



南京大學

NANJING UNIVERSITY

集成电路学院实验报告

姓 名 :	张乐天	学 号:	221900182
专 业 :	集成电路设计与集成系统	年 级:	2022
课程名称:	模拟电路实验		
实验名称:	放大电路——单级放大与负反馈放大		
实验时间:	2023-2024 学年第二学期	实验教室:	科创大厦 2 号实验室
实验成绩:		指导教师:	田静

评阅意见:

评阅教师签字:

1 实验目的

- 1) 熟悉电子仪器测量具体电路的参数的方式，学习电路静态参数的设置方式与动态参数的测算方式；
- 2) 分析 BJT 晶体管共射放大电路的直流特性与交流特性；
- 3) 分析多级放大电路中，负反馈的引入对放大电路放大性能的影响。

2 实验仪器与主要器材

仪器：

双踪示波器：RIGOL DS2302A

万用表：RIGOL DM3058E

函数发生器：RIGOL DG2102

电源：RIGOL DP832

硬件：

模拟电路综合实验箱（晶体管放大器电路）

三极管 S9013

导线若干

软件：

NI Multisim 14.3 (Education Edition)

3 实验原理

利用 BJT 搭建放大电路时，要根据信号的放大要求设立电路的静态参数，即确定静态工作点。根据静态工作点附近的器件参数做一阶线性近似确定交流参数。

3.1 电路搭建

单级放大实验电路为共射极放大电路，信号由基极输入、集电极输出，发射极作为公共极。这里具体采用基极分压式射极偏置共射极放大电路，如图 1 所示。

此种偏置方式的温度稳定性较好^[1]，这是因为在直流通路中，基极电压由 $R_{b1}(+R_p)$ 、 R_{b2} 对 V_{CC} 的分压实现，因此基极电位 V_{BQ} 基本不变。当环境温度升高时候，BJT 的反向饱和电流与放大系数均会增大，这会使得 $I_{CQ} \approx I_{EQ}$ 增大。由于射极电阻 R_e 的存在，而 $V_{EQ} = I_{EQ}R_e$ ，因

此射极点位 V_{EQ} 上升, 使得 V_{BEQ} 减小, 从而 I_{BQ} 减小, 抑制了 $I_{CQ} \approx I_{EQ}$ 的增大。

实际上, 这里引入了电流负反馈, 射极电阻 R_e 即为引入的反馈电阻。

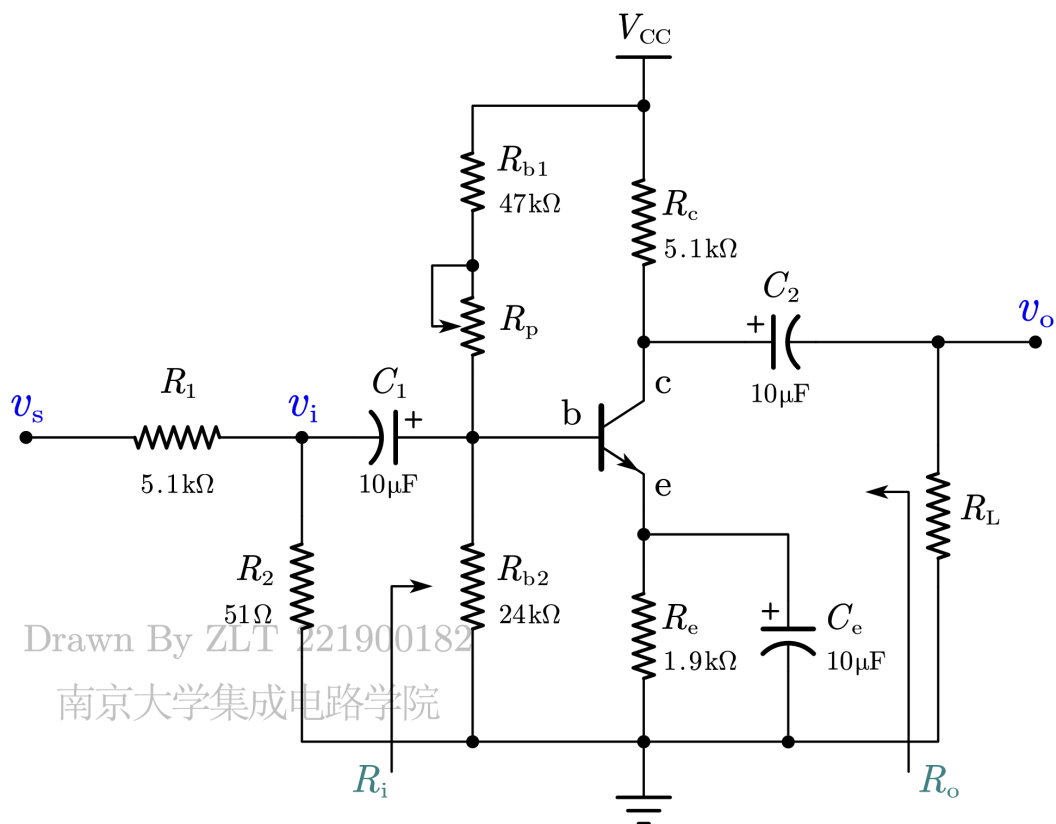


图 1 单级放大实验电路——基极分压式射极偏置共射极放大电路

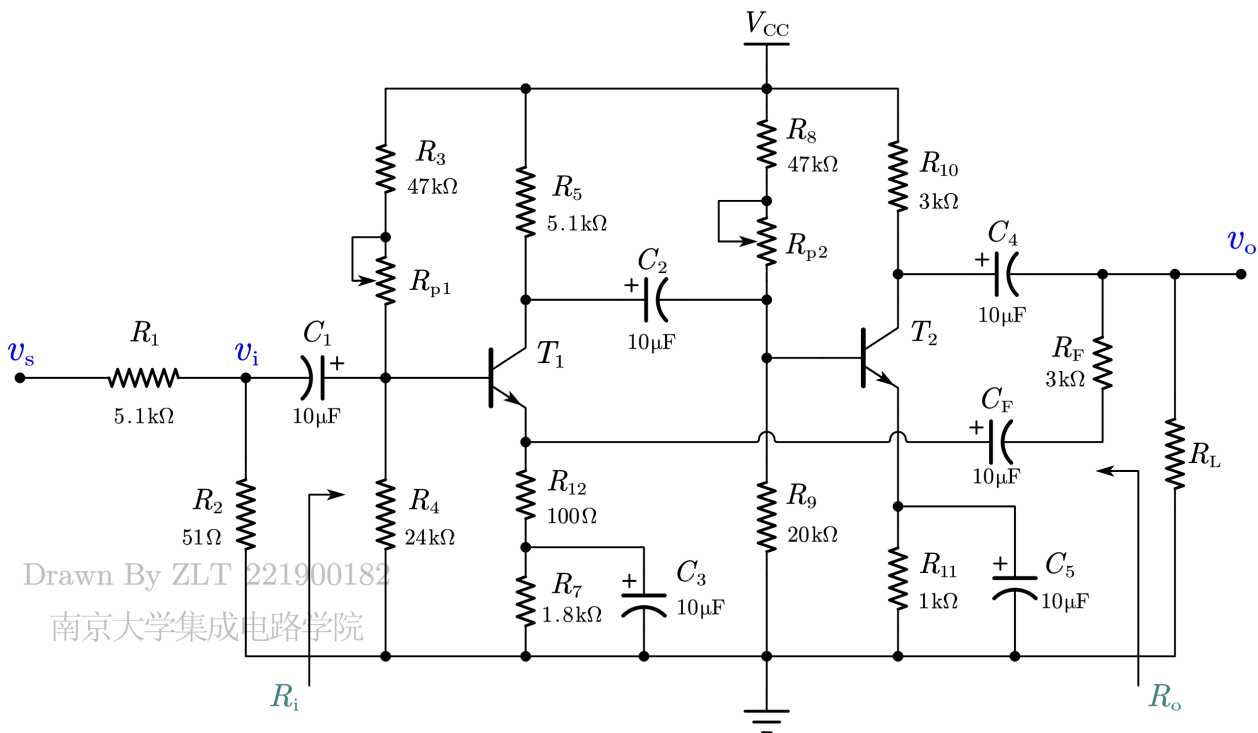


图 2 负反馈放大实验电路

对于负反馈放大电路，两级均为基极分压式射极偏置共射极放大电路，电路图如图 2 所示。其中， R_F 与 C_F 串联，为电路引入了电压串联负反馈。

由于电压串联负反馈的存在，放大电路的放大倍数会降低，但放大带宽会增大。反馈的具体效果受到电路参数与反馈系数的影响。

3.2 静态参数与放大系数 β

在具体分析交流通路之前，需要测试实验所用晶体管 S9013 的相关器件参数，主要是交流放大系数 β 的确定。

根据图 1，调节 R_p 可以调节 BJT 的静态工作点，使其工作在不同的放大状态。结合电阻阻值与各点的电位可以测算获得不同静态工作点下的 I_{BQ} 与 I_{EQ} ，从而计算 β 。

静态参数确定后，电路的交流信号便可确定。一般静态工作点会取在 $V_{CC}/2$ 附近，这里为 6V，这样能够使信号放大的幅值尽可能大。

3.3 交流参数

电路的交流参数（或者小信号模型）是由静态工作点处器件特性的一阶线性展开近似得到的。在低频情况下，会受到电路电抗元件的影响；在高频情况下，需要考虑器件自身的电抗特性。因此，幅频特性曲线往往在中频区存在通带。

在中频区，可以忽略所有电抗元件的影响，因而可以分析交流通路的输入电阻与输出电阻。其测量原理与直流电路相似，仅仅全部改变为使用交流信号。

由于在负反馈电路中引入了反馈，减小了放大倍数，因而通带被展宽。

4 实验过程

4.1 β 值测量

4.1.1 硬件测试

在图 1 中，通过调节 R_p 来改变 V_C ，分别使得 $I_C = \frac{V_{CC}-V_C}{R_C}$ 为 0.5mA、1mA 与 1.5mA。利用

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - V_{BQ}}{R_b} - \frac{V_{BQ}}{R_{b2}}$$

$$\beta = \frac{I_C}{I_B}$$

两式计算 I_B 与 β ，其中 $R_b = R_{b1} + R_p$ 。记录电路静态参数数据如表 1 所示。

表 1 β 值测量

I_{CQ} (mA)	V_{CQ} (V)	测量值		计算值	
		V_{BQ} (V)	R_b (k Ω)	I_{BQ} (μ A)	β
0.5	9.45	1.56	154.7	2.485	201.2
1	6.90	2.53	75.9	4.828	207.1
1.5	4.35	3.49	55.7	7.366	203.6

从表 1 中 β 的测量值可以估算出，该三极管工作在放大区时的 β 值在 205 左右。

4.1.2 软件仿真

通常， β 不是个常数，一般会随 I_B 的增大而增大。在 Multisim 中搭建如图 3 所示电路图，直流参数扫描仿真后可得到如图 4 所示结果。可知， β 确实随 I_B 的增大而增大。

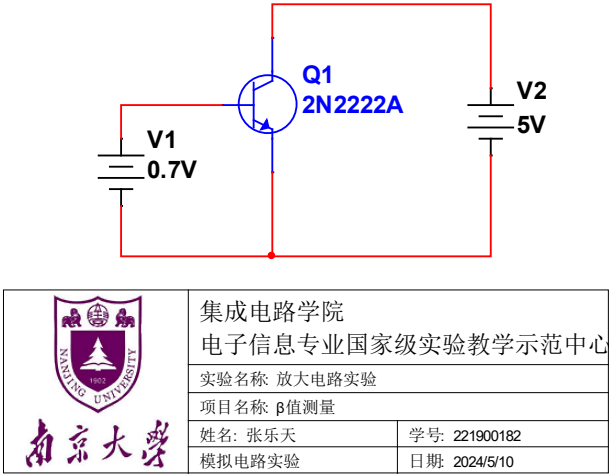


图 3 β 值测量电路

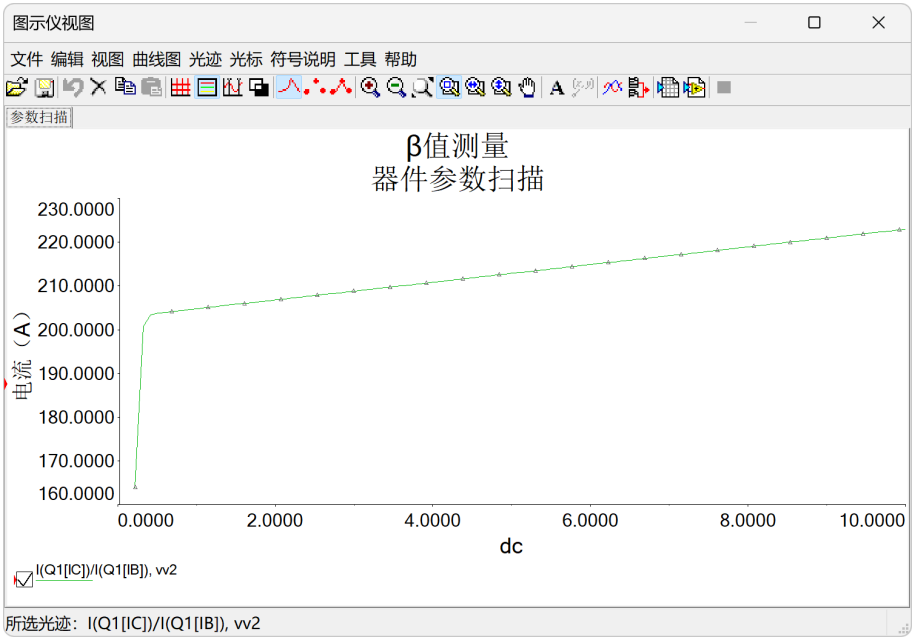


图 4 直流参数扫描 β 值

4.2 单级放大电路静态工作点设定与调整

在图 1 所示电路中，通过调节 R_p 使得 $V_{CQ} = 6V$ ，测算电路中相关参数，得到表 2。

表 2 单级放大电路静态工作点调整

测量值			测量计算值		
R_b (k Ω)	V_{BQ} (V)	V_{EQ} (V)	I_{BQ} (μA)	I_{CQ} (mA)	β
72.9	2.87	2.24	5.657	1.176	207.9

该静态工作点下，三极管的 β 值测量值大于表 1 中的测量值，这种误差是允许的。同时这也印证了 4.1.2 中的仿真结果，表明三极管 β 不是个常数。

根据图 1，直流负载线可由 V_{CC} 与 R_c 、 R_e 确定，绘制如图 5 所示。其中输出特性曲线由 Multisim 仿真给出。

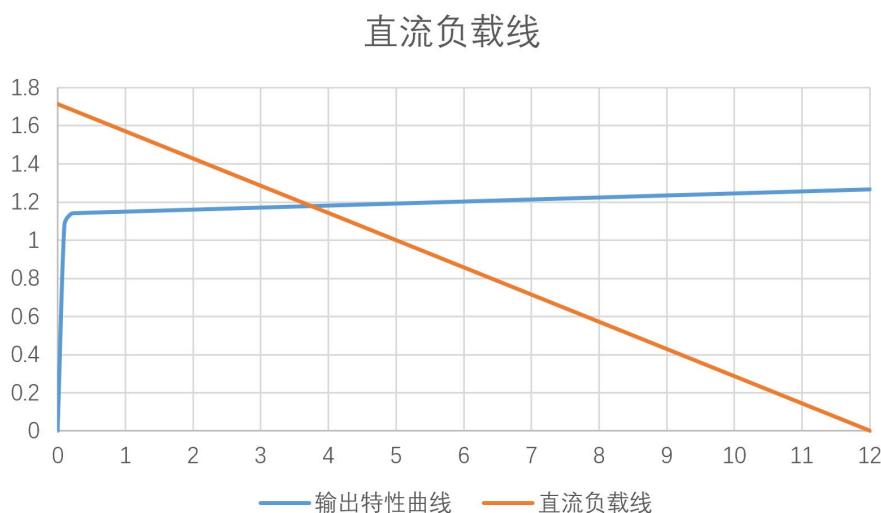


图 5 直流负载线

可以看出，交点在 3.7V 附近，表明静态工作点 $V_{CEQ} \approx 3.7V$ 。

4.3 单级放大电路动态特性分析

交流参数基于电路的静态参数，若未加改变，均保持图 1 电路的静态工作点 $V_{CQ} = 6V$ 。

4.3.1 通带交流放大倍数

在本实验电路中，在交流信号输入端有一个由 R_1 、 R_2 组成的 1/101 的分压器。这是因为，信号源是有源仪器，当其输出电压较小时，其输出的信噪比随输出信号的减小而降低；信号源的输出信号的最小幅值较大，直接做输入时会导致输出严重失真（实验所用函数发生器为 DG2102，其最小幅值可以满足该实验要求）。因此为了获得质量较好、信噪比较高的交流小

信号，这里采用分压电路，由 R_2 端提供 v_i 输入。

取输入信号频率 $f = 10\text{kHz}$ ，有效值 $(v_i)_{rms} = 3\text{mV}$ 。通过示波器观察 v_s 与 v_o 的波形，如图6所示。可以看到 v_s 与 v_o 的波形基本呈反向关系。其中 v_s 为一通道。

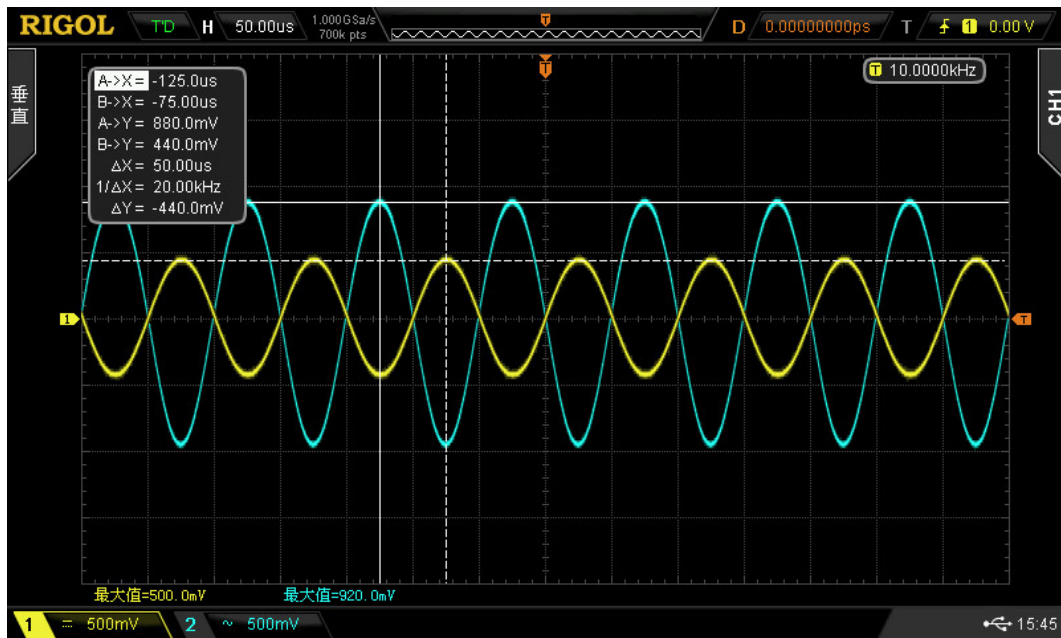


图 6 v_s 与 v_o 波形

将 R_L 断开，使电路空载，并保持输入信号频率 $f = 10\text{kHz}$ ，改变有效值 $V_i = (v_i)_{rms}$ ，测量 V_o ，测算结果记录如表 3。其中最后一行为 v_o 不严重失真时的最大输入值 $(V_i)_{max}$ 。

表 3 单级放大电路空载交流放大倍数

V_i (mV)	V_o (V)	A_v	
		由测量值计算	理论估算值
3	0.644	214.7	220.9
6	1.281	213.5	
9	1.896	210.7	
10	2.096	209.6	

随着 V_i 的增大，测量计算得到的增益 A_v 逐渐减小而且均小于理论估算值。这是因为三极管 β 值在放大区并不是恒定值，而是会随着 v_{CE} 的增大而增大，因此测量计算得到的增益 A_v 均小于理论估算值；通过仿真可知， β 值在放大区随着 v_{CE} 的增大而增大的量会逐渐变大，因此当输入信号幅值变大时，输出信号的幅值不会按照比例增大，即出现了线性失真。

当 $V_i = 10\text{mV}$ 时，波形如图 7 所示，可以看出顶部产生了失真。由于这里示波器采取了交流耦合，因此并不能具体看出失真情况，采用直流耦合会更清晰。

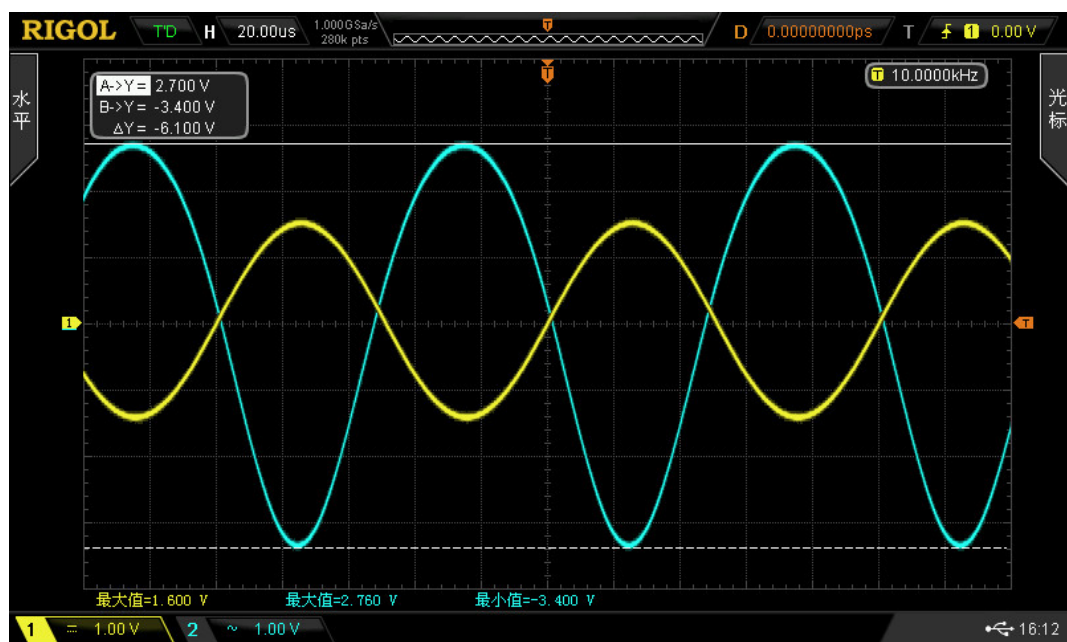


图 7 空载放大出现失真

将负载 R_L 接入，输入信号频率 $f = 10\text{kHz}$ ，有效值 $(v_i)_{rms} = 3\text{mV}$ ，测量 V_o ，测算结果记录如表 4。

表 4 单级放大电路有载交流放大倍数

R_L (k Ω)	V_i (mV)	V_o (V)	A_v	
			测量计算值	理论估算值
5.1k	3	0.329	109.7	110.4
2.2k	3	0.199	66.3	66.6

可绘制交流负载线如图 8 所示。可以发现，负载线交于同一点，即静态工作点 Q。

负载线 ($V_c = 6\text{V}$)

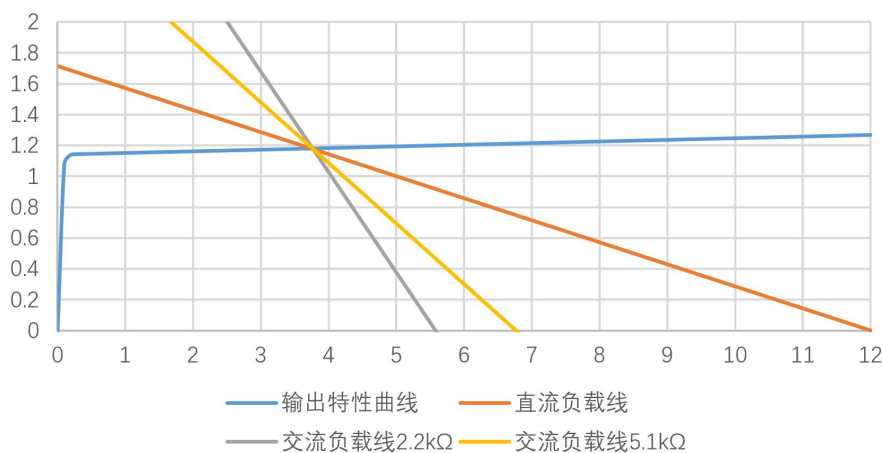


图 8 交流负载线

4.3.2 幅频特性

保持输入信号有效值 $(v_i)_{rms} = 1\text{mV}$ 不变, 改变信号频率 f , 寻找 $V_o = (v_o)_{rms}$ 的最大值 V_{oM} , 即寻找通频带下 \dot{A}_{vM} , 这是因为

$$20\lg\left|\frac{\dot{A}_v}{\dot{A}_{vM}}\right| = 20\lg\left|\frac{V_o}{V_{oM}}\right|$$

这样, 仅需测量 V_o 便可计算放大系数的频率特性。

经测量, $f = 15\text{kHz}$ 附近有 V_{oM} , 进一步测算幅频特性如表 5 所示。

表 5 单级放大电路幅频特性

空载	$20\lg \dot{A}_v/\dot{A}_{vM} $ (dB)	-20	-16	-12	-10	-7	-3	0
	f (Hz)	72	134	240	310	480	980	3700
		7.7M	4.88M	2.91M	2.28M	1.44M	0.71M	0.1M
有载 $R_L = 5.1\text{k}\Omega$	$20\lg \dot{A}_v/\dot{A}_{vM} $ (dB)	-20	-16	-12	-10	-7	-3	0
	f (Hz)	110	160	260	350	490	1000	4700
		12.7M	8.8M	5.7M	4.5M	2.9M	1.4M	0.2M

根据表 5, 可绘制幅频特性曲线如图 9 所示。能够明显注意到, 有载情况下放大电路的上限频率 f_H 有所提升, 而且由表中数据可以估算, 带宽约展宽为原来的 2 倍。这是因为与空载情况相比, 有载情况下电路在通频带的增益 \dot{A}_{vM} 减小, 而减小的数量约为空载情况下的 $1/2$ 。这可以由电路的输出电阻 R_o 与负载 R_L 的大小关系以及增益-带宽积为常数得到。

单级放大电路幅频特性曲线

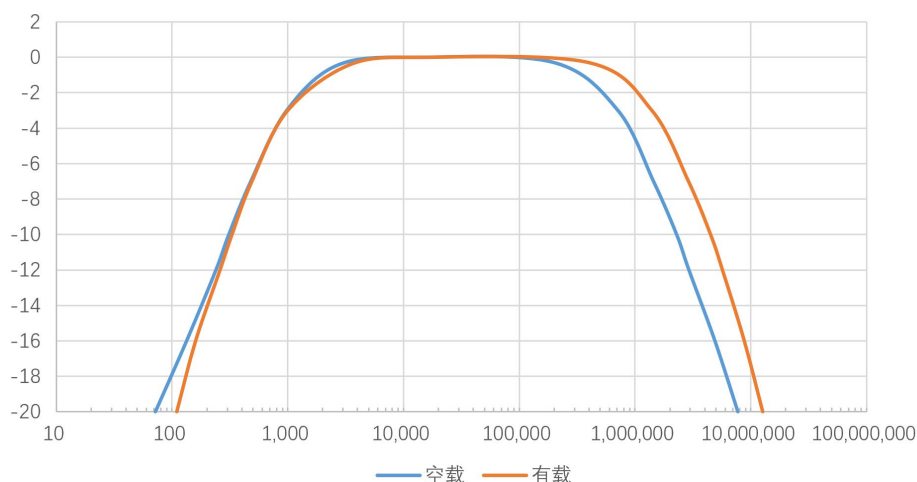


图 9 单级放大电路幅频特性曲线

4.3.3 非线性失真

在 Multisim 中搭建电路, 利用傅里叶分析可知谐波失真情况如图 10 所示。

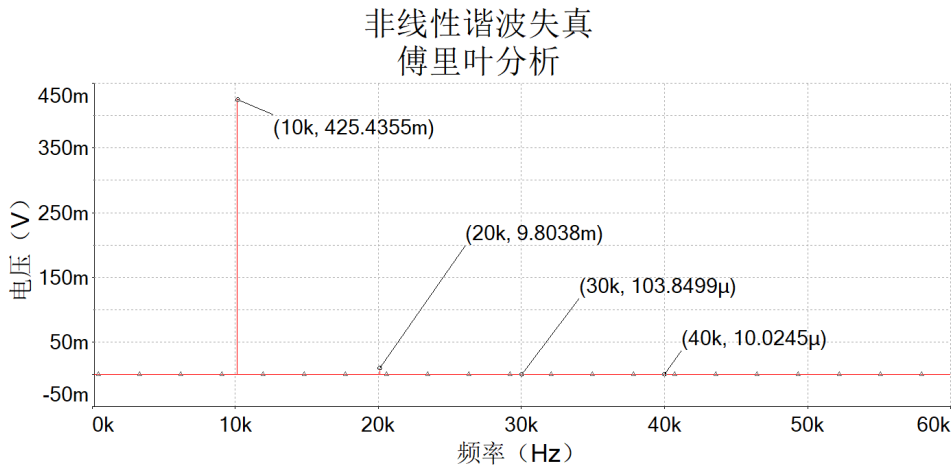


图 10 单极放大电路非线性失真

由图 10 可知，该单级放大电路的谐波失真很小，二次谐波谱线幅值仅约为基波幅值的 2%，高次谐波不超过 0.1%。说明电路的非线性失真很小，小信号模型的引入是合理的。

4.3.4 直流偏置的影响

当电路静态工作点变化时，会对信号放大产生影响。当工作点过高或过低时，输出信号 v_o 均会出现明显失真。具体对放大性能的影响如表 6 所示。

表 6 直流偏置对放大性能影响

R_p	V_B (V)	V_C (V)	V_E (V)	输出波形情况
最大	0.53	11.90	0.02	截止失真
适中	2.87	6.0	2.24	正常（反相放大）
最小	3.85	3.47	3.20	饱和失真

出现饱和失真与截止失真时，波形分别如图 11 与图 12 所示。

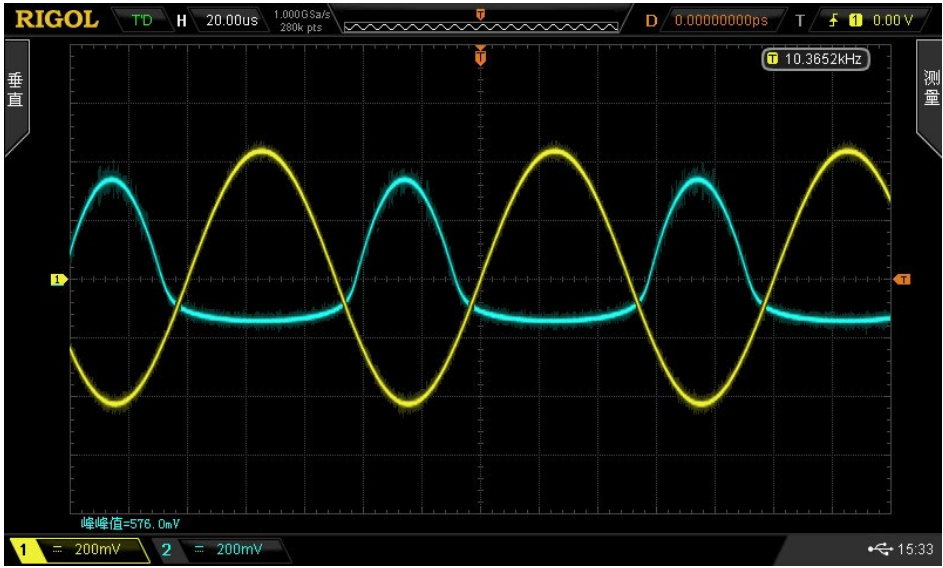


图 11 饱和失真

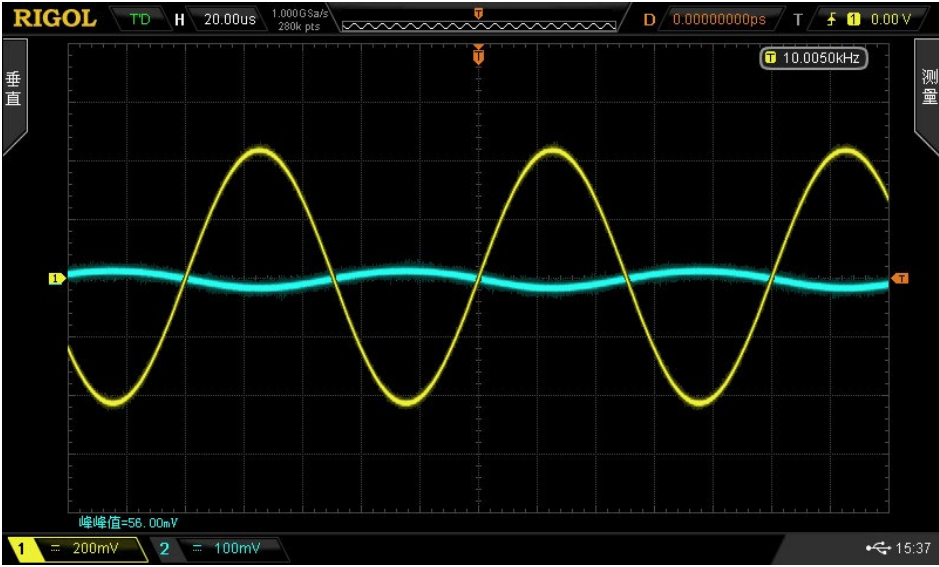


图 12 截止失真

4.3.5 输入电阻与输出电阻

对于交流信号，输入输出两端的等效电路如图 13 所示。

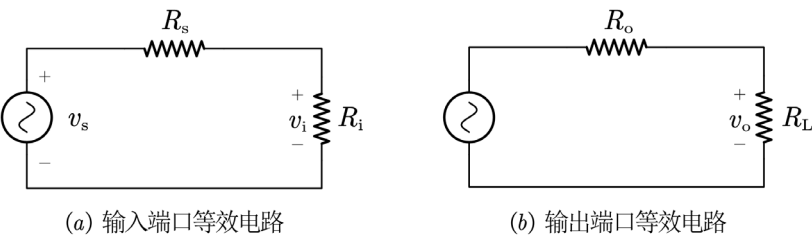


图 13 输入输出等效电路

不难推出，输入电阻与输出电阻的表达式为

$$R_i = \frac{R_s}{\frac{V_s}{V_i} - 1}$$
$$R_o = \left(\frac{V_o|_{R_L = +\infty}}{V_o|_{R_L = R_o}} - 1 \right) R_o$$

在测量输入电阻时，要接入负载，并将图 1 中电阻 R_2 断开，视 R_1 为 R_s ；在测量输出电阻时，需要将电阻 R_2 重新接入电路，恢复由 R_1 、 R_2 组成的分压器。测算的数据如表 7 所示。

表 7 单级放大电路输入输出电阻

输入电阻 R_i	V_s (mV)	V_o (mV)	测量计算值 (k Ω)	理论估算值 (k Ω)
	22.7	10	4.0	3.8
输出电阻 R_o	$V_o _{R_L = +\infty}$ (V)	$V_o _{R_L = 5.1k\Omega}$ (V)	测量计算值 (k Ω)	理论估算值 (k Ω)
	0.633	0.324	4.86	5.1

4.4 负反馈放大电路

根据图 2 搭建电路，预留 R_F 与 C_F 所在支路。

4.4.1 放大器静态参数

调节 R_{p1} 、 R_{p2} 使 V_{C1Q} 、 V_{C2Q} 均趋近于 6V，并分别将 R_F 与 C_F 所在支路断开、闭合，从而测量放大器的开环静态参数与闭环静态参数如表 8 所示。

表 8 负反馈放大电路静态参数

放大器状态	第一级			第二级		
	V_{B1Q} (V)	V_{C1Q} (V)	V_{E1Q} (V)	V_{B2Q} (V)	V_{C2Q} (V)	V_{E2Q} (V)
开环	2.866	6.003	2.242	2.637	6.008	2.002
闭环	2.866	6.003	2.242	2.637	6.008	2.002

从表 8 中可以发现，开环闭环对电路的静态参数没有影响，这是因为引入的负反馈中含有电容 C_F 。因此反馈回路对于直流是短路的，总是“开环”的。

4.4.2 放大器动态特性

同单级放大电路，放大器交流参数基于电路的静态参数，若未加改变，均保持图 2 电路的静态参数如表 8 所示，同时使负载 R_L 开路。

4.4.2.1 通带交流放大倍数

同 4.3.1 中所述，采用分压电路获得 v_i 。取输入信号频率 $f = 10\text{kHz}$ ，测算交流放大倍数如表 9 所示。

表 9 负反馈放大电路交流放大倍数

放大器状态	V_i (mV)	V_{c1} (mV)	V_o (mV)	电压放大倍数		
				A_{v1}	A_{v2}	A_v
开环	0.7	9.97	2028.4	14.24	2034.5	2897.7
闭环	1	0.54	30.43	0.54	56.35	30.43

可以看到，开环增益 $20\lg A_v = 69.2\text{dB}$ ，远远大于闭环增益。测量中，应当适当调大闭环状态下输入信号 v_i ，这样能使 V_{c1} 与 V_o 更大，从而使得测量更为准确。

4.4.2.2 幅频特性

同 4.3.2 中测算方式，保持输入信号有效值 $(v_i)_{rms} = 0.5\text{mV}$ 不变，发现当信号频率 $f = 10\text{kHz}$ 时，有 $V_o = (v_o)_{rms}$ 的最大值 V_{oM} 。

结合

$$20\lg\left|\frac{\dot{A}_v}{\dot{A}_{vM}}\right|=20\lg\left|\frac{V_o}{V_{oM}}\right|$$

可测算得到负反馈放大器开环与闭环的幅频特性如表 10 所示。

表 10 负反馈放大电路幅频特性

开环	$20\lg \dot{A}_v/\dot{A}_{vM} $ (dB)	-20	-16	-13	-10	-7	-3	0
	f (Hz)	124	165	215	281	394	720	2920
		620k	382k	264k	181k	120k	71k	20k
闭环	$20\lg \dot{A}_v/\dot{A}_{vM} $ (dB)	-20	-16	-13	-10	-7	-3	0
	f (Hz)	17.4	35.5	53.7	79	124	240	700
		-	-	-	-	-	10.7M	8.7M

根据表 10，可绘制幅频特性曲线如图 14 所示。

负反馈放大电路幅频特性曲线

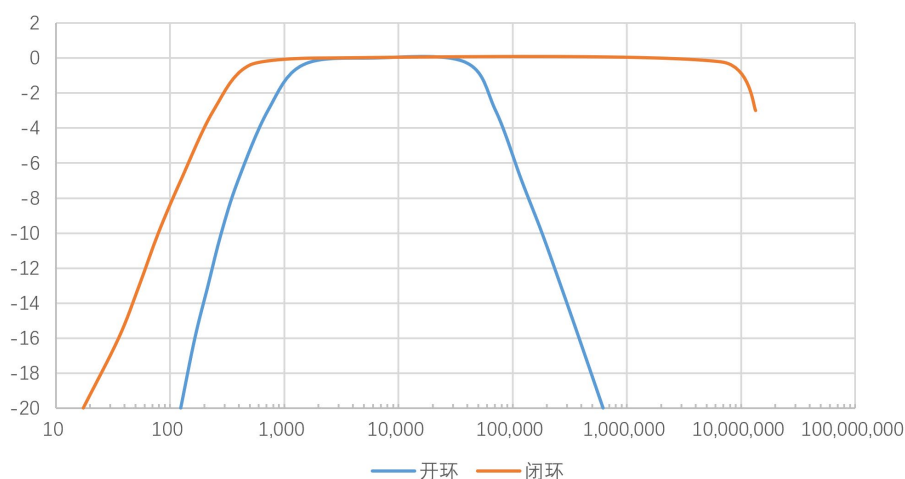


图 14 负反馈放大电路幅频特性曲线

图中，闭环的幅频特性曲线与开环相比，其通带明显展宽， f_L 明显减小而 f_H 明显增大。在这里，也可以进一步验证增益-带宽积为常数。

4.4.2.3 输入电阻与输出电阻

同 4.3.5 中测算方式，结合表 9 中测量得到的放大器增益 A_v ，得到负反馈放大电路的输入电阻与输出电阻如表 11 所示。表中理论估算输入输出电阻一栏可采取如下公式^[2]

$$R_{if} = (1 + A_v F_v) R_i$$

$$R_{of} = \frac{R_o}{1 + A_{vo} F_v}$$

其中，电压串联反馈系数 $F_v = R_1 / (R_1 + R_F)$ 。

表 11 负反馈放大电路输入输出电阻

输入电阻 R_i	放大器状态	V_s (mV)	V_o (mV)	测量计算值 (k Ω)	理论估算值 (k Ω)
	开环	50.2	34.6	10.76	10.6
输出电阻 R_o	闭环	50.3	38.7	17.01	17.7
	放大器状态	$V_o _{R_L=+\infty}$	$V_o _{R_L=1.5k\Omega}$	测量计算值 (Ω)	理论估算值 (Ω)
输出电阻 R_o	开环	1.421 V	0.495 V	2.81k	5.1k
	闭环	14.9 mV	14.62 mV	28.72	30.7

从表 11 中可以看出，引入电压串联负反馈后，放大器的输入电阻增大，而输出电阻明显减小。

5 实验小结

从晶体管放大电路的单级到两级，是一个系统逐渐复杂的过程。即使是单级放大电路，几乎一致的静态工作点，对于不同的晶体管，电路的具体参数也与同学的测量结果不同。同时，由于仪器的测量精度，以及可能引入的各种干扰与噪声的影响，对于各个量的测量测算的值都会产生误差。但是，与同学交流可以知道，测量结果的量级基本是一致的，这也与理论课程中的讲解是一致的，即任何精确的计算都不能得到与实际相符合的结果。这也让我逐渐理解模拟电路设计过程中，相关的参数的建立在于不断调整，设计的指标与要求也更多的是一个范围。同时，负反馈放大电路实验，也进一步理解了串联电压负反馈，可以通过减小一部分放大倍数来扩宽电路的通频带，并也可以改变电路的输入和输出电阻，改变电路前后级对电路的放大倍数等性能的影响。

同时，在实验过程中，也进一步了解了示波器与万用表的使用，包括 FFT、相位比较、交流测量等，也逐渐认识到测量精度与测量值有效位数对于实验要求精度的影响。

6 思考题

1、若要求降低放大器电路的低频截止频率，可如何修改放大电路？

答：考虑电路的低频小信号模型，从 $\tau = RC$ 来看，通常需要调整电路的电容以及电阻，使其变大，以减小时间常数，从而降低 f_L 。常用的方法有以下几种：

- (1) 增大耦合电容。通过加大输入耦合电容和输出耦合电容的容量，可以降低低频截止频率，允许更多的低频信号通过。
- (2) 加大旁路电容，提高低频信号增益。同上。
- (3) 提高耦合电容回路电阻，电路的截止频率取决于电容所在回路的时间常数。因此，

可以通过回路电阻来增加回路时间常数，从而降低下限频率。

2、若要减小电路非线性谐波失真，有哪些途径？

答：（1）可以采用线性度好的元器件，从而减小非线性失真。

（2）调整静态工作点，使放大器工作在更线性的区域。同时，可以尽可能避免饱和失真和截止失真。

（3）施加适量的负反馈。通过引入负反馈可以有效地减小非线性失真。

致谢

在该部分实验中，感谢田老师的讲解，身体不适也依然来到实验室上课。实验过程中，也感谢同学的支持，让我确信测量的过程与结果是正确的。第一次做模拟电路实验，多少有些不熟练，感谢同学与我交流，更快地推进实验。

参考文献

- [1] 温度对放大电路的影响[OL].[2024-05-10]. <https://zhuanlan.zhihu.com/p/356527325>.
- [2] 康华光,张林. 电子技术基础:模拟部分[M]. 7 版. 北京:高等教育出版社,2021:302-322.

附件



南京大学集成电路系实验报告

题目 单级放大电路

姓名 张乐天

2024 年 4 月 23 日

第 1 页

学号 221900182

表 1-1-1 测量 β 值 $R_{b1}=47k\Omega$ $R_c=5.1k\Omega$ $R_{b2}=24k\Omega$

$I_c(mA)$	$V_c(V)$	测量值		计算值		β	$<\beta>=204.0$
		$V_E(V)$	$R_b(k\Omega)$	$I_E(\mu A)$	β		
0.5	9.45	1.56	107.7+47	2.485	201.2		
1	6.90	2.53	38.9+47	4.828	207.1		
1.5	4.35	3.49	8.7+47	7.366	203.6		

表 1-1-2 调整静态 $V_c=6V$

测量值		测量计算值			
$R_b(k\Omega)$	$V_B(V)$	$V_E(V)$	$I_E(\mu A)$	$I_C(mA)$	β
25.9+47	2.87	2.24	5.657	1.176	207.9

作直流负载线 结合两表
线性回归 $r=0.999999919$

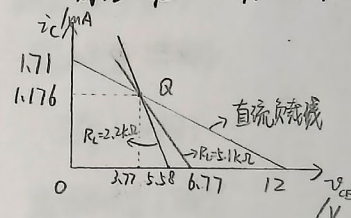


表 1-1-3 空载交流放大倍数 $I_{CQ}=1.176mA$

$V_i(mV)$	测量值	测量计算		理论估算		$r_{be} \approx 4.8k\Omega$
	$V_o(V)$	A_v	A_v	A_v	A_v	
3	0.644	214.7				$ A_v = \frac{\beta(R_c R_L)}{r_{be}}$
6	1.281	213.5		220.9		
9	1.896	210.7				
误差 < 10	2.096	209.6				

表 1-1-4 有载交流放大倍数

$R_L(k\Omega)$	测量值		测量计算		理论估算	
	$V_i(mV)$	$V_o(V)$	A_v	A_v	A_v	A_v
5.1	3	0.329	109.7		110.4	
2.2	3	0.199	66.3		66.6	

同前



南京大学集成电路系实验报告

题目 单级放大电路

姓名 张乐天

2024 年 4 月 30 日

第 2 页

学号 221900182

表 1-1-5 幅频特性曲线 $V_c = 6V$ $f = 15kHz$ 时有 $20\lg|\frac{A_v}{A_{vo}}| = 0$

空载	频率(Hz)	72	134	240	310	480	780	710K	1.44M	2.28M	2.91M	4.88M	7.7M
	$20\lg \frac{A_v}{A_{vo}} (dB)$	-20	-16	-12	-10	-7	-3	-3	-7	-10	-12	-16	-20

有载	频率(Hz)	110	160	260	350	490	1K	1.4M	2.9M	4.5M	5.7M	8.8M	12.7M
$R_L = 5.1k\Omega$	$20\lg \frac{A_v}{A_{vo}} (dB)$	-20	-16	-12	-10	-7	-3	-3	-7	-10	-12	-16	-20

表 1-1-7 直流偏置对放大性能影响

R_p	$V_B (V)$	$V_C (V)$	$V_E (V)$	输出波形情况
最大(500k Ω)	0.53	11.9	0.02	截止失真(失真)
适当	2.87	6	2.24	正常(反相)
最小(0)	3.85	3.47	3.20	饱和失真(失真)

表 1-1-8 输入输出电阻

	$V_s (mV)$	$V_i (mV)$	测量(Ω)	理论计算(Ω)
r_i	22.7	10	4.0k	3.8k
	$V_o (R_L = +\infty)$	$V_o (R_L = 5.1k\Omega)$	测量(Ω)	理论计算(Ω)
r_o	0.633V	0.324V	4.86k	5.1k

张乐天



南京大学集成电路系实验报告

题目 负反馈放大电路

姓名 张乐天

2024 年 5 月 7 日

第 页

学号 221900182

表 1-2-1 静态参数

	第一级			第二级		
	$V_{B1}(V)$	$V_{C1}(V)$	$V_{E1}(V)$	$V_{B2}(V)$	$V_{C2}(V)$	$V_{E2}(V)$
开环	2.866	6.003	2.242	2.637 6.237	6.008	2.002
闭环	2.866	6.003	2.242	2.637	6.008	2.002

表 1-2-2 交流放大倍数 (采用有效值)

	$V_i(mV)$	$V_{C1}(mV)$	$V_o(mV)$	A_{v1}	A_{v2}	A_v	
开环	1	14.56	2795.5	14.56	192.00	2795.5	→ 失真
闭环	1	0.54	30.43	0.54	56.35	30.43	
开环	0.7	9.97	2028.4	14.24	2034.5	2897.7	

表 1-2-3 幅频特性

$20\lg A_v (dB)$	0	-3	-7	-10	-13	-16	-20
开环 频率(Hz)	20k	71k	120k	181k	264k	382k	620k
	2.92k	720	394	281	215	165	12k
闭环 频率(Hz)	8.7M	10.7M					
	700	240	124	79	53.7	35.5	17.4

表 1-2-5 输入输出电阻 (采用有效值)

输入电阻 r_i ($R_s = 5.1k\Omega$)				输出电阻 r_o		
	$V_s(mV)$	$V_i(mV)$	$r_i = \frac{R_s}{(V_s/V_i)-1} (\Omega)$	$V_o/R_L = +\infty$	$V_o/R_L = 1.5k\Omega$	$r_o (\Omega)$
开环	50.2	34.06	10.76k	1.421V	0.495V	2.81k Ω
闭环	50.3	38.7	17.01k	14.90mV	14.62mV	28.72 Ω