

# 实验报告

23 系 2018 级

学号 PB18051029

姓名 权威

日期 2020-6-22

**实验题目：**电路基本定律的研究

**实验目的：**1. 验证 KCL、KVL 定理。

2. 加深对线性电路叠加定理、其次定理和互易定理的理解

3. 掌握戴维南等效电路参数的测量方法

4. 初步掌握用 Multisim 软件辅助分析电路的方法

## 实验原理

1. 基尔霍夫电流定律 (KCL):  $\sum_{k=1}^m i_k = 0$

2. 基尔霍夫电压定律 (KVL):  $\sum_{k=1}^m u_k = 0$

3. 叠加定理: 线性电路中几个独立电源相互总用产生的响应等于每个独立电源单独起作用产生响应的叠加和。

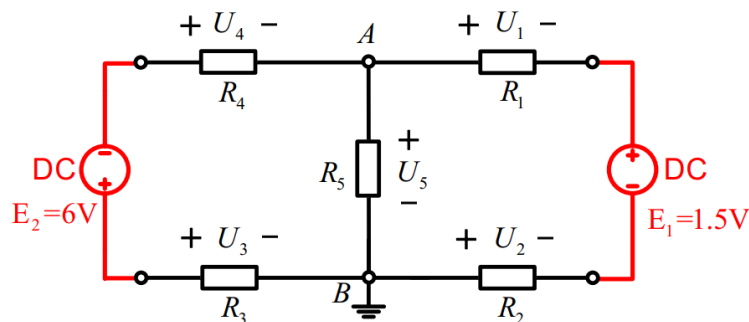
4. 齐次性原理: 在线性电路中, 所有激励增大或减小相同的倍数, 则电路中电压或电流也增加或减小相同的倍数。

5. 互易定理: ① 对于一个含有独立电流源和若干电阻的电路, 当激励和响应的位置互换时, 同一激励所产生的响应不会变化 (电压或电流)。

② 独立电流源作为激励时, 互换位置时若变为等效的电压源, 则产生响应仍不会变化。

6. 戴维南等效定理: 含独立电源的线性电阻单口网络 N, 就端口特性而言, 可以等效为一个电压源 ( $U_{oc}$ ) 与电阻 (等效电阻  $R_o$ ) 串联的单口网络。

## 实验内容



图一 进行实验的原理电路图

### ● 实验一：验证基尔霍夫电压与电流定律

分别测出流过各个电阻的电流和两端的电压 (在 Multisim 中可直接读出), 来验证其是否满足基尔霍夫电流或电压定律。

### ● 实验二：验证叠加定理和齐次性原理

分别记录只有一个激励起作用 ( $E_1$  或  $E_2$ ) 以及作为  $E_1$  加倍激励 (3V)、 $E_2$  不起作用时各电阻两端的电压。

### ● 实验三：研究戴维南等效定理

# 实 验 报 告

23 系 2018 级      学号 PB18051029      姓名 权威      日期 2020-6-22

测量节点 A, B 之间开路时其两端的电压  $U_{oc}$ 、接入负载 ( $R_L=R_5$ ) 时两端电压  $U_L$ ，利用等效电阻  $R_0$  的计算公式  $R_0 = (\frac{U_{oc}}{U_L} - 1)R_L$  即得。

## ● 实验四：研究互易定理

将激励  $E_1$  短接，测出只有在  $E_2$  作用时流过原来  $E_1$  位置的电流，再将激励  $E_2$  短接，重复操作一次。

## 实验数据与分析 (含 Multism 图)

### 1. 实验一

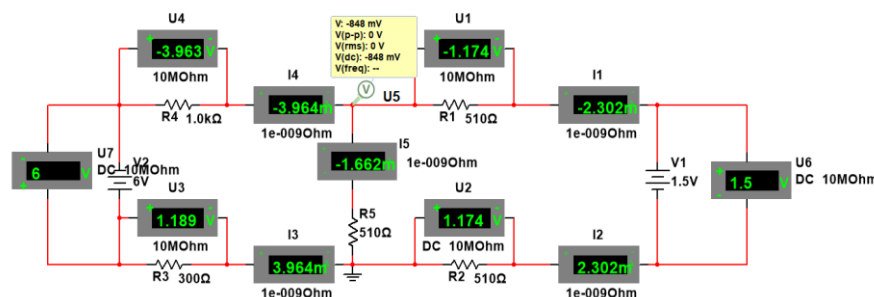


图 1-1 Multism 仿真实验图

电压	$E_1$	$E_2$	$U_1$	$U_2$	$U_3$	$U_4$	$U_5$
测量值 (V)	6	1.5	-1.174	1.174	1.189	-3.963	-0.848
电流			$I_1$	$I_2$	$I_3$	$I_4$	$I_5$
测量值 (mA)			-2.302	2.302	3.964	-3.964	-1.662

表 1-1 实验一数据记录表

### 数据分析处理

对于节点A:  $\sum_{k=1}^3 i_k = (-3.964 + 2.302 + 1.662)\text{mA} = 0$

对于节点B:  $\sum_{k=1}^3 i_k = (3.964 - 2.302 - 1.662)\text{mA} = 0$

对于电路中三条支路:  $\sum_{k=1}^6 (u_k = (6 - 1.189 - 1.174 + 1.5 - 1.174 - 3.963)\text{V} = 0$

$$\sum_{k=1}^m u_k = (6 - 1.189 - 0.848 - 3.963)\text{V} = 0$$

$$\sum_{k=1}^m u_k (1.5 - 1.174 + 0.848 - 1.174)\text{V} = 0$$

误差分析有:

由电路可列得电流与电压方程为:

$$\begin{cases} 6 + 1300I_4 + 510I_5 = 0 \\ 1.5 + 1020I_1 - 510I_5 = 0 \\ I_4 = I_1 + I_5 \end{cases}$$

解得  $I_4 = -3.964\text{mA}$ ,  $I_1 = -1.174\text{mA}$ ,  $I_5 = -1.662\text{mA}$

即仿真模拟结果与理论数据结果接近完全吻合，相对误差接近 0，说明仿真过程中仪器内阻等因素对仿真电路的影响可以忽略不计，从而证明利用 Multism 仿真软件模拟验证

# 实验报告

23 系 2018 级      学号 PB18051029      姓名 权威      日期 2020-6-22

基尔霍夫电流与电压定律得到其成立的结果是有效的。

## 2. 实验二

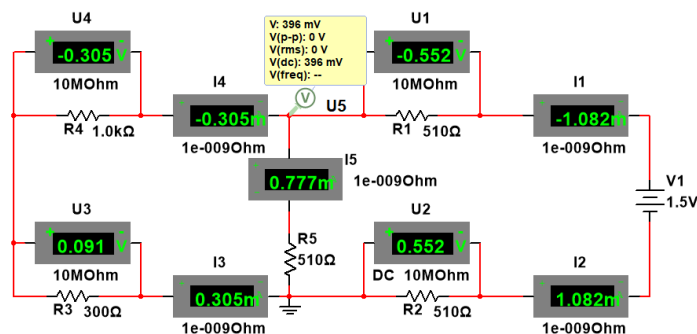


图 2-1 激励  $E_1$  单独作用时 Multism 仿真实验图

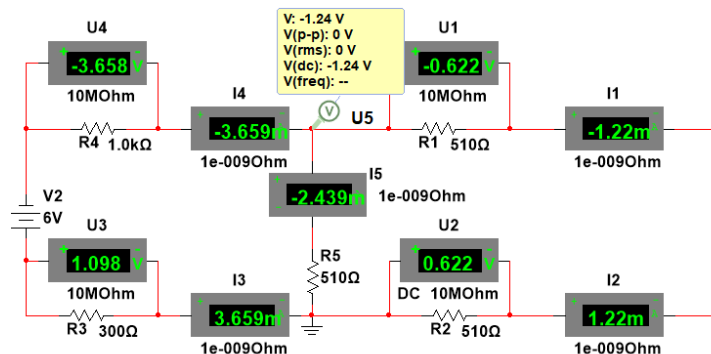


图 2-2 激励  $E_2$  单独作用时 Multism 仿真实验图

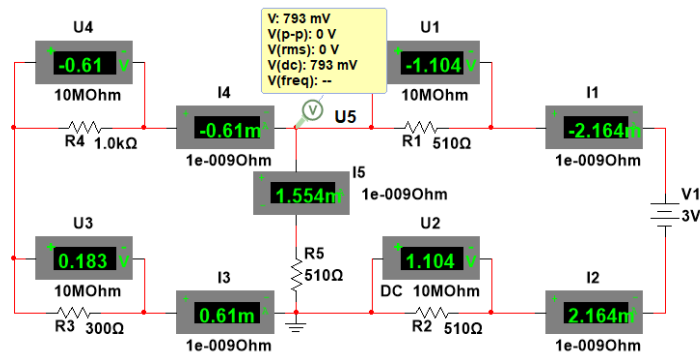


图 2-3 激励  $E_1$  加倍作用时 Multism 仿真实验图

测量值 条件	$E_1$	$E_2$	$U_1$	$U_2$	$U_3$	$U_4$	$U_5$
$E_1$ 单独作用 (v)	1.5	0	-0.552	0.552	0.091	-0.305	0.396
$E_2$ 单独作用 (v)	0	6	-0.622	0.622	1.098	-3.658	-1.24
叠加结果 (v)	1.5	6	-1.174	1.174	1.189	-3.963	-0.848
其次性定理 (v)	3.0v	0	-1.104	1.104	0.183	-0.61	0.793

# 实验报告

23 系 2018 级

学号 PB18051029

姓名 权威

日期 2020-6-22

表 2-1 实验二数据记录表

## 数据与误差分析

① 将表 1-1 中电流数据与表 2-1 中叠加结果作比较,可以看出结果完全相同,即验证了叠加定理。

② 将表 2-1 中第二行中只有  $E_1$  单组作用时电流数据(记为  $I_{1k}, k=1, 2, 3, 4, 5$ )与第五行  $E_1$  加倍作用时电流数据(记为  $I_{2k}, k=1, 2, 3, 4, 5$ )作比较,即可得对于对应的  $k$  下标,恒满足:  $I_{2k}=2I_{1k}$ , 即验证了其次性定理。

### 理论值的计算有:

当激励  $E_2$  单组作用时, 电路方程为:

$$\begin{cases} I_3[R_3 + R_4 + R_5 // (R_1 + R_2)] = -6 \\ I_5 = \frac{2}{3} I_3 \\ I_1 = \frac{1}{3} I_3 \end{cases}$$

解得  $I_3 = -3.6585\text{mA}, I_5 = -2.4390\text{mA}, I_1 = -1.2195\text{mA}$

当激励  $E_2$  单独作用时, 电路方程为:

$$\begin{cases} I_1[R_1 + R_2 + R_5 | I(R_3 + R_4)] = -1.5 \\ I_5 = \frac{R_4 + R_3}{R_4 + R_3 + R_5} \\ I_4 = \frac{R_5}{R_4 + R_3 + R_5} \end{cases}$$

解得  $I_1 = -1.0820\text{mA}, I_5 = -0.7771\text{mA}, I_4 = -0.3048\text{mA}$

同理当激励  $E_1$  加倍时, 由方程形式立即得到电流变为原来的两倍。

将上述理论计算与仿真结果作比较,可以看出仿真软件示数相对理论结果只是进行了四舍五入改变了有效数字位数,相对误差极小,从而证明利用 Multism 仿真软件模拟验证叠加定理和其次化原理得到其成立的结果是有效的。

## 3. 实验三

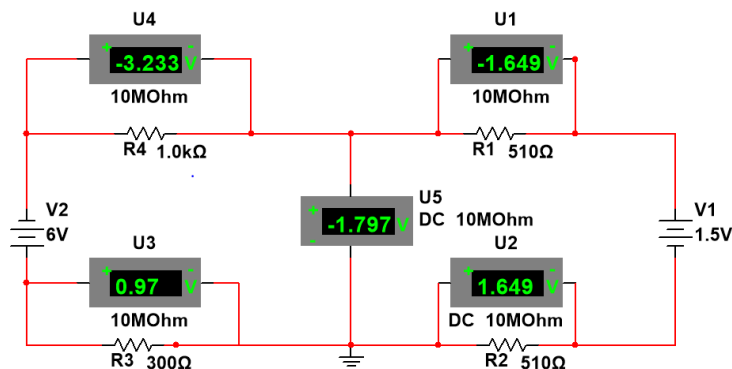


图 3-1 测量端口等效电压 Multism 仿真模拟图

### 数据与误差分析

	$U_{oc}$	$U_L$	$R_L$	$R_o$
测量值	-1.797v	-0.848v	$R_5=510\ \Omega$	570.74 $\Omega$

表 3-1 数据记录表

设定参考方向后，即得等效电压源  $U_{oc}=-1.797V$

$$\text{等效内阻 } R_o = \left(\frac{U_{oc}}{U_L} - 1\right)R_L = 570.74\ \Omega$$

#### 理论计算得

$$\text{等效内阻 } R_o = (R_3 + R_4) // (R_1 + R_2) = 571.55\ \Omega$$

$$\text{端口等效电压源 } U_{oc} = R_o \left(\frac{E_1}{R_1+R_2} - \frac{E_2}{R_3+R_4}\right) = -1.7974V$$

将上述理论计算与仿真结果作比较，对于等效电压源的值可以看出仿真软件示数相对理论结果只是进行了四舍五入改变了有效数字位数，误差可忽略不计。

对于端口等效内阻，由于采用二次电压法取两个电压测量值进行了计算，因此相较实际值有一定误差，其相对误差为：

$$\rho = (571.55 - 570.74) / 571.55 * 100\% = 0.14\%$$

### 4. 实验四

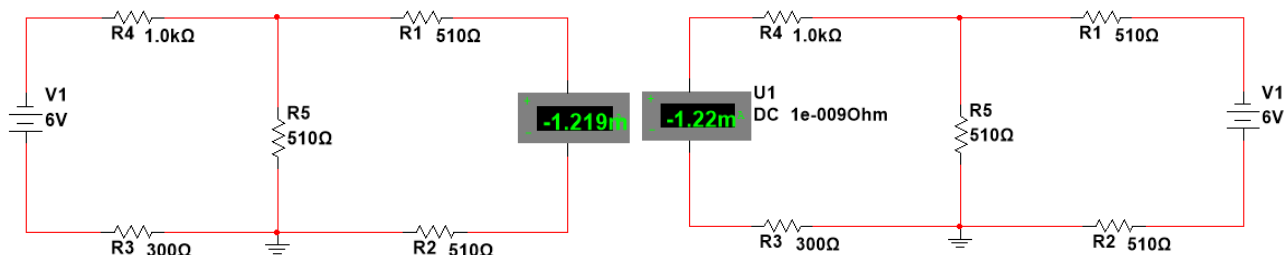


图 4-1 Multisim 仿真实验图

### 数据与误差分析

由图 4-1 可得，互易前电流  $I=-1.219mA$  与互易后电流  $I=-1.22mA$ ，相差  $0.001mA$ ，相对误差极小，可认为结果相同，即验证了互易定理成立。

$$\text{互易前电流 } I_1 = \frac{-E_2 R_5}{[R_1+R_2+(R_3+R_4) // R_5](R_3+R_4+R_5)}$$

$$\text{互易后电流 } I_1 = \frac{-E_2 R_5}{[R_1+R_2+(R_3+R_4) // R_5](R_3+R_4+R_5)}$$

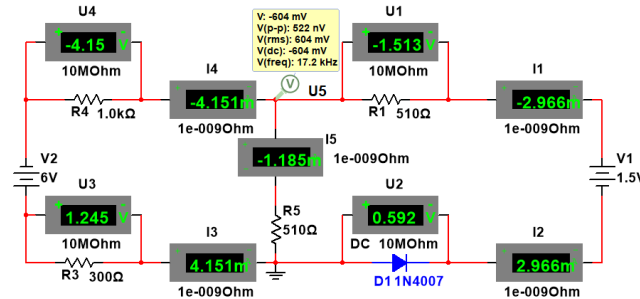
二者分母等价，计算得  $I=-1.2195mA$

即仿真结果与实验基本完全吻合，误差可忽略不计，从而证明利用 Multisim 仿真软件模拟互易定理得到其成立的结果是有效的。

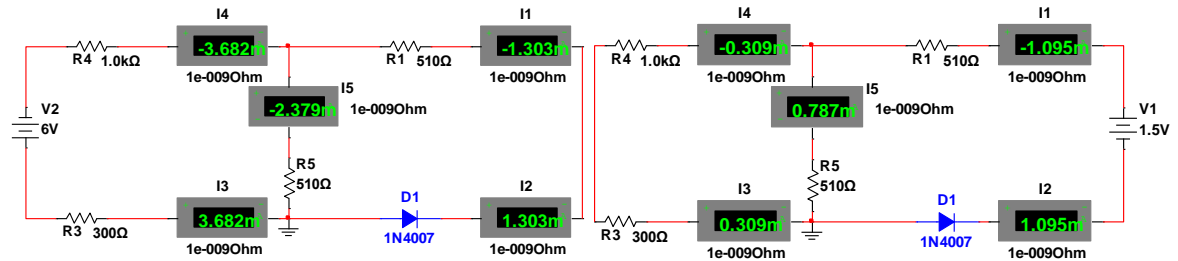
思考题

1. KCL、KVL、叠加定律对于含有二极管的电路满足吗？说明原因并进行实验验证。

答：① KCL、KVL 是电路基本定律，对于含二极管的电路中仍然是成立的，验证结果如下图

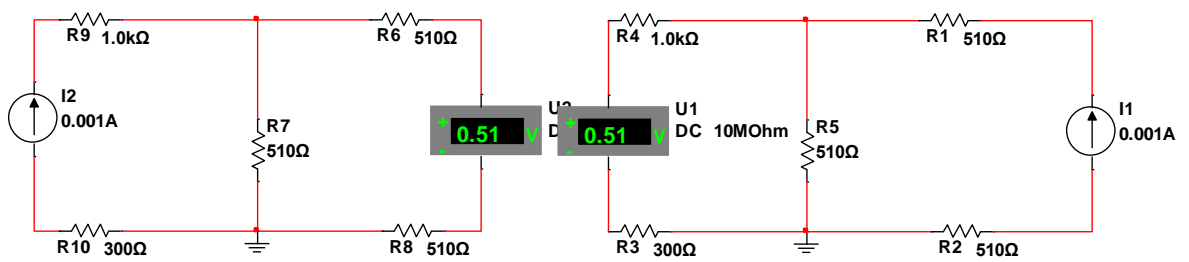


② 对于叠加定理来说，只有线性电路才满足，而二极管是非线性原件，因此该电路不满足叠加定理，但是对于部分非线性电路的某些支路，叠加定理也有可能成立（非线性元件工作在线性区）。验证结果如图。

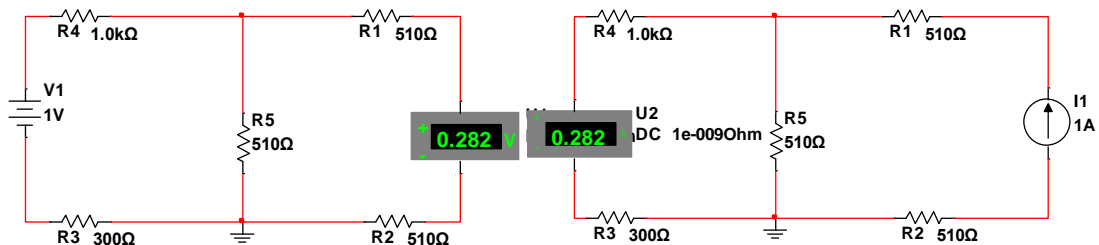


2. 设计实验验证互易定理 2 和 3 的结果。

互易定理形式二的仿真验证电路及结果：



互易定理形式三的仿真验证电路及结果：



## 实验总结

① 此次实验利用 Multism 仿真软件搭建电路，排除了实际实验操作中实验仪器和人为因素例如读数不准确等的各种因素影响，最终模拟仿真结果与理论数据吻合度很高，从而很好的验证了基尔霍夫电压电流定律、叠加原理、戴维宁等效原理、齐次化原理和互易定理，达到了实验目的。

② 此次实验体现了模拟仿真软件 Multism 仿真操作简单，电路搭建容易，分析功能好的优越性，给我们电子技术实验提供了新的思路与方法。

# 实 验 报 告

23 系 2018 级      学号 PB18051029      姓名 权威      日期 2020-6-22



# 实 验 报 告

23 系 2018 级

学号 PB18051029

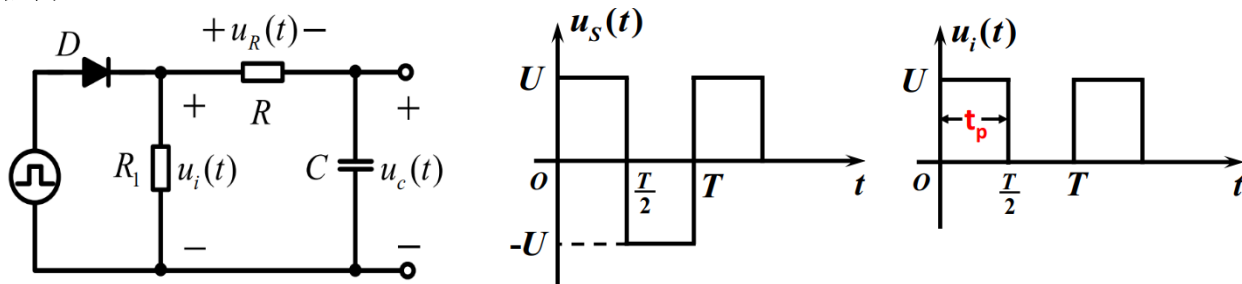
姓名 权威

日期 2020-6-28

**实验题目:**一阶电路的研究

- 实验目的:**
1. 测量一阶电路零输入响应和零状态响应曲线
  2. 测量一阶电路时间常数 $\tau$
  3. 掌握利用 RC 电路实现微分、积分运算和脉冲分压电路

**实验原理:**



图一 实验原理图

如图所示，对于输入的矩形脉冲信号，经整流二极管整流后，输入信号变为不过零的矩形脉冲信号，其中脉冲宽度 $t_p = T/2$

1. 零状态响应：电路中的储能原件原始储能为零，仅由独立电源作用引起的响应。输入阶跃电压 $u_i(t) = U_P u(t)$ ，由电路中微分方程

$$\begin{cases} RC \frac{du_c(t)}{d(t)} + u_c(t) = U_P \\ u_c(0^+) = 0 \end{cases}$$

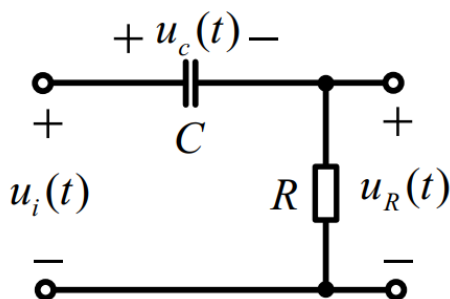
得零状态响应 $u_c(t) = U_P(1 - e^{-\frac{t}{RC}})$ ，即输出电压 $u_c(t)$ 按指数规律由 0 趋于 $U_P$ ，其中响应时间常数  $\tau = RC$ ，此时 $u_c(t) = 0.632U_P$ 。

2. 零输入响应：换路后无独立电源的电路中，仅由储能元件原始储能引起的的响应。以电容为例，电容的原始储能为 $u_c(t_p) = U_P$ ，由电路中微分方程

$$\begin{cases} (R_1 + R)C \frac{du_c(t)}{d(t)} + u_c(t) = 0 \\ u_c(\frac{T}{2}) = U_P \end{cases}$$

得零状态响应 $u_c(t) = U_P e^{-\frac{t}{(R_1+R)C}}$ ，即输出电压 $u_c(t)$ 按指数规律由 $U_P$ 趋于 0，其中响应时间常数  $\tau = (R_1 + R)C$ ，此时 $u_c(t) = 0.368U_P$ 。

3. ①微分电路



当 $t_p \gg \tau$ 时， $u_c(t) \approx P(t)$

$$u_R(t) = R \cdot i_c \approx RC \frac{du_c(t)}{dt} = RC \frac{d}{dt} P(t) = \tau \frac{d}{dt} P(t)$$

即从电阻上输出电压 $u_R(t)$ 为输入电压  $P(t)$  的微分形式乘以时间常数 $\tau$ 。

# 实 验 报 告

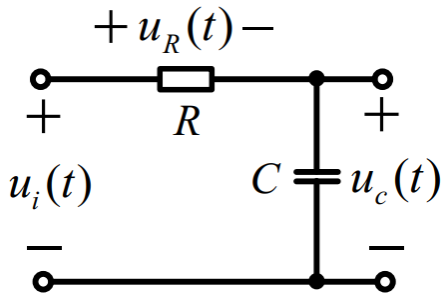
23 系 2018 级

学号 PB18051029

姓名 权威

日期 2020-6-28

## ② 积分电路



当  $t_p \ll \tau$  时,  $u_c(t) \approx P(t)$

$$u_c(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i_c dt \approx \frac{1}{RC} \int_0^t p(t) dt = \frac{1}{\tau} \int_0^t p(t) dt$$

即从电容上输出电压  $u_c(t)$  为输入电压  $P(t)$  的微分形式除以时间常数  $\tau$ 。

## ③ 脉冲分压电路

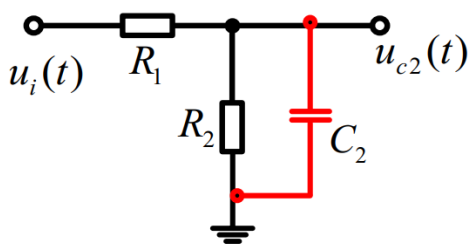


图 3-1

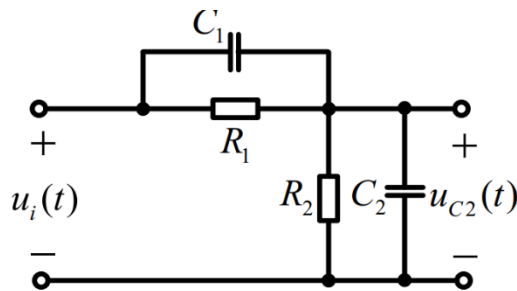


图 3-2

- 在脉冲电路中，常常要将脉冲信号经过电阻分压后传输到下一级，而在下一级电路中存在着各种形式的寄生电容，这就相当于在输出端接上一个等效电容  $C_2$ ，如图 3-1 所示。
- 输出端电容  $C_2$  的存在输出电压  $u_{c2}$  具有一定的上升时间，不能紧跟随输入电压同步跳变从而使输出波形的边沿变坏。为了克服这一缺点，使输出波形紧跟输入波形一起跳变，所采取的措施是在电阻  $R_1$  上并联一个具有合适容抗的电容  $C_1$ ，如图 3-2 所示。

其中  $C_1$  的选取满足：

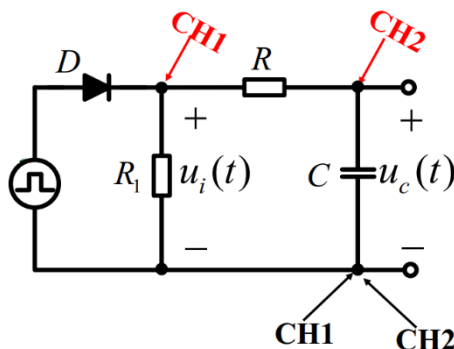
$$C_1 R_1 = C_2 R_2$$

稳态时输出电压：

$$u_{c2}(\infty) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_i$$

## 实验内容

1. 测量一阶 RC 电路零输入和零状态响应曲线以及时间常数  $\tau$ ，其中  $U_{ip}=5V, f=500Hz, R_1 = 200\Omega, R = 1k\Omega, C = 0.1\mu F$ ，实验电路图如下图所示。



# 实验报告

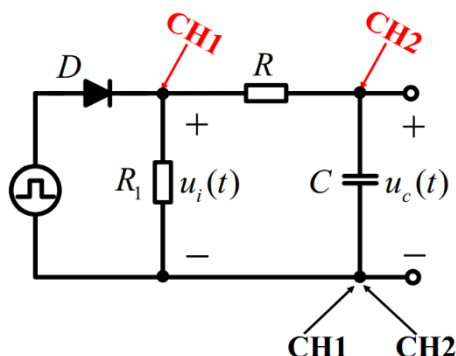
23 系 2018 级

学号 PB18051029

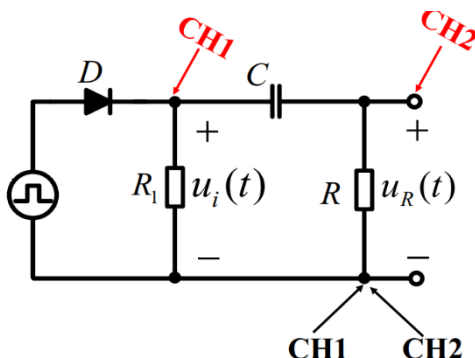
姓名 权威

日期 2020-6-28

2. 观察记录一阶 RC 积分电路的波形并测出  $U_1, U_2$ , 其中  $U_{ip} = 5V, f = 1kHz, R_1 = 200\Omega, C = 1\mu F, R = 5k\Omega$ , 实验电路图如下图所示。



3. 观察记录一阶 RC 微分电路的波形并测出  $U$  值, 其中  $U_{ip} = 5V, f = 1kHz, R_1 = 200\Omega, C = 0.05\mu F, R = 1k\Omega$ , 实验电路图如下图所示。



4. 观察记录脉冲分压电路在  $C_1$  完全补偿、欠补偿和过补偿状态下电路输入和输出波形, 其中参数设置为:

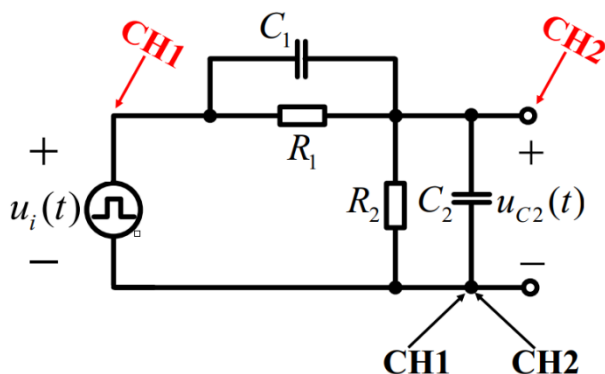
$$U_{ip-p} = 6V, f = 1kHz$$

$$\text{完全补偿: } R_1 = 20K\Omega, C_1 = 0.05\mu F, R_2 = 10K\Omega, C_2 = 0.1\mu F$$

$$\text{欠补偿: } R_1 = 20K\Omega, C_1 = 0.001\mu F, R_2 = 10K\Omega, C_2 = 0.01\mu F$$

$$\text{过补偿: } R_1 = 20K\Omega, C_1 = 0.01\mu F, R_2 = 10K\Omega, C_2 = 0.01\mu F$$

实验电路图如下图所示:



## 实验数据 (含 Multism 仿真图) 与分析

1. 实验仿真模拟电路图以及观察到的波形图分别如下图 1-1 和 1-2 所示:

# 实验报告

23 系 2018 级

学号 PB18051029

姓名 权威

日期 2020-6-28

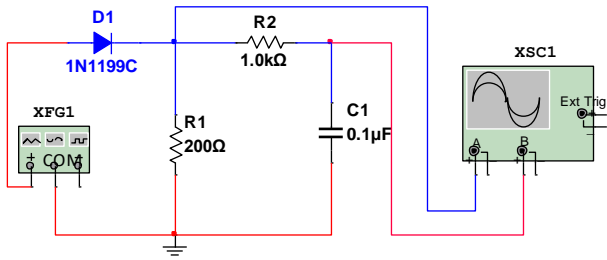


图 1-1

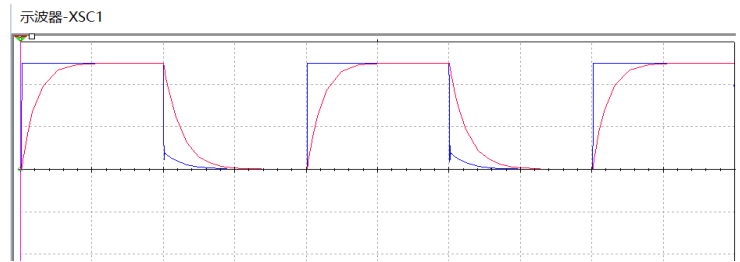


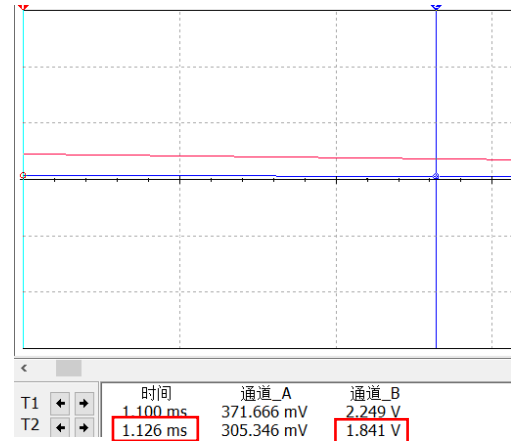
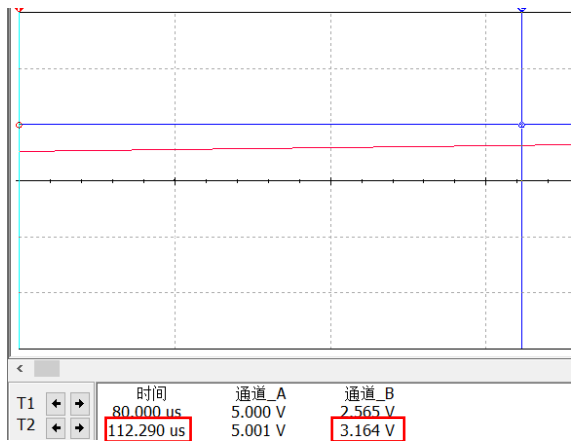
图 1-2

对于时间常数的测量，因为在电路中二极管上存在压降，为使电阻  $R_1$  两端电压接近 5V，在模拟中设置了方波信号  $U_p=5.41V$ ，实测  $CH_1$  输出电压为 5.005V，满足实验要求。

零状态响应时间常数  $\tau$  对应  $U=5.005*(1-e^{-1})=3.1637V$

零输入响应时间常数  $\tau$  对应  $U=5.005*e^{-1}=1.8412V$

将时基标度设置为  $10\mu s/div$  时，取最接近电压值，测量结果分别如下图所示：



即测量值  $\tau_1=112.29\mu s$ ， $\tau_2=1.126ms$ （坐标轴位置）

## ● 数据与误差分析

① 实验中  $CH_2$  输出波形为连续的零状态响应和零输入响应交替曲线，与理论图形符合的很好。

② 由理论计算可得零状态响应时间常数  $\tau_1=RC=100\mu s$

相对误差  $\rho = (112.29-100)/100*100\%=12.9\%$

零输入响应时间常数  $\tau_2=C(R+R_1)+1/2f=1.120ms$ （坐标轴对应位置）

相对误差  $\rho = (1.126-1.120)/1.120*100\%=0.54\%$

③ 由上述计算可知，零状态响应时间常数仿真数据与理论值相差很大，这主要是函数信号发生器中设置方波信号上升时间设置不合理造成的，分析如下：

第一个时间常数的实际值  $\tau_1$  为  $100\mu s$ ，但是方波信号上升时间却设置  $10\mu s$ ，即方波信号由 0 上升至最大值的时间为十分之一时间常数值，如下图 1-3 所示。这使得响应曲线经过大约  $5\mu s$  的时间才开始出现初始值，如下图 1-4 所示。此时已经存在较大的实验误差。

# 实验报告

23 系 2018 级

学号 PB18051029

姓名 权威

日期 2020-6-28

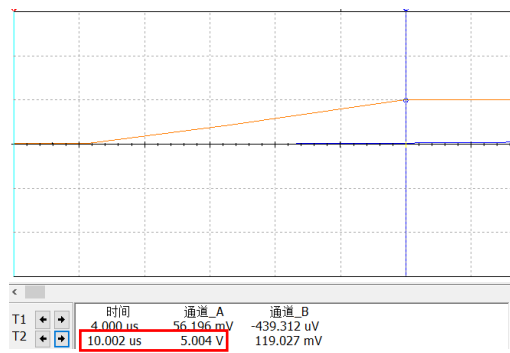


图 1-3

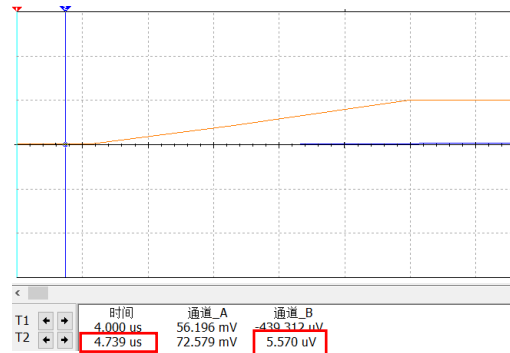


图 1-4

因此，需要对数据进行修正：设置上升时间为 10ns，缩短方波信号上升时间和信号出现响应时间，其余条件不变，得到结果如图 1-5 所示：

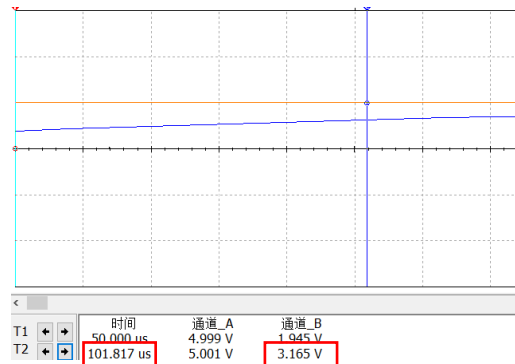


图 1-5

即此时  $\tau_1=101.82\text{ms}$ ，相对误差为 1.82%，考虑到非理想原件等因素对实验结果的影响，误差在可接受范围内。

对于时间常数  $\tau_2$  的测量，如下图 1-6 所示，由于方波下降时间仅为  $4\mu\text{s}$ ，相对于总时间约 1.2ms，产生的误差可以忽略。

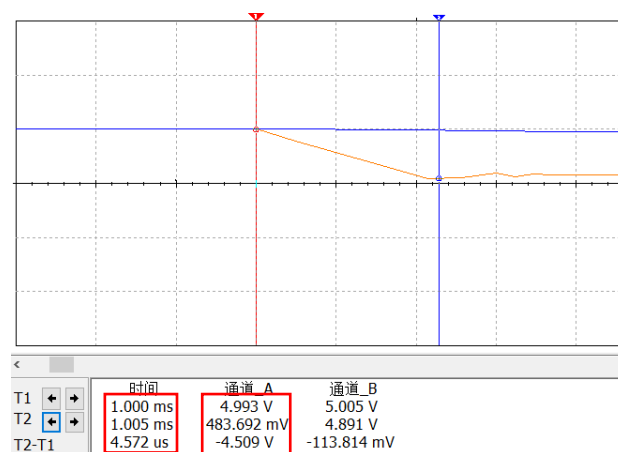


图 1-6

综上，误差分析修正后得到结果为  $\tau_1=101.82\mu\text{s}$ ， $\tau_2$  值（坐标轴位置）不变，仍为 1.126ms

2. 实验仿真模拟电路图以及观察到的积分电路波形图分别如下图 2-1 和 2-2 所示：

# 实 验 报 告

23 系 2018 级

学号 PB18051029

姓名 权威

日期 2020-6-28

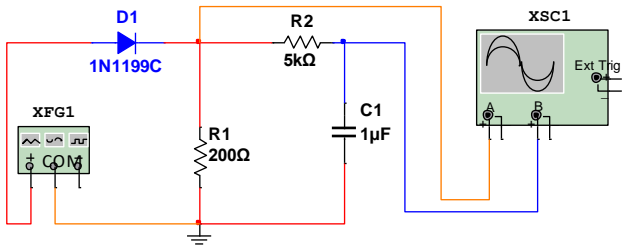


图 2-1

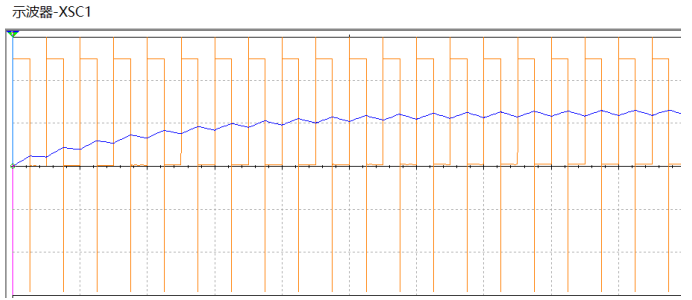
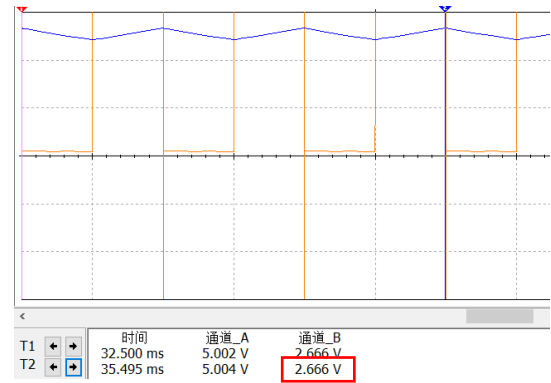
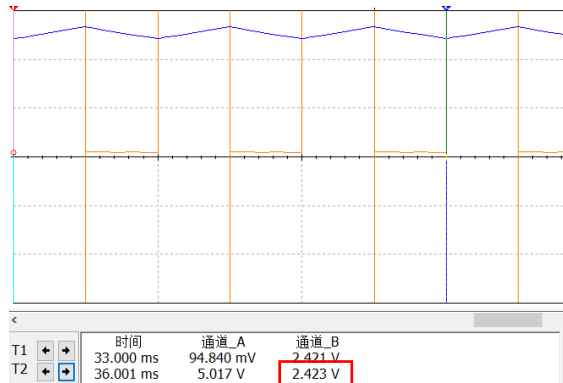


图 2-2

同时移动  $T_2$ , 如下图所示, 分别读得  $U_1=2.423V$ ,  $U_2=2.666V$



## 数据与误差分析

对于  $U_1$ 、 $U_2$  的理论值计算, 积分电路相对稳定后:

对方波前半周期, 由电路全响应的电路方程:

$$\begin{cases} R_2 C \cdot \frac{du}{dt} + U = U_p \\ U(0^-) = U \end{cases} \quad \text{得 } u_c = U_p + (U_1 - u_p) e^{-\frac{t}{R_2 C}}$$

对方波后半周期, 由电路零输入响应的电路方程:

$$\begin{cases} -(R_2 + R_1) \frac{du}{dt} = u \\ u(0^-) = U_2 \end{cases} \quad \text{得 } u_c = U_2 e^{-\frac{t}{(R_2 + R_1)C}}$$

$$\text{联立解得 } U_2 = \frac{U_p(1 - e^{-\frac{t}{R_2 C}})}{1 - e^{-[\frac{t}{R_2 C} + \frac{t}{(R_2 + R_1)C}]}} \quad U_1 = U_2 e^{-\frac{t}{(R_2 + R_1)C}}$$

令  $t=0.5\text{ms}$ , 得理论值  $U_2=2.674V$ ,  $U_1=2.430V$

则  $U_1$  的相对误差  $\rho = (2.430 - 2.423) / 2.430 * 100\% = 0.3\%$

$U_2$  的相对误差  $\rho = (2.674 - 2.666) / 2.674 * 100\% = 0.28\%$

因为电路中有二极管电容、非理想原件、时基标度选择等对测量值和测量精度的影响, 因此该实验误差在实验中是允许的。即仿真实验得到的波形正确, 由示波器得到的三角波  $U_1$ 、 $U_2$  值是有效的, 完成了实验要求。

3. 实验仿真模拟电路图以及观察到的微分电路波形图分别如下图 4-5 和 4-6 所示:

# 实验报告

23 系 2018 级

学号 PB18051029

姓名 权威

日期 2020-6-28

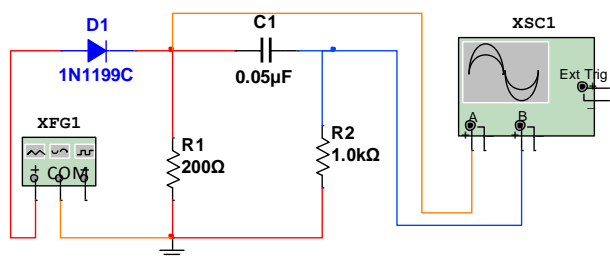


图 4-5

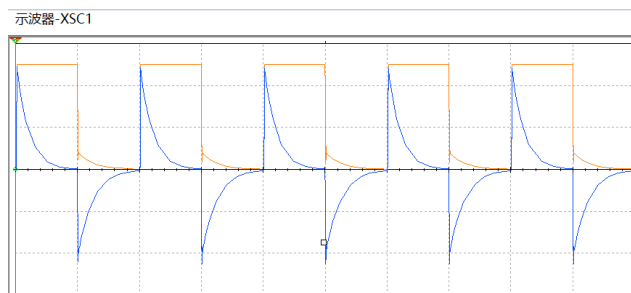
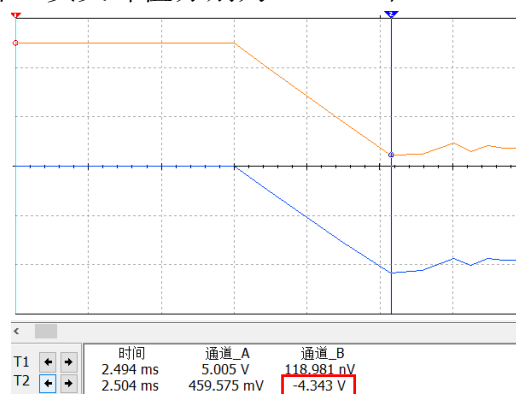
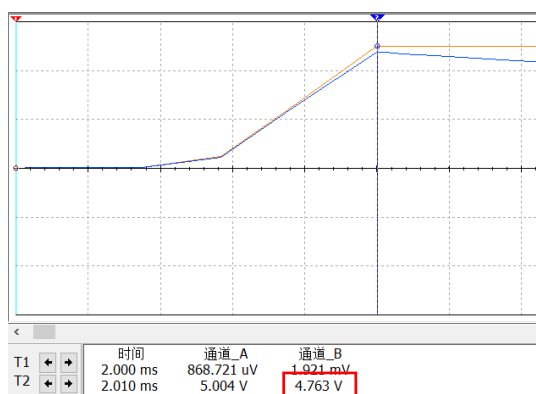


图 4-6

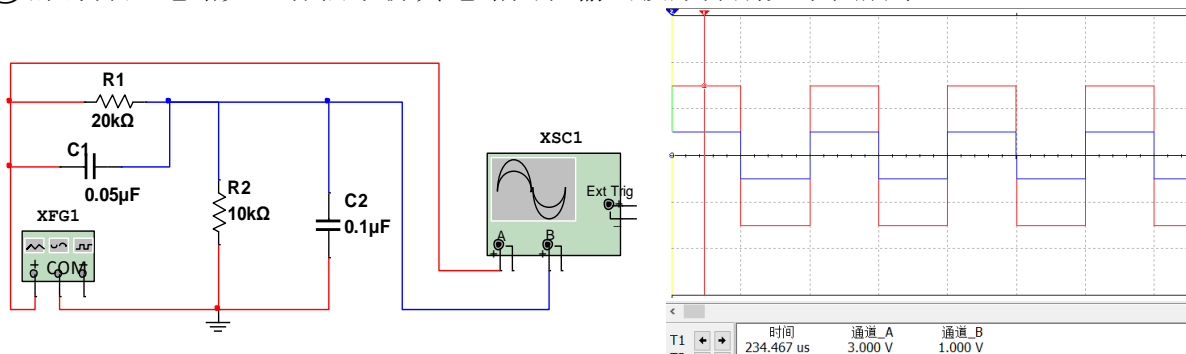
移动  $T_2$ , 如下图所示, 读得输出电压  $u_R(t)$  脉冲正负尖峰值分别为 4.763V 和 -4.343V



## 数据与误差分析

- ① 理论中方波信号由 0 跃变到高电平或由高电平跃变到 0 时, 输出的微分值是无穷大的, 但是实际中方波信号变化并不是突变的, 存在上升沿和下降沿, 且恒定部分没有输出, 因此输出表现为两个脉冲尖, 且脉冲尖大小不能大于输入电压, 实验结果与理论相符合。
- ② 对于两个脉冲尖的大小: 输入脉冲从高电平跳变到低电平以后, 电路开始放电。放电电流从下往上流过 R, 因此输出信号电压为负。放电使电容 C 上的电压减小, 放电电流减小直到为 0。又输出信号电压为电容 C 右端的负电压, 其值等于电容 C 上已充到的电压值, 所以其大小要小于正脉冲尖的值。当下一个输入脉冲到来, 电路又开始下一个循环。实验结果与理论相符合。

4. ① 脉冲分压电路完全补偿下仿真电路图和输出波形分别如下图所示



- 因为此时满足  $C_1 R_1 = C_2 R_2$ , 则电容  $C_2$  产生的影响被  $C_1$  所补偿, 即输出电压与输入电压

# 实验报告

23 系 2018 级

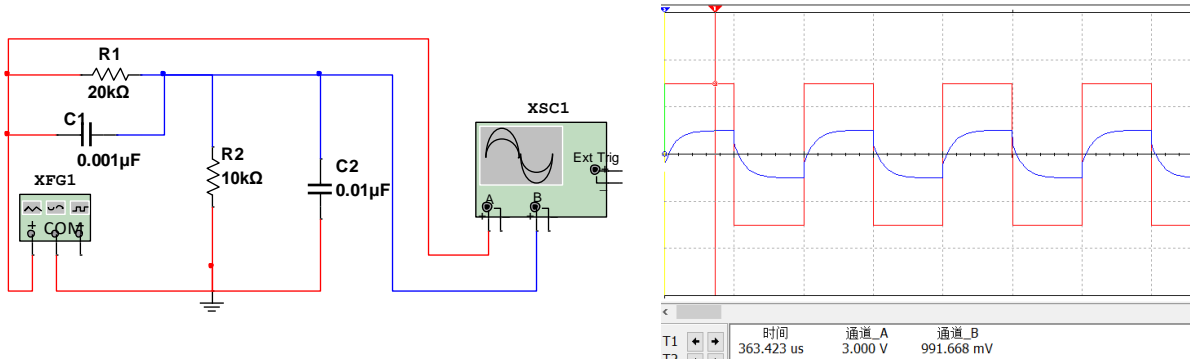
学号 PB18051029

姓名 权威

日期 2020-6-28

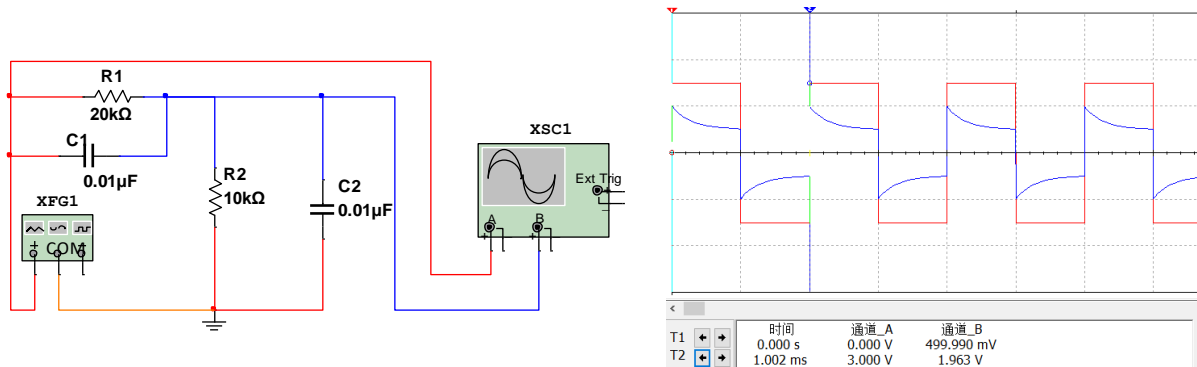
同步跳变，且稳态时输出电压满足电阻分压关系： $u_{c2} = \frac{R_2}{R_1+R_2} U_i = \frac{1}{3} U_i = 1V$ ，实验结果与理论分析完全吻合。

② 脉冲分压电路欠补偿下仿真电路图和输出波形分别如下图所示：



- 因为  $\frac{C_1}{C_1+C_2} < \frac{R_2}{R_1+R_2}$ ，即  $C_1$  加速作用不足，输出电压不随输入电压同步跳变，而是缓慢上升至稳态值 1V，实验结果与之相符。

③ 脉冲分压电路欠补偿下仿真电路图和输出波形分别如下图所示：



- 因为  $\frac{C_1}{C_1+C_2} > \frac{R_2}{R_1+R_2}$ ，即  $C_1$  加速作用过强，输出电压不随输入电压同步跳变，而是由大于稳态值的尖顶过冲值下降至稳态值 1V，实验结果与之相符。

## 思考题

1. 根据本次实验，讨论零响应、零状态和全响应的概念，并设计一个全响应电路，对结果进行分析。

答：● 零状态响应是电路中的储能原件原始储能为零，仅由独立电源作用引起的响应。零输入响应是换路后无独立电源的电路中，仅由储能元件原始储能引起的的响应。全响应是零输入响应和零状态响应叠加的结果。

① 在实验一（测量一阶电路的零输入和零状态曲线）中，在经二极管滤波后方波信号的一个周期内， $U_p$  为高电平时电路为零状态响应， $U_p$  为 0 时的电路为零输入响应，没有全响应过程。

② 在实验二（观察积分电路）中，方波前半周期（三角波下降的时间段）内电路本质上仍



# 实验报告

23 系 2018 级

学号 PB18051029

姓名 权威

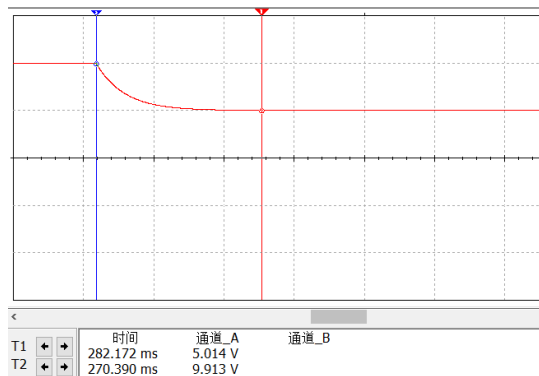
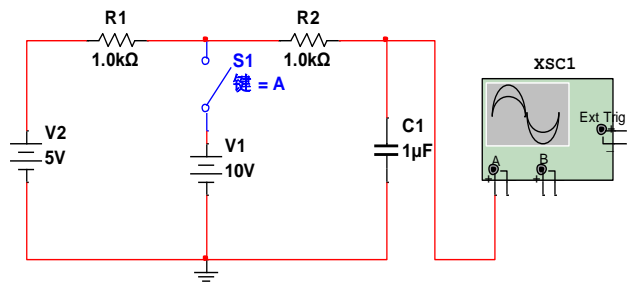
日期 2020-6-28

为全响应，方波后半周期（三角波上升的时间段）为零输入响应，没有零状态响应过程。

③ 实验三（观察微分电路）中情况与实验一相同。

④ 实验四（观察脉冲分压电路）中情况与实验二相同。

## ● 一阶全响应电路设计与分析



实验电路图和输出波形图分别如上图所示，初始时电键 S1 闭合，再按“A”键断开，则电路为全响应电路，其中电容电压初始值为 10V。

理论得全响应电路输出表达式为

$$U(t) = V_2 + (V_2 - V_1)e^{-\frac{t}{(R_1+R_2)C}} = 5 + 5e^{-\frac{t}{\tau}}$$

实验与理论结果符合的很好

## 2. $R_1$ 在电路中起什么作用？

答： $R_1$  的接入是为了在二极管截止时给 RC 串联电路提供一个闭合回路，使电容上的电压放电时存在一个回路，这样才能观察到电路的零输入响应。零状态时  $R_1$  仅有传递电压的作用。

## 3. 脉冲分压电路中有两个储能元件，为什么还说是一阶电路？

答：一阶电路是指在一个电路简化后（如电阻的串并联，电容的串并联，电感的串并联化为一个元件），只含有一个电容或电感元件的电路，即电路可以由一阶微分方程或一阶拉普拉斯方程来描述。证明该脉冲分压电路为一阶电路过程如下：

由电路串并联关系，

$$\frac{u_{C_1}}{R_1} + C_1 \frac{du_{C_1}}{dt} = \frac{u_{C_2}}{R_2} + C_2 \frac{du_{C_2}}{dt}$$

由基尔霍夫电压定律，

$$U = u_{C_1}(0_+) + u_{C_2}(0_+)$$

$$\text{联立即得 } (C_1 + C_2) \frac{du_{C_2}}{dt} + \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)u_{C_2} = \frac{U}{R_1}$$

结果是关于  $u_{C_2}$  的一阶微分方程，同理也可得到关于  $u_{C_1}$  的一阶微分方程。即动态电路的阶数与描述电路的微分方程的最高阶数相等，所以虽然含有两个电容元件，但电路仍然是一阶电路。（等效电容的计算比较复杂，并不是  $C_1$  和  $C_2$  简单的串并联关系，不再赘述）

# 实 验 报 告

23 系 2018 级          学号 PB18051029          姓名 权威          日期 2020-6-28

## 4. 本次实验能用毫伏表测电压吗？为什么？

答：本次试验中不能用毫伏表测电压，因为毫伏表是一种测量正弦电压有效值的测量仪器，若要测量方波电压需要经过复杂的整流过程，不采用。（附：万用表交流档也不能测量）

## 实验总结

① 此次实验完成了对一阶电路零输入相应、零输出相应、全响应过程、微分电路、积分电路和脉冲分压电路的波形的观察，测量了电路重要的参数时间常数，同时掌握了形成微分电路、积分电路的条件，达到了实验要求，完成了实验目的。

② 利用仿真软件 Multism 模拟仿真电路的操作简便，可以安放各种元器件，快速得到模拟结果，同时避免了实际实验操作中接线等各种人为因素和实验器件因素例如函数信号发生器等内阻等对实验结果的影响，大大提高了实验准确度和精度，充分体验了仿真模拟的优越性。

# 实验报告

23 系 2018 级

学号 PB18051029

姓名 权威

日期 2020-7-07

**实验题目：**晶体管共射级单管放大器

- 实验目的：**
1. 掌握放大器静态工作点的测量与调整方法
  2. 学习放大电路交流特性等性能指标的测量方法
  3. 观测静态工作点对电压放大倍数的影响
  4. 学习 Multism 软件中基本虚拟仪器的使用

**实验原理：**

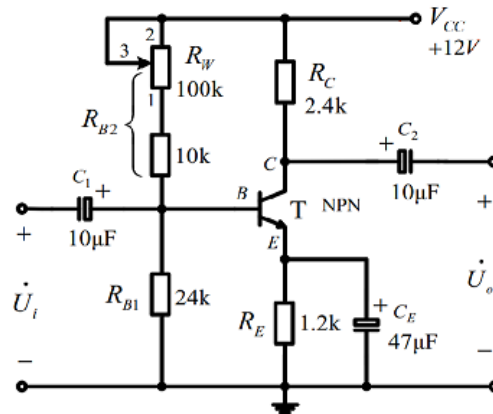


图 1-1 实验原理图

●对于上图中的晶体管（NPN 型）放大电路，各元件的作用分别为：

T: 三极管，实现电流放大，是电路的核心

$V_{CC}$ : 集电极电源，为电路提供能量，保证集电结反偏，发射结正偏。

$R_C$ : 集电极电阻，将变化的电流变为变化的电压，使电路具有电压放大作用。

$R_E$ : 发射极电阻，引入负反馈来稳定电路的静态工作点。

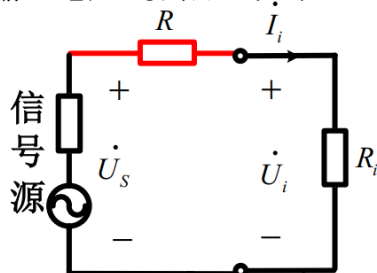
$C_1$  和  $C_2$ : 耦合电容，隔离输入输出与电路直流的联系，同时使信号能顺利输出。

$C_E$ : 旁路电容，在交流情况下短路  $R_E$ ，确保放大电路动态性能不受影响。

$R_{B2}$  和  $R_{B1}$  构成的电阻分压式电路：控制基极的电势大小。

## 1. 输入电阻 $R_i$ 的测量

当信号源为放大电路提供能量时，就存在输入电阻，输入电阻是衡量电路从其前级取电流大小的参数，输入电阻越大，从其前级取得的电流越小，对前级影响越小。利用伏安法测量输入电阻  $R_i$  的原理如下。



在输入端串联一个取样电阻  $R$ ，直接测量其两端电压，

由电流关系得：
$$\frac{U_i}{R_i} = \frac{U_S - U_i}{R}$$

解得 
$$R_i = \frac{U_i}{U_S - U_i} R$$

※测量条件是输出电压  $U_i$  不能失真。

## 2. 输出电阻 $R_o$ 的测量

放大电路对于负载而言，相当于信号源，可以等效为戴维宁电路，这个等效电路的内阻就

# 实验报告

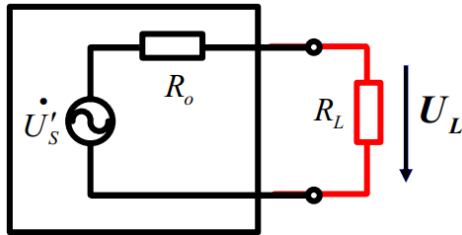
23 系 2018 级

学号 PB18051029

姓名 权威

日期 2020-7-07

是输入电阻  $R_0$ 。

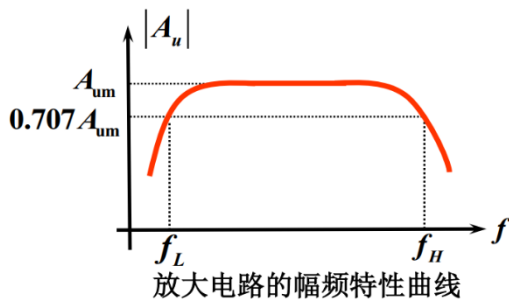


利用两次电压法测量输出电阻时，需要先测得开路电压  $U_0$  和接入负载后的电压  $U_L$ ，即可得：

$$R_0 = \left(\frac{U_0}{U_L} - 1\right)R_L$$

※测量时必须保证  $R_L$  接入前后输入信号的大小不变。

### 3. 测量幅频特性



通常当电压增益下降到中频增益 0.707 倍时，所对应的上下限频率用  $f_H$  和  $f_L$  表示，如图所示，则  $f_H$  与  $f_L$  之间的范围就称为放大电路的通频带 BW，

$$\text{即 } \Delta f_{0.7} = f_H - f_L$$

可用点频法来测量幅频特性，测量时需要保持输入电压保持不变。

### 4. 静态工作点对输出波形的影响

- ①  $I_{CQ}$  增大时，三极管进入饱和区而引起的失真， $U_0$  出现饱和失真，形状为“削底”失真。通过增大基极偏置电阻的阻值来消除。
- ②  $I_{CQ}$  减小时，三极管进入截止区而引起的失真， $U_0$  出现截止失真，形状为“缩顶”失真。通过减小基极偏置电阻的阻值来消除。
- ③  $I_{CQ}$  正常，即工作点选在交流负载线的中心，当加大输入信号时， $U_0$  同时出现饱和与截止失真。

## 实验内容

#### 1. 静态工作点的测量与调整

- ① 输入端短接，调节  $R_W$ ，使得  $I_C = 2.0\text{mA}$ ，即  $U_E = 2.4\text{V}$ ；
- ② 用万用表 DCV 档测量  $U_B$ 、 $U_C$  和  $U_E$ ；
- ③ 用万用表欧姆档测出电阻  $R_{B2}$ 。

#### 2. 电压放大倍数的测试

函数信号发生器输出  $f=1\text{kHz}$ ，有效值为  $5\text{mV}$  的正弦信号，分别测量  $U_i=2.4\text{k}\Omega$  和开路时的电压放大倍数，并记录一次波形。

#### 3. 输入电阻和输出电阻的测量

在放大电路与信号源之间串接电阻  $R=2\text{k}\Omega$ ，负载  $R_L=2.4\text{k}\Omega$  接上，同时要求输出波形不失真，即用示波器监视输出，分别测试电阻  $R$  两端电压  $U_S$ ， $U_i$ 。

#### 4. 放大电路幅频特性的测量

双击打开波特图仪，在面板上调整横轴频率范围的初值 I 和终值 F，调整横轴幅值测试范围的初值 I 和终值 F，测试此放大电路的幅频特性曲线。

# 实 验 报 告

23 系 2018 级      学号 PB18051029      姓名 权威      日期 2020-7-07

## 5. 测量静态工作点对电压放大倍数的影响

- ① 函数发生器输出正弦信号，频率  $f=1\text{kHz}$ ，有效值  $U_i=5\text{mV}$ ，负载  $R_L$  开路；
- ② 调节  $R_w$ ，改变静态工作点。同时要求输出波形不失真，即用示波器监视输出；
- ③ 分别测量发射极电流  $I_E$ 、电位器阻值  $R_w$  和输出电压  $U_o$ 。

## 实验数据（含 Multism 图）与分析

1. Multism 仿真电路图和实验测量数据如下图 1-1 和表 1-1 所示：

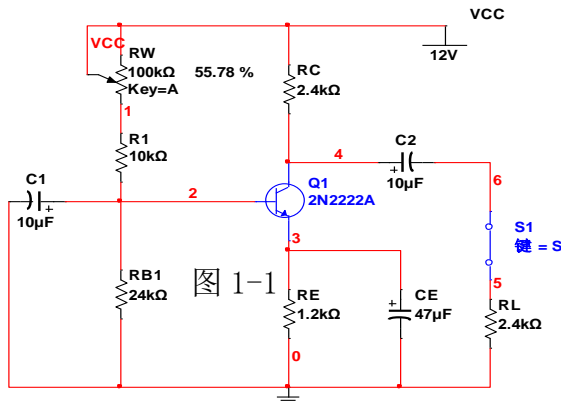


图 1-1

直流工作点分析

Variable	Operating point value
1 V(2)	3.04460
2 V(3)	2.39974
3 V(4)	7.22280
4 I(RE)	1.99978 m

测量值			
$U_B(\text{V})$	$U_E(\text{V})$	$U_C(\text{V})$	$R_{B2}(\Omega)$
3.0446	2.39974	7.22280	$6.578 \times 10^4$

表 1-1

## 数据与误差分析

三极管压降  $U_{BE}$  为恒定值，其值约为  $0.66\text{V}$ ， $\beta=215$ ，由戴文宁等效电路方程得：

$$\begin{cases} V_{CC} \cdot \frac{R_{B1}}{R_{B2} + R_{B1}} - I_{BQ} \cdot (R_{B1} // R_{B2}) - U_{BE} - I_{EQ} \cdot R_E = 0 \\ I_{EQ} = (1 + \beta) I_{BQ} \end{cases}$$

解得  $R_{B2} = 65.21\text{k}\Omega$

相对误差  $\rho = (65.78 - 65.21) / 65.21 \times 100\% = 0.8\%$

即相对误差很小，证明静态工作点的设置正确， $R_w$  的数值设置有效，满足实验要求，可以在其值不变的情况下进行其他实验。

2. Multism 仿真电路图及仿真结果如下图 2-1 所示：

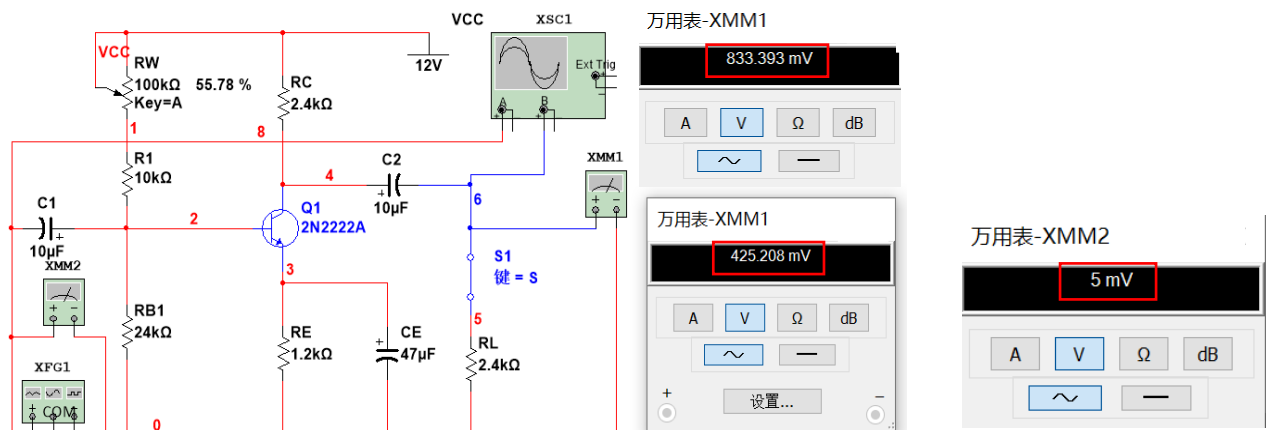


图 2-1

# 实 验 报 告

23 系 2018 级

学号 PB18051029

姓名 权威

日期 2020-7-07

将数据整理后如下表 2-1 所示：

测试条件	$R_L(K\Omega)$	输出电压 (mV)	$A_V$	输入和输出波形记录
f=1kHz $U_i=5mV$	$\infty$	833.393	-166.68	如下图 2-2 所示
	2.4	425.208	-85.04	

表 2-1

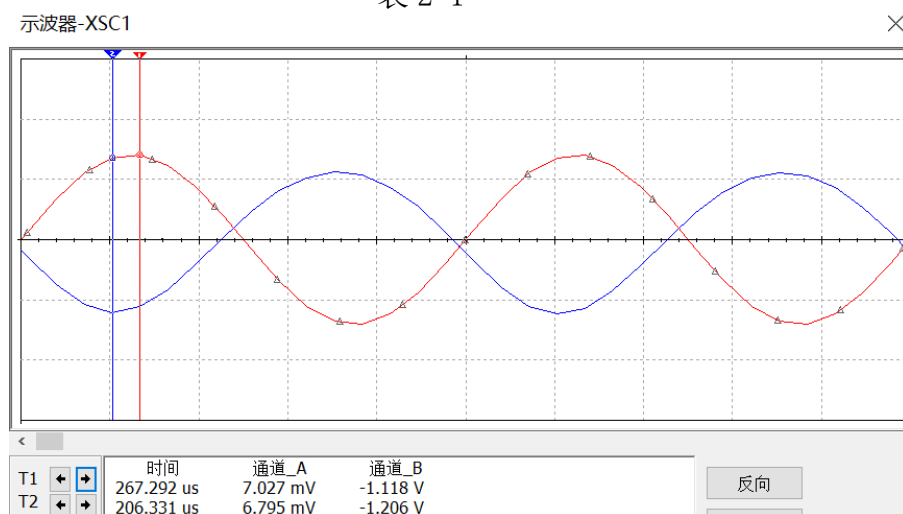


图 2-2

可以观察到输入信号和输出信号反向，其相移非常接近  $180^\circ$

## 数据与误差分析

取晶体管具有代表性的  $r_b=200\Omega$ ，由电压增益计算公式：

$$\text{当接入负载 } R_L \text{ 时, } A_u = -\frac{\beta(R_c // R_L)}{r_b + (1 + \beta)\frac{26mV}{I_{EQ}}} = -85.77$$

$$\text{当不接入负载时, } A_u = -\frac{\beta R_c}{r_b + (1 + \beta)\frac{26mV}{I_{EQ}}} = -171.54$$

其相对误差分别为  $\rho = (85.77 - 85.04) / 85.77 * 100\% = 0.85\%$

$$\rho = (171.54 - 166.68) / 171.54 * 100\% = 3\%$$

由于实验中电阻设置， $R_L = \infty$  时输出电压应为  $R_L = 2.4 k\Omega$  时的 2 倍，但是放大电路对正负半波电压放大能力是不同的，因此示波器输出正弦电压的正负幅值是不相等的，且输入或输出电压越高，正负电压幅值相对误差越大（实际实验中误差更大），因此万用表的测量的有效值取值对实验结果造成一定误差；还有电路原件、仿真计算等的影响；另外因为计算公式中  $r_b$  无法得知，对数据计算造成一定影响。

3. Multism 仿真电路图及仿真结果如下图 3-1 所示：

# 实 验 报 告

23 系 2018 级

学号 PB18051029

姓名 权威

日期 2020-7-07

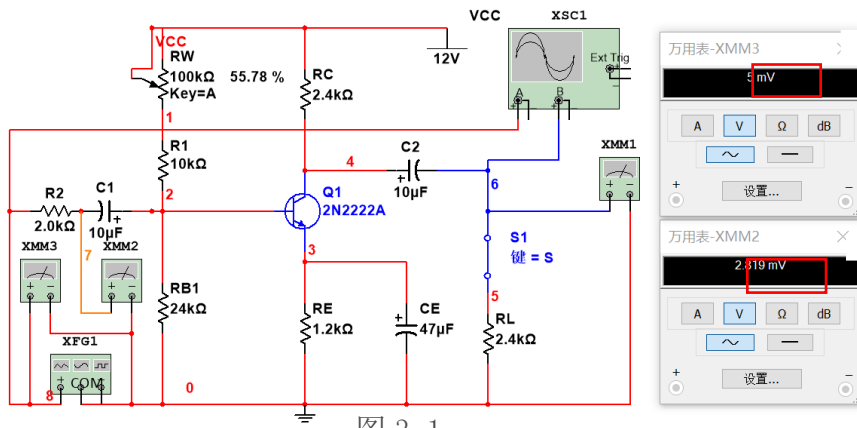


图 3-1

结合实验二，将数据整理后如下表 3-1 所示：

输入电阻			输出电阻		
$U_s$ (mV)	$U_i$ (mV)	$R_i$	$U_o$ (mV)	$U_L$ (mV)	$R_o$
5	2.819	待计算	833.393	425.208	待计算

表 3-1

则得输入电阻  $R_i = \frac{U_i}{U_s - U_i} R = 2.585 \text{ k}\Omega$

输出电阻  $R_o = (\frac{U_o}{U_L} - 1) R_L = 2.304 \text{ k}\Omega$

### 数据与误差分析

输入电阻计算公式为  $R_i = (R_{B1} // R_{B2}) // [\tau_b + (1 + \beta) \cdot \frac{26}{I_{EQ}}] = 2.570 \text{ k}\Omega$

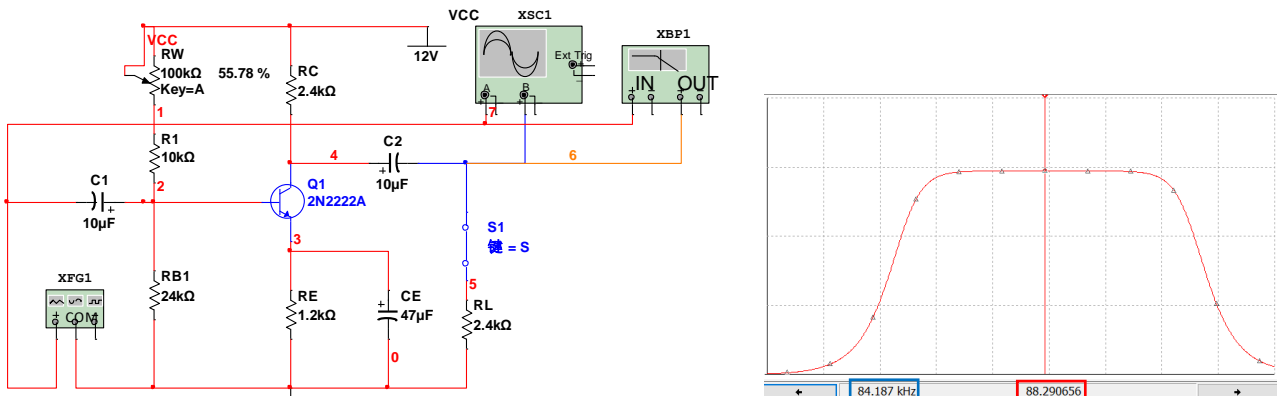
输出电阻  $R_o = R_c = 2.4 \text{ k}\Omega$

相对误差分别为  $\rho = (2.585 - 2.570) / 2.570 * 100\% = 0.56\%$

$\rho = (2.4 - 2.304) / 2.4 * 100\% = 4\%$

误差依然是由于  $r_b$  的取值不准确以及仿真原件的测量与取值误差（示波器与万用表，实验 2 中已经解释）与非理想性造成的。

### 4. Multism 仿真电路图及仿真结果如下图所示：



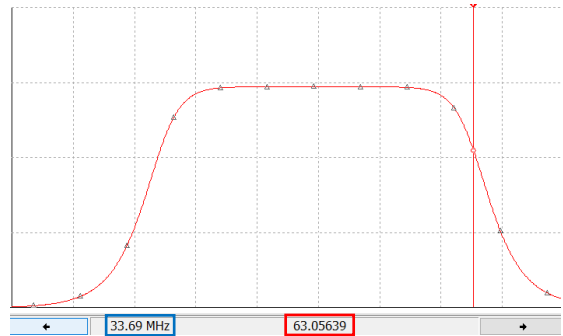
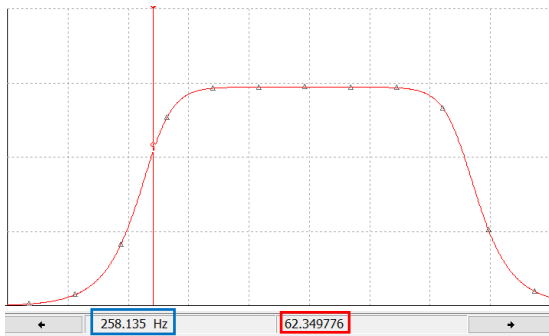
# 实 验 报 告

23 系 2018 级

学号 PB18051029

姓名 权威

日期 2020-7-07

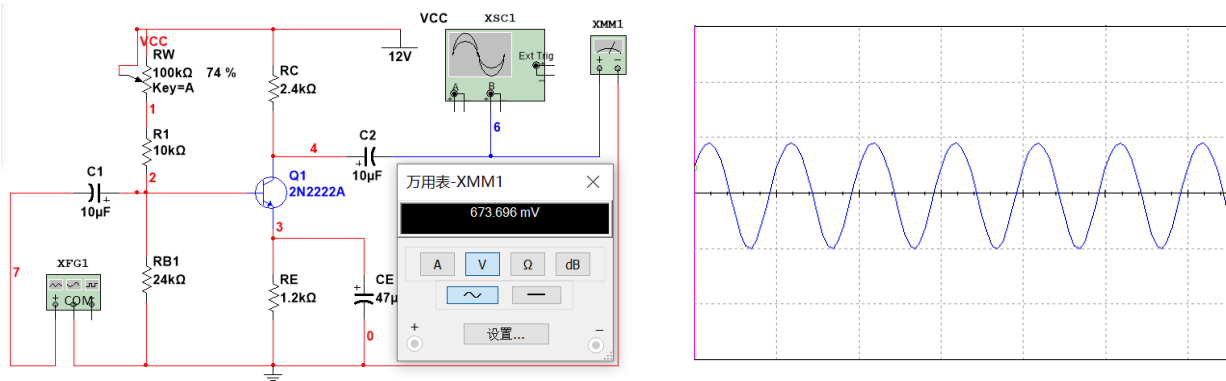


由仿真数据可得中频放大增益 $A_{VL}=88.29$ ， $0.707A_{VL}$ 对应的频率分别为 $f_L=258.135\text{Hz}$ ， $f_H=33.69\text{MHz}$

则通频带  $BW=f_H - f_L=33.69\text{MHz}-258.135\text{Hz}=33.69\text{MHz}$

因为 $r_{be}$ 、 $r_{bb}$ 、 $C_{\pi}$ 均未知，因此无法完成对 BW 理论值的计算。

5. 因为实验为多次简单取值观测得到，所以下面仅给出第一组实验数据原始测量结果及波形监测情况，其他实验组完全一致。



直流工作点分析

	Variable	Operating point value
1	V(2)	2.53163
2	V(3)	1.89339
3	V(4)	8.23057
4	I(RE)	1.57783 m

图 5-1

同理，即得到实验结果如下表 5-1 所示：

$I_E$ (mA)	1.58	1.79	2	2.38	2.71
$R_W$ (kΩ)	74	64	55.78	44	36
$U_O$ (mV)	673.696	755.049	833.393	969.212	1082
$A_U$	134.74	151.01	166.68	193.84	216.40

表 5-1



# 实验报告

23 系 2018 级 学号 PB18051029 姓名 权威 日期 2020-7-07

因为晶体管参数 $U_{CES}$ ， $U_{CET}$ 未知，因此无法计算出饱和失真或截止失真时的 $R_W$ 临界值。

① 设置静态工作点的目的就是要保证在被放大的交流信号加入电路时，不论是正半周还是负半周都能满足发射结正向偏置，集电结反向偏置的三极管放大状态，因此静态工作点直接影响电路稳定性，若静态工作点设置的不合适，输出波形就可能会出现失真的情况。

② 由电压放大倍数公式 $A_u = -\frac{\beta(R_c//R_L)}{r_b+(1+\beta)\frac{26mV}{I_{EQ}}}$ ，可得静态工作点通过影响射级电流 $I_E$ （或者

$r_{be}$ ）来影响电压放大倍数，在一定范围内增大 $I_E$ ，电压放大倍数也相应提高。

## 思考题

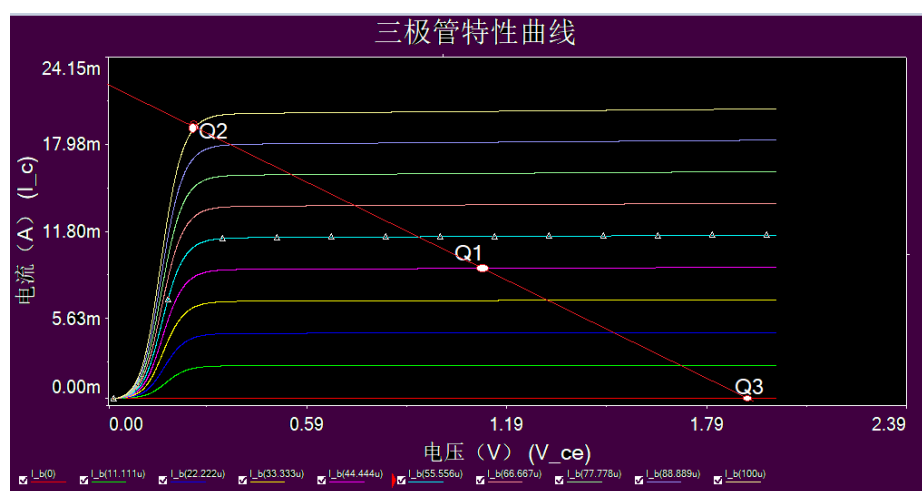


图 6-1 三极管输出特性曲线图

1. 加入输入信号时，输出波形会出现哪几种失真？分别是什么原因引起的？

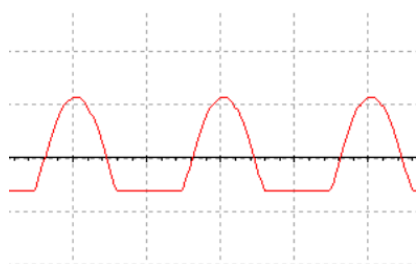


图 6-2

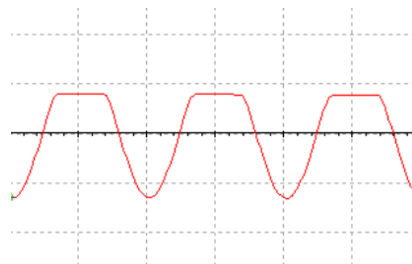


图 6-3

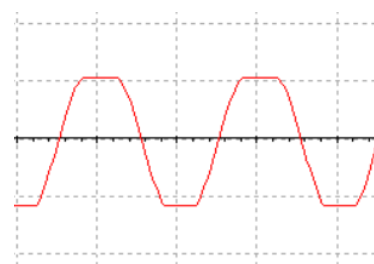


图 6-4

失真示意图（非本实验获得）

① 饱和失真，如图 6-2 所示。如图 6-1 中 Q2 所在位置，当晶体管 Q 点设置过高而进入饱和区时，会出现输出信号底端“被削平”的情况，即为饱和失真。Q 点设置过高，使输入信号正半周靠近峰值的某段时间内晶体管进入饱和区（超出放大区动态范围），导致集电极动态电流产生顶部失真，则集电极电阻上的电压波形随之产生同样的失真。由于输出电压与集电极电阻上的电压变化相位相反，从而导致输出波形产生底部失真，出现饱和失真。

# 实 验 报 告

23 系 2018 级      学号 PB18051029      姓名 权威      日期 2020-7-07

②截止失真，如图 6-3 所示。与饱和失真类似，如图 6-1 中 Q3 所在位置，当晶体管 Q 点设置过低而进入截止区时，会出现输出信号顶端“被削平”的情况，即为截止失真。Q 点设置过低，使输入信号负半周靠近峰值的某段时间内晶体管进入截止区（超出放大区动态范围），导致基极电流产生底部失真，则集电极电流和电阻上的电压波形随之产生同样的失真。由于输出电压与集电极电阻上的电压变化相位相反，从而导致输出波形产生顶部失真，出现截止失真（由图 6-1 看出对于本实验中所用三极管，截止区范围极小，因此输出电压不易甚至不能出现截止失真，经过仿真实验得到验证）。

③同时出现饱和失真和截止失真，如图 6-4 所示。即使工作点选择合适，但当输入信号的振幅足够大时，仍然会同时出现双向失真。

2. 对于本次的单管放大器，实现放大的条件是什么？

为使晶体管工作在放大区，需要满足发射结正偏，集电结反偏的条件，即  $U_{BE} > 0$ ， $U_{BC} < 0$ 。

## 实验总结

①通过本次实验，学习了放大电路输入电阻、输出电阻、放大倍数、幅频特性等的测量方法并完成了测量，达到了实验目的，达到了实验要求。同时为了避免波形出现严重失真而进行的测试，使我直观的理解了静态工作点的设置对电路放大性能和稳定性的重要影响。

②这次实验为《模拟电子线路》理论课程提供了实验机会，加深了对理论知识的理解。本次实验中进行 multism 仿真操作，准确性和简便性相对线下实验大大提高，因为实际实验中，三极管的工作状态受温度、实验环境等的影响较大，万用表、示波器等测量工具测量精度较低，数字跳动大，甚至不敢确定是否读到了有效结果，另外对于由理论模型得到的计算电路指标的一些公式，在不同的测试环境下得到的结果可能不同，有可能会产生较大的误差。

# 实验报告

23 系 2018 级

学号 PB18051029

姓名 权威

日期 2020-7-13

实验题目：差动放大器

实验目的：1. 加深理解差动放大器的基本性能特点和应用

2. 学习差动放大器静态工作点的设置方法、掌握差模电压增益 $A_{ud}$ 、共模电压增益 $A_{uc}$ 、共模抑制比 $K_{CMRR}$ 等主要技术指标的测试方法

3. 了解基本放大器和具有镜像恒流源的差动放大器的性能差别

实验原理

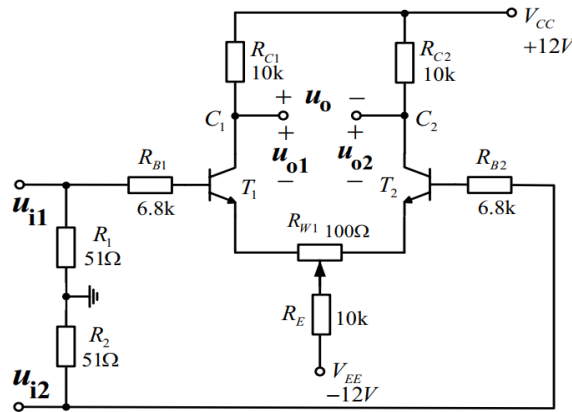


图 1 典型差动放大电路

典型差动放大电路是由两个输入和输入特性均相同的三极管通过射级公共电阻耦合而成，电路结构对称，原件参数相同。

1. 典型差动放大电路的直流通路与静态工作点设置

$$\text{由电路可得： } I_B = \frac{-V_{EE} - V_{BE}}{R_{B1} + 2(1 + \beta)R_E + (1 + \beta)\frac{R_{W1}}{2}}$$

$$I_C = \beta I_B$$

$$U_{CE} = V_{CC} + |V_{EE}| - I_C R_C - 2I_C R_E - I_C \frac{R_{W1}}{2}$$

2. 差动放大电路的信号输入

① 差模信号：大小相等，极性相反的一对输入信号，通常为有用信号；

② 共模信号：大小相等，极性相同的一对输入信号，通常为温漂和干扰信号；

③ 对于输入的任意信号，可以将其分解为差模信号 $u_{id}$ 和共模信号 $u_{ic}$ 两个部分，其中

$$u_{id} = u_{i1} - u_{i2}, \quad u_{ic} = (u_{i1} + u_{i2})/2;$$

④ 典型差动放大电路放大差模信号，抑制共模信号。

3. 差动放大电路的输入输出方式

共有四种方式，分别为双端输入单端输出、双端输入双端输出、单端输入单端输出、单端输入双端输出。

4. 差动放大电路的放大性能

① 共模放大倍数：用来描述电路对共模信号的抑制能力，即 $A_{uc} = \frac{\Delta u_{oc}}{\Delta u_{ic}}$

# 实 验 报 告

23 系 2018 级      学号 PB18051029      姓名 权威      日期 2020-7-13

② 差模放大倍数：差分放大电路是以牺牲一只晶体管的放大作用来换取低温漂的效果，

$$\text{即： } A_d = \frac{\Delta u_{od}}{\Delta u_{id}} = \frac{\Delta u_{od1} - \Delta u_{od2}}{\Delta u_{id1} - \Delta u_{id2}} = \frac{2u_{od1}}{2u_{id1}} = A_{d1} = -\frac{\beta(R_c // \frac{R_L}{2})}{R_b + r_{be}}$$

③ 共模抑制比：衡量电路性能的重要指标， $K_{CMR} = |\frac{A_{ud}}{A_{uc}}|$  或  $K_{CMR} = 20lg|\frac{A_{ud}}{A_{uc}}|$ ，其值越大，抑制温漂能力越强，电路性能越好。

● 四种方式的  $A_{ud}$ ， $K_{CMRR}$ ， $R_o$ ， $R_i$  以及性能特点如下表 1 所示（电路中无电位器）：

接法 性能	双端输入 双端输出	双端输入 单端输出	单端输入 双端输出	单端输入 单端输出
$A_{ud}$	$-\frac{\beta(R_c // \frac{R_L}{2})}{R_b + r_{be}}$	$-\frac{1}{2} \frac{\beta(R_c // R_L)}{R_b + r_{be}}$	$-\frac{\beta(R_c // \frac{R_L}{2})}{R_b + r_{be}}$	$-\frac{1}{2} \frac{\beta(R_c // R_L)}{R_b + r_{be}}$
$K_{CMRR}$	很高	较高	很高	较高
$R_i$	$2(R_b + r_{be})$	$2(R_b + r_{be})$	$\approx 2(R_b + r_{be})$	$2(R_b + r_{be})$
$R_o$	$2R_c$	$R_c$	$2R_c$	$R_c$
特性	1. 理想情况下 $K_{CMRR}$ 为无穷 2. 适用于输入信号和负载两端均不接地情况	1. 由于引入共模负反馈，仍有较大的 $K_{CMRR}$ 2. 适用于将双端输入转换为单端输出	1. 理想情况下 $K_{CMRR}$ 为无穷 2. 适用于将单端输入转换为双端输出	1. 适用于输入和输出均接地情况 2. 抑制零漂能力更强 3. 能使输入电压与输出电压同相或反向

表 1

注：上述式子中  $R_c$ 、 $R_L$ 、 $R_b$  均与单管放大器中惯用符号所代表的元件一致

## 5. 具有恒流源的差分放大电路

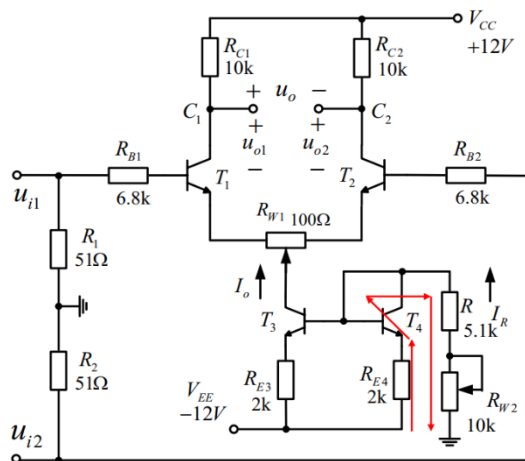


图 2 具有恒流源的差分放大电路

# 实验报告

23 系 2018 级 学号 PB18051029 姓名 权威 日期 2020-7-13

加入恒流源后, 选定基准电流 $I_R$ 后, 由 $I_R = I_0 = 2I_E \approx 2I_C$ , 即能确定 $I_C$ , 进而确立静态工作点。

●与普通放大电路计算方法类似, 可得 $A_{ud}$ 、 $A_{uc}$ 、 $K_{CMRR}$ 如下表 2 所示:

	$A_{ud}$	$A_{uc}$	$K_{CMRR}$
单端输出	$\frac{-\beta R'_L}{2(R_{B1} + r_{be} + (1 + \beta) \frac{R_{W1}}{2})}$	$\frac{-\beta R'_L}{R_{B1} + r_{be} + (1 + \beta) \frac{R_{W1}}{2} + 2(1 + \beta)R'_e}$	$\frac{\beta R'_e}{R_{B1} + r_{be} + (1 + \beta) \frac{R_{W1}}{2}}$
双端输出	$\frac{-\beta R'_L}{R_{B1} + r_{be} + (1 + \beta) \frac{R_{W1}}{2}}$	0	$\infty$

表 2

- 差模电压增益、共模电压增益、共模抑制比、输入电阻、输出电阻都与输入方式无关。
- 双端输出时的差模电压增益、输出电阻是单端输出时的 2 倍

## 实验内容

### 1. 测量静态工作点

在典型差动放大电路中, 不加输入信号, 将输入端 $u_{i1}$ 、 $u_{i2}$ 两点对地短路调节 $R_{W1}$ 电位器, 使 $U_{c1} = U_{c2}$ 分别测量差分对管 T1、T2 的各极电位, 记录数据。

### 2. 测量差模电压放大倍数

①单端输入方式 (两个  $51 \Omega$  不接): 将典型差动放大器 $u_{i2}$ 输入端接地, 从 $u_{i1}$ 端输入正弦信号幅度 $U_{ip}=30\text{mV}$ 、频率  $f=1\text{kHz}$ , 用万用表交流档测出输入 $U_{id}$ , 单端 $u_{od1}(u_{o1})u_{od2}(u_{o2})$ , 双端输出 $u_{od}$ 的有效值, 计算出单端输出电压放大倍数, 双端输出电压放大数, 并用示波器测量画出单端输出电压 $u_{od1}(u_{o1})$ ,  $u_{od2}(u_{o2})$ 的波形图。

②双端输入方式 (两个  $51 \Omega$  接入): 重复 (1) 的测量和计算。

### 3. 测量共模电压放大倍数

将输入端 $u_{i1}$ 、 $u_{i2}$ 两点连接在一起 (两个  $51 \Omega$  不接), 从 $u_{i1}$ 和 $u_{i2}$ 两端输入幅度 $U_{ic}=30\text{mV}$ , 频率  $f=1\text{kHz}$  的正弦信号, 用万用表交流档测量共模输入电压 $U_{ic}$ 、共模单端输出电压 $U_{oc1}$ ,  $U_{oc2}$ 及双端输出电压 $U_{oc}$ , 计算出单端共模电压放大倍数及双端共模电压放大倍数, 并用示波器测量画出 $U_{oc1}$ ,  $U_{oc2}$ 的波形。

### 4. 具有恒流源的差动放大电路静态工作点调试

对于具有恒流源差动放大电路, 不加输入信号, 将输入端 $u_{i1}$ 、 $u_{i2}$ 两点对地短路, 调节恒流源电路电位器 $R_{W2}$ , 使 $U_{RC1}=5\text{V}$  或 $U_{RC2}=5\text{V}$ , 则 $I_0=2U_{RC1}/RC1=1\text{mA}$ 。分别测量差分对管 T1、T2 的各极电位, 记录数据。

5. 对于具有恒流源的差动放大电路, 重复实验内容 2 和 3 中操作

## 实验数据 (含 Multism 图) 与分析处理

【※本实验采用 2N2222 型晶体管进行试验时, 部分数据存在相对较大的实验误差(超出 10%),

# 实 验 报 告

23 系 2018 级      学号 PB18051029      姓名 权威      日期 2020-7-13

为了避免元件废弃使仿真软件不能模拟内部电路，从而产生无效数据的可能性，因此，下列实验均采用 2N2222A 型 NPN 晶体管进行仿真模拟。】

1. 实验中设置当调节滑动变阻器至中央（左右各占总值 50%）时，满足  $U_{c1} = U_{c2}$ ，Multism 仿真实验图及仿真结果分别如下图 1-1 和图 1-2 所示，经过对应整理后的实数据如下表 1-1 所示：

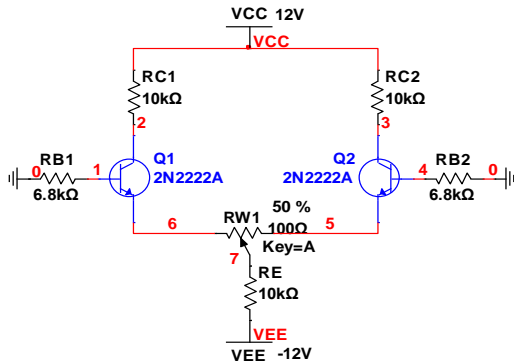


图 1-1

直流工作点分析

Variable	Operating point value
1 V(1)	-17.77154 m
2 V(2)	6.35484
3 V(3)	6.35484
4 V(4)	-17.77154 m
5 V(5)	-629.05429 m
6 V(6)	-629.05429 m
7 I(Q1[IB])	2.61346 u
8 I(Q1[IC])	564.51600 u
9 I(Q2[IB])	2.61346 u
10 I(Q2[IC])	564.51600 u

图 1-2

测量对象	$U_{c1}$	$U_{c2}$	$U_{E1}$	$U_{E2}$	$U_{B1}$	$U_{B2}$
测量值	6.35484V	6.35484V	-0.6290542V	-0.6290542V	-17.77154mV	-17.77154mV

表 1-1

## 数据与误差分析

取  $U_{BE}=0.6V$ ，由伏安特性分析仪取得  $\beta \approx 210$

$$\text{得 } I_B = \frac{-V_{EE}-V_{BE}}{R_{B1}+2(1+\beta)R_E+(1+\beta)\frac{R_{W1}}{2}} = -2.69036\mu A$$

$$I_C = \beta I_B = 0.5650\text{mA}$$

$$U_{B1} = I_B * R_{B1} = -18.29445\text{mV}$$

$$U_{C1} = V_{CC} - I_C * R_{C1} = 6.35024\text{V}$$

① 理论条件下当滑动变阻器划片位于正中间时， $U_{c1} = U_{c2}$ ，电路中其他参数也相等，实验结果与理论相吻合。

② 由于实验中所测量之间互有联系，因此只选取  $I_B$ 、 $U_{C1}$  进行误差分析：

$$\text{相对误差分别为 } \rho = (2.69036-2.61346) / 2.69346 * 100\% = 2.9\%$$

$$\rho = (6.35484-6.35024) / 6.35024 * 100\% = 0.007\%$$

可以看出实验误差相对很小，说明在实验电压条件下中  $U_{BE}$  非常接近 0.6V（改变实验条件可得不同电压条件下  $U_{BE}$  不同），另外由于仿真实验原件精度较高，因此得到的数据与理论吻合的较好，证明静态工作点的测量值是有效的。

2. ① 单端输入下 Multism 仿真实验图及仿真结果（万用表示数与示波器波形）分别如下图 2-1 和图 2-2 所示：

# 实验报告

23 系 2018 级

学号 PB18051029

姓名 权威

日期 2020-7-13

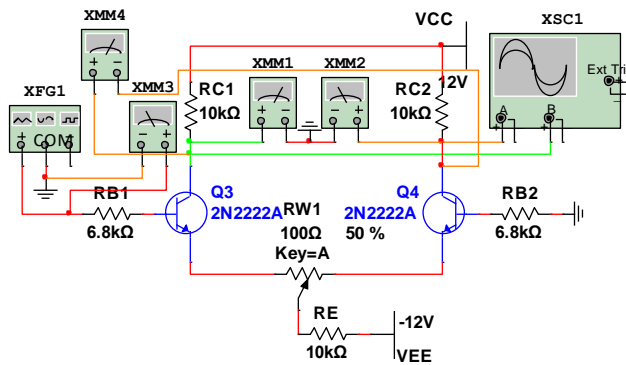
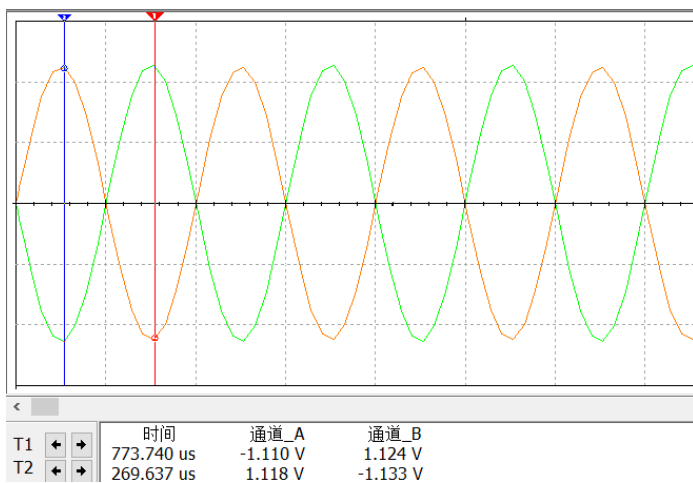


图 2-1

示波器-XSC1



万用表-XMM1

808.741 mV

万用表-XMM2

798.265 mV

万用表-XMM3

21.212 mV

万用表-XMM4

1.607 V

图 2-2

整理后数据如下表 2-1 所示 (均为有效值):

电压	$u_{o1}$	$u_{o2}$	$u_{i1}$	$u_{od}$
测量值 (mV)	808.741	798.265	21.212	1607

表 2-1

并计算出各输出方式下电压放大倍数分别为:

从  $Q_1$  C 极单端输出,  $A_u = -u_{o1}/u_{i1} = -38.13$

从  $Q_2$  C 极单端输出,  $A_u = u_{o2}/u_{i1} = 37.63$

双端输出,  $A_d = -u_{od}/u_{i1} = -75.76$

## 数据分析处理

理论计算得单端输出:

$$A_{d1} = \frac{-\beta R_{c1}}{2[R_{B1} + r_{be} + (1 + \beta) \frac{R_{W1}}{2}]} = -38.184$$

$$A_{c1} = \frac{-\beta R_{c1}}{R_{B1} + r_{be} + (1 + \beta) \frac{R_{W1}}{2} + 2(1 + \beta) R_E} = -0.496$$

$K_{CMRR} = 76.98$ , 双端出差模电压增益  $A_d = 2A_{d1} = -76.368$ , 共模电压增益为 0。

# 实 验 报 告

23 系 2018 级      学号 PB18051029      姓名 权威      日期 2020-7-13

因为两种单端输出方式均在集电极输出，则输出信号应该大小相等，相位相反，

则输出电压  $u_{o1} = u_{i1} * A_{d1} + u_{i1} / 2 * A_{c1} = -815.219\text{mV}$ ，  $u_{o2} = 815.219\text{mV}$

$$u_{od} = 2u_{i1} * A_{d1} = 1620\text{mV}$$

相对误差分别为  $\rho = (815.219 - 808.741) / 815.219 * 100\% = 0.79\%$

$$\rho = (815.219 - 798.265) / 815.219 * 100\% = 2.01\%$$

$$\rho = (1620 - 1607) / 1620 * 100\% = 0.80\%$$

$$\rho = (76.39 - 75.76) / 76.39 * 100\% = 0.82\%$$

单端输出电压放大倍数经过叠加，无法与理论值比较。

由以上数据分析可看出相对误差很小，即实验数据有效，完成了实验内容。而电路两种单端输出电压模值并不相等是由于电路并不完全对称造成的，因此仍然存在一定的误差。

② 双端输入下 Multism 仿真实验图及仿真结果（万用表示数与示波器波形）分别如下图 2-3 和图 2-4 所示：

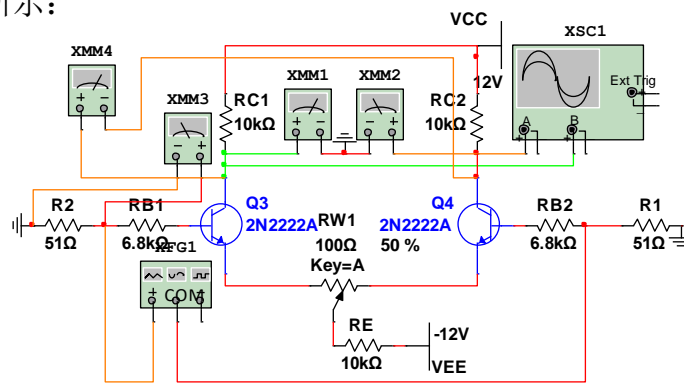
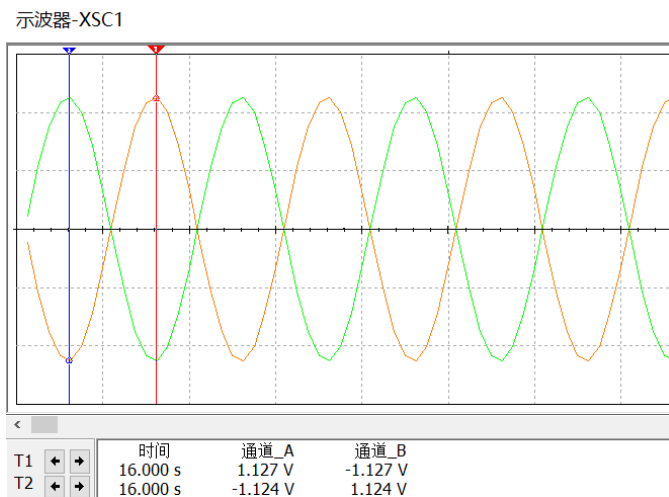


图 2-3



万用表-XMM1

803.485 mV

万用表-XMM2

803.485 mV

万用表-XMM3

10.641 mV

万用表-XMM4

1.607 V

图 2-4

整理后数据如下表 2-1 所示（均为有效值）：

电压	$u_{o1}$	$u_{o2}$	$u_{i1}$	$u_{od}$
测量值 (mV)	803.485	803.485	10.641	1607

表 2-2



# 实 验 报 告

23 系 2018 级      学号 PB18051029      姓名 权威      日期 2020-7-13

※这里的 $u_{i1}$ 并不是输入电压，由于左右端输入极性相反，则输入电压为 $2u_{i1}$ 。

计算出各输出方式下电压放大倍数分别为：

从  $Q_1$  C 极单端输出， $A_u = -u_{o1} / 2u_{i1} = -37.75$

从  $Q_2$  C 极单端输出， $A_u = u_{o2} / 2u_{i1} = 37.75$

双端输出， $A_d = -u_{od} / 2u_{i1} = -75.76$

## 数据分析处理

因为差模电压增益和共模电压增益与输入方式无关，则理论数据应与实验④中对应相同，由上一实验可得单端输出差模电压增益 $A_{d1}$ 理论值-38.184，共模电压增益 $A_{c1}$ 理论值-0.496，双端输出差模电压增益理论值-76.386，共模电压增益理论值为0， $K_{CMRR} = 76.98$

$u_{o1}$ 、 $u_{o2}$ 、 $u_{od}$ 、 $A_d$ 相对误差分别为：

$$\rho = (815.219 - 803.485) / 815.219 * 100\% = 1.44\%$$

$$\rho = (815.219 - 803.485) / 815.219 * 100\% = 1.44\%$$

$$\rho = (1620 - 1607) / 1620 * 100\% = 0.80\%$$

$$\rho = (76.39 - 75.76) / 76.39 * 100\% = 0.82\%$$

单端输出电压放大倍数经过叠加，无法与理论值比较。

由以上分析可以看出误差较小，在电路仿真计算、元件非理想性以及示波器和万用表测量精度等因素的影响下，该误差是允许的，因此得到的实验数据有效，完成了实验内容。

3. Multisim 仿真实验图及仿真结果(万用表示数与示波器波形)如下图 2-5 和图 2-6 所示：

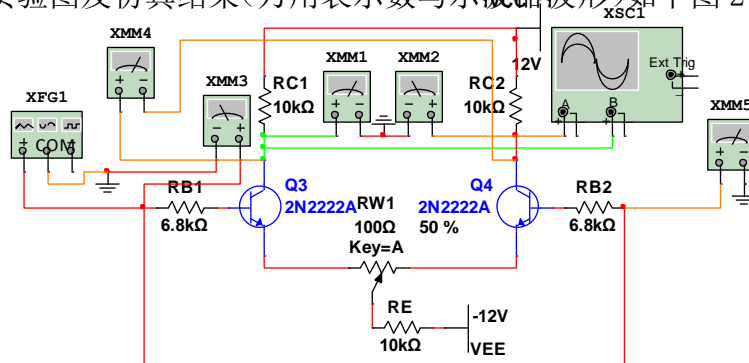
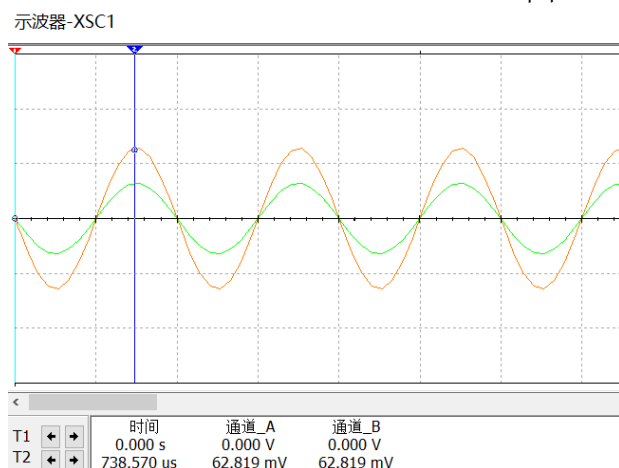


图 2-5



万用表-XMM1	×
45.403 mV	
万用表-XMM2	×
45.403 mV	
万用表-XMM3	×
91.92 mV	
万用表-XMM4	×
70.021 pV	

# 实 验 报 告

23 系 2018 级

学号 PB18051029

姓名 权威

日期 2020-7-13

图 2-6

※为了显示出两个波形，示波器两个通道分别选用了不同的时基标度，但是两个单端输出的示波器波形是完全重合的（表示为图 2-6 中的两个通道的最值相同）。

整理后数据如下表 2-3 所示（均为有效值）：

电压	$u_{ic}$	$u_{oc1}$	$u_{oc2}$	$u_{oc}$
测量值	91.92mV	45.403mV	45.403mV	70.021pV

表 2-3

并计算出各输出方式下电压放大倍数分别为：

从 Q<sub>1</sub> C 极单端输出， $A_u = -u_{oc1} / u_{ic} = -0.494$

从 Q<sub>2</sub> C 极单端输出， $A_u = u_{oc2} / u_{ic} = -0.494$

双端输出， $A_d = -u_{oc} / u_{ic} \approx 0$

数据与误差分析

① 理论有两个单端输出信号同相位且完全相同，实验结果与之相吻合。

② 单端共模电压增益  $A_{c1} = \frac{-\beta R_{c1}}{R_{B1} + r_{be} + (1+\beta) \frac{RW1}{2} + 2(1+\beta)R_E} = -0.496$

相对误差  $\rho = (0.496 - 0.494) / 0.496 * 100\% = 0.04\%$

双端输出共模电压增益为 0，实验结果与之相吻合。

考虑到电路并非完全理想以及万用表和示波器的读数精度等因素的影响，该误差在实验中是允许的，证明得到的实验数据有效，从而反映出差分放大电路对共模输入信号有很好的抑制能力。

4. 实验中设置当调节 RW2 为 4.14kΩ 时，满足  $U_{RC1} = 5V$  ( $V_2 = 7V$ )，Multism 仿真实验图及仿真结果分别如下图 4-1 和图 4-2 所示，经过对应整理后的实数据如下表 4-1 所示：

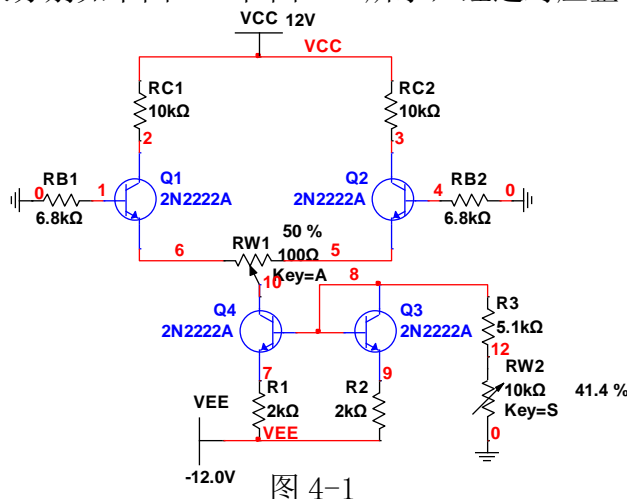


图 4-1

直流工作点分析

Variable	Operating point value
1 V(1)	-15.67504 m
2 V(2)	7.00028
3 V(3)	7.00023
4 V(4)	-15.67505 m
5 V(5)	-623.63972 m
6 V(6)	-623.63971 m
7 I(Q1[IB])	2.30515 u
8 I(Q1[IC])	499.97741 u
9 I(Q2[IB])	2.30515 u
10 I(Q2[IC])	499.97727 u

图 4-2

测量量	$U_{c1}$	$U_{c2}$	$U_{E1}$	$U_{E2}$	$U_{B1}$	$U_{B2}$	RW2
测量值	7.000V	7.000V	-0.6236V	-0.6236V	-15.67mV	-15.67mV	4.14kΩ

表 4-1

# 实 验 报 告

23 系 2018 级

学号 PB18051029

姓名 权威

日期 2020-7-13

## 数据与误差分析

取  $U_{BE}=0.6V$ ,  $\beta \approx 210$ , 由电路回路关系, 当  $U_{RC1}=5V$  时,

$$\text{有 } \frac{5}{R_{C1}} \cdot \frac{2\beta}{1+\beta} \cdot \frac{\beta}{1+\beta} \cdot [R_1 + R_3 + R_{W2}] = 12V$$

$$\text{解得 } R_{W2}=3.96V$$

$$\text{相对误差 } \rho = (4.14-3.96) / 3.96 * 100\% = 4.5\%$$

可以看出实验误差相对较小, 考虑到  $\beta$  和  $U_{BE}$  取值的不准确以及计算中采用约数对计算结果的主要影响, 该误差是被允许的, 从而静态工作点的测量值是有效的。

5. ①单端输入下 Multism 仿真实验图及仿真结果(万用表示数与示波器波形)分别如下图 5-1 和图 5-2 所示:

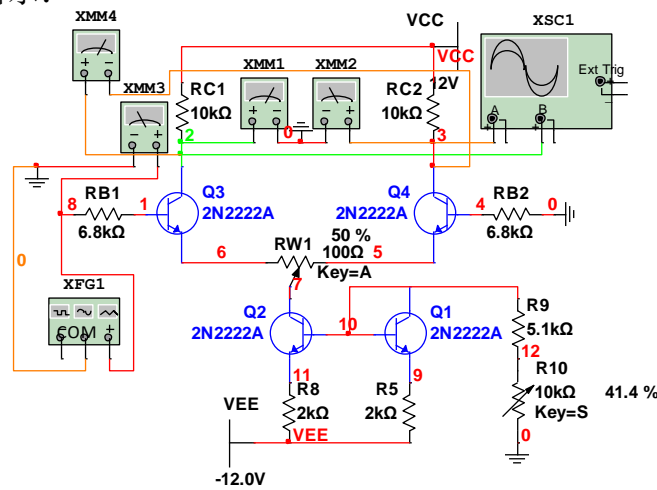


图 5-1

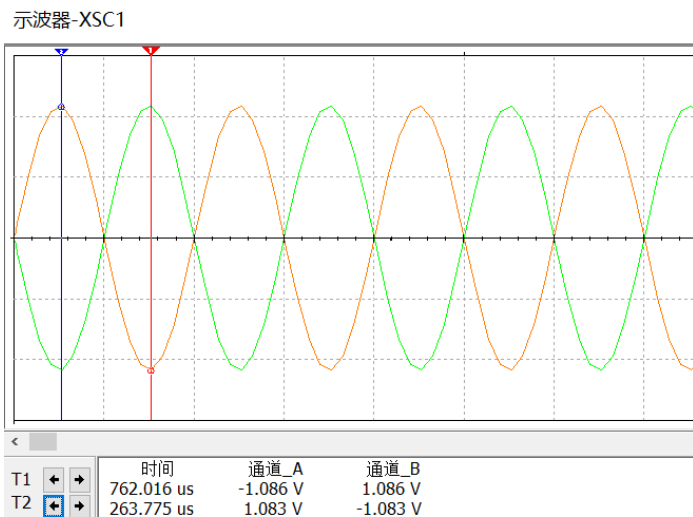


图 5-2

万用表-XMM1

772.649 mV

万用表-XMM2

772.633 mV

万用表-XMM3

21.213 mV

万用表-XMM4

1.545 V

整理后数据如下表 2-1 所示 (均为有效值):

电压	$u_{o1}$	$u_{o2}$	$u_{i1}$	$u_{od}$
测量值 (mV)	772.649	772.633	21.213	1545

# 实 验 报 告

23 系 2018 级

学号 PB18051029

姓名 权威

日期 2020-7-13

表 5-1

并计算出各输出方式下电压放大倍数分别为:

从  $Q_1$  C 极单端输出,  $A_u = -u_{o1}/u_{i1} = -36.42$

从  $Q_2$  C 极单端输出,  $A_u = u_{o2}/u_{i1} = 36.42$

双端输出,  $A_d = -u_{od}/u_{i1} = -72.85$

## 数据分析处理

理论计算得单端输出:

$$A_{d1} = \frac{-\beta R_{c1}}{2[R_{B1} + r_{be} + (1+\beta)\frac{R_{W1}}{2}]} = -38.184$$

$$A_{c1} = \frac{-\beta R_{c1}}{R_{B1} + r_{be} + (1+\beta)\frac{R_{W1}}{2} + 2(1+\beta)R_E} \approx 0$$

$K_{CMRR}$  为无穷大, 双端输出差模电压增益  $A_d = 2A_{d1} = -76.368$ , 共模电压增益为 0。

因为两种单端输出方式均在集电极输出, 则输出信号应该大小相等, 相位相反,

则输出电压  $u_{o1} = u_{i1} * A_{d1} + u_{i1} / 2 * A_{c1} = -810.01\text{mV}$ ,  $u_{o2} = 810.01\text{mV}$

$$u_{od} = 2u_{i1} * A_{d1} = 1620\text{mV}$$

相对误差分别为  $\rho = (810.001 - 773.649) / 810.001 * 100\% = 4.5\%$

$$\rho = (810.001 - 772.643) / 810.001 * 100\% = 4.6\%$$

$$\rho = (1620 - 1545) / 1620 * 100\% = 4.6\%$$

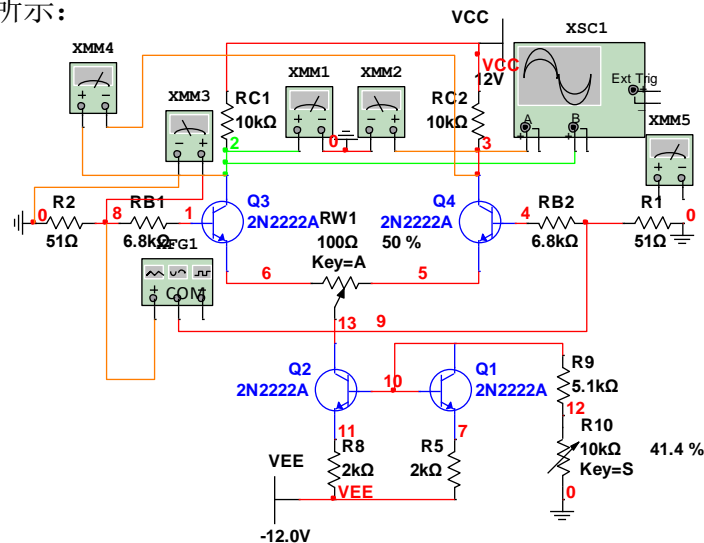
$$\rho = (76.37 - 72.85) / 76.37 * 100\% = 4.7\%$$

单端输出电压放大倍数经过叠加, 无法与理论值比较。

由以上数据分析可看出相对误差较小, 即实验数据有效, 达到了实验要求。而电路两种单端输出电压模值并不相等是由于电路并不完全对称造成的, 因此仍然存在一定的误差。

② 双端输入下 Multism 仿真实验图及仿真结果 (万用表示数与示波器波形) 分别如下图

2-3 和图 2-4 所示:



# 实 验 报 告

23 系 2018 级

学号 PB18051029

姓名 权威

日期 2020-7-13

图 5-3

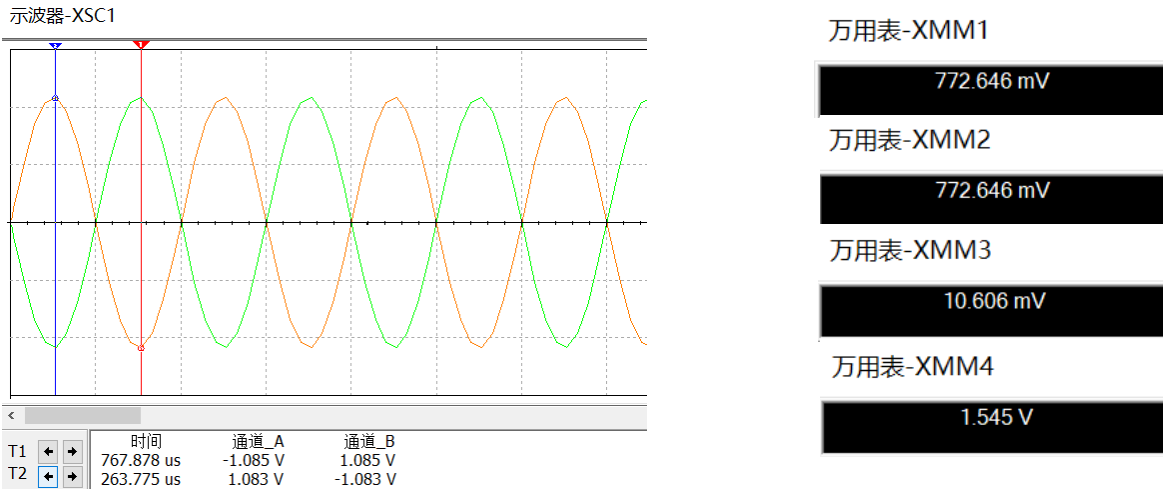


图 5-4

整理后数据如下表 5-2 所示（均为有效值）：

电压	$u_{o1}$	$u_{o2}$	$u_{i1}$	$u_{od}$
测量值 (mV)	772.646	772.646	10.606	1545

表 5-2

※这里的 $u_{i1}$ 并不是输入电压，由于左右端输入极性相反，则输入电压为 $2u_{i1}$ 。

计算出各输出方式下电压放大倍数分别为：

从  $Q_1$  C 极单端输出， $A_u = -u_{o1} / 2u_{i1} = -36.42$

从  $Q_2$  C 极单端输出， $A_u = u_{o2} / 2u_{i1} = 36.42$

双端输出， $A_d = -u_{od} / 2u_{i1} = -72.84$

## 数据分析处理

因为差模电压增益和共模电压增益与输入方式无关，则理论数据应与实验①中对应相同，由上一实验可得单端输出差模电压增益 $A_{d1}$ 理论值-38.184，共模电压增益 $A_{c1}$ 理论值-0.496，双端输出差模电压增益理论值-76.386，共模电压增益理论值为0。

$u_{o1}$ 、 $u_{o2}$ 、 $u_{od}$ 、 $A_d$ 相对误差分别为：

$$\rho = (810.01 - 772.646) / 815.219 * 100\% = 4.5\%$$

$$\rho = (810.01 - 772.646) / 815.219 * 100\% = 4.5\%$$

$$\rho = (1620 - 1545) / 1620 * 100\% = 4.5\%$$

$$\rho = (76.39 - 72.84) / 76.39 * 100\% = 4.6\%$$

单端输出电压放大倍数经过叠加，无法与理论值比较。

由以上分析可以看出误差较小，在电路仿真计算、元件非理想性以及示波器和万用表测量精度等因素的影响下，该误差是允许的，因此得到的实验数据有效，完成了实验内容。

# 实验报告

23 系 2018 级

学号 PB18051029

姓名 权威

日期 2020-7-13

## 思考题

1. 为什么要对差分放大器调零？在实验中是不是非常重要？

对差分放大器调零在实验中非常重要，因为差分放大电路的工作原理依赖于电路对称性，但是即使电路结构对称，所用元件相同，由于制作工艺、实验环境等因素的影响，电路的对称性极可能被破坏，因此需要对电路进行调零。

2. 差分放大器的差模输出电压是与输入电压的差还是与输入电压的和成正比？

在理想情况下差分放大器的差模输出电压和输入电压之差成正比，但是在实际电路中，放大电路对输入电压之和依然有响应（共模输出）。

3. 典型差动放大电路与恒流源差动放大电路在观测共模输出  $u_{oc2}$  与  $u_{oc1}$  的波形时，其大小、极性及共模抑制比 KCMRR 有何区别？为什么？

① 由共模放大倍数的表达式，由于恒流时发射极电阻  $R_E$  比典型差动放大电路的大得多，因此共模放大倍数（接近 0）远小于差动放大电路，共模抑制比（接近无穷大）远大于差动放大电路；由于两种电路均是在集电极输出，因此极性不变。

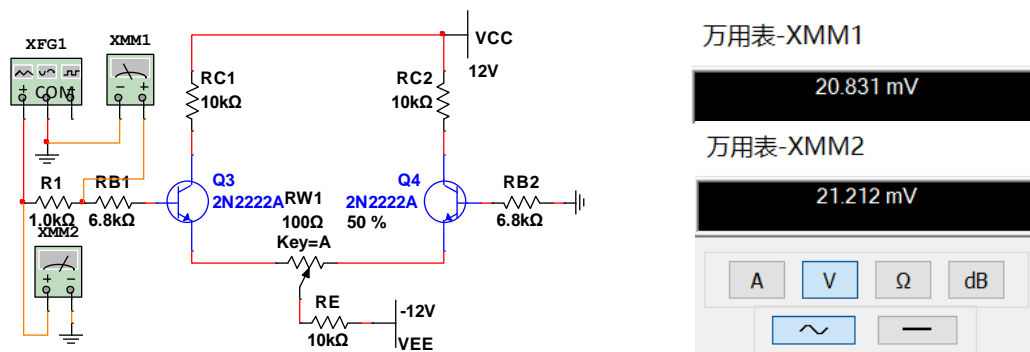
② 对于差分放大电路， $R_e$  越大，每一边的漂移越小，共模负反馈越强，单端输出时的  $A_c$  越小，KCMRR 越大，差分放大电路的性能越好。但为使静态电流不变， $R_e$  越大， $V_{EE}$  越大，以至于  $R_e$  太大就不合理了。所以为了在低电源条件下，既可以设置合适的  $I_{EQ}$ ，又得到趋于无穷大的  $R_e$ ，就采用电流源取代  $R_e$ ，即为恒流源差分放大电路。

4. 设计实验电路和步骤，测量典型差动放大器差模输入时的输入电阻  $R_i$  和单端输出电阻  $R_o$ ，记录测量数据并进行数据处理和分析。

### ① 测量输入电阻

在典型差动放大电路中，电路调零后，在信号源  $U_i$  和输入端之间串接一个  $R=1k\Omega$  的电阻，信号源输入  $U_{ic}=30mV$ ，频率  $f=1kHz$  的正弦信号，测量所需值  $U_i$ 、 $U_s$ ，即可测得输入电阻。

Multism 仿真电路图和实验结果如下图所示：



$$\text{则测得输入电阻 } R_i = \frac{U_i}{U_s - U_i} R = \frac{20.831}{21.212 - 20.831} k\Omega = 54.675 k\Omega$$

$$\text{理论计算输入电阻 } R_i = 2(R_B + r_{be}) + (1 + \beta) \cdot R_{w1} = 56.04 k\Omega$$

# 实验报告

23 系 2018 级

学号 PB18051029

姓名 权威

日期 2020-7-13

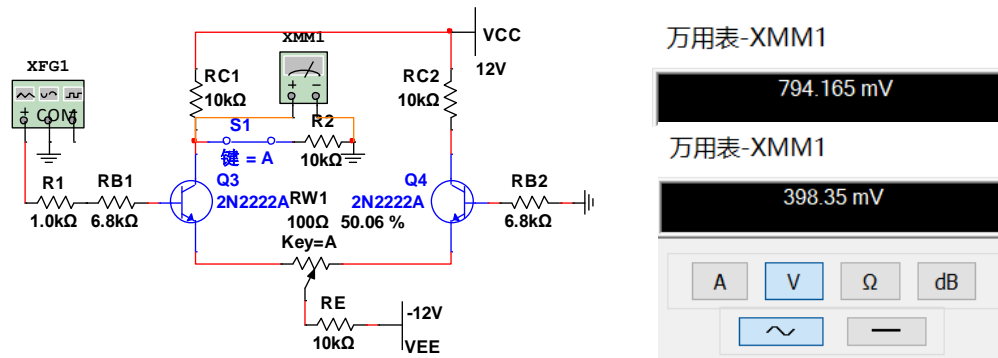
$$\text{相对误差 } \rho = (56.04 - 54.68) / 56.04 * 100\% = 2.4\%$$

即相对误差较小，实验结果较为准确。

## ② 测量单端输出电阻

在典型差动放大电路中，电路调零后，信号源输入  $U_{ic} = 30\text{mV}$ ，频率  $f = 1\text{kHz}$  的正弦信号，用毫伏表测量空载时的  $U_o$ ，再接入  $R_L = 10\text{k}\Omega$  时的  $U_L$ ，计算差模单端输入、单端输出时的输出电阻  $R_o$ 。

Multisim 仿真电路图和实验结果如下图所示：



$$\text{则测得单端输出电阻 } R_o = \left(\frac{U_o}{U_L} - 1\right) R_L = \left(\frac{794.165}{398.35} - 1\right) * 10\text{k}\Omega = 9.94\text{ k}\Omega$$

理论单端输出电阻  $R_o = 10\text{ k}\Omega$

$$\text{相对误差 } \rho = (10 - 9.94) / 10 * 100\% = 0.006\%$$

即相对误差很小，实验结果较为准确。

## 实验总结

① 在本实验中，我们研究了典型差分放大电路和恒流源差分放大电路的静态工作点、对差模信号和共模信号的响应，同时对不同输入输出方式的差模和共模增益，差模输入和输出电阻，共模抑制比等重要参数进行了测量和误差分析，测量结果基本与差分放大电路的原理相符合，完成了实验要求，达到了实验目的，同时加深了对理论知识的理解。

② 通过这个实验，我们对差分放大器对于差模信号的增益作用和共模信号的抑制作用有了更深刻的理解，同时也了解了差分放大器中零点漂移的问题与其对策，加深了对其性能和特点的理解。同时也充分展示出仿真模拟误差小、不受环境和人为因素、读数准确、精确度高的优越性。

# 实验报告

23 系 2018 级

学号 PB18051029

姓名 权威

日期 2020-7-20

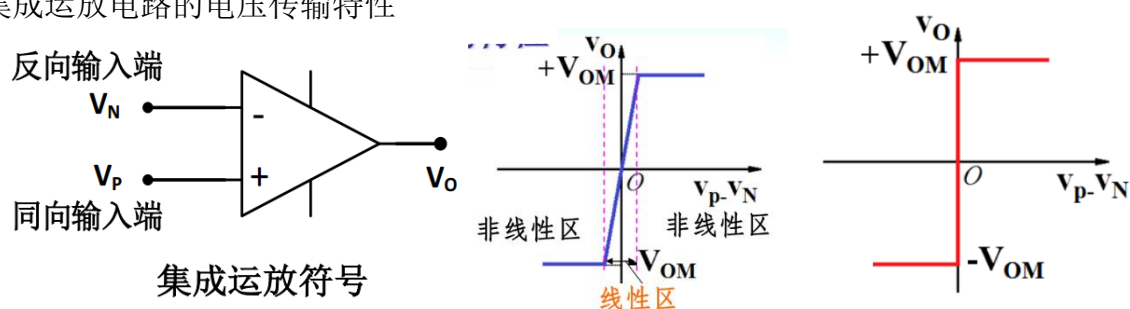
实验题目:集成运放电路的基本应用——模拟运算电路

- 实验目的:
1. 掌握集成运放的基本特性和工作原理,了解集成运放的外形结构及各引脚功能;
  2. 掌握集成运放的三种输入方式,研究由集成运放组成的比例、加法、减法、积分和微分等基本运算电路的功能;
  3. 了解集成运放在实际应用时应考虑的一些问题。

## 实验原理

### 一. 集成运放电路的基本特点

1. 集成运放电路通常由输入级(差分放大电路)、输出级(互补输出电路)、中间级(由一级或多级放大电路组成)、和偏置电路(设置各级放大电路的静态工作点)部分组成。
2. 集成运放电路的电压传输特性



在线性区,曲线的斜率为电压放大倍数,在非线性区,输出电压只有 $+V_{OM}$ 或 $-V_{OM}$ 两种可能。 $A_{od}$ 越大,线性区越小,当 $A_{od} \rightarrow \infty$ 时,线性区 $\rightarrow 0$ 。

### 3. 理想运算放大器特点

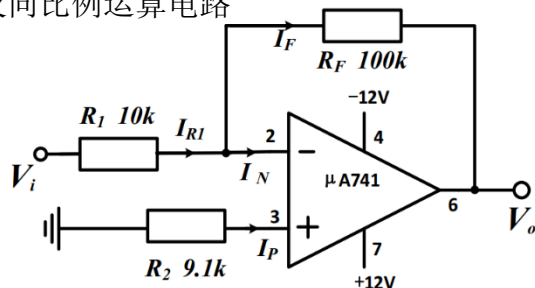
- ① 开环差模电压放大倍数为无穷,差模输入电阻 $r_{id}$ 为无穷,输入电阻 $R_O$ 约为0
- ② 虚短,因为输出电压满足 $v_o = A_{od}(v_P - v_N)$ ,由 $A_{od}$ 为无穷,而 $v_o$ 为有限值,相当于 $v_P = v_N$ ,即为虚短。
- ③ 虚断,由于输入电阻接近无穷,相当于流进输入端电流为0,即 $i_P = i_N = 0$ ,即为虚断

### 4. 集成运放电路的工作状态

- ① 对于单个集成运放电路,通过无源反馈网络将集成运放反向输入端和输出端连接起来,就表明电路引入负反馈,此时放大器工作在放大区。
- ② 电路工作在非线性区时,放大器处于开环状态或者电路引入正反馈,此时输出电压只有两种可能的情况,即 $v_P > v_N$ 时, $v_o = +V_{OM}$ , $v_P < v_N$ 时, $v_o = -V_{OM}$ ,此时虚断条件仍然满足。

## 二. 几种典型的集成运放电路

### 1. 反向比例运算电路



由虚断和虚短条件  $V_P = V_N$   
 $I_P = I_N = 0$

$$\text{得 } I_{R1} = I_F \quad \text{即 } \frac{V_i}{R_1} = -\frac{V_o}{R_F}, \quad V_o = -\frac{R_F}{R_1} V_i$$



# 实验报告

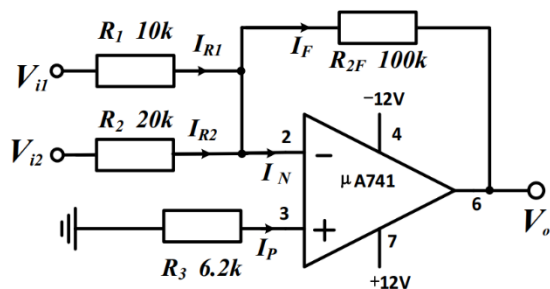
23 系 2018 级

学号 PB18051029

姓名 权威

日期 2020-7-20

## 2. 反向加法运算电路

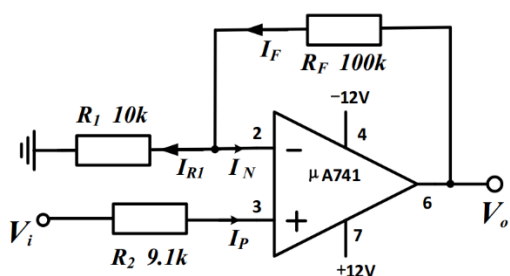


由虚断和虚断条件，再由

$$I_{R1} + I_{R2} = I_F$$

$$\text{即得 } V_o = -\left(\frac{R_F}{R_1} V_{i1} + \frac{R_F}{R_2} V_{i2}\right)$$

## 3. 同相比值运算电路



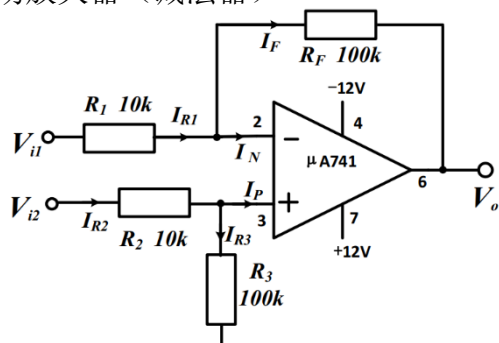
由电路电流关系  $\frac{V_i}{R_1} = \frac{V_o - V_i}{R_F}$

$$\text{得 } V_o = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) V_i$$

当  $R_1 = \infty$  或者  $R_F = 0$  时

$$V_o = V_i$$

## 4. 差动放大器（减法器）



由电路电压关系

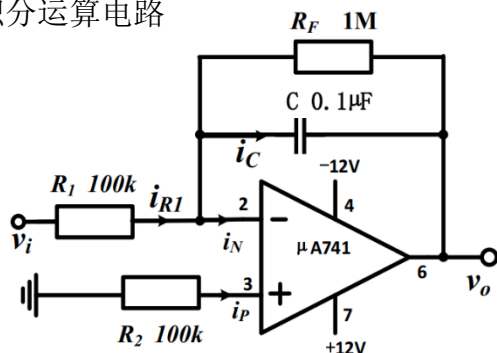
$$\text{得 } V_N = V_P = \frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{i2}$$

$$\frac{V_{i1} - V_N}{R_1} = \frac{V_N - V_o}{R_F}$$

当  $R_1 = R_2, R_3 = R_F$  时，

$$\text{有 } V_o = \frac{R_F}{R_1} (V_{i2} - V_{i1})$$

## 5. 积分运算电路

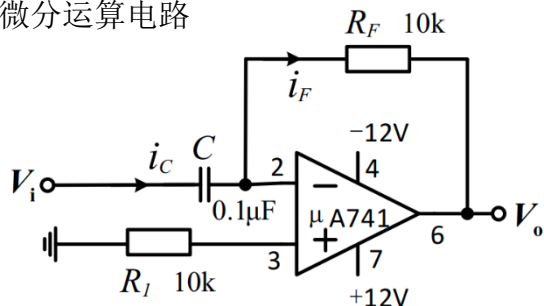


当  $\omega > \frac{1}{R_F C}$  时，为反向积分器

当  $\omega > \frac{1}{R_F C}$  时，为反向放大器

$$\begin{aligned} v_o &= -\frac{1}{RC} \int_0^t V_i dt \\ &= -\frac{1}{RC} \int_0^t V_{iP} dt = -\frac{V_{iP}}{RC} t \end{aligned}$$

## 6. 微分运算电路



$$i_C = i_F$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = C \frac{dv_i}{dt} = -\frac{v_o}{R_F}$$

$$v_o = -RC \frac{dv_i}{dt}$$

# 实验报告

23 系 2018 级

学号 PB18051029

姓名 权威

日期 2020-7-20

## 实验内容

1. 在反向比例运算电路中，输入幅度 $V_{ip}=0.5V$ ,  $f=500Hz$  的正弦交流信号，用万用表交流档测量 $V_i$ 、 $V_o$ 有效值，用示波器观察 $V_i$ 和 $V_o$ 的相位关系，记录数据。
2. 在反向加法运算电路中， $V_{i1}$ 和 $V_{i2}$ 采用直流稳压电源输入，用万用表 DCV 档测量 $V_{i1}$ 和 $V_{i2}$ 及输出电压 $V_o$ ，记录数据。
3. 在同相比例运算电路中，输入幅度 $V_{ip}=0.5V$ ,  $f=500Hz$  的正弦交流信号，用示波器测量 $V_i$ 、 $V_o$ 有效值，并观察 $V_i$ 和 $V_o$ 的相位关系，记录数据。
4. 在差分放大电路中， $V_{i1}$ 和 $V_{i2}$ 采用直流稳压电源输入，用万用表测量 $V_{i1}$ 和 $V_{i2}$ 及输出电压 $V_o$ ，注意 $V_{i1}$ 和 $V_{i2}$ 输入不能过大，防止 $V_o$ 进入饱和区，记录数据。
5. 在积分运算电路中取频率  $f$  为 100Hz，幅值 $V_{ip}=1V$  的方波作为输入信号 $V_i$ ，用示波器测量并记录 $V_i$ 、 $V_o$ 。理论计算 $V_{opp}$ ，和实验值进行误差计算和比较，分析误差原因。
6. 在微分电路中，输入三角波信号 $V_i$ 的频率为  $f=1kHz$ ，幅度 $V_{ip}=1V$ （振幅），输出端接示波器，观察并画出输入、输出波形，记录数据。

## 实验数据（含 Multism 仿真模拟图）与分析处理

※对于实验中使用的运算放大器，当输入为 0 时，电路仍然有一个接近 15mV 的输出，该输出属于输出失调电压，在之后的误差分析中不再重复说明。

1. Multism 仿真模拟图和实验结果（示波器波形和万用表示数）分别如图 1-1 和 1-2 所示：

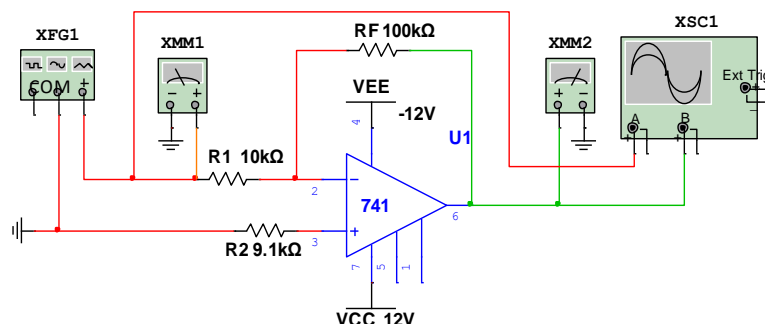


图 1-1

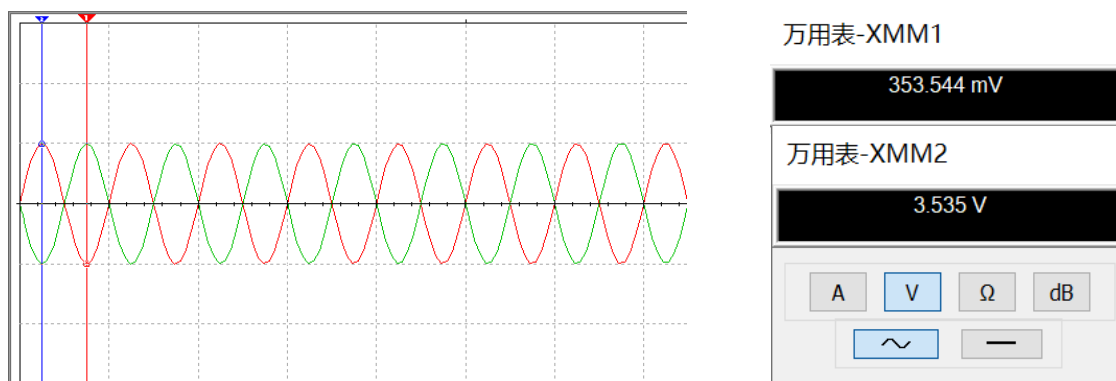


图 1-2

※为了更清楚的显示波形，示波器两个通道选择了不同的时基标度。

# 实 验 报 告

23 系 2018 级      学号 PB18051029      姓名 权威      日期 2020-7-20

将数据整理后如下表 1-1 所示（电压值为有效值）：

\$V_i\$	\$V_o\$	\$A_V\$	
		实测值	计算值
353.544mV	3.535V	实测值	计算值
		-9.999	-10

表 1-1

## 数据分析与处理

① 信号从集成运放反向端输入，则输入信号与输出信号应该反向，由图示仪比较输入信号与输出信号最值出现的位置，可知实验中 \$V\_i\$、\$V\_o\$ 反向，相移相差 \$180^\circ\$，实验结果与理论符合的很好。

② 理论输出信号大小为 \$V\_o = -\frac{R\_F}{R\_1} V\_i = 3.5355\$

则相对误差 \$\rho = (3.536 - 3.535) / 3.535 \* 100\% = 0.003\%\$

即相对误差非常小，实验结果很准确，证明了仿真原件的相对理想性和模拟的准确性。

2. Multisim 仿真模拟图和实验结果（6 组万用表示数）分别如图 2-1 和 2-2 所示：

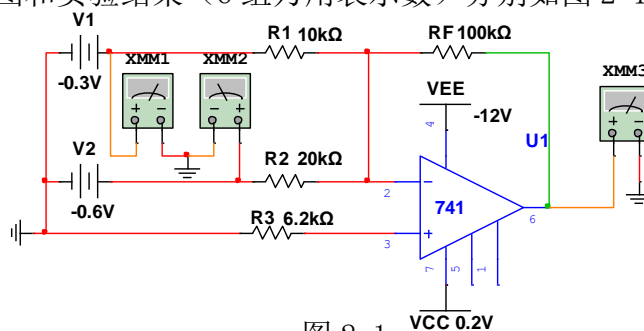


图 2-1

万用表-XMM1 <div style="background-color: black; color: white; padding: 2px; display: inline-block;">100 mV</div>	万用表-XMM1 <div style="background-color: black; color: white; padding: 2px; display: inline-block;">200 mV</div>	万用表-XMM1 <div style="background-color: black; color: white; padding: 2px; display: inline-block;">300 mV</div>
万用表-XMM2 <div style="background-color: black; color: white; padding: 2px; display: inline-block;">200 mV</div>	万用表-XMM2 <div style="background-color: black; color: white; padding: 2px; display: inline-block;">400 mV</div>	万用表-XMM2 <div style="background-color: black; color: white; padding: 2px; display: inline-block;">600 mV</div>
万用表-XMM3 <div style="background-color: black; color: white; padding: 2px; display: inline-block; border: 1px solid red;">-1.981 V</div>	万用表-XMM3 <div style="background-color: black; color: white; padding: 2px; display: inline-block; border: 1px solid red;">-3.981 V</div>	万用表-XMM3 <div style="background-color: black; color: white; padding: 2px; display: inline-block; border: 1px solid red;">-5.981 V</div>
(1)	(2)	(3)
万用表-XMM1 <div style="background-color: black; color: white; padding: 2px; display: inline-block;">-100 mV</div>	万用表-XMM1 <div style="background-color: black; color: white; padding: 2px; display: inline-block;">-200 mV</div>	万用表-XMM1 <div style="background-color: black; color: white; padding: 2px; display: inline-block;">-300 mV</div>
万用表-XMM2 <div style="background-color: black; color: white; padding: 2px; display: inline-block;">-200 mV</div>	万用表-XMM2 <div style="background-color: black; color: white; padding: 2px; display: inline-block;">-400 mV</div>	万用表-XMM2 <div style="background-color: black; color: white; padding: 2px; display: inline-block;">-600 mV</div>
万用表-XMM3 <div style="background-color: black; color: white; padding: 2px; display: inline-block; border: 1px solid red;">2.018 V</div>	万用表-XMM3 <div style="background-color: black; color: white; padding: 2px; display: inline-block; border: 1px solid red;">4.018 V</div>	万用表-XMM3 <div style="background-color: black; color: white; padding: 2px; display: inline-block; border: 1px solid red;">6.018 V</div>
(4)	(5)	(6)

# 实 验 报 告

23 系 2018 级      学号 PB18051029      姓名 权威      日期 2020-7-20

实验结果整理后如下表 2-1 所示：

$V_{i1}$ (V)	0.1	0.2	0.3	-0.1	-0.2	-0.3
$V_{i2}$ (V)	0.2	0.4	0.6	-0.2	-0.4	-0.6
$V_o$ (V)	-1.981	-3.981	-5.981	2.018	4.018	6.018

表 2-1

## 数据分析与处理

因为实验得到 6 组数据的原理完全相同，因此只选取第一、三、四组数据做误差分析。

$$\text{理论值分别为 } V_{o1} = -\left(\frac{R_F}{R_1} V_{i1} + \frac{R_F}{R_2} V_{i2}\right) = -2V$$

$$V_{o3} = -\left(\frac{R_F}{R_1} V_{i1} + \frac{R_F}{R_2} V_{i2}\right) = -6V$$

$$V_{o4} = -\left(\frac{R_F}{R_1} V_{i1} + \frac{R_F}{R_2} V_{i2}\right) = 2V$$

$$\text{相对误差分别为 } \rho = (2.000 - 1.981) / 2.000 * 100\% = 0.95\%$$

$$\rho = (6.000 - 5.981) / 6.000 * 100\% = 0.32\%$$

$$\rho = (2.018 - 2.000) / 2.000 * 100\% = 0.9\%$$

考虑到实验原件的非完全理想性及实验中仪器示数显示的误差，该较小的实验误差是被允许的，实验结果比较理想。

3. Multism 仿真模拟图和实验结果（示波器波形和万用表示数）分别如图 3-1 和 3-2 所示：

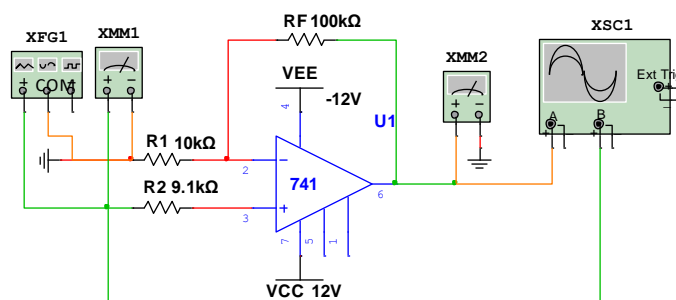


图 3-1

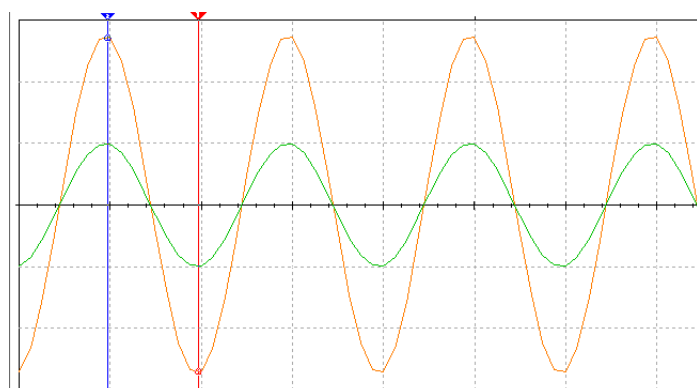


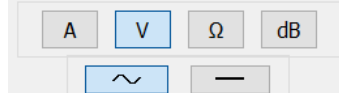
图 3-2

万用表-XMM1

353.543 mV

万用表-XMM2

3.889 V



※为了更清楚的显示波形，示波器两个通道选择了不同时基标度。

## 数据分析与处理

# 实验报告

23 系 2018 级 学号 PB18051029 姓名 权威 日期 2020-7-20

① 信号从集成运放同向端输入，则输入信号与输出信号应该同向，由图示仪比较输入信号与输出信号最值出现的位置，可知实验中  $V_i$ 、 $V_o$  同向，相移相差  $0^\circ$ ，实验结果与理论符合的很好。

② 理论输出信号大小为  $V_o = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) V_i = 3.8891$

则相对误差  $\rho = (3.8891 - 3.8890) / 3.8891 * 100\% \approx 0$

即相对误差非常小，实验结果很准确，证明了仿真原件的相对理想性和模拟的准确性。

4. Multism 仿真模拟图和实验结果（万用表示数）分别如图 4-1 和 4-2 所示：

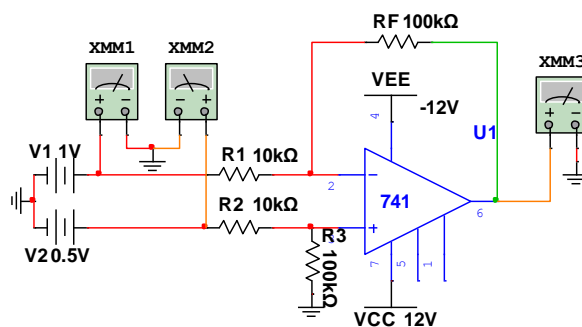


图 4-1

万用表-XMM3

-4.987 V

(1)

万用表-XMM3

-3.987 V

(2)

万用表-XMM3

-2.987 V

(3)

万用表-XMM3

5.013 V

(4)

万用表-XMM3

4.013 V

(5)

万用表-XMM3

3.013 V

(6)

图 4-2

※对于输入信号电压值的监测，与实验二中完全相似，且显示值与输入值完全相等，因此为了避免繁琐，不再显示万用表原始结果。

## 数据分析处理

因为实验得到 6 组数据的原理完全相同，因此只选取第一、三四组数据做误差分析。

$$\text{理论值分别为 } V_{o1} = \frac{R_F}{R_1} (V_{i2} - V_{i1}) = -5V$$

$$V_{o3} = \frac{R_F}{R_1} (V_{i2} - V_{i1}) = -3V$$

$$V_{o4} = \frac{R_F}{R_1} (V_{i2} - V_{i1}) = 5V$$

$$\text{相对误差分别为 } \rho = (5.000 - 4.987) / 5.000 * 100\% = 0.26\%$$

$$\rho = (3.000 - 2.987) / 3.000 * 100\% = 0.43\%$$

$$\rho = (5.013 - 5.000) / 5.000 * 100\% = 0.26\%$$

考虑到实验原件的非完全理想性及实验中仪器示数显示的误差，该较小的实验误差是被允

# 实 验 报 告

23 系 2018 级

学号 PB18051029

姓名 权威

日期 2020-7-20

许的，实验结果比较理想。

5. Multism 仿真模拟图和实验结果（示波器波形和万用表示数）分别如图 5-1 和 5-2 所示：

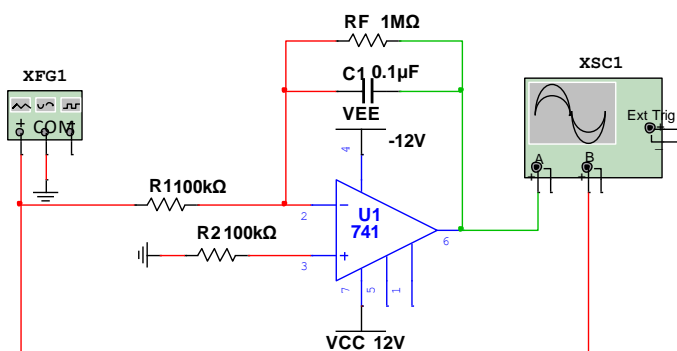


图 5-1

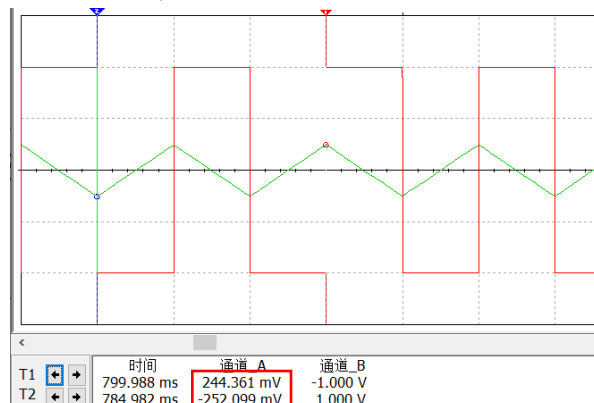


图 5-2

※图 5-2 中由于光标测量时与示波器波形发生重叠，使重叠部分颜色发生变化  
即得到  $V_{op+}=244.361\text{mV}$ ， $V_{op-}=-252.009\text{mV}$ ，

$$V_{opp}=V_{op+}-V_{op-} = 496.370\text{mV}$$

## 数据分析处理

① 利用电路的虚断和虚断条件，可得电路电流关系：

$$\frac{u_1}{R_1} = -C \frac{du_0}{dt}$$

积分电路进入稳态时，电容  $C_1$  的初始电压不为零，在  $0 \sim T/2$  期间，输入信号  $V_{ip}=1\text{V}$  的电压、电容  $C_1$  上的初始电压为  $V_{op+}$ ，有：

$$u_0 = -\frac{1}{RC} \int_0^t V_{ip} dt + V_{op+} = -\frac{U}{R_1 C} t + V_{op+}$$

在  $T/2 \sim T$  期间，输入信号  $u=-V_{ip}$ 、电容  $C$  上的初始电压为  $-V_{ip}$ ，有

$$u_0 = -\frac{1}{R_1 C} \int_{T/2}^t (-U_{in}) dt - U_0 = \frac{V_{ip}}{R_1 C} t - \frac{V_{ip}}{R_1 C} \frac{T}{2} - V_{op+}$$

当  $t=T$  时，

$$u_0(T) = \frac{V_{ip}}{RC} T - \frac{V_{ip}}{RC} \frac{T}{2} - V_{op+} = \frac{V_{ip}}{RC} \frac{T}{2} - U_0 = V_{op+}$$

则得积分运算电路幅值为  $V_{op+} = \frac{V_{ip} T}{R_1 C 4}$

$$V_{OPP} = 2V_{op+} = \frac{V_{ip} T}{\tau 2} = 500\text{mV}$$

相对误差  $\rho = (500.000 - 496.370) / 500.000 * 100\% = 0.73\%$

② 电路中  $R_F$  能有效抑制积分饱和和截止现象，但是会对总电流和电容的充放电电流起到到分流作用，从而产生小误差，因此实际值理论值小于  $500\text{mV}$ ，误差会减小，因此在本实验中，该误差是允许的，完成了实验要求。

# 实验报告

23 系 2018 级

学号 PB18051029

姓名 权威

日期 2020-7-20

6. Multisim 仿真模拟图和实验结果（示波器波形和万用表示数）分别如图 6-1 和 6-2 所示：

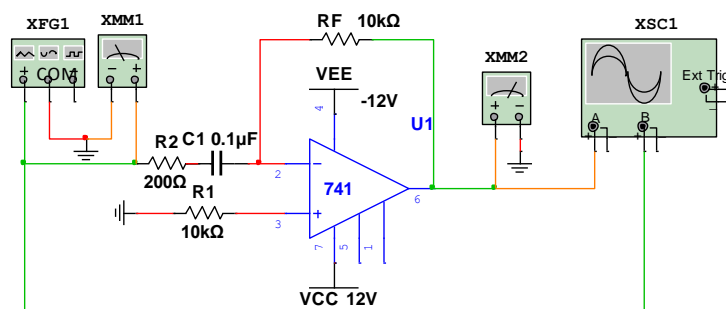


图 6-1

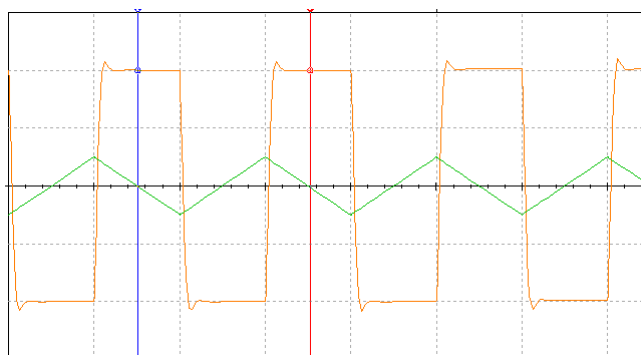


图 6-2

万用表-XMM1

589.487 mV

万用表-XMM2

3.913 V

A

V

Ω

dB

~

-

## 数据分析处理

① 理论中三角波经过积分电路将转换为方波，实验结果与理论基本一致，但是实验中三角波斜率突变时对应输出的方波末状态有明显的噪声（升高），可能原因是串接的  $200\ \Omega$  电阻不能完全抵消电路中的高频噪声，从而使方波出现一个毛刺突起。

② 理论计算得  $V_{OP+} = -R_F C \frac{dv_i}{dt} = R_F C \frac{4V_{IP}}{T} = 4V$

则相对误差  $\rho = (4.000 - 3.913) / 4.000 * 100\% = 2.2\%$

考虑到实验原件的非完全理想性及实验中仪器示数显示的误差，该较小的实验误差是被允许的，实验结果比较理想。

## 实验设计部分

要求：设计能够满足下列输入输出关系的运算电路，画出实验图并输入五组数据进行验证。

$$(1) V_o = 2V_{i1} + 2V_{i2} - 4V_{i3}$$

$$(2) V_o = 2V_{i1} - 3V_{i2}$$

※电路仅为同相比例运算电路和反向比例运算电路的简单叠加，电阻取值由实验原理中的陈述易得，此处不再赘述。

设计 (1)：Multisim 仿真电路如下图所示：

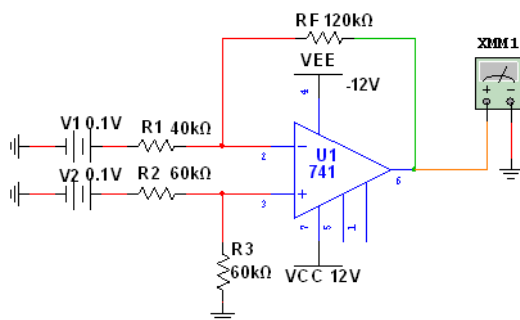
# 实 验 报 告

23 系 2018 级

学号 PB18051029

姓名 权威

日期 2020-7-20

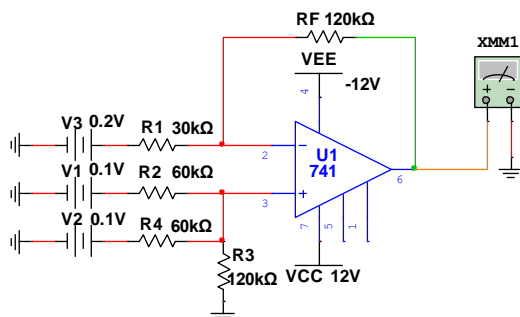


实验数据如下表所示：

组别	$V_1$	$V_2$	$V_o$	相对误差 $\rho$
1	0.1	0.2	-393.934 mV	1.8%
2	0.2	0.4	-793.93 mV	0.9%
3	0.3	0.6	-1.194 V	0.5%
4	-0.1	-0.2	406.058 mV	1.8%
5	-0.2	-0.4	806.054 mV	0.9%

即误差在允许范围内，证明电路的设计是正确的。

设计 (2)： Multism 仿真电路如下图所示：



实验数据如下表所示：

组别	$V_{i1}$	$V_{i2}$	$V_{i3}$	$V_o$	相对误差 $\rho$
1	0.1	0.1	0.2	-392.907 mV	1.8%
2	0.2	0.2	0.4	-792.906 mV	0.9%
3	0.3	0.3	0.6	-1.193 V	0.5%
4	-0.1	-0.1	-0.2	407.092 mV	1.8%
5	-0.2	-0.2	-0.4	807.091 mV	0.9%

即误差在允许范围内，证明电路的设计是正确的。



# 实 验 报 告

23 系 2018 级

学号 PB18051029

姓名 权威

日期 2020-7-20

## 思考题

1. 理想运算放大器具有哪些特点？运放用作模拟运算电路时，为什么一定要引入负反馈？运放什么工作条件下满足“虚短”、“虚断”？

答：该问题在实验原理中已经阐述，以下做简要说明：

(1) 理想运算放大器开环差模电压放大倍数 $A_{od}$ 为无穷，差模输入电阻 $r_{id}$ 为无穷，输入电阻 $R_o$ 约为0。

(2) 对于单个集成运放电路，只有引入负反馈时，放大器工作才能在放大区。

(3) 虚断是由放大器本身特点决定的（同向和反向端电阻始终为无穷大），在任何时候都成立，而虚短只有运放工作在放大区才成立。

2. 在反相加法运算电路中，如果 $V_{i1}$ 和 $V_{i2}$ 均采用直流信号，并选定 $V_{i2}=-1V$ ，考虑到运算放大器的最大输出幅度为 $\pm 12V$ ， $V_{i1}$ 的绝对值不应超过多少伏？

答：该运放电路输入和输出满足：

$$V_o = -\left(\frac{R_F}{R_1}V_{i1} + \frac{R_F}{R_2}V_{i2}\right) = 10V_{i1} - 5$$

即有 $|10V_{i1} - 5| \leq 12$ ，得 $-0.7 \leq V_{i1} \leq 1.7V$ ，

即输入正电压时，绝对值不能超过1.7V，输入负电压时，绝对值不能超过0.7V。

3. 在积分运算电路图 1-6-5 中，分析电阻 $R_F$ 的作用，说明 $R_F$ 的阻值对积分的精度有什么影响？

答：已在实验五误差分析中进行过说明，电路中 $R_F$ 能有效抑制积分饱和（限制低频积分增益）和截止现象，但是会对总电流和电容的充放电电流起到分流作用，存在一个分流电

流小量，即 $\frac{u_1}{R_1} = -C \frac{du_o}{dt} + o(I)$ ，从而会产生小误差，为了减小这个误差，通常 $R_F$ 选择满

足 $R_F C \gg R_1 C$ ，即电路时间常数远小于电容C在和 $R_F$ 构成回路中放电的时间常数。

## 实验总结

① 通过本次实验，掌握了集成运放的基本特性和工作原理，研究了集成运放中加法电路、减法电路、比例电路、微分电路和积分电路并进行了实验验证，达到了实验要求，完成了实验目的，加深了对理论知识的理解。

② 本次实验相较前几次实验，电路结构简单，影响实验精度因素并不多，因此结果与理论值很接近，实验结果较为理想，充分显示出 Multism 仿真实验精度高、操作简单等优越性。

# 实验报告

23 系 2018 级

学号 PB18051029

姓名 权威

日期 2020-7-27

实验题目: 负反馈放大器的研究

- 实验目的:
1. 加深理解负反馈对电路放大性能的影响
  2. 掌握负反馈放大器各项指标的测量方法
  3. 熟悉 Multism 模拟软件中各项虚拟仪器的使用

## 实验原理

### 一、反馈的基本概念与特点

1. 反馈: 将输入回路与输出回路连接起来, 从而对输入起作用的电路为反馈回路, 有电压串联、电压并联、电流串联、电流并联四种反馈类型。
2. 按照反馈极性, 可以分为正反馈和负反馈两种类型, 反馈极性按照瞬时极性法来判断, 其依照的是晶体管各级输出输出极性关系或者运放电路的输入输出关系。

#### ① 负反馈

引入负反馈后, 输入减小, 电路增益减小, 具体有

$$A_{uf} = \frac{A_u}{1 + FA_u}$$

即开环放大倍数是闭环放大倍数的  $1 + FA_u$  倍,  $F$  为反馈系数。

将表达式进行微分, 得:

$$\frac{dA_{uf}}{A_{uf}} = \frac{1}{1 + A_u F} \frac{dA_u}{A_u}$$

其中  $\frac{dA_{uf}}{A_{uf}}$  称为增益稳定度, 反映放大倍数的稳定性, 由该式看出, 引入负反馈后, 增益灵敏度减小。

#### ② 正反馈, 与负反馈各项指标恰好相反。

### 二、负反馈对电路的影响

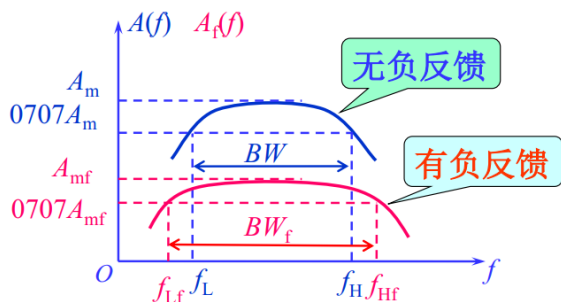
#### 1. 对输入电阻的影响

以串联反馈为例, 对于开环输入电阻  $R_i$  和闭环输入电阻  $R_{if}$ , 满足  $R_{if} = (1 + FA_u)R_i$ 。即反馈深度越大, 输入电阻越大。

#### 2. 对输出电阻的影响

以电压反馈为例, 对于开环输出电阻  $R_o$  和闭环输出电阻  $R_{of}$ , 满足  $R_{of} = \frac{R_o}{1 + FA_u}$ 。即反馈深度越大, 输出电阻越小。

#### 3. 对通频带的影响



无反馈时:  $BW = f_H - f_L \approx f_H$

引入反馈后:

$$\begin{aligned} B_{wf} &= f_{Hf} - f_{Lf} \approx f_{Hf} \\ &= (1 + A_u F) f_H \\ &= (1 + A_u F) BW \end{aligned}$$

# 实验报告

23 系 2018 级

学号 PB18051029

姓名 权威

日期 2020-7-27

## 4. 放大器的失真

是指输出信号不能重现输入信号的一种现象，例如在带有三极管等非线性器件的电路中，即使输入的是正弦波，输出也不是规整的正弦波，而是产生了正半周幅度大、负半周幅度小的失真波形。引入负反馈能有效减小非线性失真。

① 失真分为线性失真和非线性失真，线性失真又分为频率失真和瞬变失真。

② 线性失真仅使信号中各频率分量的幅度和相位发生变化，而不会产生新的频率分量；非线性失真则是由于产生了新的频率分量而造成的。

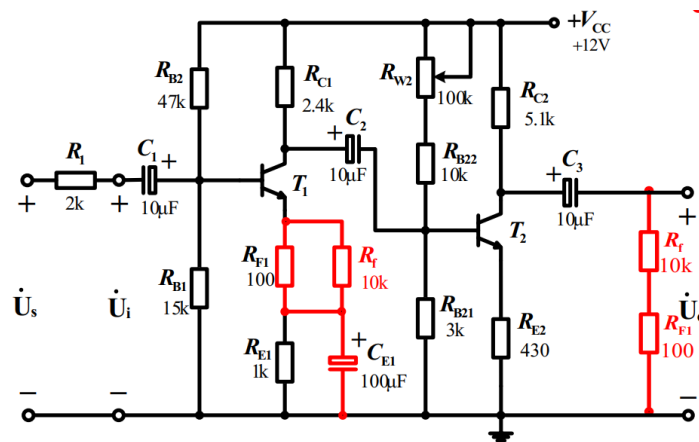
## 5. 反馈回路的负载效应

本实验还需要测量基本放大器的动态参数，为了实现无反馈而得到基本放大器，不能简单的断开支路，而是在在去掉反馈作用时，要把反馈网络的影响（负载效应）考虑到基本放大器中去，在本实验中需要满足：

① 在画基本放大器的输入回路时，因为是电压负反馈，所以可将负反馈放大器的输出端交流短路，即令  $U_o=0$ ，此时电阻  $R_f$  相当于并联在电阻  $R_{F1}$  上；

② 在画基本放大器的输出回路时，由于输入端是串联负反馈，因此需将反馈放大器的输入端（ $T_1$ 管的射极）开路，此时电阻  $(R_f+R_{F1})$  相当于并接在输出端。可近似认为电阻  $R_f$  并接在输出端。

## 实验内容



实验原理图

### 1. 负载电路静态工作点的测量与调整

将电路接成考虑负载效应的基本放大器，即在  $T_1$  管的发射极电阻  $R_{F1}$  两端并联电阻  $R_f$ ，对输出端在电容  $C_3$  右侧并联电阻  $(R_f+R_{F1})$ ，测量静态工作点，并记录实验数据。

### 2. 基本放大器动态指标的测量

① 接成考虑负载效应的基本放大器。函数发生器输出频率  $f=1\text{kHz}$ ，有效值  $U_i=20\text{mV}$  的正弦信号，测量所需电压值，频率及输入输出电阻。

② 接成负反馈放大器。函数发生器输出频率  $f=1\text{kHz}$ ，有效值  $U_i=20\text{mV}$  的正弦信号，测量所需电压值，频率及输入输出电阻。

# 实 验 报 告

23 系 2018 级      学号 PB18051029      姓名 权威      日期 2020-7-27

### 3. 观察负反馈对非线性失真的影响

① 在考虑负载效应的基础上，接成基本放大器。输入频率  $f=1\text{kHz}$  的交流信号，加大输入信号幅度，直到示波器上输出波形出现失真时的情况，画出波形。

② 然后接上负反馈网络形成闭环，再观察输出波形的变化情况，画出此时的波形并记录输出  $U_o$  的幅值（峰值或峰峰值），对比以上两种情况，得出结论。

### 实验数据（含 Multism 仿真图）与分析处理

1. Multism 仿真模拟图和实验结果分别如下图 1-1 和 1-2 所示：

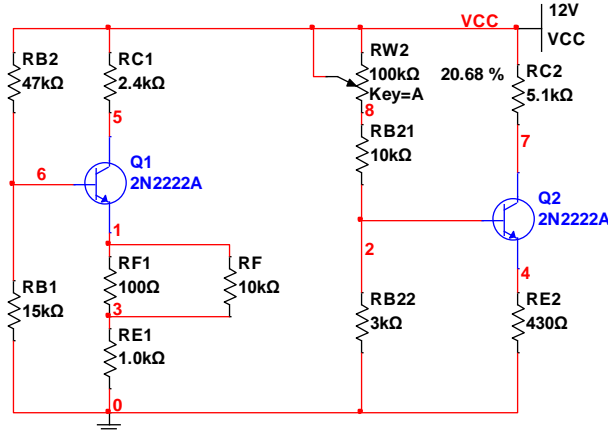


图 1-1  
直流工作点分析

	Variable	Operating point value
1	V(1)	2.15573
2	V(2)	1.05632
3	V(4)	430.08990 m
4	V(5)	7.31414
5	V(6)	2.80000
6	V(7)	6.92239

图 1-2

将数据整理后如下表 1-1 所示：

对地电位 (V)	$V_B$	$V_E$	$V_C$	电阻器阻值
$T_1$	2.80	2.16	7.31	20.68K $\Omega$
$T_2$	1.06	0.43	6.92	

表 1-1

### 数据分析处理

取  $\beta=215$ ,  $v_{BE}=0.65\text{V}$ ,

对于管  $T_2$ ，当  $v_E=0.43\text{V}$  时， $v_B=1.08\text{V}$ ，由电路关系得：

$$\begin{cases} V_{CC} - V_B = (I_B + \frac{V_B}{R_{B22}})(R_{B12} + R_{W2}) \\ I_B = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{V_E}{R_{E2}} \end{cases}$$

解得  $R_{W2}=20.56\text{K}\Omega$

则相对误差  $\rho = (20.68-20.56) / 20.56 * 100\% = 0.58\%$

对于  $T_1$  管，由戴文宁等效电路易得：

# 实 验 报 告

23 系 2018 级

学号 PB18051029

姓名 权威

日期 2020-7-27

$$\begin{cases} V_{CC} * \frac{R_{B1}}{R_{B1}+R_{B2}} - V_{BE} = I_B(R_{B1} // R_{B2}) + I_C[(R_{F1} // R_F) + R_{E1}] \\ I_C = \beta I_B \end{cases}$$

解得  $I_C = 1.96\text{mA}$

则  $v_E = I_C[(R_{F1} // R_F) + R_{E1}] = 2.15\text{V}$

相对误差  $\rho = (2.16 - 2.15) / 2.15 * 100\% = 0.46\%$

由于  $\beta$  和  $v_{BE}$  取值的不准确性，以及电路中原件的非完全理想性，该较小的实验误差在实验中是允许的，证明了  $R_{W2}$  的取值有效，电路静态工作点的设置正确，可以在此基础上进行其他实验。

2. Multism 仿真模拟图和实验结果分别如下图 2-1 和 2-2 所示：

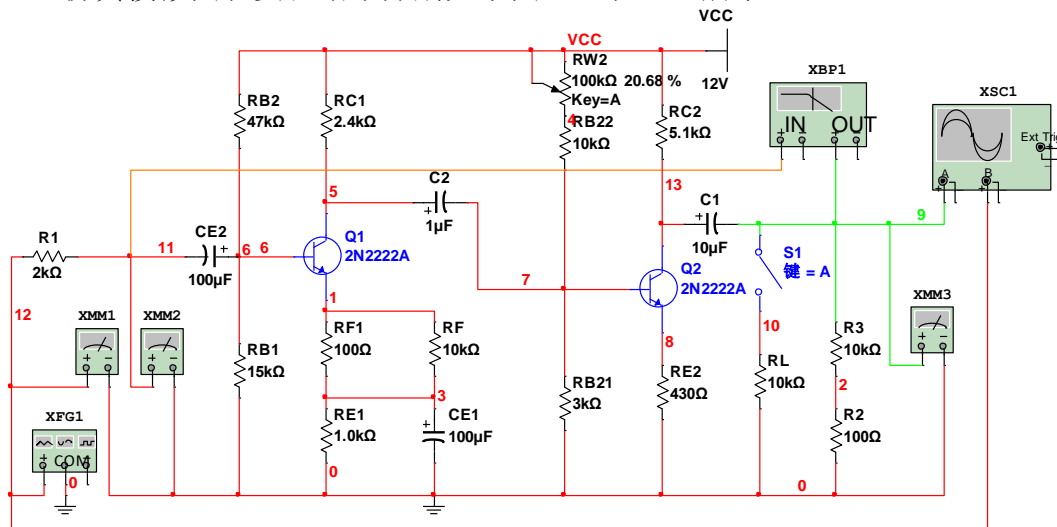


图 2-1

万用表-XMM1

万用表-XMM2

万用表-XMM3

× 万用表-XMM3

×

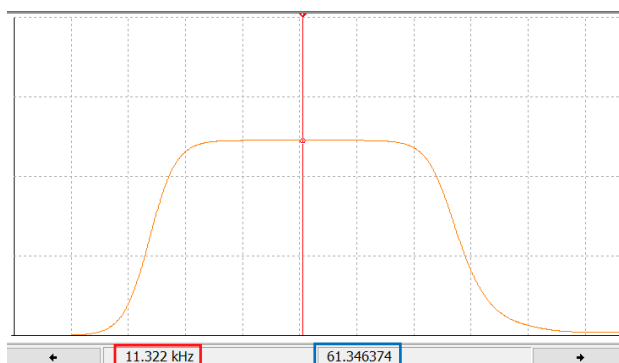
25.207 mV

20.015 mV

1.217 V

1.629 V

万用表示数



波特测试仪数据图

由波特测试仪得中频放大增益  $A_{VL} = 61.34$ ，则  $0.707A_{VL} = 43.37$ ，测出与其最相近的频率对应值，即可得  $f_L$ 、 $f_H$ ，测量结果如下图所示：

# 实 验 报 告

23 系 2018 级

学号 PB18051029

姓名 权威

日期 2020-7-27

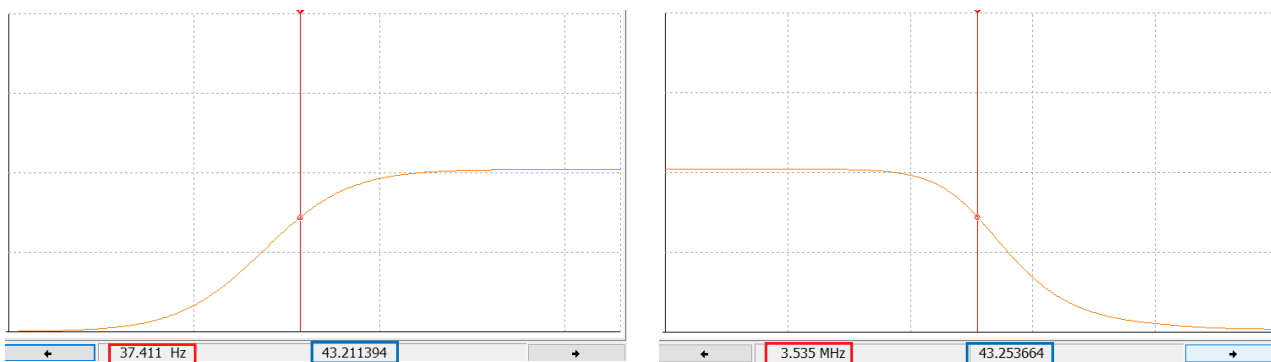


图 2-2

将数据整理后如下表 2-1 所示：

基本放大器	测量值					
	$U_s$	$U_i$	$U_o$	$U_L$	$f_L$	$f_H$
	25.208mV	20.016mV	1.629V	1.217V	37.411Hz	3.535MHz
计算值						
$A_u (R_L = 10k\Omega)$	$A_u (R_L = \infty)$	$R_i = \frac{U_i}{U_s - U_i} R$		$R_o = (\frac{U_o}{U_L} - 1) R_L$		
60.80	81.38	7.710 k $\Omega$		3.385k $\Omega$		

表 2-1

## 数据分析处理

理论计算有： $R_i = (R_{B1} // R_{B2}) // [r_{be} + (1 + \beta)(R_{F1} // R_f)] = 7.751 \text{ k}\Omega$

$$R_o = (R_2 + R_3) // R_{c2} = 3.389 \text{ k}\Omega$$

当  $R_L = 10\text{k}\Omega$  时：

$$A_{u1} = - \frac{\beta[(R_{w2} + R_{B22}) // R_{c1} // R_{B21} // (r_{be2} + (1 + \beta)R_{B2})]}{r_{be1} + (1 + \beta)(R_{F1} // R_f)} = -11.206$$

$$A_{u2} = - \frac{\beta[R_{c2} // (R_f + R_{F1}) // R_L]}{r_{be2} + (1 + \beta)R_{E2}} = -5.468$$

$$\text{电压增益 } A_u = A_{u1} * A_{u2} = 61.28$$

$$\text{当 } R_L = \infty \text{ 时，电压增益 } A_{u1} = A_{u1} * \frac{-\beta[R_{c2} // (R_f + R_{F1})]}{r_{be2} + (1 + \beta)R_{E2}} = 82.69$$

因为  $r_{be}$ 、 $r_{bb}$ 、 $C_{II}$  均未知，因此无法完成对 BW 理论值的计算。

则相对误差分别为  $\rho = (7.751 - 7.710) / 7.751 * 100\% = 0.53\%$

$$\rho = (3.389 - 3.385) / 3.389 * 100\% = 0.12\%$$

$$\rho = (61.28 - 60.80) / 61.28 * 100\% = 0.78\%$$

$$\rho = (82.69 - 81.38) / 82.69 * 100\% = 1.58\%$$

由于  $\beta$ 、 $r_{bb}$  和  $v_{BE}$  取值的不准确性，以及电路中原件的非完全理想性，该较小的实验误差在实验中是允许的，较好的完成了实验要求。

# 实 验 报 告

23 系 2018 级

学号 PB18051029

姓名 权威

日期 2020-7-27

3. Multisim 仿真模拟图和实验结果分别如下图 3-1 和 3-2 所示：

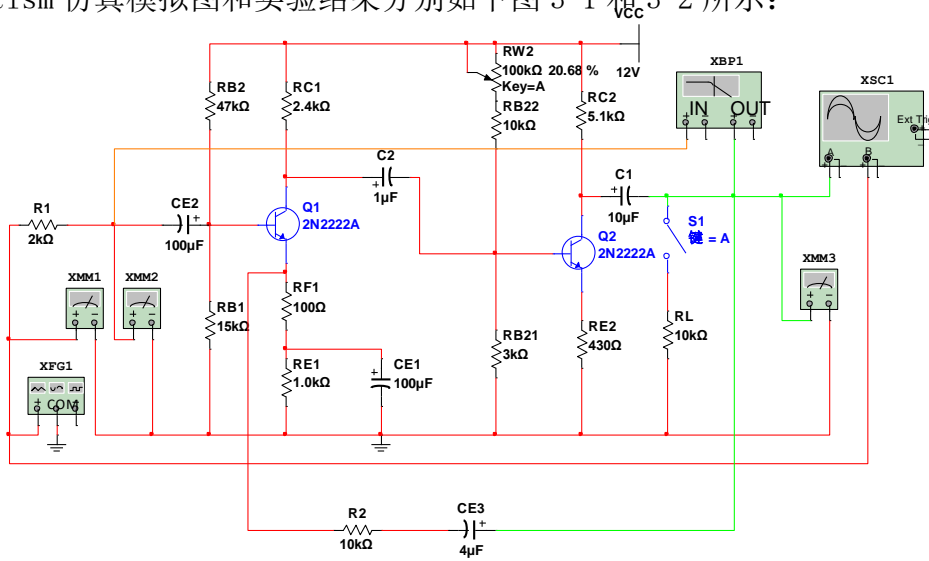
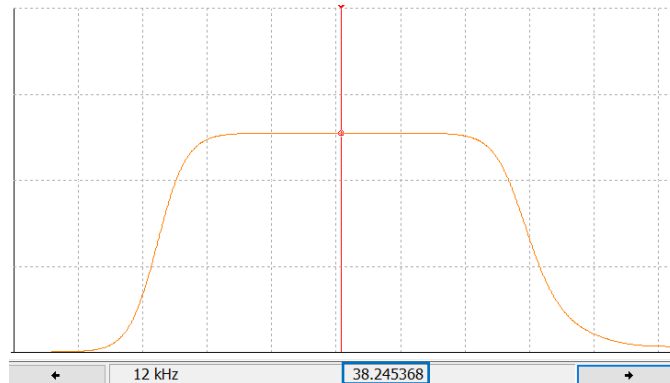


图 3-1

万用表-XMM1	万用表-XMM2	万用表-XMM3	× 万用表-XMM3	×
25.206 mV	20.627 mV	783.463 mV	934.351 mV	

万用表示数



波特测试仪数据图

由波特测试仪得中频放大增益 $A_{VL}=38.25$ ，则  $0.707A_{VL} = 27.04$ ，测出与其最相近的值，即可得对应的 $f_L$ 、 $f_H$ ，测量结果如下图所示：

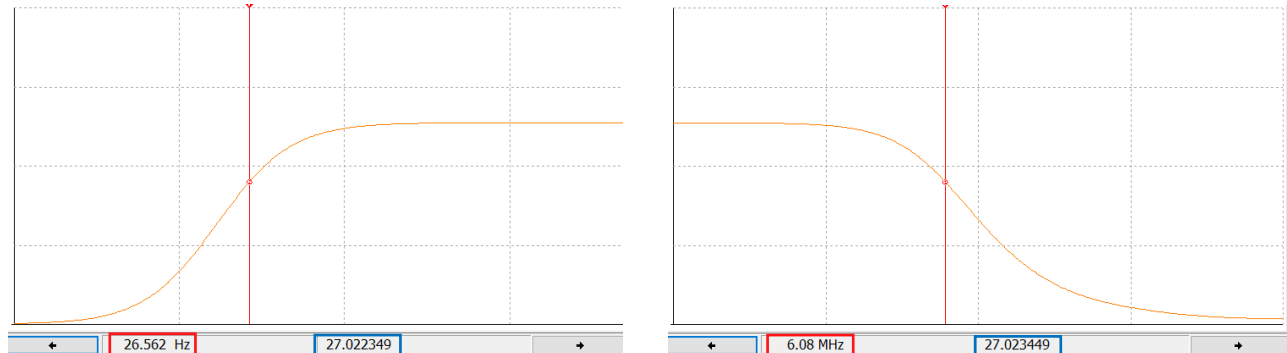


图 3-2

# 实验报告

23 系 2018 级 学号 PB18051029 姓名 权威 日期 2020-7-27

将数据整理后如下表 3-1 所示:

基本放大器	测量值					
	$U_S$	$U_i$	$U_o$	$U_L$	$f_L$	$f_H$
	25.206mV	20.627mV	934.351mV	783.463V	25.562Hz	6.08MHz
计算值						
$A_{uf}(R_L = 10k)$	$A_{uf}(R_L = \infty)$	$R_{if} = \frac{U_i}{U_S - U_i} R$		$R_{of} = (\frac{U_o}{U_L} - 1) R_L$		
37.98	45.30	9.010k $\Omega$		1.926k $\Omega$		

表 3-1

## 数据分析处理

电路引入反馈为电压串联负反馈, 反馈系数  $F = \frac{U_f}{U_o} = \frac{R_{F1}}{R_2 + R_{F1}} = \frac{1}{101}$

$$R_{if} = (R_{B1} // R_{B2}) // (1 + A_u F) [r_{be} + (1 + \beta)(R_{F1} // R_F)] = 9.048k\Omega$$

(画出等效图可知  $R_{B1}$  与  $R_{B2}$  对是否接入反馈回路输入电阻的贡献时一致的)

$$R_{of} = \frac{R_o}{1 + A_u F} = 1.863 k\Omega$$

$$\text{当 } R_L = 10k\Omega \text{ 时, } A_{uf} = \frac{A_u}{1 + A_u F} = 38.14$$

$$\text{当 } R_L = \infty \text{ 时, } A_{uf} = \frac{A_u}{1 + A_u F} = 44.38$$

因为  $r_{be}$ 、 $r_{bb}$ 、 $C_{\pi}$  均未知, 因此无法完成对 BW 理论值的计算。且电路中含有三个电容, 因此无法比较基本放大回路和加入负反馈之后电路通频带之间的关系。(并不是  $BW_f = (1 + A_u F) BW$  的关系)

则相对误差分别为  $\rho = (9.048 - 9.010) / 9.105 * 100\% = 0.42\%$

$$\rho = (1.926 - 1.863) / 1.863 * 100\% = 3.38\%$$

$$\rho = (38.14 - 37.98) / 38.14 * 100\% = 0.42\%$$

$$\rho = (45.30 - 44.38) / 44.38 * 100\% = 2.07\%$$

※计算  $R_{if}$ 、 $R_{of}$  所用  $A_u$  须为  $R_L = \infty$  对应值。

① 电路中引入了电压负反馈网络后, 能够提高输入电阻, 降低输出电阻, 使电路频带展宽, 实验结果与之相符合。

② 由于  $\beta$ 、 $r_{bb}$  和  $V_{BE}$  取值的不准确性, 电路中原件的非完全理想性, 以及不准确量之间运算造成的累积误差, 该误差在实验中是允许的, 较好的完成了实验要求。

3. 注明: 在确定电路刚出现失真时的输入电压时, 因为示波器本身的原因, 随着输入电压的增大, 示波器波形底部会由小尖顶逐步变平 (出现饱和失真), 因此无法很明确的判断何时波形会“刚”失真, 因此对应设置的输入电压值是不太准确的。

① 对于基本放大器, 刚出现失真时的波形及电压设置如下图所示:



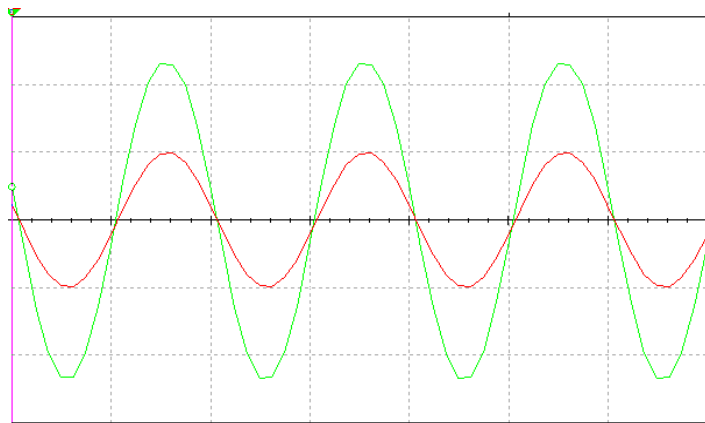
# 实验报告

23 系 2018 级

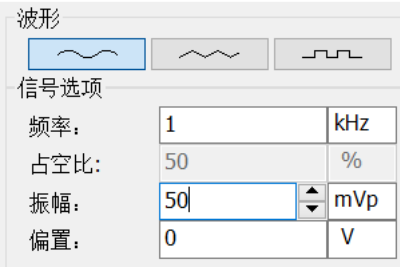
学号 PB18051029

姓名 权威

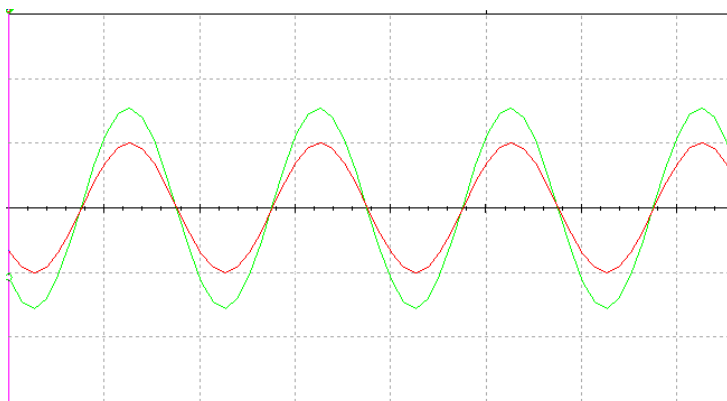
日期 2020-7-27



函数发生器-XFG1



②对于负反馈放大器，下图 3-1 为函数发生器为 50mV 下的示波器输出结果，此时输出波形并没有出现明显失真。



函数发生器-XFG1

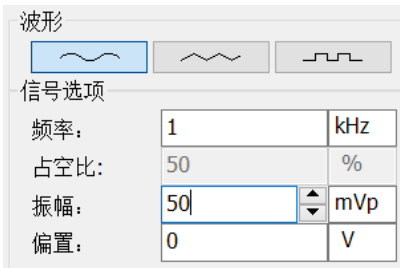
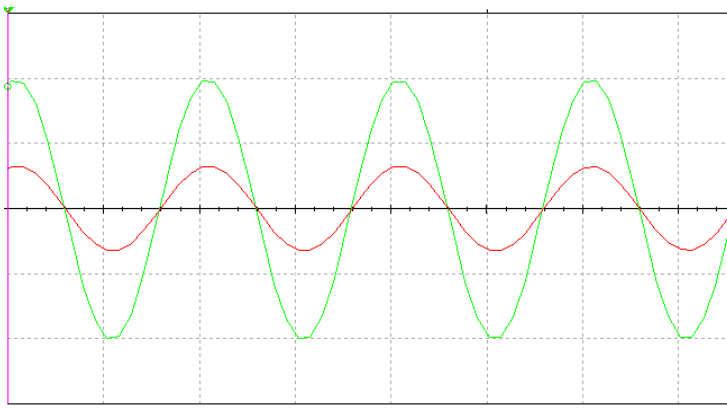


图 3-1

刚出现失真时的波形及电压设置如下图 3-2 所示：



函数发生器-XFG1

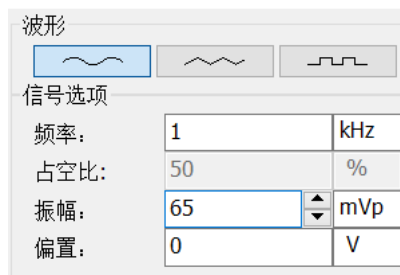


图 3-2

## 实验结论

电路引入负反馈回路后，出现非线性失真的输入电压值相较基本电路增大，即引入负反馈能增强电路的稳定性，有效改善电路非线性失真，但不能消除失真。

# 实验报告

23 系 2018 级

学号 PB18051029

姓名 权威

日期 2020-7-27

## 思考题

1. 总结负反馈对电路放大性能的影响。

答：对于任意负反馈类型：

● 能够减小放大器产生的非线性失真；

● 能够减小电压放大倍数：放大倍数满足  $A_{uf} = \frac{A_u}{1+FA_u}$ ，即开环放大倍数是闭环放大倍数的  $1+FA_u$  ( $1+FA_u > 1$ ) 倍；

● 提高电路的稳定性：有  $\frac{dA_{uf}}{A_{uf}} = \frac{1}{1+A_u F} \frac{dA_u}{A_u}$ ，即  $A_{uf}$  的变化，只有引起他变化  $A_u$  的  $\frac{1}{1+A_u F}$ ；

● 拓宽电路的通频带：对于只含有一个电容的电路，满足  $BW_f = (1+A_u F)BW$ ；

● 抑制电路内部产生的干扰和噪声；

● 影响电路输入和输出电阻，具体表现为：

① 串联负反馈：提高输入电阻；

② 并联负反馈：降低输入电阻；

③ 电压负反馈：降低输出电阻；

④ 电流负反馈：提高输出电阻；

2. 测量通频带时，影响  $f_L$  和  $f_H$  的因素有哪些？

由  $f_H$  的计算公式， $f_H = \frac{1}{2\pi R' C'_\pi}$ ，其中  $R'$  为 b-e 级间等效电容  $C'_\pi$  所在回路的等效电阻，

因此对  $R'$  和  $C'_\pi$  有影响的量均会影响  $f_H$ ，例如跨导  $g_m$ ， $r_{bb}$ ， $\beta$  等。

由  $f_L$  的计算公式， $f_L = \frac{1}{2\pi RC}$ ，其中  $R$  为耦合电容  $C$  所在回路的等效电阻，因此对  $R$  和  $C$  有影响的量均会影响  $f_L$ 。

## 实验总结

通过本次实验，完成了基本放大电路静态工作点的测量、动态参数的测量以及非深度负反馈条件下动态参数的测量，并进行了误差分析，加深了对理论知识的理解。实验结果直观的显示了负反馈回路对电路性能例如输入输出电阻、稳定性的影响，实验结果与理论较为符合，完成了实验目的，达到了实验要求。同时更加熟练的掌握了 Multism 仿真软件中实验仪器例如波特测试仪的使用。