M}\Omega$

如图 20 采用半压法对输入电阻进行测量,发现在输入  $V_{pk} = 10\text{mV}$  即  $V_{rms} = 7.07\text{mV}$  时,外接电阻  $R_s = 78\text{k}\Omega$  时可得到输入分压为  $3.534\text{mV}$ ,因此可得仿真测量输入电阻为  $78\text{k}\Omega$  和理论计算有很大差异,后采用探针法进行测量,发现在  $V_{pp} = 20\text{mV}$  时,  $I_{pp} = 150\text{nA}$  输入电阻仍在  $100\text{k}\Omega$  的数量级,考虑可能因为 2N7000 GS 之间的漏电电流导致的小输入电阻。可以通过在输入端口并联分流电阻解决问题

经过并联电阻处理,得到的输入电阻和理论值计算就很相近了,这里略去

## 2.4 输出电阻的测量

理论计算可以迅速得到输出电阻为  $3\text{k}\Omega$

同样采取半压法进行仿真测试,首先测量空载时的输出电压有效值为  $222\text{mV}$ ,外接滑动变阻器如图 21,当调节至  $3\text{k}\Omega$  时发现输出电压为空载输出电压的一半,因此可以得到仿真测试的输出电阻为  $3\text{k}\Omega$  和理论计算值相近

### 2.4.1 频率响应的测试

采用  $0.707A_{us}$  作为上限截止频率和下限截止频率的标准。如图 23 所示,可得上限截止频率约为  $435\text{kHz}$ ,下限截止频率为  $40\text{Hz}$

## 2.5 性能指标的改进

希望提高电压放大倍数  $A$ ,考虑到  $A_u = -g_m(R_3//R_L)$  因此可以通过增大  $R_3$  来提高电压放大倍数,令  $R_3 = 8\text{k}\Omega$  得到对应的电压放大倍数理论值为  $-34.66$  从理论上看的的确得到了提升

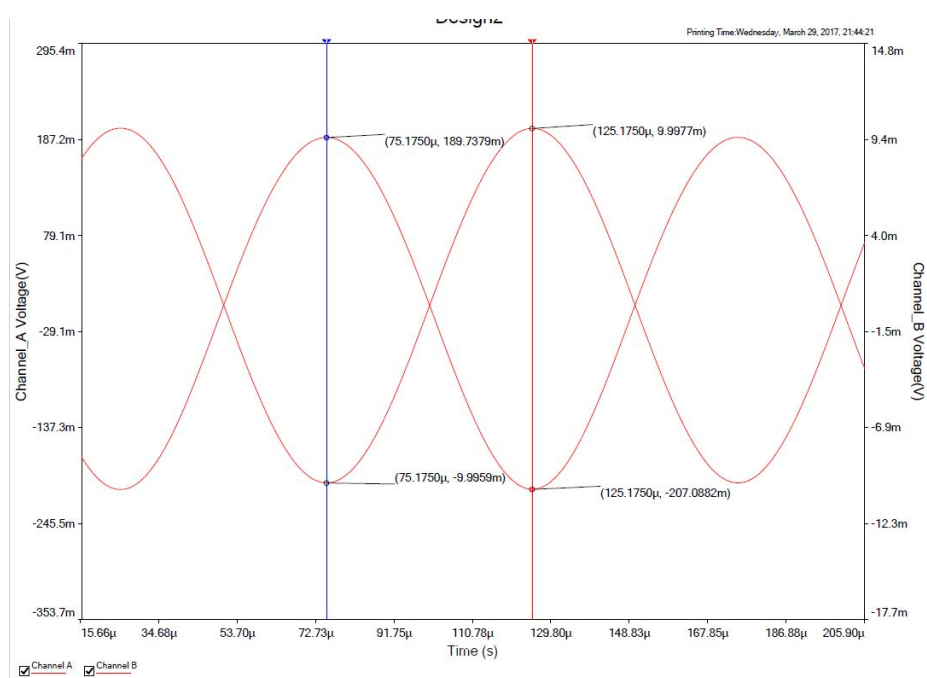


图 19: 电压增益的仿真波形曲线

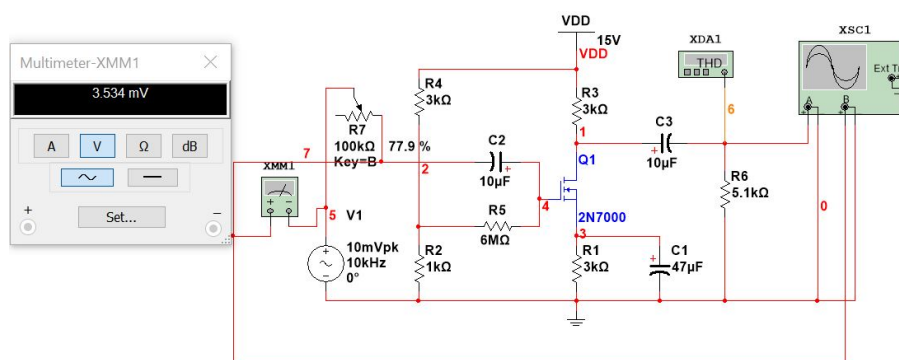


图 20: 放大电路输入电阻的测量

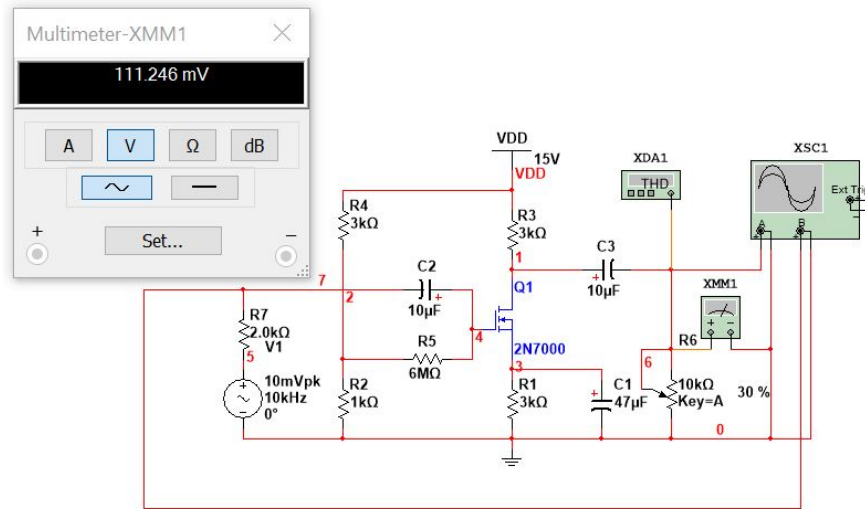


图 21: 放大电路输出电阻的测量

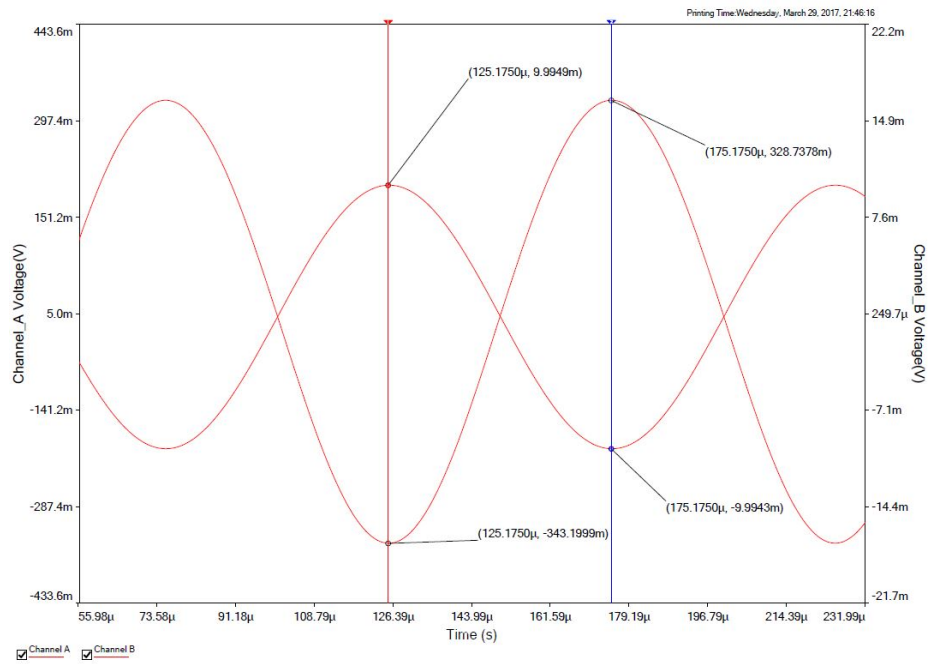


图 22: 改进的输出电压放大倍数

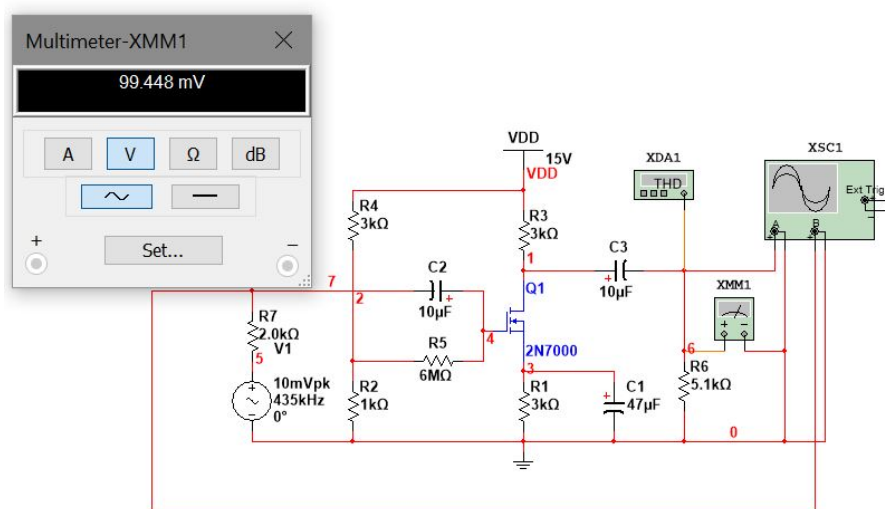


图 23: 上限截止频率的测试

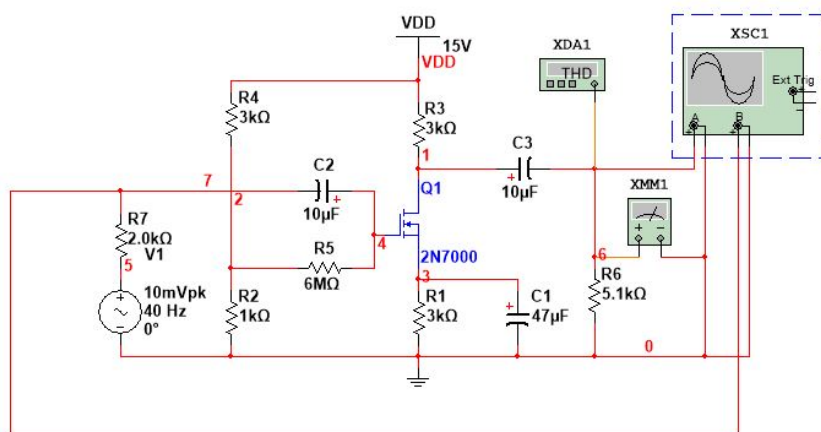


图 24: 下限截止频率的测试



实际仿真如图 22所示，可以测得电压放大倍数为  $-\frac{343+328}{20} = -33.55$  可以发现电压放大倍数的确得到了提升

## 2.6 失真的产生和消去

将输入电压峰峰值调整至 50mV，如图 25所示可以明显看出出现了失真，这是顶部失真，由于 MOS 管进入截止区产生，因此想要消除这种失真，必须提升  $U_{GS}$ ，因此采用将下拉电阻增大即  $R_2 = 3k\Omega$ ，仿真波形如 26所示发现失真得到明显的消去

## 2.7 实际电路的搭建

因为时间有限，此选做任务没有完成

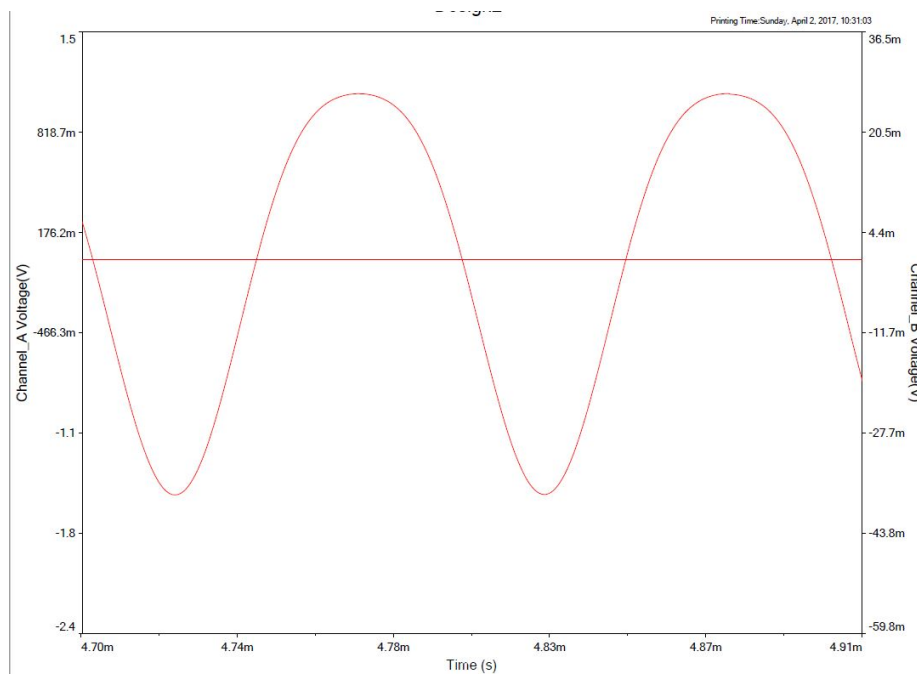


图 25: 失真的产生

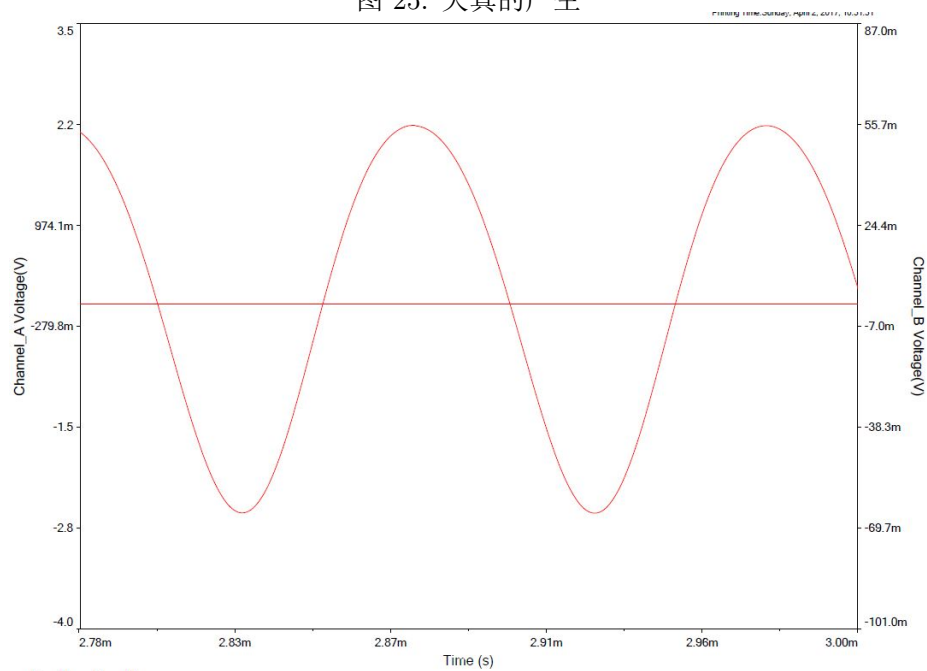


图 26: 失真的消去

## 3 集成运放的搭建和仿真测试

### 3.1 电路的搭建

如图 27所示, 参考 F007 型集成运放的电路设计, 完成了电路的搭建, 同时调整电阻  $R_5 = 21.15\text{k}\Omega$ ,  $C = 0\text{pF}$  对电路的低频特性进行了调整, 同时保证电路输入端没有电压时输出端电压尽可能接近  $0\text{V}$

### 3.2 静态工作点的确定

经过调整, 电路的静态工作点如图 28所示, 因为静态工作参数太多这里就不逐一叙述了

### 3.3 动态参数的测定

#### 3.3.1 电压放大倍数的测定

如图 29所示测量电压放大倍数, 其中原信号由中间抽头接地测量, 因此电压实际上为原来的 2 倍, 可以计算得到电压放大倍数为  $-\frac{300\text{m}+298.6\text{m}}{2u} = -3 \times 10^5$  在集成运放信号放大的数量级内

#### 3.3.2 输入电阻的测量

如图 31测量输入电阻, 因为电路输入电阻很大, 因此直接采用探针进行测量, 如图 32所示, 测得输入电流可以估计为  $45\text{fA}$ , 输入电压为  $1\mu\text{V}$

因此可以得到输入电阻为  $22\text{M}\Omega$  基本符合集成运放的工作特性

#### 3.3.3 输出电阻的测定

采取半压法进行仿真测试, 首先测量空载时的输出电压峰值为  $300\text{mV}$ , 如图 33所示, 外接滑动变阻器如图 34, 当调节至  $100\Omega$  时发现输出电压为空载输出电压的一半, 因此可以得到仿真测试的输出电阻为  $100\Omega$

#### 3.3.4 频率特性的测量

如图 30所示是集成运放的频率响应, 读图立刻可知  $f_{bw} = 54\text{Hz}$ ,  $f_C = 5.96\text{MHz}$

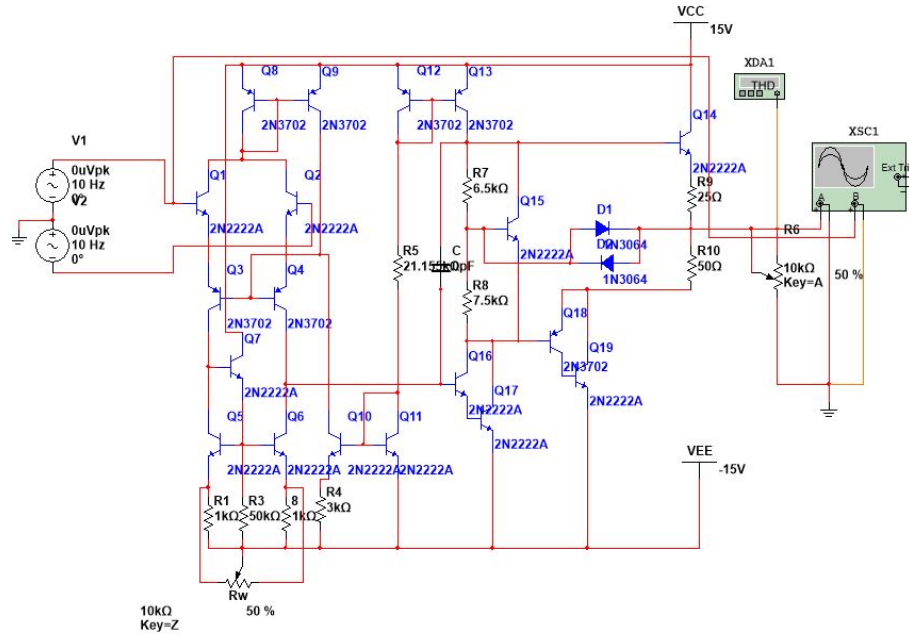


图 27: 集成运放工作电路

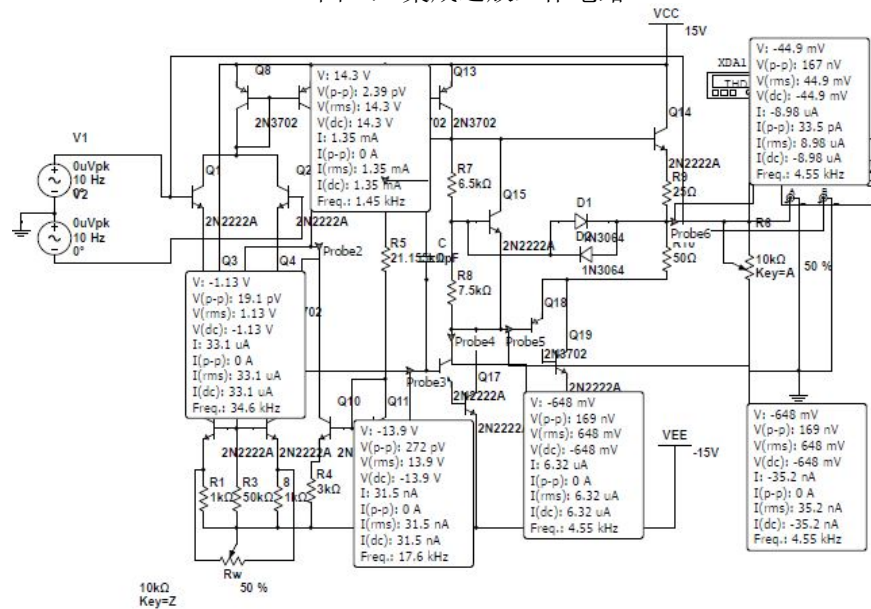


图 28: 集成运放静态工作点

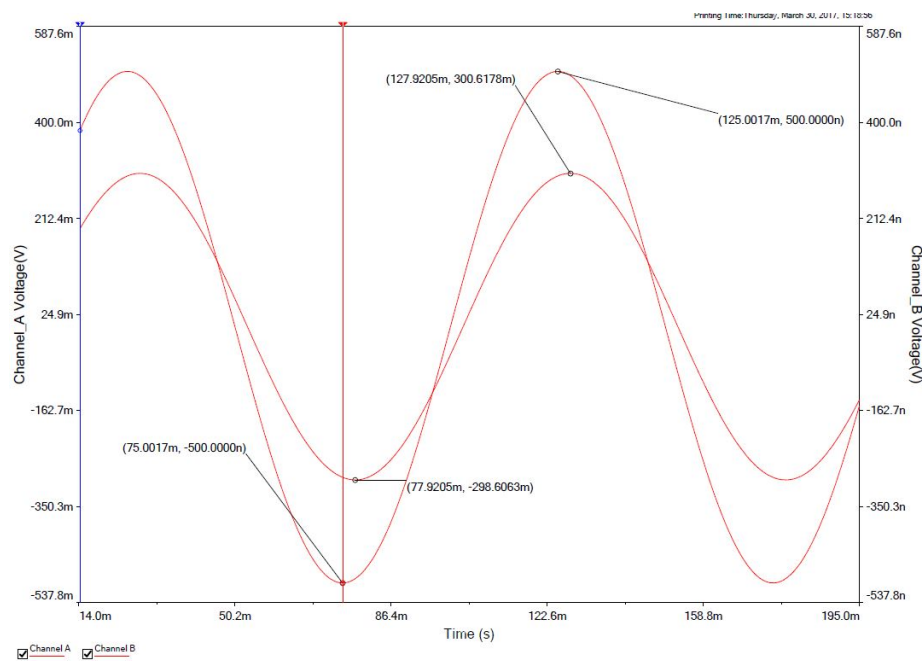


图 29: 集成运放放大倍数

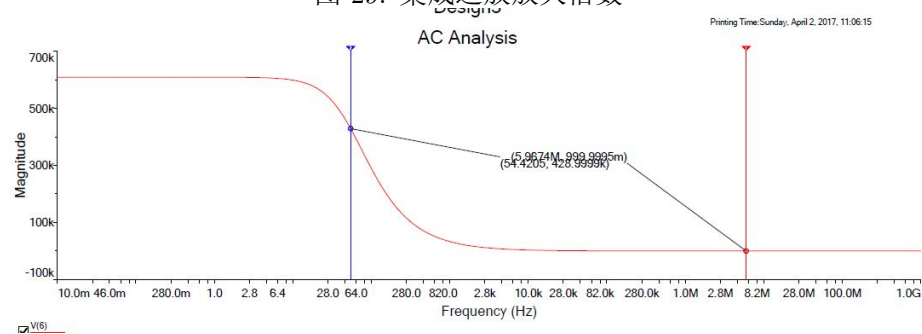


图 30: 集成运放频率特性

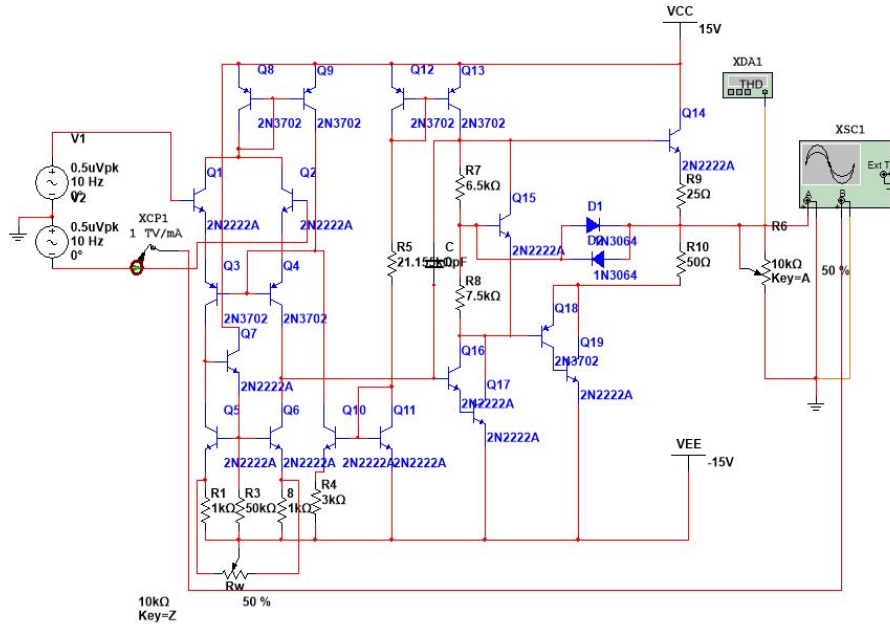


图 31: 输入电阻测量电路

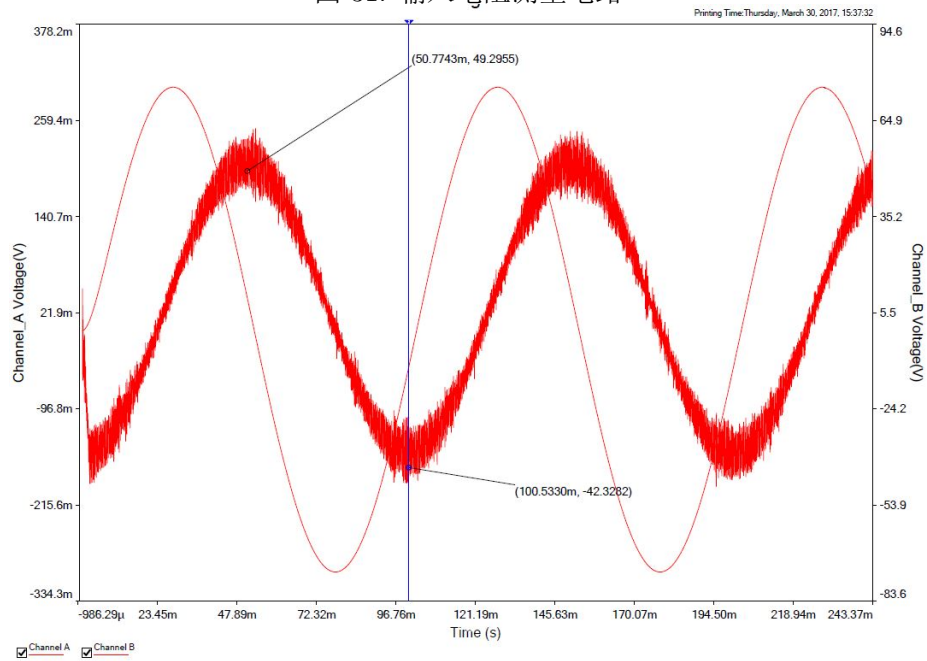


图 32: 输入电流

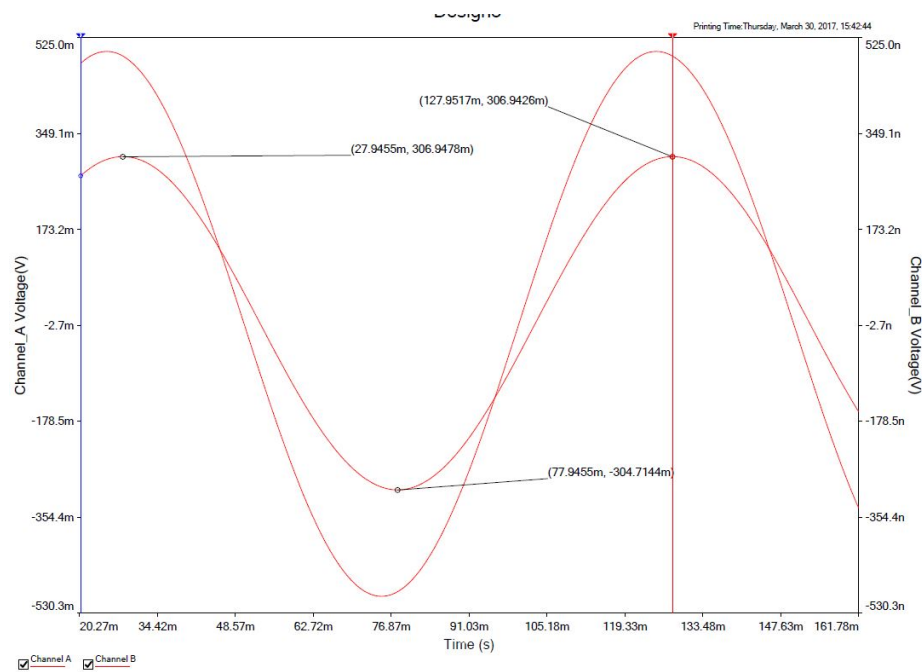


图 33: 集成运放电路空载输出电压

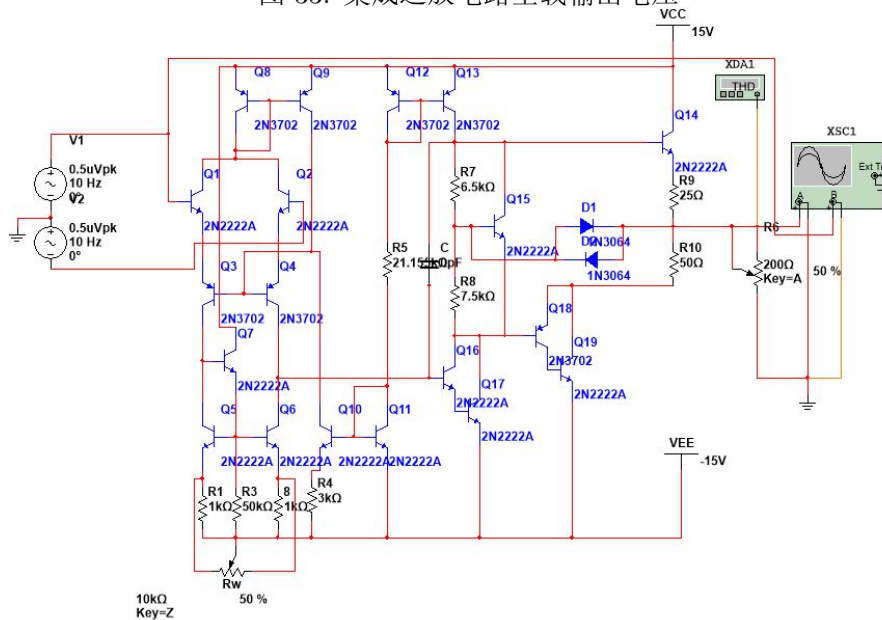


图 34: 集成运放输出电阻的测量

### 3.3.5 $U_{IO}, I_{IO}, I_{IB}$ 的测量

将电路中的输入电压置零, 可得  $U_O = 30\text{mV}$  因此可以得到  $U_{IO} = \frac{30\text{m}}{3 \times 10^5} = 1 \times 10^{-8}$ , 因为仿真中专门为优化  $U_{IO}$  调整了电路参数, 因此  $U_{IO}$  性能很好

简单测量可以得到  $I_{IO} = 2.6\text{nA}, I_B = 1.21\mu\text{A}$

### 3.3.6 SR 特性的测试

如图 35所示将输入电压源换位等值的方波, 测量波形如图 36所示。按照 95% 定义的恢复时间计算, 可得  $SR = \frac{1.4723}{908.85\text{m}} = 1.61\text{V/S}$

## 4 负反馈放大电路自激震荡的产生和消去

### 4.1 自激震荡的产生

从图 30中可以看出 3 中搭建的运放是一个闭环稳定的系统, 不能产生自激震荡, 因此考虑在输出端并联一个电容降低稳定性, 如图 37所示, 得到电路如图 38所示, bode 图如图 39所示, 可以看出系统不论是相角裕度还是幅值裕度均不满足闭环稳定条件, 系统闭环不稳定。仿真出现如图 40的自激震荡, 幅值大约为  $20\text{mV}$ , 已经影响正常工作

### 4.2 自激震荡的消去

在输出上级联超前补偿如图 41所示, 经过调整可以消去自激震荡到  $\text{nV}$  量级一下, 已经和噪声基本相同了, 发现失真得到明显的消去



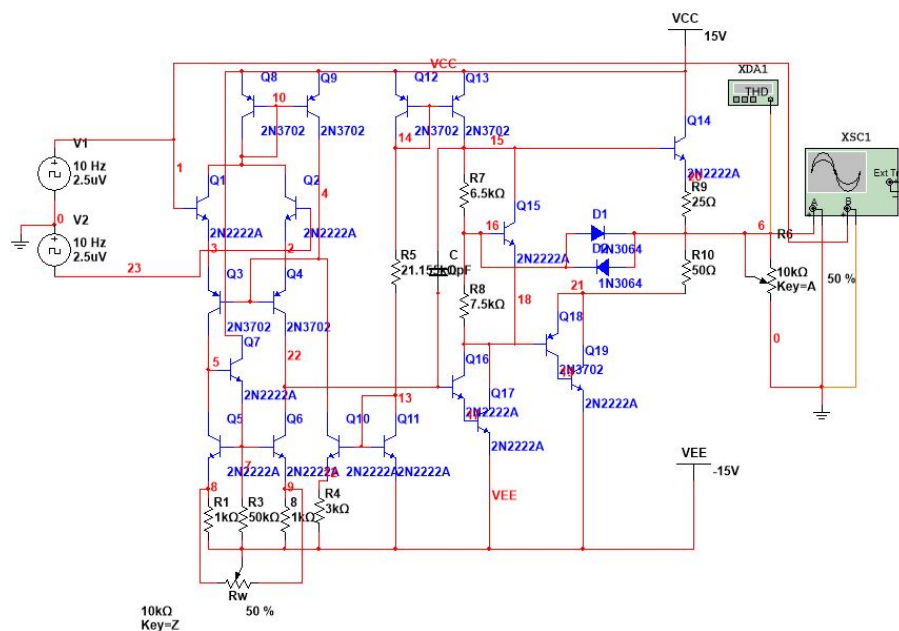


图 35: 集成运放 SR 特性测试电路

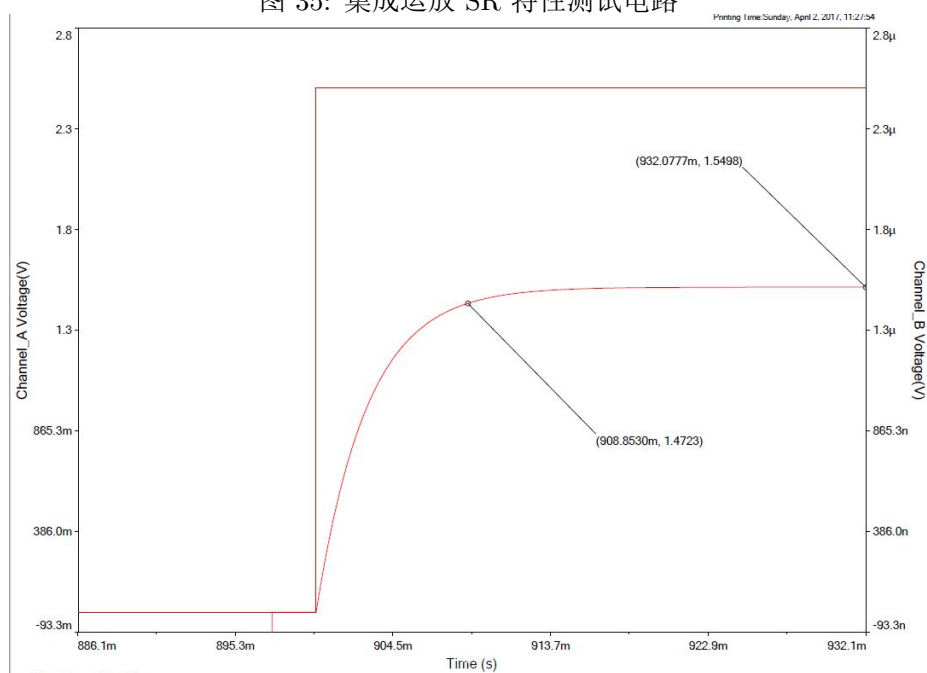


图 36: 集成运放 SR 特性

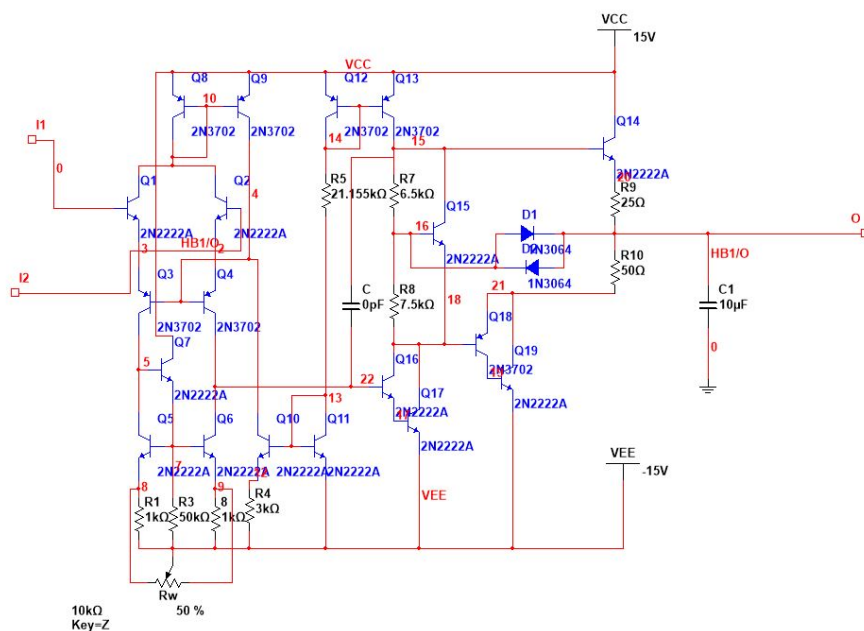


图 37: 集成运放的封装和调整

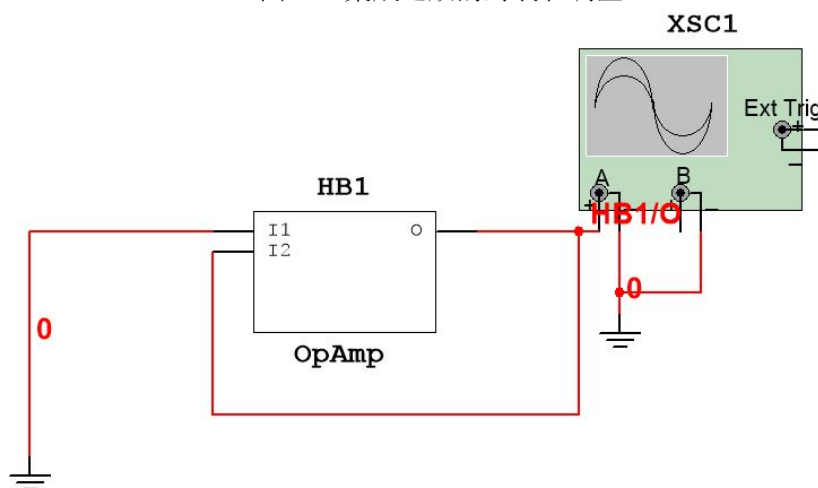


图 38: 外部电路图

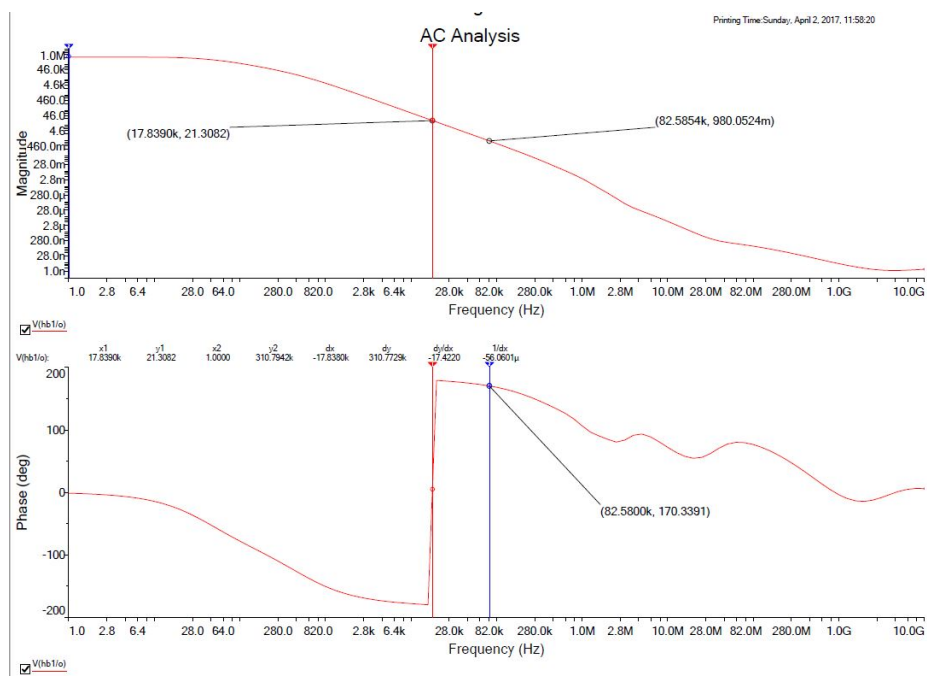


图 39: 集成运放 bode 图

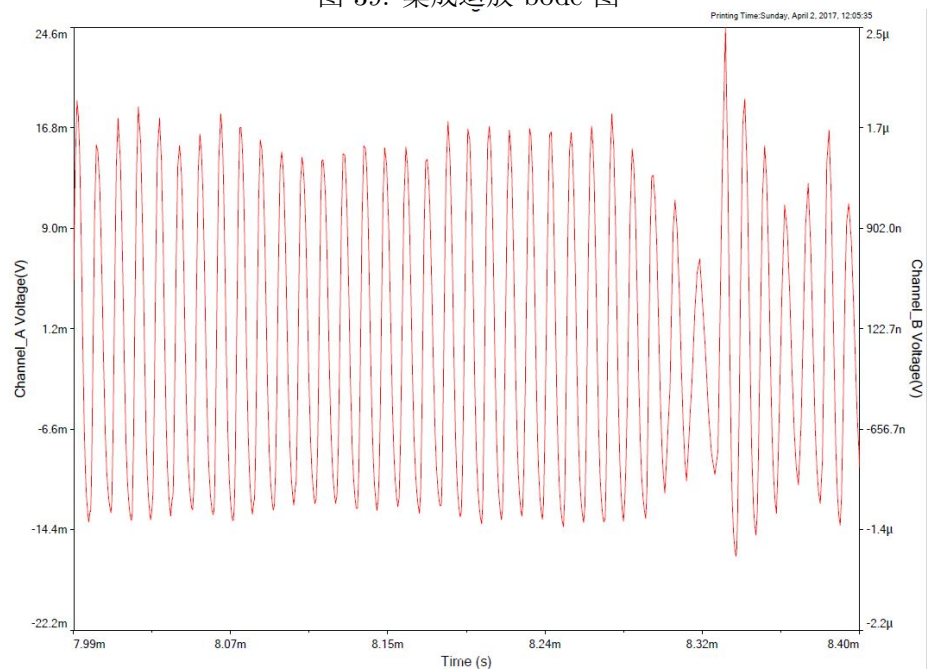


图 40: 自激震荡

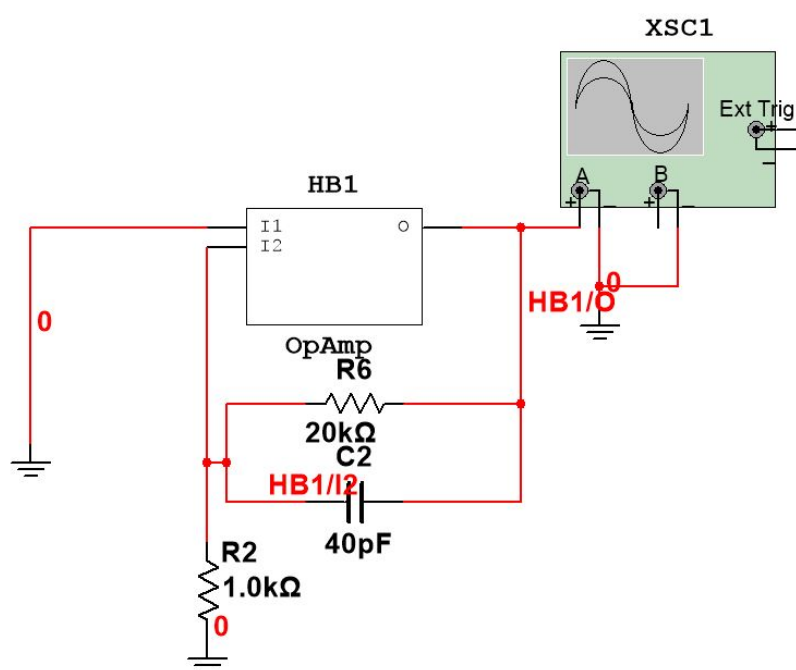


图 41: 超前相位补偿