

模拟电子技术基础第二次仿真作业

实验报告

姓名：_____ 赵文亮 _____

学号：_____ 2016011452 _____

班级：_____ 自 64 _____

日期：_____ 2018 年 4 月 10 日 _____

目录

1	实验目的	1
	仿真题 2-1	1
	仿真题 2-2	5
	仿真题 2-3	9
	仿真题 2-4	15
2	仿真中遇到的问题及解决方法	16
3	收获和体会	17

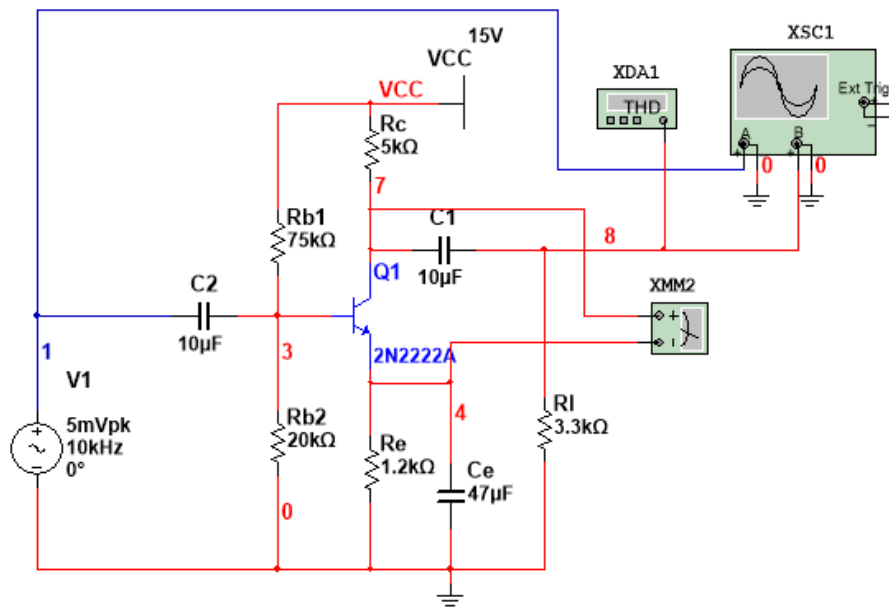


图 1: 仿真 2-1 电路图

	Variable	Operating point value
1	V(3)-V(4)	644.98036 m
2	V(7)-V(4)	2.82406
3	I(Q1[IB])	9.32636 u
4	I(Q1[IC])	1.96210 m

图 2: 静态参数

1 实验目的

1. 熟悉晶体管和场效应管放大电路以及集成运放的基本设计原则。
2. 理解放大电路性能参数的调试和测试方法、静态工作点对动态参数的影响。
3. 熟悉仿真软件的基本分析和测量方法。

仿真题 2-1: 利用晶体管 2N2222A (请选择 Zetex 厂商的, 模型参数中的 BF 即 β , RB 即 $r_{bb'}$) 设计一个单电源供电的单管放大电路, 电源电压为 $V_{CC} = +15V$ 。

1. 设计并调整电路参数, 使电路具有合适的静态工作点, 测量静态工作点。电路如图 1 所示。使用 Multi-sim 的直流工作点分析得到此时的静态参数为 $I_{BQ} = 9.326\mu A$, $I_{CQ} = 1.962mA$, $U_{BEQ} = 0.645V$, $U_{CEQ} = 2.824V$ 。此时输入输出波形如图 3。
2. 测量动态参数 \dot{A}_u 、 R_i 、 R_o 、 f_L 、 f_H , 比较 \dot{A}_u 、 R_i 、 R_o 的理论计算值与实测值, 并说明电路的特点。注意测量时输出信号应没有明显失真。

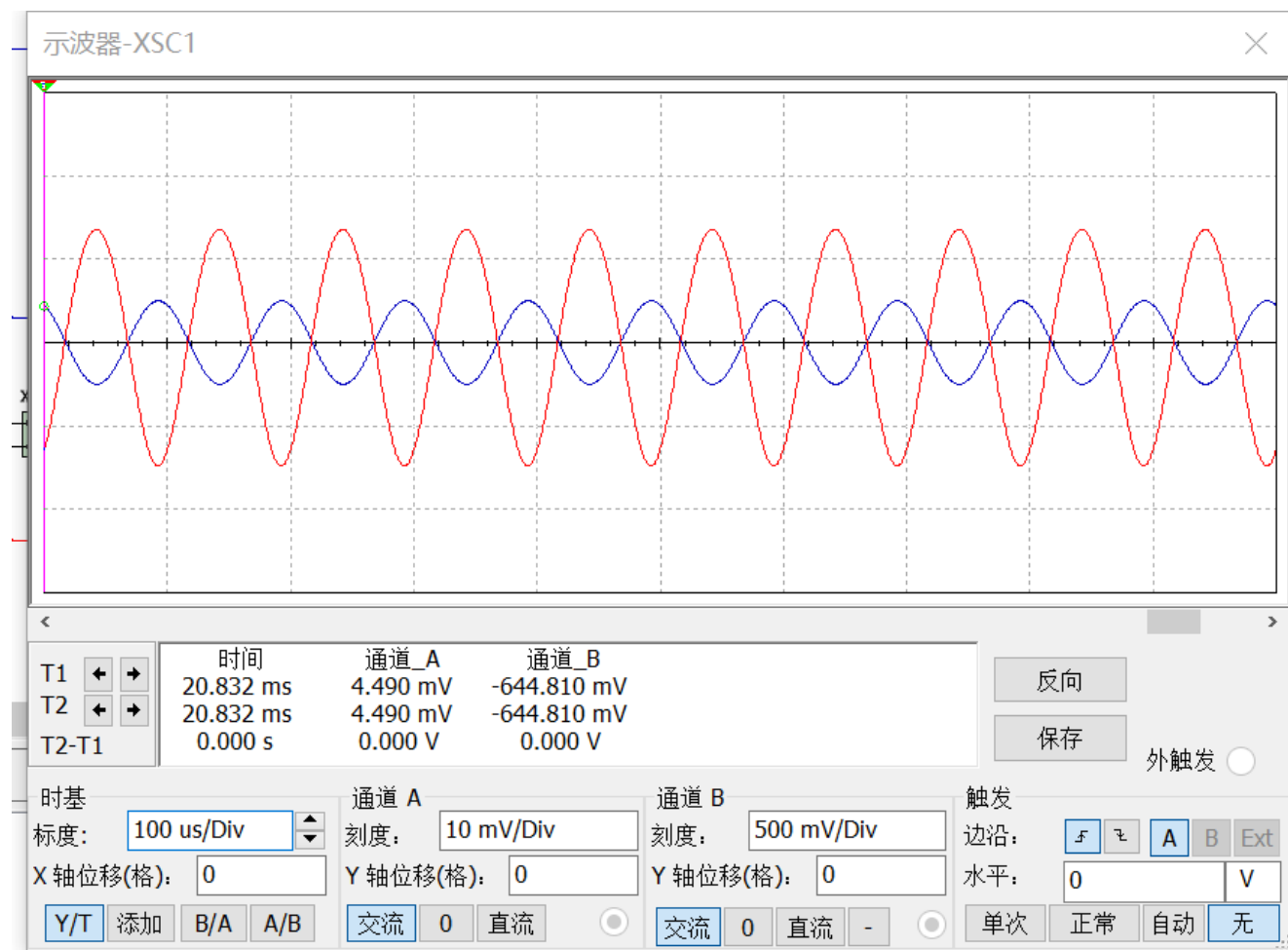


图 3: 仿真 2-1 波形

\dot{A}_u 测得 $U_i = 3.536\text{mV}$ 、 $U_o = 500.81\text{mV}$ 。则

$$\dot{A}_u = -\frac{U_o}{U_i} = \frac{500.81}{3.536} = -141.63 \quad (1)$$

R_i 在输入端串入电阻 $R_1 = 3\text{k}\Omega$ ，测得 $U_i = 1.577\text{mV}$ ， $U'_i = 3.536\text{mV}$ ，则

$$R_i = \frac{U_i}{U'_i - U_i} R_1 = \frac{1.577}{3.536 - 1.577} \times 3\text{k}\Omega = 2.415\text{k}\Omega \quad (2)$$

R_o 测量空载输出电压 $U'_o = 1.195\text{V}$ ；接入负载为 $R_L = 3.3\text{k}\Omega$ 测得输出电压为 $U_{oL} = 500.821\text{mV}$ 。则

$$R_o = \left(\frac{U'_o}{U_{oL}} - 1 \right) R_L = \left(\frac{1.195}{500.821\text{m}} - 1 \right) \times 3.3\text{k}\Omega = 4.574\text{k}\Omega \quad (3)$$

截止频率 使用交流扫描功能得到幅频特性如图 4 所示。测得 $|\dot{A}_{u(\max)}| = 142.15$ ，则截止频率对应

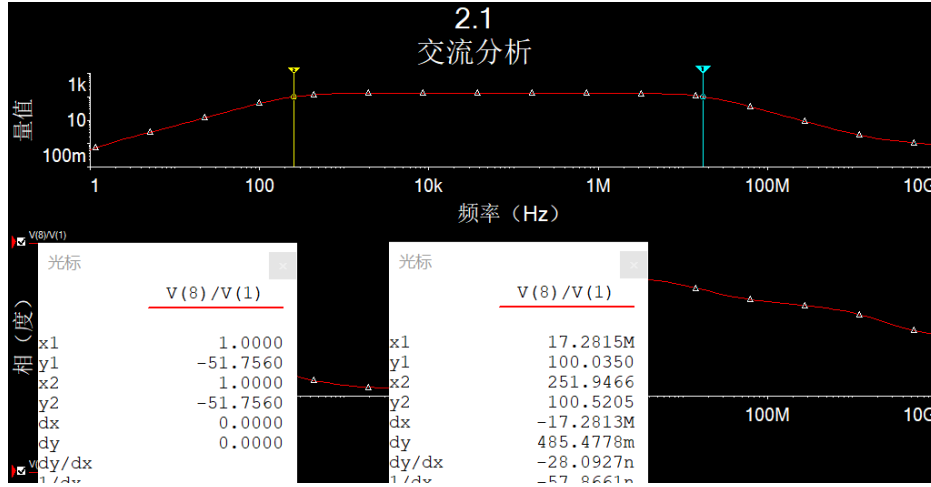


图 4: 仿真 2-1 幅频特性

的 $|\dot{A}_{u(\max)}| = |\dot{A}_{u(\max)}|/\sqrt{2} = 100.51$ ，测得 $f_L = 251.93\text{Hz}$ ， $f_H = 17.28\text{MHz}$ 。

下面计算理论值。交流等效电路如图 5 所示。从中不难得出：

$$\begin{cases} \dot{A}_u = -\frac{\beta R_c // R_L}{r_{be}} \\ R_i = R_{b1} // R_{b2} // r_{be} \\ R_o = R_c \end{cases} \quad (4)$$

从模型参数中读取 $\beta = 220$ ， $r_{bb'} = 0.13\Omega$ 。则

$$r_{be} = r_{bb'} + \beta \frac{U_T}{I_{CQ}} = 0.13 + 220 \times \frac{26\text{m}}{1.962\text{m}} = 2.916\text{k}\Omega \quad (5)$$

$$\begin{cases} \dot{A}_u = -\frac{220 \times (5\text{k} // 3.3\text{k})}{2.916\text{k}} = -150.0 \\ R_i = 75\text{k} // 20\text{k} // 2.916\text{k}\Omega = 2.461\text{k}\Omega \\ R_o = 5\text{k}\Omega \end{cases} \quad (6)$$

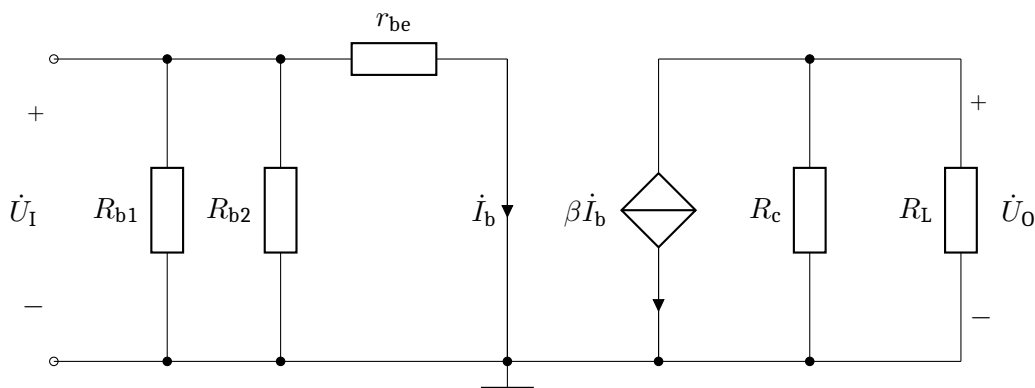


图 5: 仿真 2-1 交流等效电路

可见理论值和仿真值比较接近。其中输出电阻偏差较大可能是因为没有考虑到元件实际参数中的 R_{ce} 。通过该电路的参数可知，该电路的特点是放大倍数大、输入电阻为千欧量级、输出电阻取决于 R_c 阻值、高频截止频率较高、和低频截止频率比较低。

3. 调整电路参数，改善某一性能指标（如增大 \dot{A}_u 、或增大 R_i 、或减小 R_o 、或增大 f_H ）。要求先进行理论分析，然后再实验验证。

增大 \dot{A}_u 从 \dot{A}_u 的表达式中可知，增大 R_c 则可以增大 \dot{A}_u 。将 R_c 增大到 $6k\Omega$ ，测得 $U_i = 3.536mV$ ， $U_o = 528.607mV$ ，则 $\dot{A}_u = 149.49$ 。

增大 R_i 从 R_i 的表达式中可以看到，增大 R_{b1} 可以增大 R_i 。将 R_{b1} 增大到 $80k\Omega$ 。测得 $U'_i = 3.536mV$ ， $U_i = 1.631mV$ ，则 $R_i = 2.569k\Omega$ 。

减小 R_o 从表达式中可知，减小 R_c 即可减小 R_o 。将 R_c 减小到 $4k\Omega$ ，测得 $U'_o = 438.076mV$ ， $U_{oL} = 206.398mV$ ，则 $R_o = 3.704k\Omega$

增大 f_H 高频截止频率满足

$$f_H = \frac{1}{2\pi RC'_\pi} \quad (7)$$

其中 RC'_π 是 C'_π 所在回路的时间常数。则减小该回路内的电阻即可增大 f_H 。这里选择增大 $r_{b'e}$ 的值，即减小 I_{BQ} 。将 R_{b2} 调整为 $10k\Omega$ 即可减小 I_{BQ} ，此时测得 $\dot{A}_{u(max)} = 63.096$ ，截止频率对应 $\dot{A}_u = 44.615$ ，测得 $f_H = 30.78MHz$ 。

4. 调整电路参数或输入信号大小，使输出波形产生失真，分析是何种失真，可采取哪些措施消除并进行实验验证。（通常，当失真度较大时，能够观察到波形顶部或底部变平或者曲率变小，而当失真度较小时，则需要借助失真度仪（Distortion Analyzer）来测量。）

将 R_{b2} 的阻值增加到 $30k\Omega$ ，则三极管基极电位被抬高， I_B 增大，更加容易出现饱和失真。如图 6 所示。

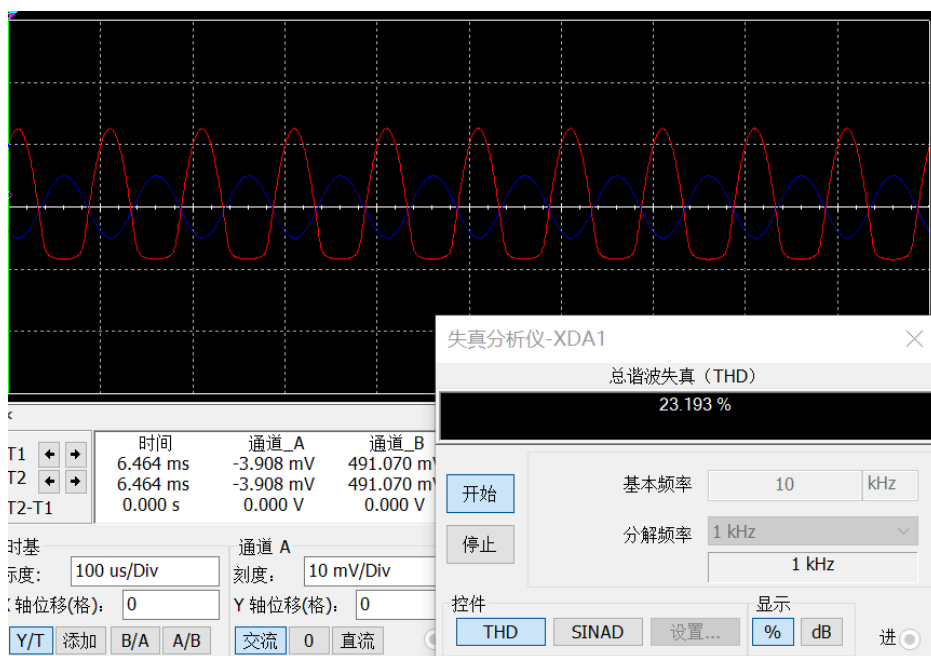


图 6: 仿真 2-1 失真波形

为了消除失真, 需要将工作点移出饱和区, 即可以增加 U_{CEQ} 的值, 而这又可以通过减小 R_c 实现。将 R_c 减小到 $2k\Omega$, 可得图 7。

可见已经将失真消除得较好。

仿真题 2-2: 利用 MOS 管 2N7000 (请选择 Zetex 厂商的) 设计一个单电源供电的单管放大电路, 电源电压为 $V_{DD} = +15V$ 。具体要求如下:

1. 上网查阅 2N7000 手册 (datasheet), 了解其性能参数。

数据手册如图 8 所示¹。

2. 测量其转移特性和输出特性。输出特性可用 IV 分析仪测量; 转移特性可采用直流扫描 DC sweep 分析方法测量, 在栅极和源极间接入电源 V_{GG} , 在漏极接入电源 V_{DD} 并串联一个小电阻。

电路图如图 9 所示。测量结果如图 10 所示。

测量转移特性曲线的电路如图 11 所示, 其测量结果如图 12。从图中可以读出 $U_{GS(th)} = 2.4134$, $I_{D0} = 410.55mA$ 。

3. 设计并调整电路参数, 使电路具有合适的静态工作点, 测量静态工作点。电路如图 13 所示, 仿真波形如图 14 所示。测得静态工作点 $U_{GSQ} = 2.507V$, $U_{DSQ} = 8.716V$, $I_{DQ} = 164.214\mu A$ 。
4. 测量动态参数 \dot{A}_u 、 R_i 、 R_o 、 f_L 、 f_H , 比较 \dot{A}_u 、 R_i 、 R_o 的理论计算值与实测值, 并说明电路的特点。注意测量时输出信号应没有明显失真。

\dot{A}_u 测得 $U_i = 3.536mV$ 、 $U_o = 676.873mV$ 。则

$$\dot{A}_u = -\frac{U_o}{U_i} = \frac{676.873}{3.536} = -191.42 \quad (8)$$

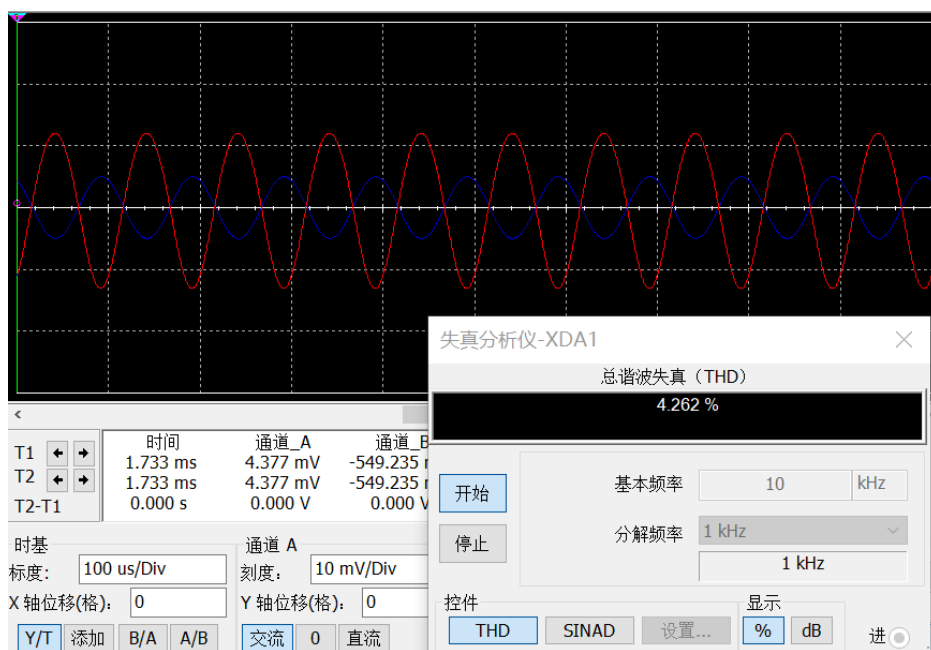


图 7: 仿真 2-1 失真消除

R_i 在输入端串入电阻 $R_1 = 5\text{k}\Omega$, 测得 $U_i = 1.836\text{mV}$, $U'_i = 3.536\text{mV}$, 则

$$R_i = \frac{U_i}{U'_i - U_i} R_1 = \frac{1.836}{3.536 - 1.836} \times 5\text{k}\Omega = 5.4\text{k}\Omega \quad (9)$$

R_o 测量空载输出电压 $U'_o = 676.874\text{mV}$; 接入负载为 $R_L = 20\text{k}\Omega$ 测得输出电压为 $U_{oL} = 339.183\text{mV}$ 。则

$$R_o = \left(\frac{U'_o}{U_{oL}} - 1 \right) R_L = \left(\frac{676.874}{339.183} - 1 \right) \times 20\text{k}\Omega = 19.91\text{k}\Omega \quad (10)$$

使用波特仪测量幅频特性。如图 15 所示。读取到 $|\dot{A}_{u(\max)}| = 45.683\text{dB}$, 则选取 $|\dot{A}_u|$ 为 42.683 的两个频率为截止频率, 可得 $f_L = 33.758\text{Hz}$, $f_H = 520.895\text{kHz}$ 。

下面计算理论值。首先计算 g_m :

$$g_m = \frac{2}{U_{GS(th)}} \sqrt{I_{D0} I_{DQ}} = \frac{2}{2.4134} \sqrt{410.55\text{m} \times 164.214\mu\text{S}} = 6.80\text{mS} \quad (11)$$

$$\begin{cases} \dot{A}_u = -g_m R_d = -6.80\text{m} \times 20\text{k} = 136.10 \\ R_i = R_{g3} + R_{g2} // R_{g1} = 3 + 12 // 3\text{k}\Omega = 5.4\text{k}\Omega \\ R_o = R_d = 20\text{k}\Omega \end{cases} \quad (12)$$

可见 R_i 和 R_o 的仿真值和理论值十分接近, 而 \dot{A}_u 的取值差别较大。这可能是因为 Multisim 中的模型与我们所学的交流等效电路有所不同。

5. 调整电路参数, 改善某一性能指标 (如增大 \dot{A}_u 、或增大 R_i 、或减小 R_o 、或增大 f_H)。要求先进行理论分析, 然后再实验验证。

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS.

PARAMETER	SYMBOL	VALUE	UNIT
Collector-Emitter Voltage	V_{CES}	60	V
Continuous Drain Current	I_D	0.2	A
Pulsed Drain Current	I_{DM}	0.5	A
Gate Source Vootage	V_{GS}	± 40	V
Power Dissipation at $T_{amb}=25^{\circ}C$	P_{tot}	400	mW
Operating and Storage Temperature Range	$T_J:T_{stg}$	-55 to +150	$^{\circ}C$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (at $T_{amb} = 25^{\circ}C$ unless otherwise stated)

PARAMETER	SYMBOL	MIN.	MAX.	UNIT	CONDITIONS.
Drain-Source Breakdown Voltage	BV_{DSS}	60		V	$I_D=10\mu A, V_{GS}=0V$
Gate-Source Threshold Voltage	$V_{GS(th)}$	0.8	3.0	V	$I_D=1mA, V_{DS}=V_{GS}$
Gate-Body Leakage	I_{GSS}		10	nA	$V_{GS}=\pm 15V, V_{DS}=0V$
Zero Gate Voltage Drain Current	I_{DSS}		1 1	μA mA	$V_{DS}=48V, V_{GS}=0$ $V_{DS}=48V, V_{GS}=0V, T=125^{\circ}C(2)$
On-State Drain Current(1)	$I_{D(on)}$	75		mA	$V_{DS}=10V, V_{GS}=4.5V$
Static Drain-Source On-State Voltage (1)	$V_{DS(on)}$		2.5 0.4	V V	$V_{GS}=10V, I_D=500mA$ $V_{GS}=4.5V, I_D=75mA$
Static Drain-Source On-State Resistance (1)	$R_{DS(on)}$		5	Ω	$V_{GS}=10V, I_D=500mA$
Forward Transconductance(1)(2)	g_{fs}	100		mS	$V_{DS}=10V, I_D=200mA$
Input Capacitance (2)	C_{iss}		60	pF	$V_{DS}=25V, V_{GS}=0V, f=1MHz$
Common Source Output Capacitance (2)	C_{oss}		25	pF	
Reverse Transfer Capacitance (2)	C_{rss}		5	pF	
Turn-On Time (2)(3)	$t_{(on)}$		10	ns	$V_{DD}=15V, I_D=500mA$ $R_g=25\Omega, R_L=25\Omega$
Turn-Off Time (2)(3)	$t_{(off)}$		10	ns	

图 8: 2N7000 数据手册

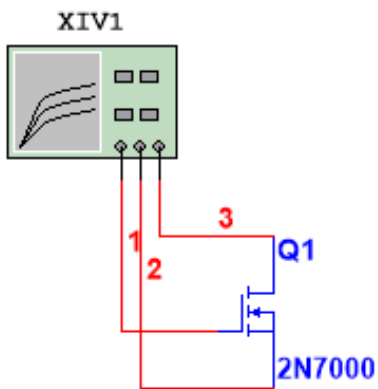


图 9: 输出特性测量电路

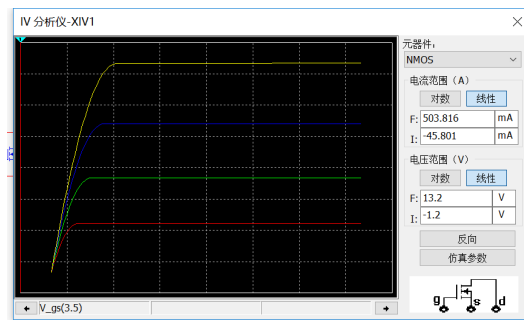


图 10: 输出特性测量结果

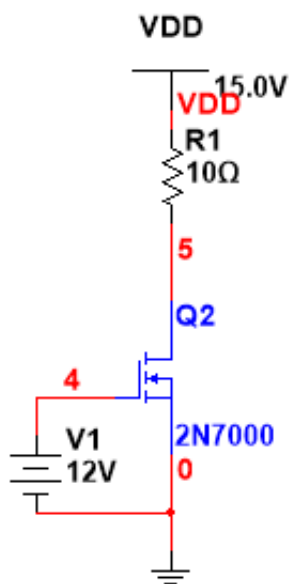


图 11: 转移特性测量电路

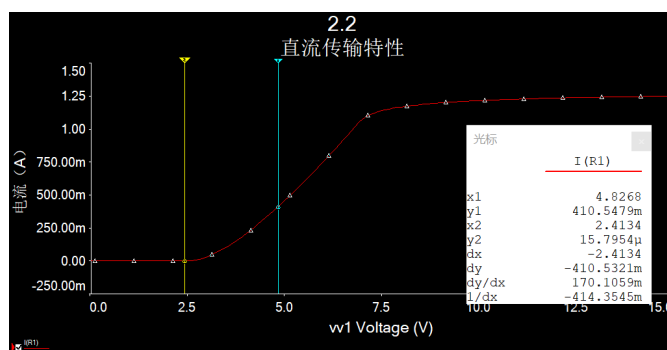


图 12: 转移特性测量结果

增大 \dot{A}_u 从 \dot{A}_u 的表达式中可知, 增大 R_d 则可以增大 \dot{A}_u 。将 R_d 增大到 $25\text{k}\Omega$, 测得 $U_i = 3.536\text{mV}$, $U_o = 845.366\text{mV}$, 则 $\dot{A}_u = 239.07$ 。

增大 R_i 从 R_i 的表达式中可以看到, 增大 R_{g3} 可以增大 R_i 。将 R_{g3} 增大到 $6\text{k}\Omega$ 。测得 $U'_i = 3.536\text{mV}$, $U_i = 1.985\text{mV}$, 则 $R_i = 6.40\text{k}\Omega$ 。

减小 R_o 从表达式中可知, 减小 R_d 即可减小 R_o 。将 R_d 减小到 $15\text{k}\Omega$, 测得 $U'_o = 508.074\text{mV}$, $U_{oL} = 290.733\text{mV}$, 则 $R_o = 14.95\text{k}\Omega$ 。

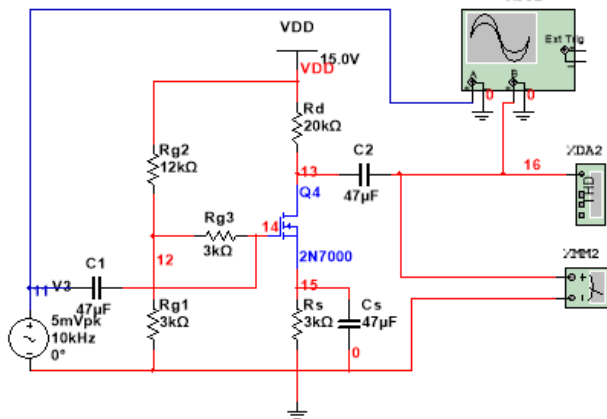


图 13: 仿真 2-2 电路

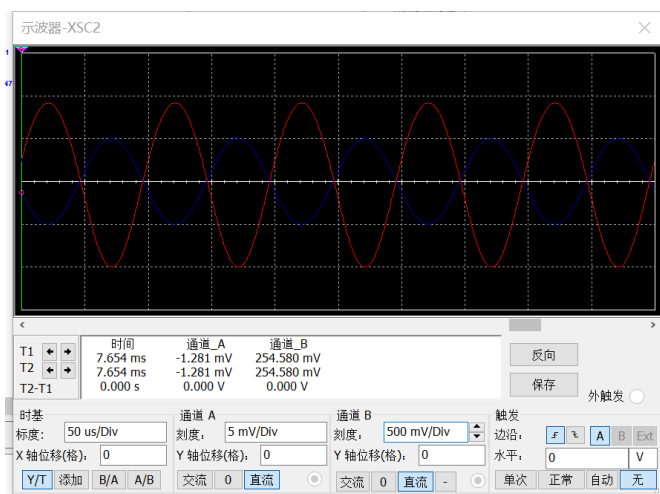


图 14: 仿真 2-2 波形图

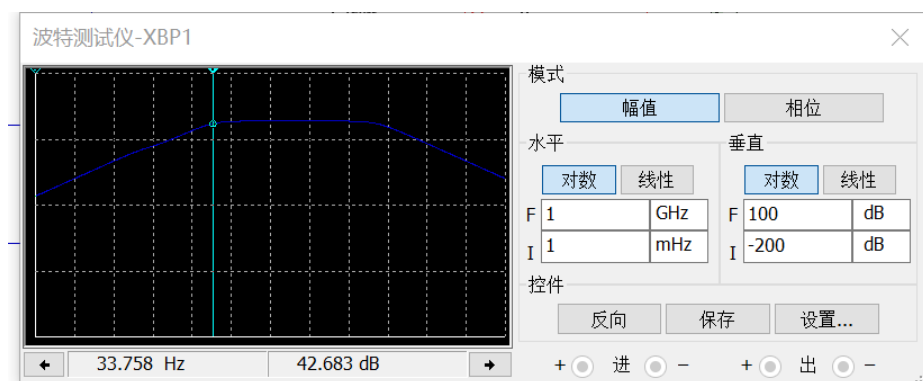


图 15: 仿真 2-2 幅频特性

增大 f_H 高频截止频率与 MOS 的电容有关，其回路中的电阻越大，时间常数越大， f_H 越小。所以减小回路电阻可以增大 f_H 。将 R_{g1} 、 R_{g2} 、 R_{g3} 减小 1000 倍，测得 $|\dot{A}_{u(\max)}| = 45.673\text{dB}$ ，则截止频率对应 $|\dot{A}_u| = 42.673\text{dB}$ ，测得 $f_H = 522.111\text{kHz}$ 。

可见该电路的特点是放大倍数大、输入电阻可以任意调节而不改变放大倍数、输出电阻取决于 R_D 阻值、高频和低频截止频率比较低。

6. 调整电路参数或输入信号大小，使输出波形产生失真，分析是何种失真，可采取哪些措施消除并进行实验验证。

通过调节 R_{g1} 即可方便地调整栅极电位。我将 R_{g1} 增大，则此时 U_{GS} 增大，导致 Q 点会更加接近于可变电阻区，从而出现底部失真。波形如图 16。

解决办法也很简单，只要通过改变 R_d 的阻值就可以改变交流负载线的斜率，从而使得 Q 点更加接近于恒流区。将 R_d 改为 $10\text{k}\Omega$ 后波形如图 17 所示。

仿真题 2-3: 利用晶体管或者 MOS 管设计一个集成运放。晶体管可选用 2N2222A 和 2N3702，电源电压可选 $\pm 15\text{V}$ 。MOS 管可选用 2N7000 和 BST100，电源电压可选 $\pm 5\text{V}$

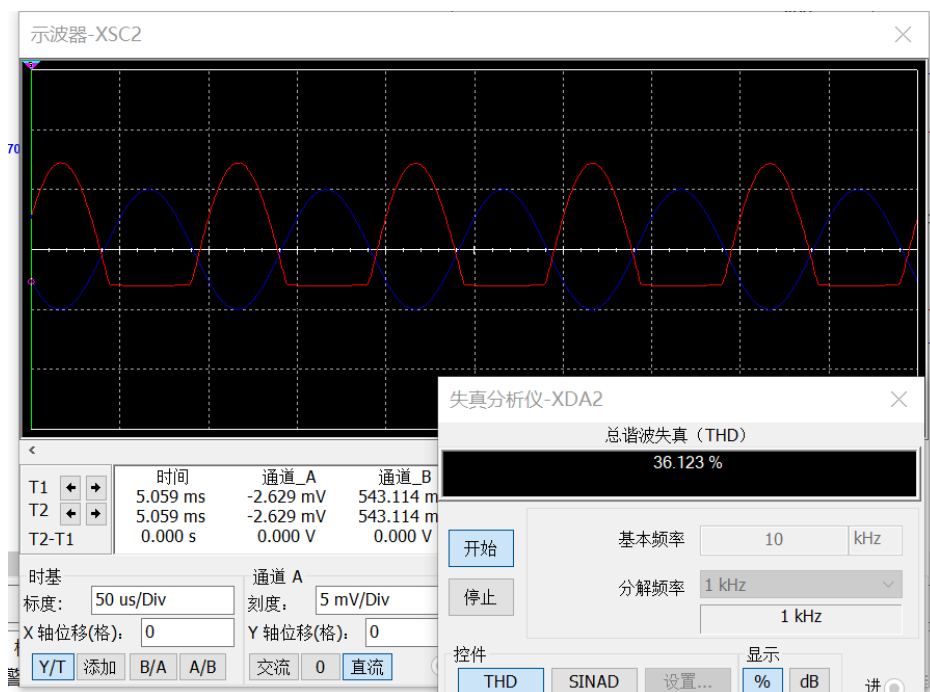


图 16: 仿真 2-2 失真波形

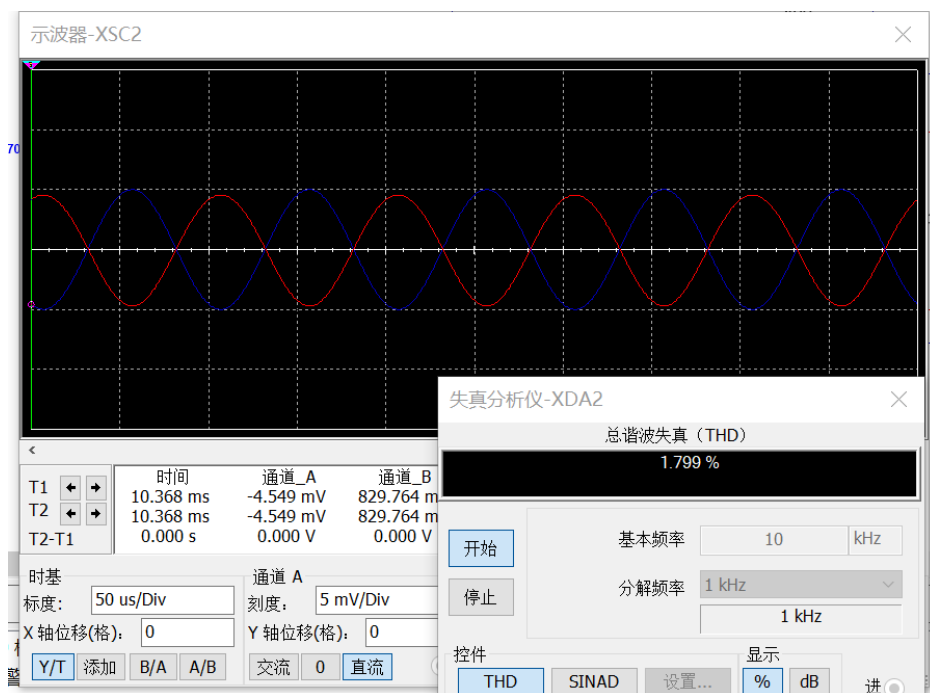


图 17: 仿真 2-1 失真消除

1. 设计并调整电路参数，使电路具有合适的静态工作点，测量静态工作点。

运放电路如图 18 所示。该运放由叶老师上传的“直接耦合多级放大电路”为基础改进而成，其中的电流源使用镜像电流源来替代，并通过调节滑动变阻器的阻值将电流源调整到合适的值。

我使用直流工作点分析的方法测量了几个关键节点的电压，如图 19 所示。从中可以看到，V(1) 为管

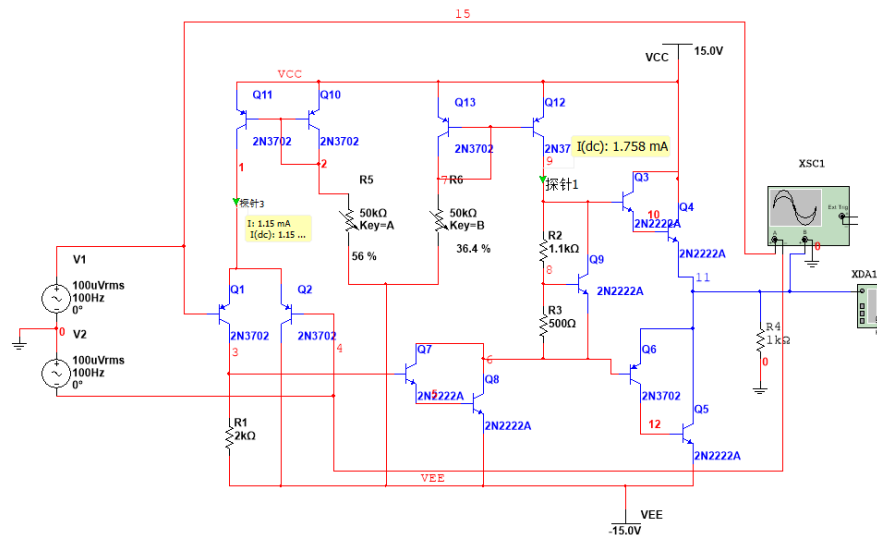


图 18: 集成运放电路图

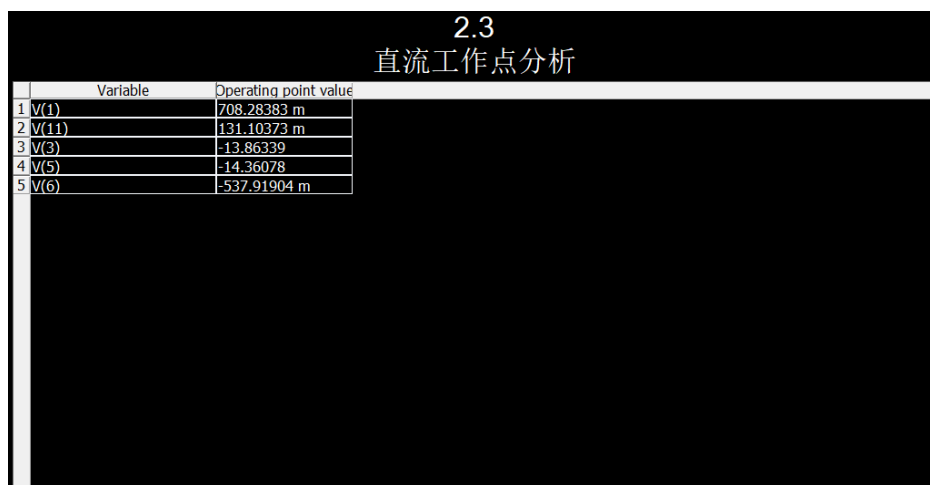


图 19: 集成运放静态工作点

压降，即 U_{BEQ} ； $V(1)-V(3)=14.57V$ 为 U_{CEQ} 的值，可见当前差分放大电路确实工作在放大区； $V(3)$ 与 $-V_{EE}$ 相差约两个 U_{BEQ} ； $V(6)-(-V_{EE})>V(6)-V(5)$ ，且两者均远远超过 $U_{CE(sat)}$ ，可知中间级的复合管也正常工作在放大状态； $V(11)$ 是输出级的静态电压，仅为 $0.131A$ ，可见该放大电路的静态功耗较小。用失真度仪检测当前的波形失真度状况，如图 20 所示。可见失真度仅为 0.368% ，说明波形已经相当完美了。

2. 测量动态参数 \dot{A}_u 、 R_i 、 R_o 、 f_{bw} 、 f_c 、 U_{IO} 、 I_{IO} 、 I_{IB} 、 SR ，并说明电路的特点。

\dot{A}_u 利用示波器可以看到输入和输出波形，如图 21 所示。则

$$\dot{A}_u = \frac{5.780}{282.842\mu} = 20435.43 \quad (13)$$

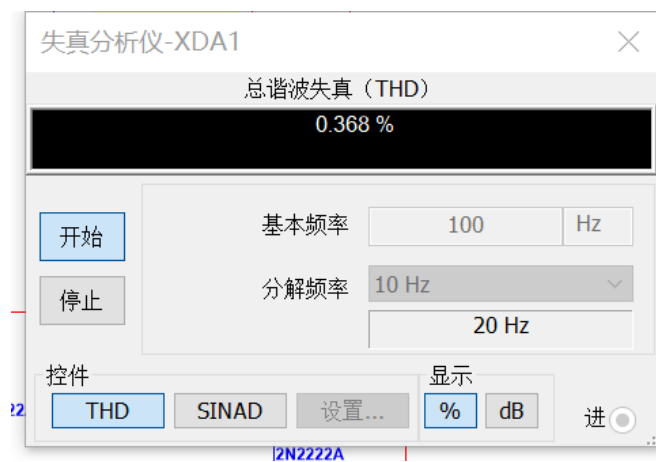


图 20: 运放输出波形失真度检测

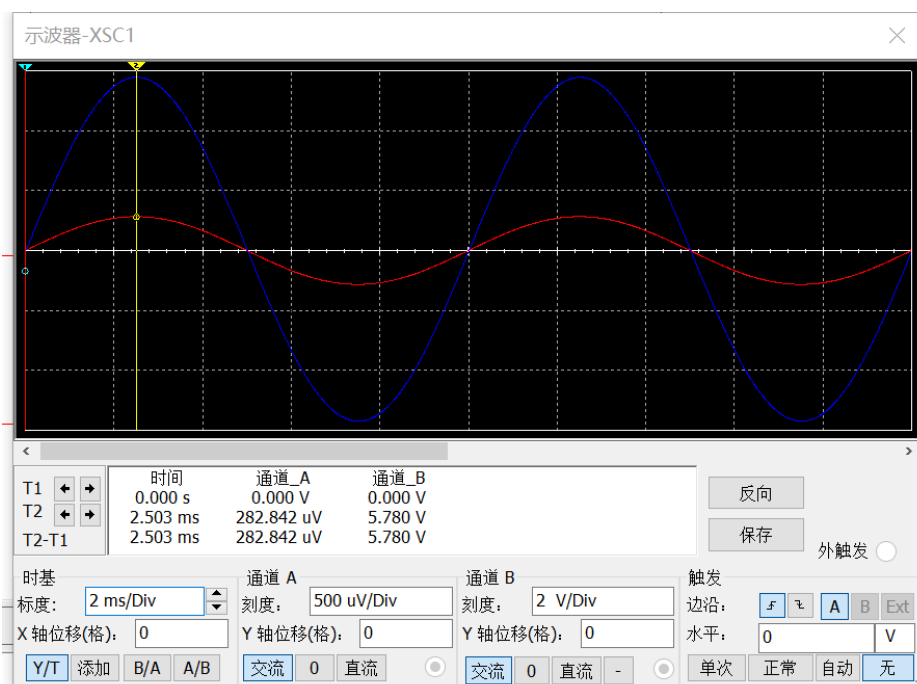


图 21: 运放输入输出波形

R_i 测量 R_i 的方法与仿真 2-1、2-2 中测量的方法类似，电路如图 ?? 所示。测量波形如图 23 所示。则

$$R_i = \frac{106.506}{282.842 - 106.506} \times 50\text{k}\Omega = 30.200\text{k}\Omega \quad (14)$$

R_o 测量 R_o 的电路如图 24 所示。测得 $U_{oL} = 3.381\text{V}$, $U'_o = 5.789\text{V}$ 。则

$$R_o = \left(\frac{5.789}{3.381} - 1 \right) \times 3\Omega = 2.137\Omega \quad (15)$$

f_{bw}, f_c 使用交流分析，画出频率响应，如图 25 所示。从中可知 $f_L = 0$ ，这是由于该运放为直接耦

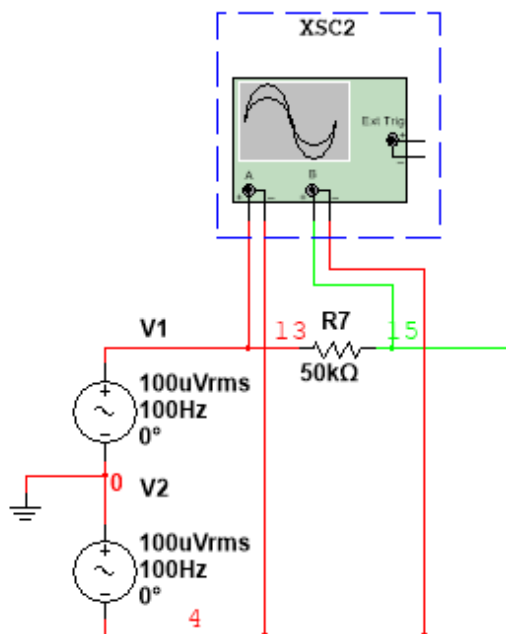


图 22: 运放输入电阻测量电路

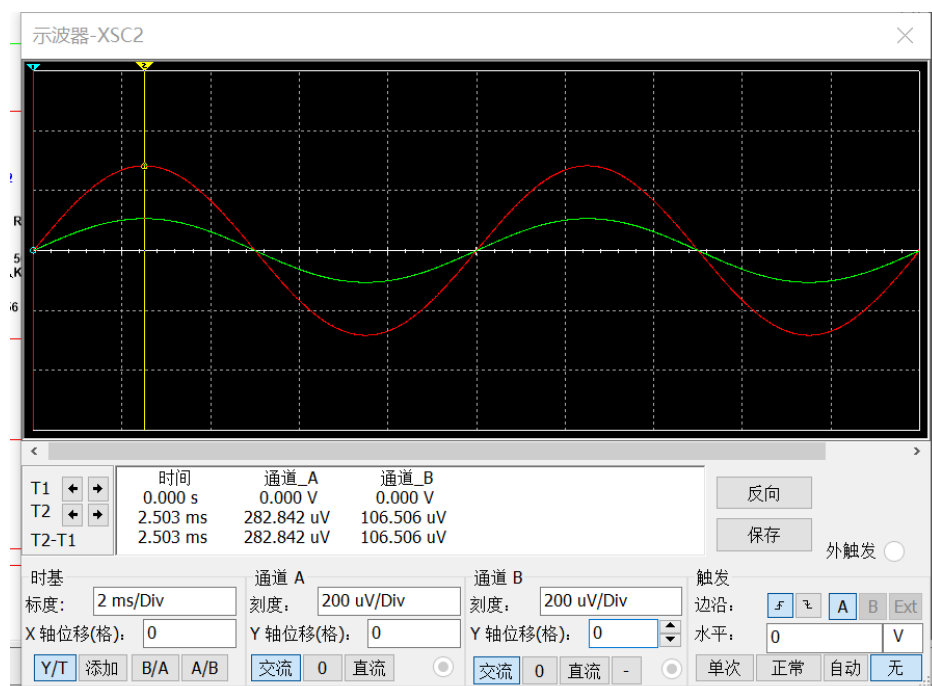


图 23: 运放输入电阻测量波形

合，没有耦合电容或旁路电容的影响，故低频时放大倍数不受影响；而高频时晶体管的极间电容会有影响，导致出现截止频率。读出 $f_H = 12.68\text{MHz}$ 。则 $f_{bw} = f_H - f_L = 12.68\text{MHz}$ 。读取放大倍数为

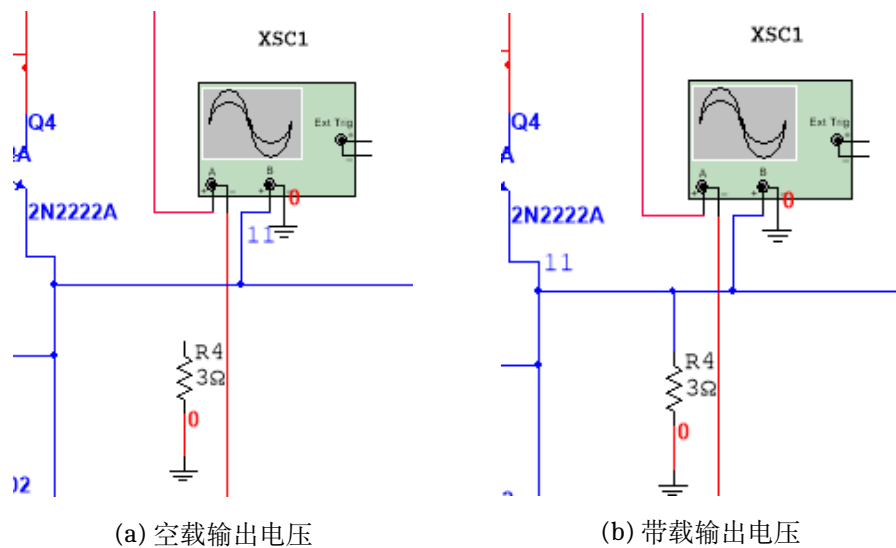


图 24: 输出电阻测量电路

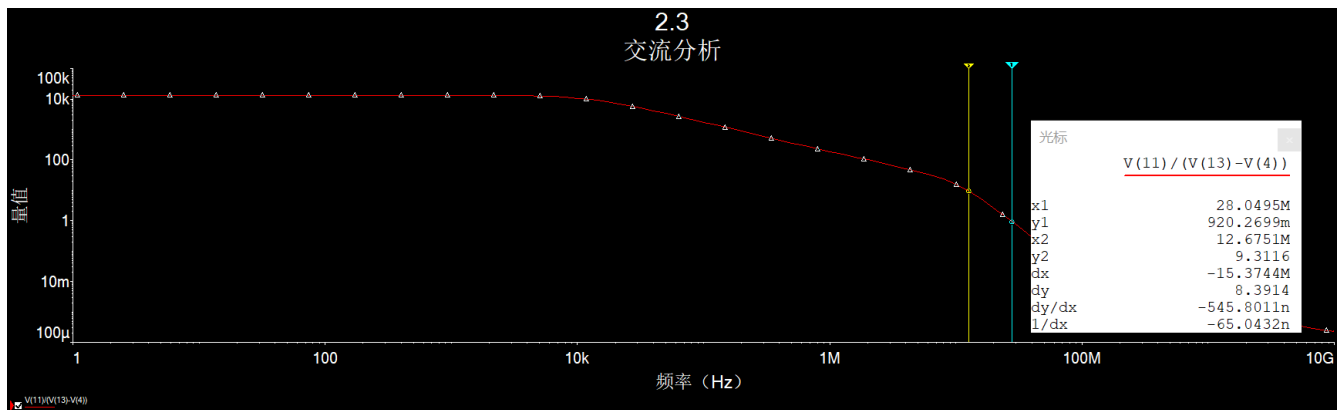


图 25: 运放频率响应

1 时的频率可知 $f_c = 28.05\text{MHz}$ 。

U_{IO} 根据之前测得的直流工作点可放大倍数，可以直接计算得到：

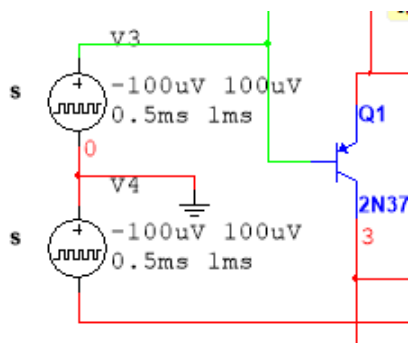
$$U_{IO} = -\frac{U_{O|u_I=0}}{A_{od}} = -\frac{131.104\text{mV}}{20435.43} = -6.416 \times 10^{-6} \quad (16)$$

I_{IO}, I_{IB} 使用直流工作点测量 I_{B1} 和 I_{B2} 。结果如图 26。则有

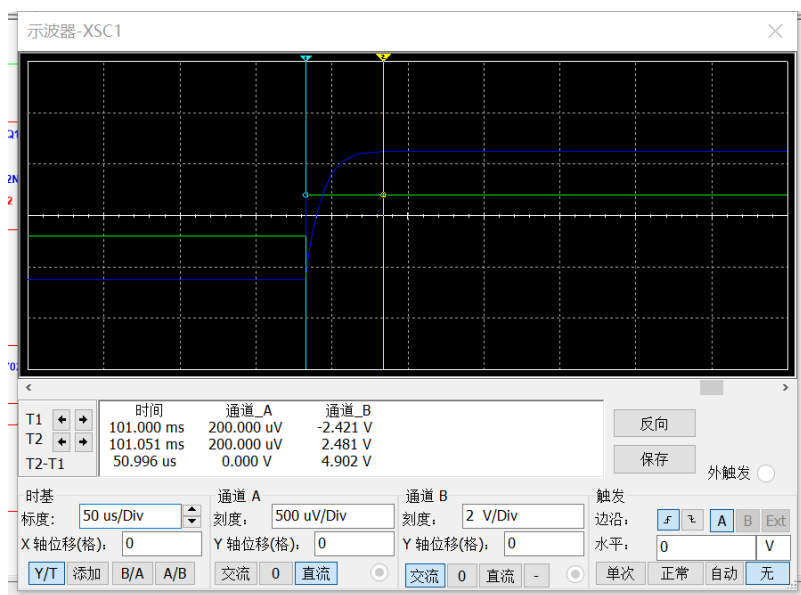
$$\begin{aligned} I_{IO} &= |I_{B1} - I_{B2}| = 0A \\ I_{IB} &= \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2} = 4.09623\mu A \end{aligned} \quad (17)$$

$I(Q1[IB])$	4.09623 u
$I(Q2[IB])$	4.09623 u

图 26: I_{B1} 和 I_{B2} 测量



(a) 电路



(b) 波形

图 27: SR 测量电路及波形

SR 将输入的正弦信号变成方波信号，并测量输出波形，如图 27。则

$$SR = \left| \frac{dU_O}{dt} \right|_{\max} = \frac{4.902V}{50.996\mu s} = 96125V/s \quad (18)$$

可以总结出该电路具有特点如下

- 放大倍数大、输出电阻小、输入电阻大。
- 通频带比较窄。
- 失调电压、失调电流很小。
- 转换速率大。

仿真题 2-4: 选做：设计一个负反馈放大电路，使其产生自激振荡，然后研究消除办法并将其消除。

首先由自激振荡的条件

$$\begin{cases} |\dot{A}_u \dot{F}| = 1 \\ \varphi_A + \varphi_F = (2n+1)\pi, n \in \mathbb{Z} \end{cases} \quad (19)$$

在相频特性上找到相位大约为 π 的点，可知此时的放大倍数约为 8。设计负反馈电路如图 28 所示。其中

$$F = \frac{R_7 // R_i}{R_7 // R_i + R_8} \approx \frac{2 // 30}{2 // 30 + 13} = 0.126 \approx \frac{1}{|\dot{A}_u|} \quad (20)$$

用示波器测量输出波形，如图 29，可见已经产生了自激振荡，且震荡的幅度已经超过 1V。

为了消除自激振荡，可以在放大电路中加入补偿电容，如图 30 所示。

该电容可以改变运放的相频特性，使得不稳定点移到大于 f_c 的范围内，从而消除自激振荡。图 31 是加入补偿电容之后的波形，可见经过了超过 200s 的仿真时间仍然没有产生自激振荡。

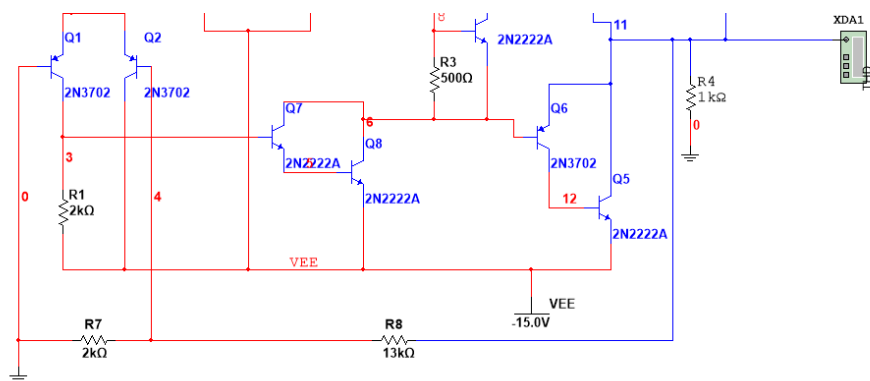


图 28: 自激振荡电路图

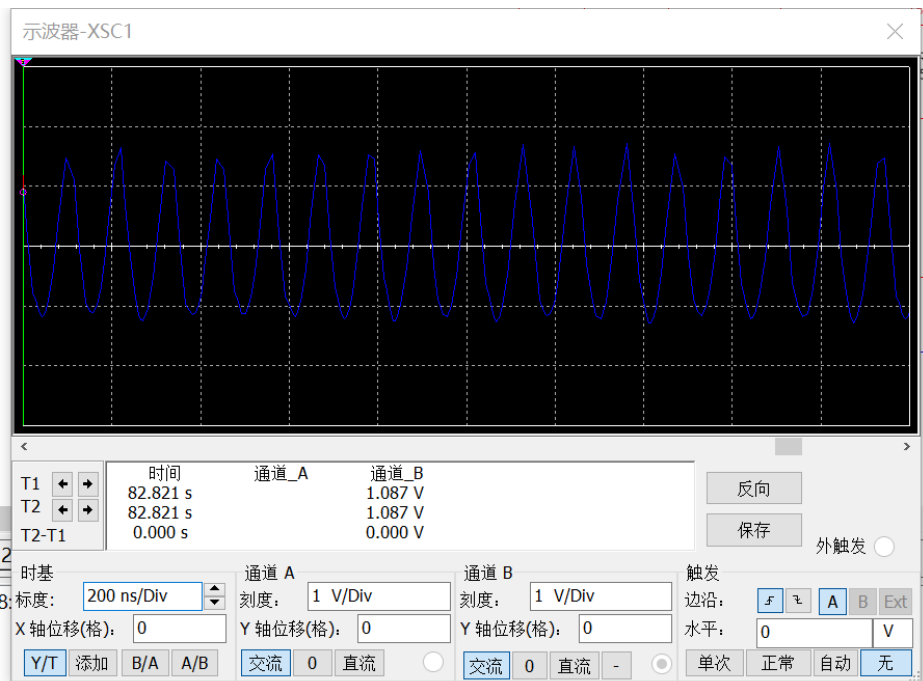


图 29: 自激振荡波形

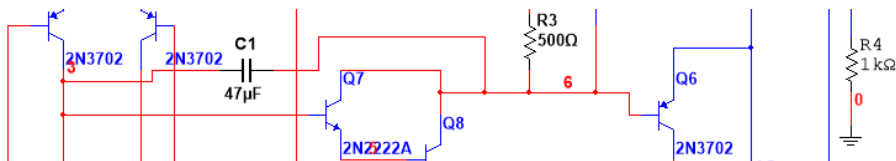


图 30: 自激振荡消除电路

2 仿真中遇到的问题及解决方法

本次仿真中主要遇到了如下几个问题:

1. 放大电路工作点难以调节。仿真 1 和 2 中的放大电路的工作点调节的过程比较复杂, 需要在保证波形不失真的情况下尽量增加放大倍数。在实际的调节过程中, 我使用理论估算和仿真测量结合的方法

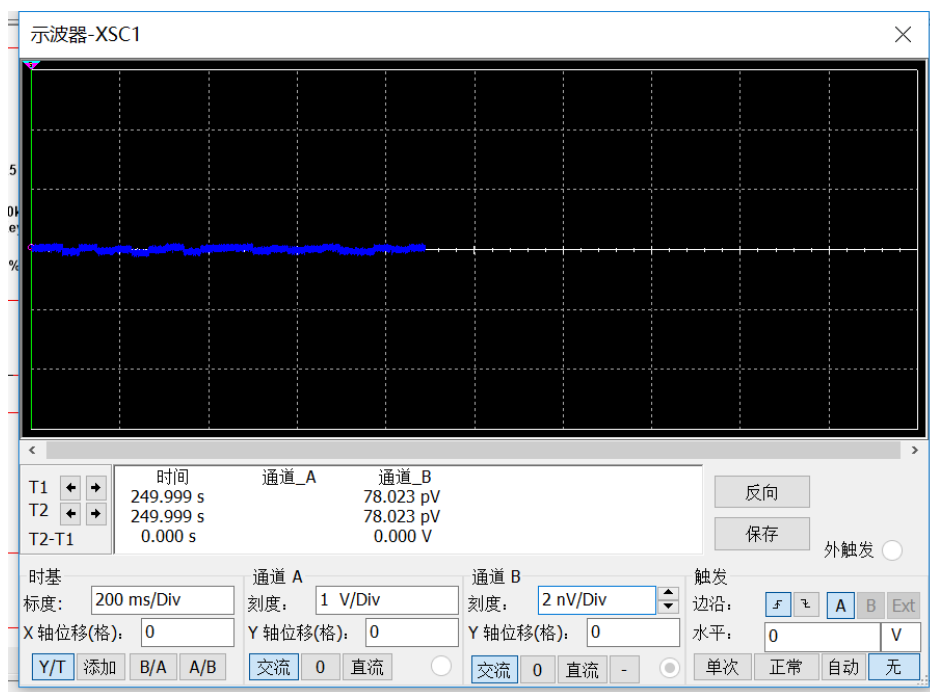


图 31: 消除自激振荡波形

法，最终将静态工作点调节到合适的位置。

2. 运放静态工作点的调节。运放中两个电流源的调节比较重要，为了精确地调节电流源的值，需要不断改变电阻的取值。后来，我发现 Multisim 中有一个非常好用的仪器：探针。只要在导线上放置一个探针，便可以实时显示电流。我使用快捷键来调节滑动变阻器的阻值，并不断增大调节精度，最后将电流调节到了合适的值。
3. 自激振荡的产生。由于之前没有学过这个内容，我刚开始只是通过自己的猜测来调节，然而效果并不好。这时我意识到应该需要一些理论依据，于是我自学了书上的相关内容，并根据自激振荡的条件来设计负反馈电路。自激振荡的产生是需要一定的时间的，刚开始我比较缺乏耐心，后来我将仿真开始后等待了较长的时间，果然产生了自激振荡。
4. 自激振荡的消除。这一部分的原理课上也没有详细讲过，但是一些经典的运放中都有类似的设计。我通过研究它们的电路，明白了电容的接法，从而消除了自激振荡。

3 收获和体会

通过本次仿真实验，我有以下几点收获和体会。

1. 对放大电路参数的测量更加熟练。在之前的模电实验仿真中，我们练习了测量放大倍数的参数，包括静态参数、动态参数 ($\dot{A}_u, R_i, R_o, f_L, f_H$)。之前由于初次接触，对这些测量方法和步骤不是十分熟悉。有了上次的经验，本次我做仿真测量时明显感到对测量过程更加熟练。此外，本次仿真中我还了解了如何测量运放的相关参数，这是之前没有尝试过的。

2. 更加熟练了放大电路的设计。本次仿真中的电路图都要求自己设计，相比之下，平时练习时遇到的 MOSFET 放大电路较少，所以我在调节 MOSFET 放大电路时花了较多的时间。运放的设计也让我更加明白了放大电路静态工作点设计合理的重要性。本次仿真我采用叶老师提供的电路进行修改，相比之下减少了很大的难度。想必老师在调节电路参数的时候一定也花了很多时间。非常感谢叶老师的辛苦付出。
3. 熟悉了一些 Multisim 中的仪器。本次实验中，我学会了使用 Multisim 中的一些仪器：失真度仪、波特测试仪、探针。失真度仪可以定量地检测波形的失真，在前两个仿真任务中失真的调节十分必要；波特测试仪可以方便地看出电路的幅频特性和相频特性。不过，我的 Multisim 版本中无法调节波特仪仿真的频率范围，导致有时想要观察更高频率的特性时无从下手，这时我就会不得不又切换到交流扫描的方法；探针可谓是一个非常方便的工具，它可以用来测量电流、电压等一系列参数，且操作十分简便。我在调节运放中的镜像电流源的时候使用探针来实时检测电流状态，很方便第调整好了静态工作点。
4. 提前了解了运放的负反馈相关知识。选做任务中要求设计电路使得运放产生自激振荡，然而我们课上还没有讲授到这方面的内容。于是我通过看教材，了解了自激振荡产生的条件，并以此为理论基础，终于调节出了自激振荡。自激振荡的产生比较缓慢，有时需要一定的耐心。通过消除自激振荡的过程，我也对之前看到的实际运放中的补偿电容的作用有了更加清楚的认识。

参考文献

- [1] Zetex - 2N7000 N-channel enhancement mode vertical DMOS FET datasheet.
https://www.diodes.com/assets/Datasheets/products_inactive_data/2N7000.pdf