

浙 江 大 学

电 气 电 子 电 路 综 合 实 验

可调直流稳压电源设计



姓名与学号	邢毅诚 3190105197
指导教师	张伟
年级与专业	2019级电子信息工程
所在学院	电气工程学院
完成日期	2021 年 6 月 28 日

目录

一、 设计任务与要求	1
1 设计任务	1
2 设计要求	1
二、 设计方案	1
三、 方波-三角波发生电路设计	2
1 工作原理	2
2 运放选择	3
3 输出 Rail-to-Rail 运放	6
4 方波-三角波幅值确定	6
5 电容与电阻的确定	7
6 电流输出	8
四、 方波、三角波幅值的设计	9
1 三角波变换为正弦波电路的确定	9
2 折线法工作原理	11
3 各电阻的计算	12
4 仿真测试	15
5 输出电流	22
五、 波形选择与幅值调整电路设计	23
1 模拟集成电路的选择	23
2 幅值调整电阻阻值的选取	23
六、 功率放大电路的设计	24
1 OCL 电路工作原理	24
2 交越失真的产生与消除	24
3 OCL 准互补功放电路	27
4 各元件的选择与功耗计算	32
七、 衰减电路的设计	35

八、 整机电路	36
---------------	----

一、设计任务与要求

1 设计任务

采用运算放大器设计一简易低成本的函数信号发生器。

2 设计要求

本项目所要求的设计参数如下：

- 波形种类：正弦波、方波、三角波
- 频率范围：3Hz-1MHz
- 输出信号电压幅度： $\geq 20V_{pp}$
- 输出阻抗： 50Ω
- 最大输出功率：电压 AC220V($1 \pm 5\%$)，频率 50Hz

二、设计方案

函数信号发生器的整体电路由以下几部分组成：



图 2.1: 函数信号发生器构成电路图

本电路是一个模拟电路，数字电路和微处理器组成的混合系统。

三、方波-三角波发生电路设计

1 工作原理

方波-三角波发生电路原理图如下图所示：

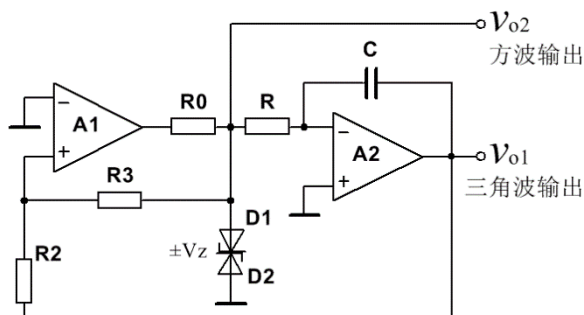


图 3.1: 方波-三角波发生电路

常用的方波三角波发生电路是由集成运放组成的滞回比较器与积分器组成，电路下图所示。由于采用了由集成运放组成的积分器，电容 C 始终处在恒流充、放电状态，使三角波的线性度大为改善，而且也便于调节振荡频率和幅度。下图所示分别为方波与三角波的输出

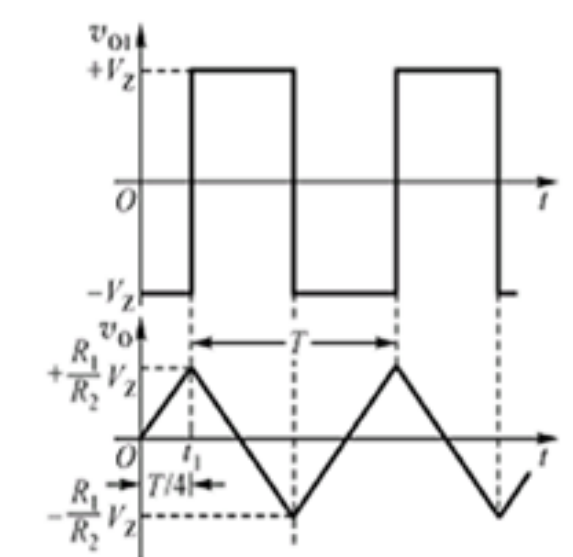


图 3.2: 方波-三角波发生电路

可以计算得到：

$$V_{om1} = V_{TH} = IR_1 = \frac{V_z}{R_2} R_1 = \frac{R_1}{R_2} V_z \quad (3-1)$$

$$T = 4RC \frac{V_{om1}}{V} = 4RC \frac{R_1}{R_2} \quad (3-2)$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{R_2}{4RR_1C} \quad (3-3)$$

2 运放选择

2.1 高速运放 $SR \geq 200$

对采用通用运算放大器的方波-三角波发生电路进行仿真，仿真电路原理图如下图所示：

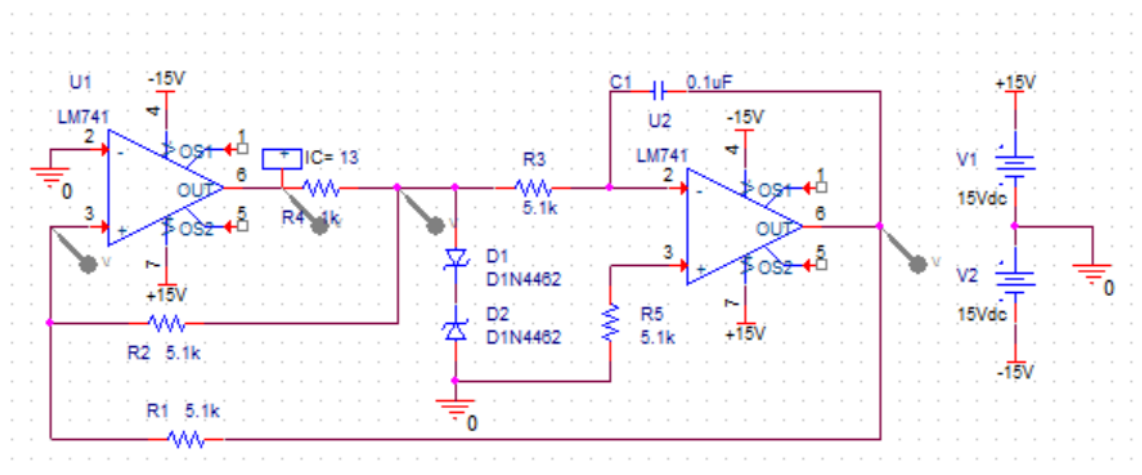


图 3.3: 方波-三角波发生电路仿真原理图

获得仿真波形如下图所示：

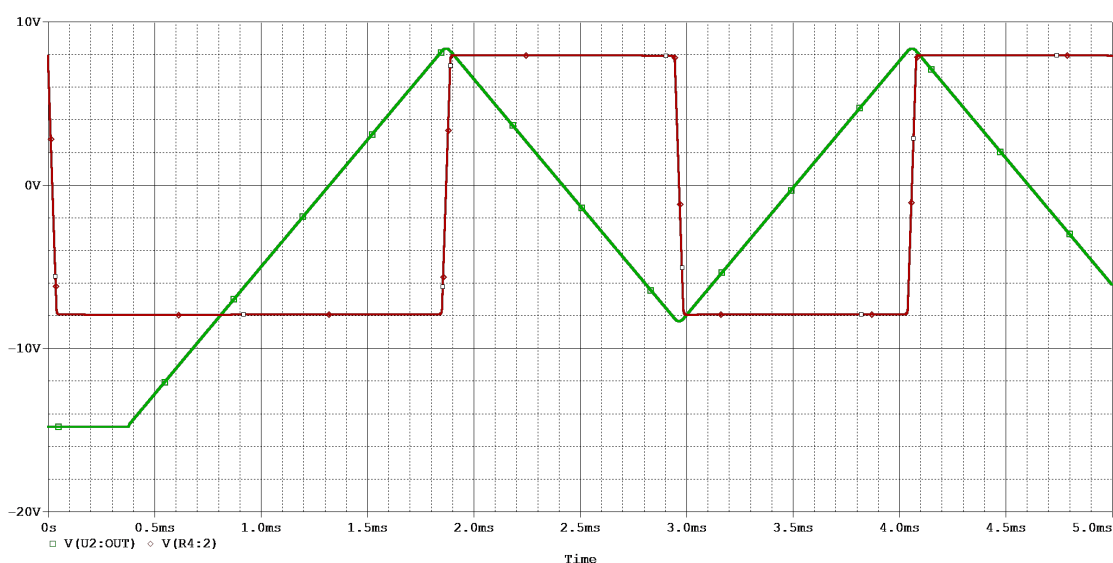


图 3.4: 方波-三角波发生电路仿真波形

方波的峰峰值为 15.86V，三角波的峰峰值为 16.64V，周期为 2.18ms，频率为 458Hz，为提高频率，可减小电容值或减小 R3。

将电容减小为 0.01 μ F，可得方波-三角波波形如下：

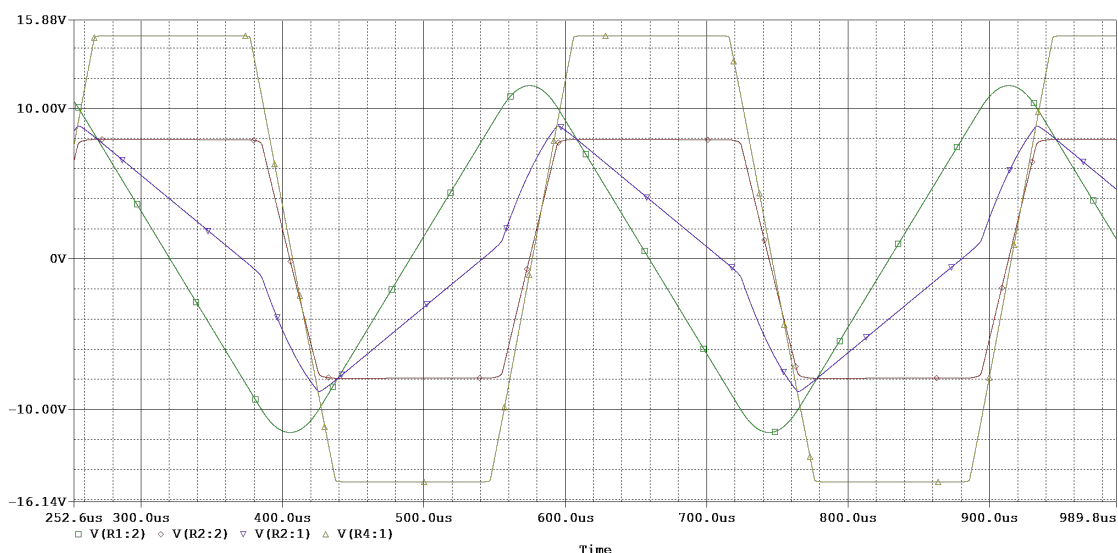


图 3.5: 方波-三角波发生电路仿真波形

图中红色线为方波的波形，绿色线为三角波的波形，方波的峰峰值为 15.86V，三角波的峰峰值为 23.0V，周期为 0.337ms，频率为 2967Hz。紫色线为比较器 U1 同相输入端的波形，黄色线为比较器的输出端波形。

从图中可以看出,当比较器 U1 的同相端电压过零时,比较器开始翻转,输出端从 -15V 上升到 +15V,由于 LM741 的转换速率 (压摆率) $SR=0.5V/\mu s$,其翻转时间达到了 $0.0613\mu s$,在输出端电压过零后,三角波才开始往下走,所以其峰值变为 11.5V。因此 LM741 不能满足设计要求。

将 LM741 替换为 OPA2830 (双运放、 $SR\geq 200V/\mu s$ 、Rail-to-Rail),继续进行仿真,仿真电路原理图如下图所示:

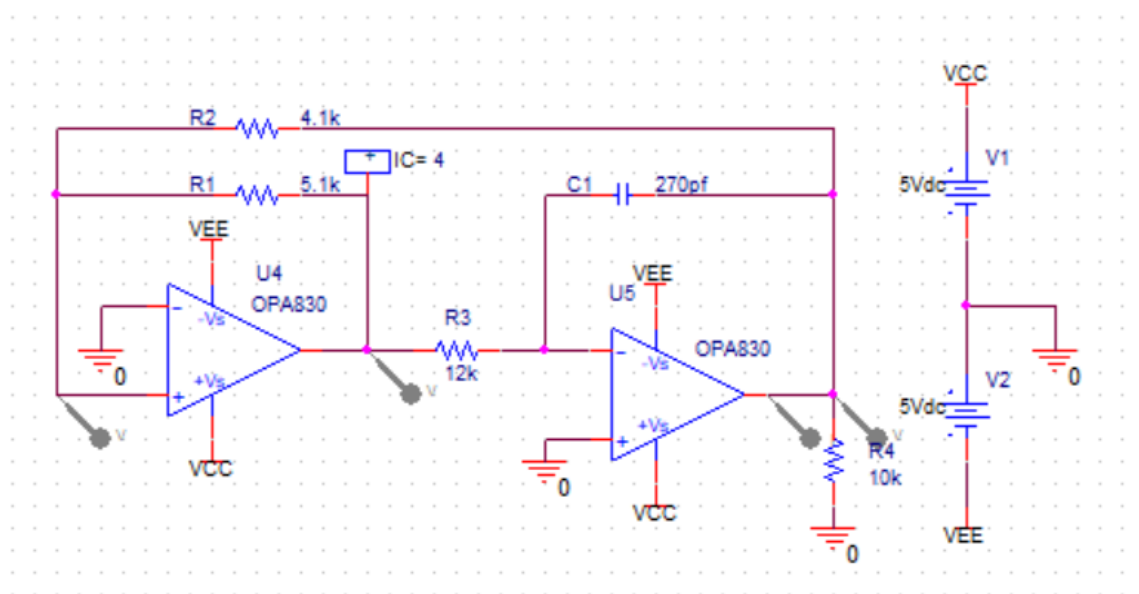


图 3.6: 方波-三角波发生电路原理图

获得仿真波形如下图所示:

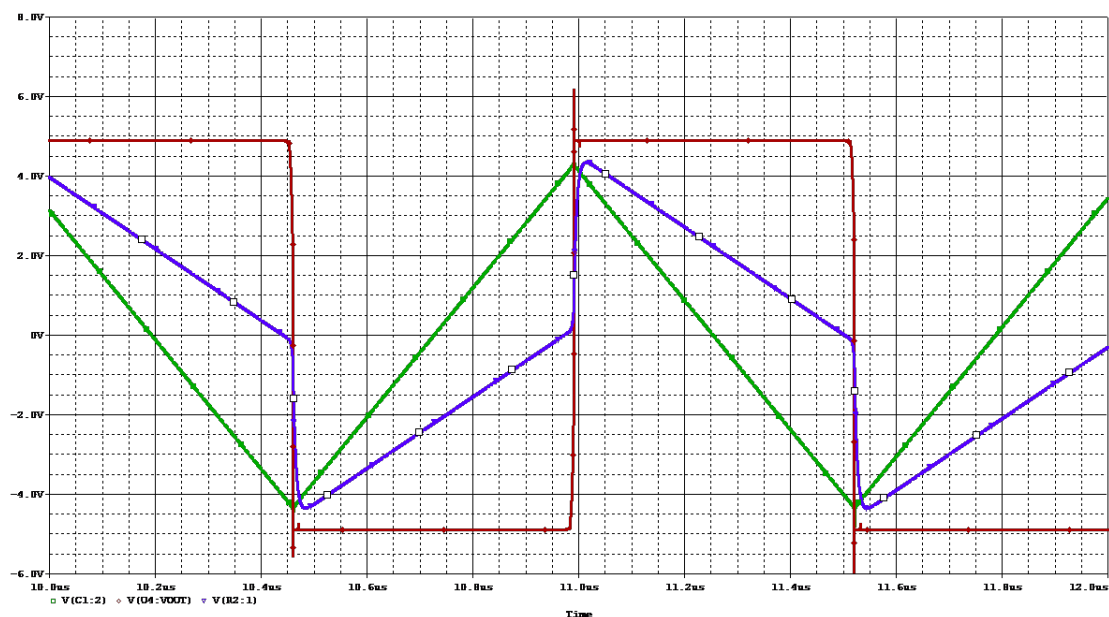


图 3.7: 方波-三角波发生电路仿真波形

图中红色线为方波的波形，绿色线为三角波的波形，方波的峰峰值为 9.77V，三角波的峰峰值为 8.59V，周期为 $1.064\mu\text{s}$ ，频率为 940kHz。紫色线为比较器 U1 同相输入端的波形。可以满足设计的要求。

3 输出 Rail-to-Rail 运放

“轨对轨”(rail-to-rail) 具有着它的输入或输出电压幅度即使达到电源电压的上下限，此时放大器也不会向常规运放那样发生饱和与翻转的相关特性，如，在 5V 单电源供电的情况下，计时输入，输出信号的幅值低到接近 0V，或高至接近 5V，信号发生器也不会发生截至或饱和失真，从而大大增加了放大器的动态范围。

因此，“轨对轨”可以最大幅度的输出信号，输出接近于电源的电压，这在低电源供电的电路中尤其具有实际意义。因此，在本次设计中，我们选取 Rail-to-Rail 运放进行设计。

4 方波-三角波幅值确定

根据之前的仿真波形，我们可以从测得，方波的峰峰值为 8.80V，而三角波的峰峰值为 8.60V

5 电容与电阻的确定

改变积分电容的容值切换频段，改变积分电路输入电阻来调节频率，说明各频段电容值的选取和输入电阻电位器和固定电阻的选取；函数信号发生器共有 6 个频段，分别是 2-10Hz、10-100Hz、100-1kHz、1k-10kHz、10k-100kHz、100k-1MHz，频段的选择由 MSP430G2553 控制，电路如下图所示：

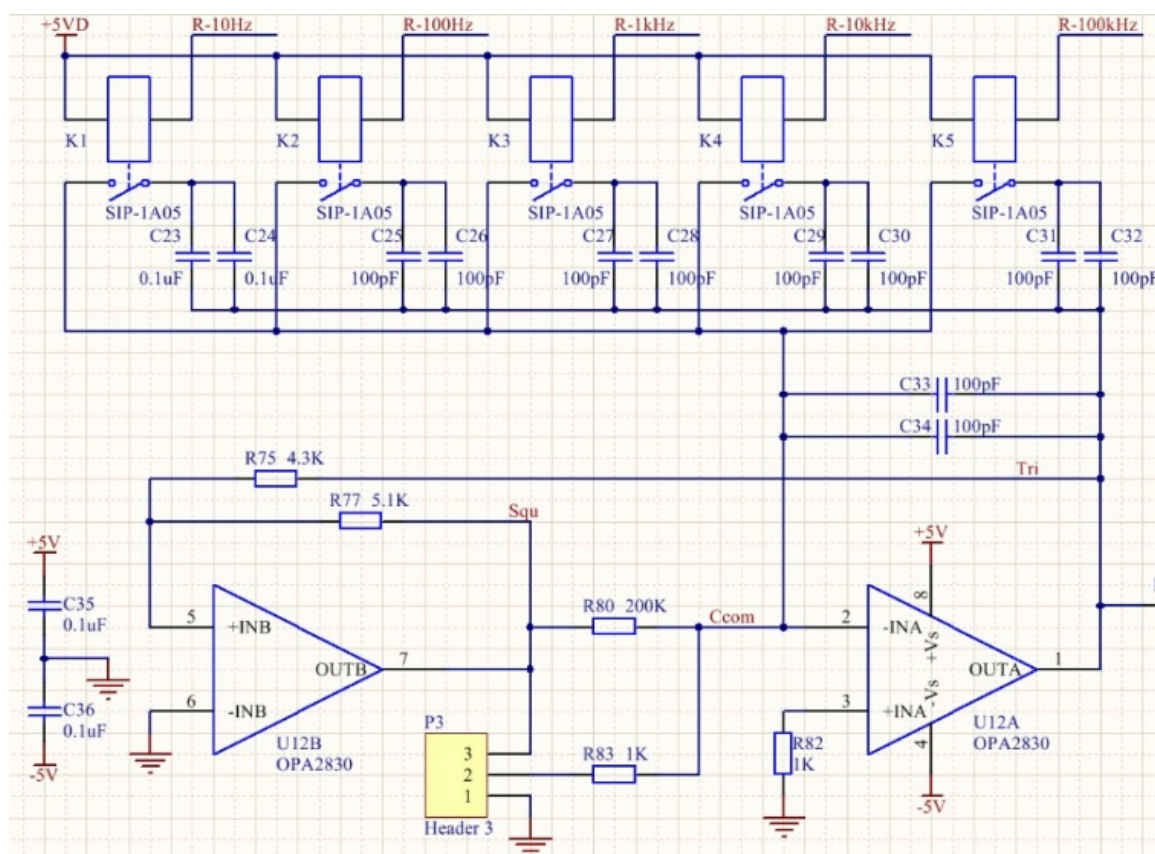


图 3.8: 方波-三角波发生电路仿真波形

图中 K1 对应 2-10Hz 频段，K2 对应 10-100Hz 频段，K3 对应 100-1kHz 频段，K4 对应 1k-10kHz 频段，K5 对应 10k-100kHz 频段，当 K1-K5 都不闭合时，对应 100k-1MHz 频段。通过仿真确定积分电容 C23-C34 的容量。P3 外接 1 个 10K 阻值的粗调电位器和 1 个 1K 阻值的细调电位器。根据电容大小的不同，电路的频率也会相应的变化，具体情况如下图所示：

- 当 $C33+C34=270\text{pf}$ 时，频率范围：94.3kHz-1.04MHz；

- 当 $C31+C32+C33+C34=2700\text{pf}$ 时，频率范围：9.57kHz-112.5kHz；
- 当 $C29+C30+C33+C34=0.027\mu\text{f}$ 时，频率范围：959Hz-11.45kHz；
- 当 $C27+C28+C33+C34=0.27\mu\text{f}$ 时，频率范围：96Hz-1.15kHz；
- 当 $C25+C26+C33+C34=2.7\mu\text{f}$ 时，频率范围：9.61Hz-115Hz；
- 当 $C23+C24+C33+C34=27\mu\text{f}$ 时，频率范围：0.96Hz-11.5Hz；

由此推出电容 C23 到电容 C34 的取值如下表：

电容	取值
C23	$22\mu\text{F}$
C24	$4.7\mu\text{F}$
C25	$2.2\mu\text{F}$
C26	$0.47\mu\text{F}$
C27	$0.22\mu\text{F}$
C28	56nF
C29	$0.022\mu\text{F}$
C30	4.7nF
C31	2200pF
C32	240pF
C33	270pF
C34	0pF

表 3.1: 电容选择

6 电流输出

在官网上搜索资料，发现本次使用的功放的额定输出电流大小约为：80mA。

将运放的输出电流分成流过 R2 的电流以及流过 R4 的电流，可以计算得运放输出的最大电流为 1.38mA，可见在外部没有连接其他负载的情况下，运放的输出电流大小是小

于额定输出的。

四、方波、三角波幅值的设计

1 三角波变换为正弦波电路的确定

三角波变换为正弦波的电路并不多，我们可以在网上或资料上搜到以下几个电路：

- 电路一

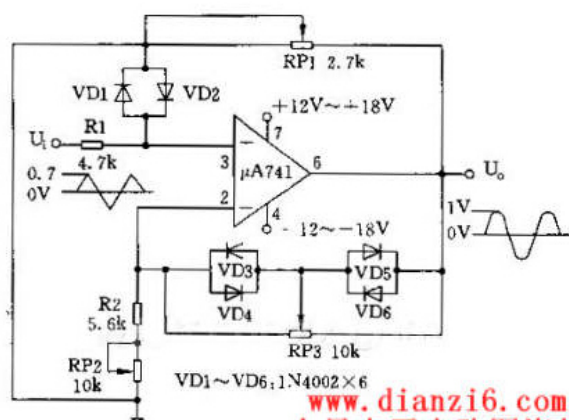


图 4.1: 电路一原理图

- 电路二

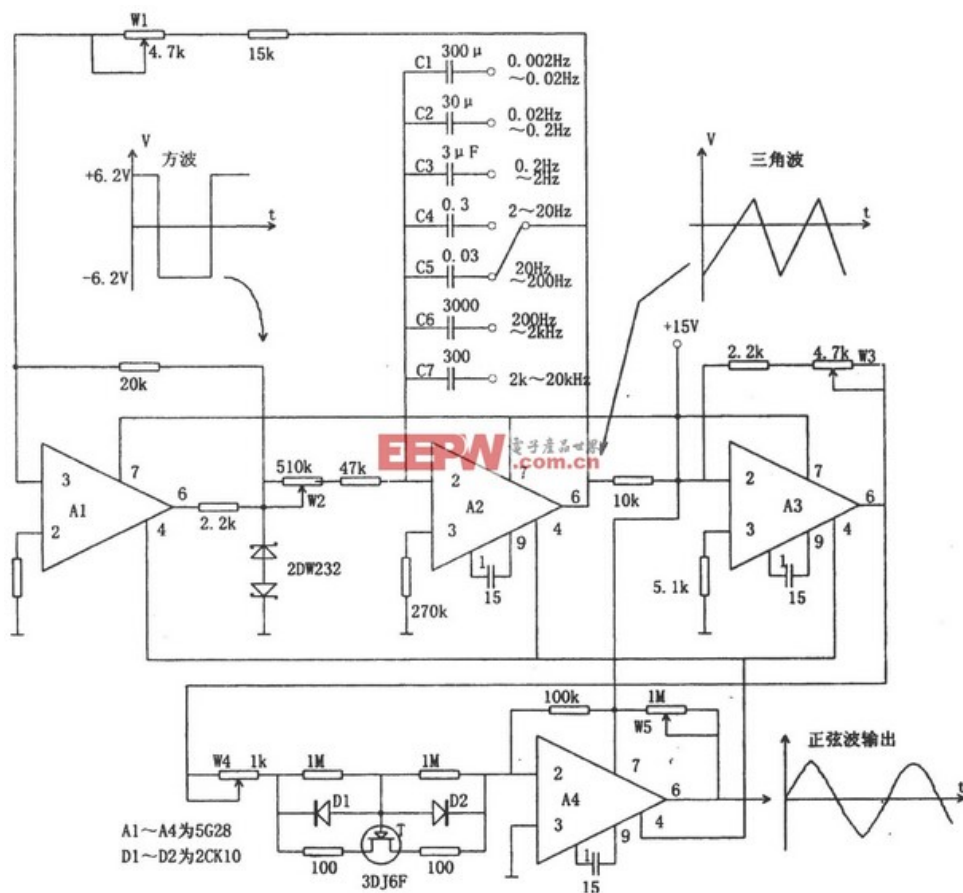


图 4.2: 电路二原理图

• 电路三

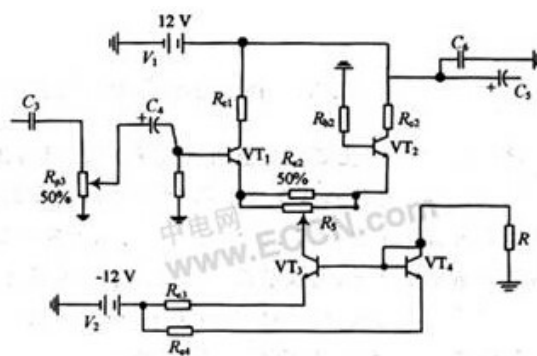


图 4.3: 电路三原理图

• 电路四

2 折线法工作原理

折线法是用多段直线逼近正弦波的一种方法。其基本思路是将三角波分成若干段，分别按不同比例衰减，所获得的波形近似为正弦波。下图画出了波形的 1/4 周期，用四段折线逼近正弦波的情况。

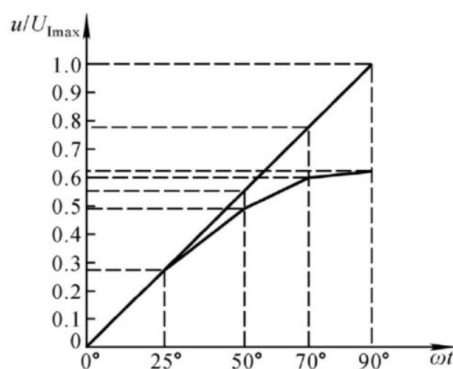


图 4.6: 折线法逼近正弦波

图中 U_{Imax} 为输入三角波的电压幅值。根据上述思路，可以采用增益自动调节的运算电路实现。利用二极管开关和电阻构成反馈通路，随着输入电压的数值不同而改变电路的增益。

根据相关计算，我们可以确定折线法输出正弦波在不同段电路的增益，如下表所示：

ωt°	$\Delta U_o - \Delta U_i$
0-25	1
25-50	0.809
50-75	0.514
75-90	0.180

表 4.1: 折线法对应增益

3 各电阻的计算

三角波转换为正弦波的电路图如下图所示：

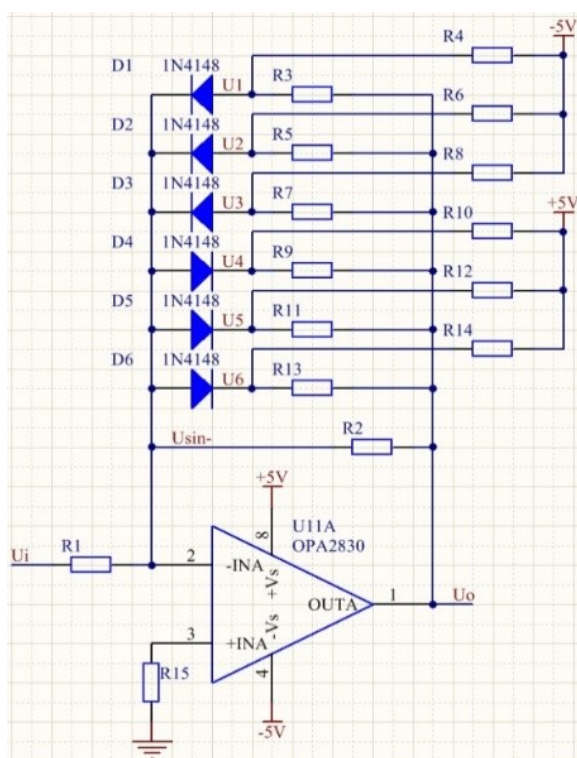


图 4.7: 三角波变换正弦波电路图

当输入 $U_i=0V$ 时, $U_o=0V$, 由于 $+5V$ 和 $-5V$ 电源的作用, 所有二极管均截止。当输入 U_i 从 $0V$ 向负的峰值变化时, 输出 U_o 将向正的峰值变化。电阻 $R_3 \sim R_8$ 的设置必须保证当 $\omega t = 25^\circ$ 时, 二极管 D_1 导通; 当 $\omega t = 50^\circ$ 时, 二极管 D_2 导通; 当 $\omega t = 70^\circ$ 时, 二极管 D_3 导通。并且须保证:

$$K1 = R_2/R_1 = 1 \quad (4-1)$$

$$K2 = (R_2 R_3)/R_1 = 0.809 \quad (4-2)$$

$$K3 = (R_2 // R_3 // R_5)/R_1 = 0.514 \quad (4-3)$$

$$K4 = (R_2 // R_3 // R_5 // R_7)/R_1 = 0.180 \quad (4-4)$$

设 $R_1=R$, 通过计算可得 $R_2=R$, $R_3=4.236R$, $R_5=1.41R$, $R_7=0.277R$ 。

设 U_i 三角波的峰值为 $4V$ (在三角波方波发生电路中产生)。

当 $\omega t = 25^\circ$ 时, $U_o=U_i=25/90U_{i\max}=0.278U_{i\max}=0.278 \times 4V=1.112V$, 此时, 要求 $U_1=0V$, 二极管 D_1 刚好处于导通临界点。可以计算得 $R_4=(5/1.112)R_3=19.05R$ 。

实际上，当 $\omega t = 25^\circ$ 时，假设 D1~D6 都截止，三角波变换为正弦波的电路可简化为如下电路，此时输出电压 $U_o = 1.112V$ 。

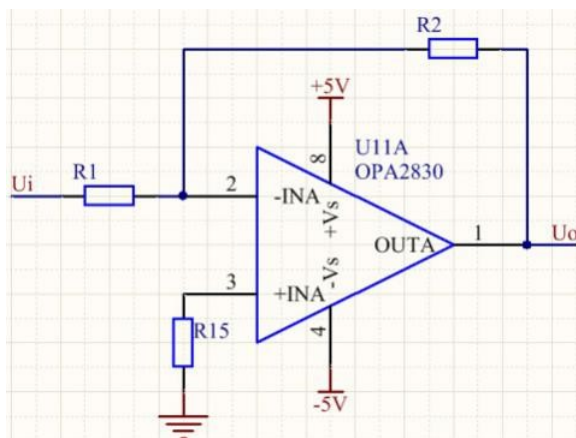


图 4.8: D1-D6 截止

假设 D1 导通而 D2~D6 截止，则三角波变换为正弦波的电路可简化为如下电路：

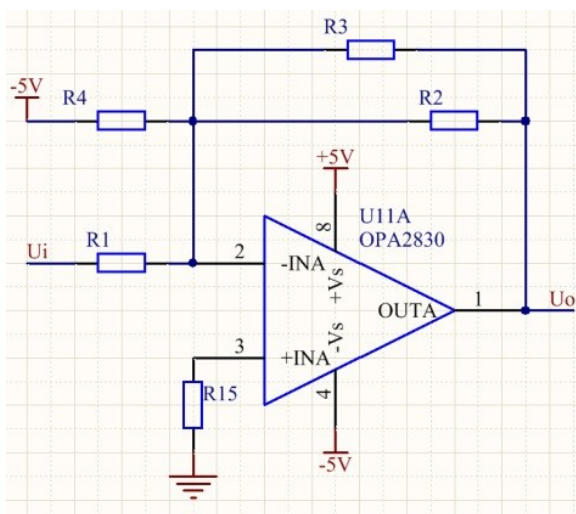


图 4.9: D1-D6 截止

当 $\omega t = 50^\circ$ 时， $U_o = 0.657U_{Imax} \times \sin 500 = 0.503U_{Imax} = 0.503 \times 4V = 2.012V$ ，此时，要求 $U_2 = 0V$ ，二极管 D2 刚好处于导通临界点。可以计算得 $R_6 = (5/2.012)R_5 = 3.504R$ 。当 $\omega t = 70^\circ$ 时， $U_o = 0.657U_{Imax} \times \sin 700 = 0.617U_{Imax} = 0.617 \times 4V = 2.468V$ ，此时，要求 $U_3 = 0V$ ，二极管 D3 刚好处于导通临界点。可以计算得 $R_8 = (5/2.468)R_7 = 0.561R$ 。从上所述，列出表格：

R1	1R
R2	1R
R3	4.236R
R4	19.05R
R5	1.41R
R6	3.504R
R7	0.277R
R8	0.561R
R9	4.236R
R10	19.05R
R11	1.41R
R12	3.504R
R13	0.277R
R14	0.561R

表 4.2: 电阻阻值的选取

4 仿真测试

设 $R=1K$ ，则可得 $R1=1K$, $R2=1K$, $R3=4.236K$, $R4=19.05K$, $R5=1.41K$, $R6=3.504K$, $R7=0.277K$, $R8=0.561K$ 。同理, $R9=4.236K$, $R10=19.05K$, $R11=1.41K$, $R12=3.504K$, $R13=0.277K$, $R14=0.561K$ 。对此电路进行 Pspice 仿真，仿真文件如下：

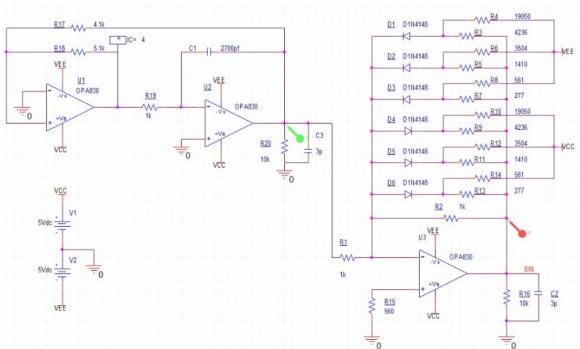


图 4.10: 仿真电路图

测量得到仿真正弦波如下图所示：

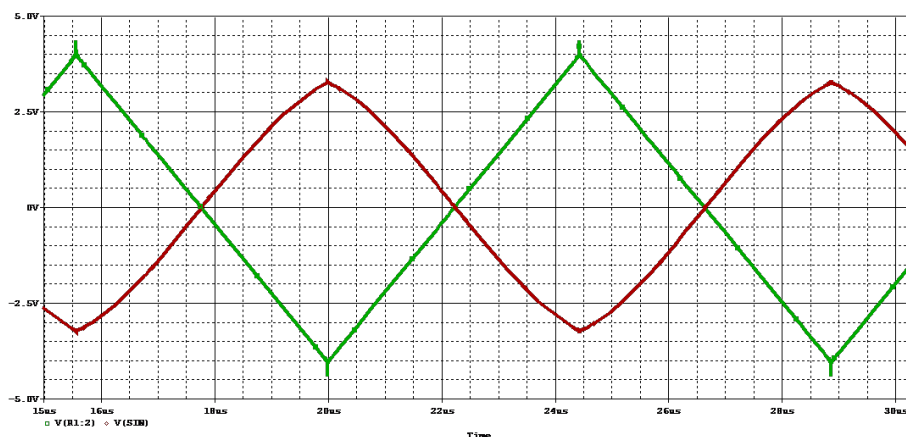


图 4.11: 正弦波仿真波形

图中绿色线为三角波波形,红色线为三角波转正弦波电路的正弦波输出,可以发现正弦波波形并不理想,峰值到了 3.5V,前面理论计算输出正弦波的峰值 $U_{omax}=0.657U_{imax}=2.6V$ 。继续观察二极管的电压波形,下图中紫色线为二极管 D1 的电压波形,黄色线为 D2 的电压波形,洋红色线为 D3 的电压波形。

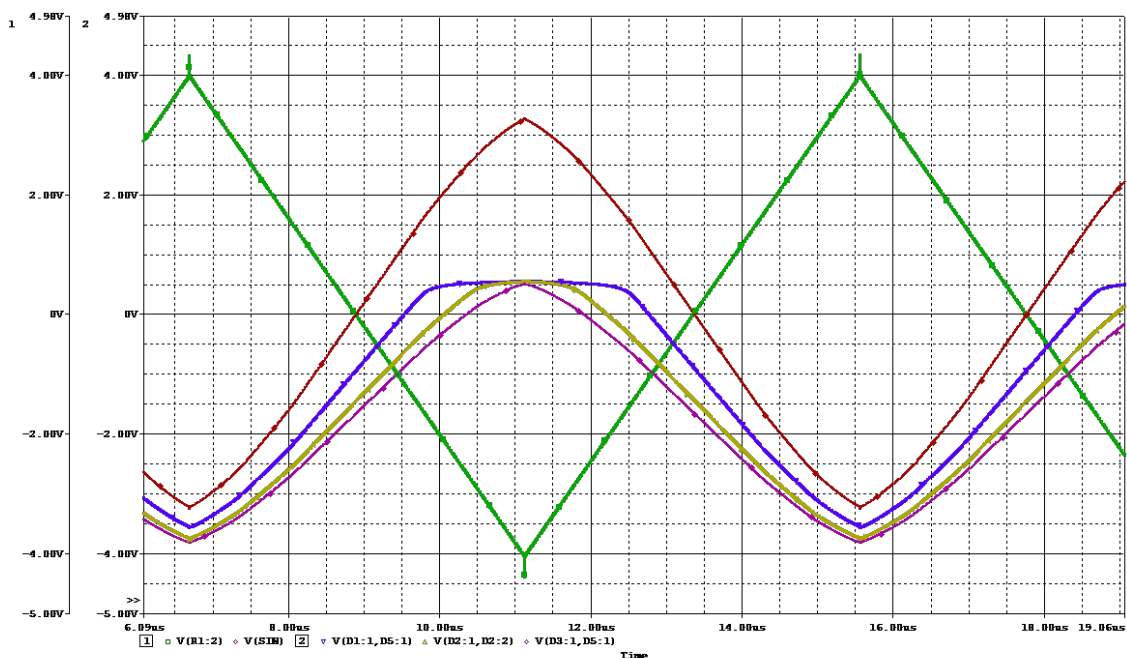


图 4.12: 正弦波仿真波形

图中绿色线为三角波波形,红色线为三角波转正弦波电路的正弦波输出,可以发现正弦

波波形并不理想,峰值到了 3.5V,前面理论计算输出正弦波的峰值 $U_{omax}=0.657U_{Imax}=2.6V$ 。继续观察二极管的电压波形,下图中紫色线为二极管 D1 的电压波形,黄色线为 D2 的电压波形,洋红色线为 D3 的电压波形。

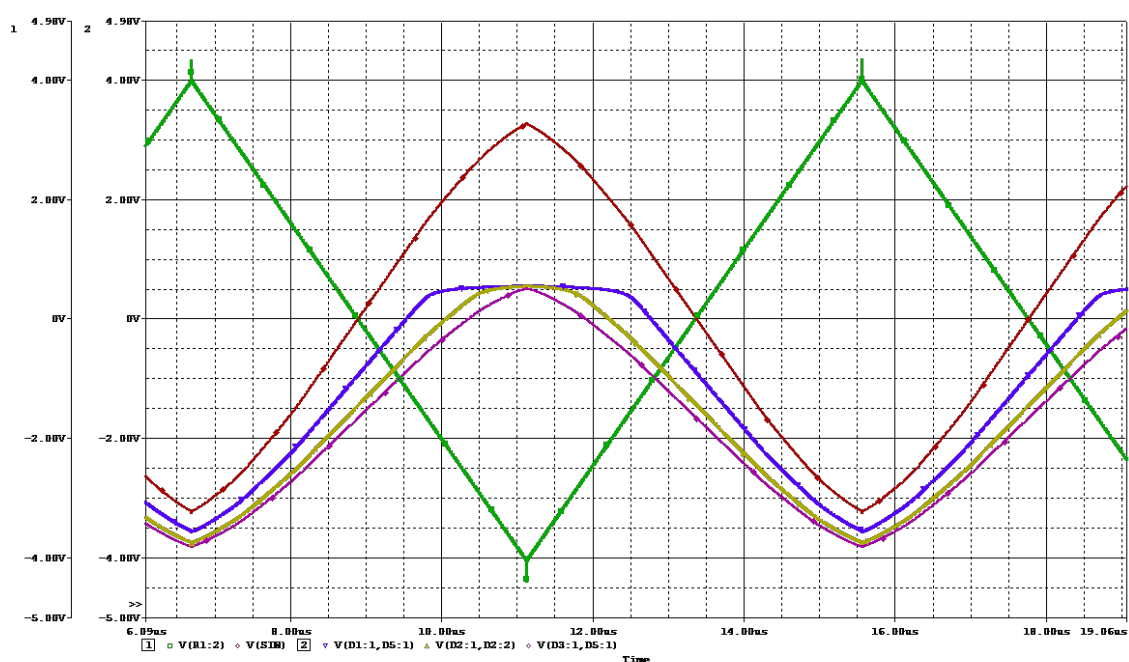


图 4.13: 正弦波仿真波形

从波形中可看出, 由于二极管正向压降的远古, 造成了二极管的导通区域达不到设计的要求, 特别是 D3 二极管, 基本上已经没有导通了。

按二极管正向压降 0.4V 重新计算电阻参数:

R1	1R
R2	1R
R3	4.236R
R4	32.127R
R5	1.41R
R6	4.723R
R7	0.277R
R8	0.723R
R9	4.236R
R10	32.127R
R11	1.41R
R12	4.723R
R13	0.277R
R14	0.723R

表 4.3: 电阻阻值计算

设 $R=1K$ ，则可得 $R1=1K$ ， $R2=1K$ ， $R3=4.236K$ ， $R4=32.127K$ ， $R5=1.41K$ ， $R6=4.723K$ ， $R7=0.277K$ ， $R8=0.723K$ 。同理， $R9=4.236K$ ， $R10=32.127K$ ， $R11=1.41K$ ， $R12=4.723K$ ， $R13=0.277K$ ， $R14=0.723K$ 。对此电路重新进行 Pspice 仿真，仿真文件如下：

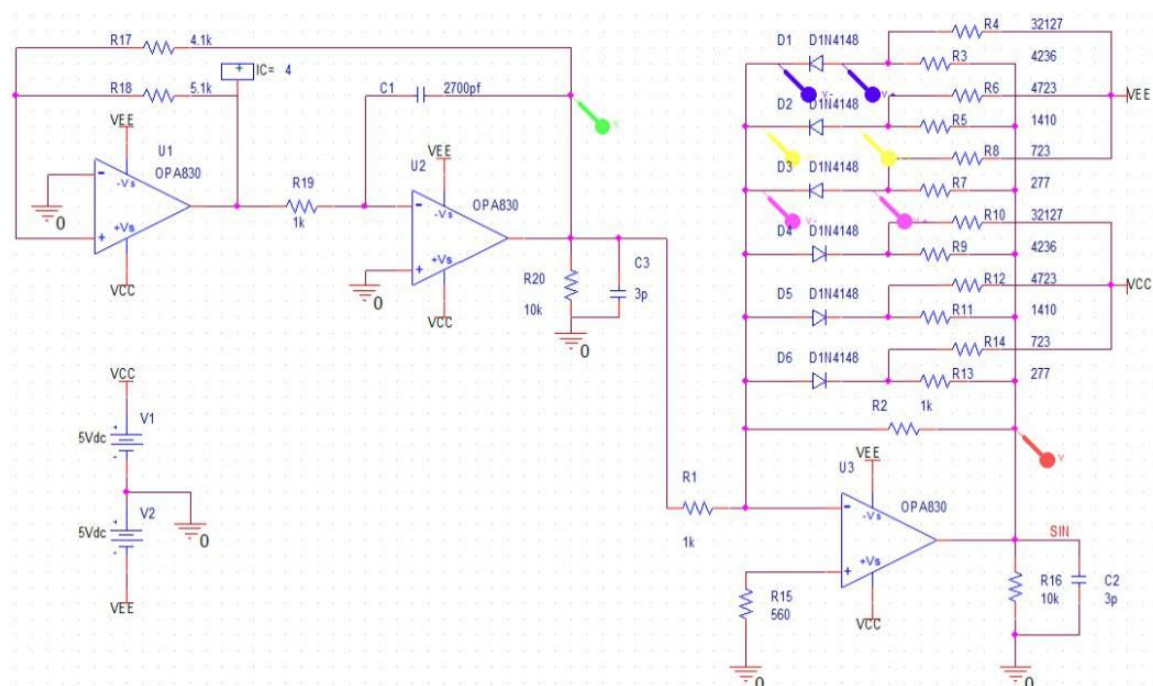


图 4.14: 仿真电路图

测得仿真波形如下图所示:

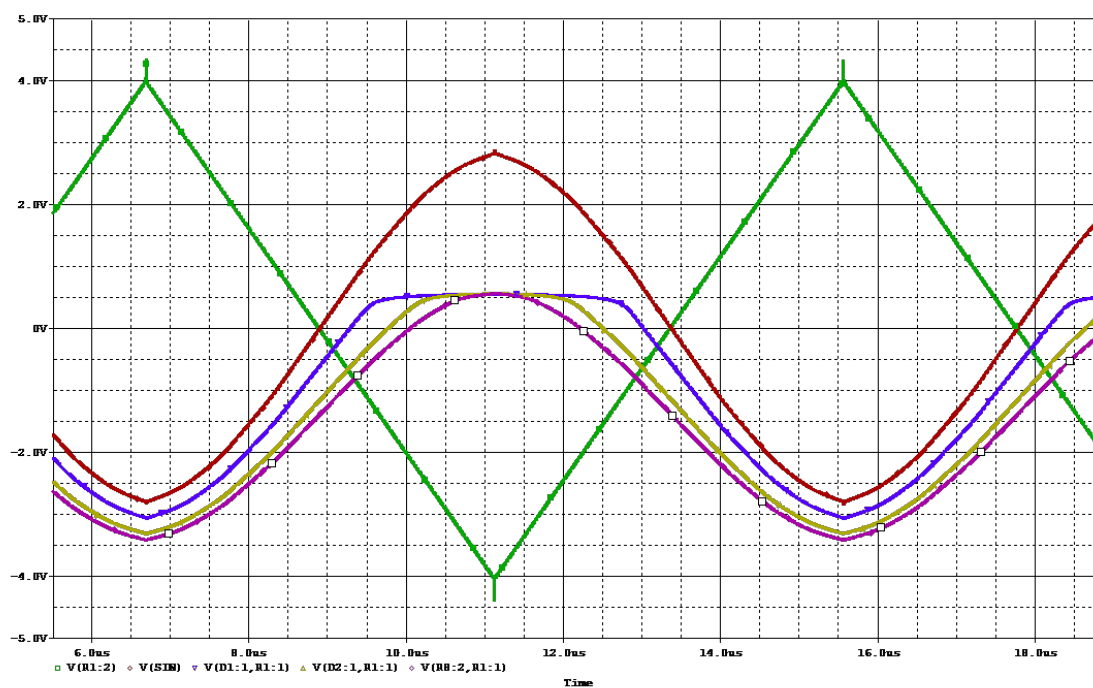


图 4.15: 正弦波仿真波形

可以看出电路的输出正弦波的峰值 2.8V，波形比较理想。

上面的仿真是在三角波频率为 100kHz 时的仿真波形,改变积分电路的电容值为 270pF,可得频率为 1MHz 的仿真波形如下:

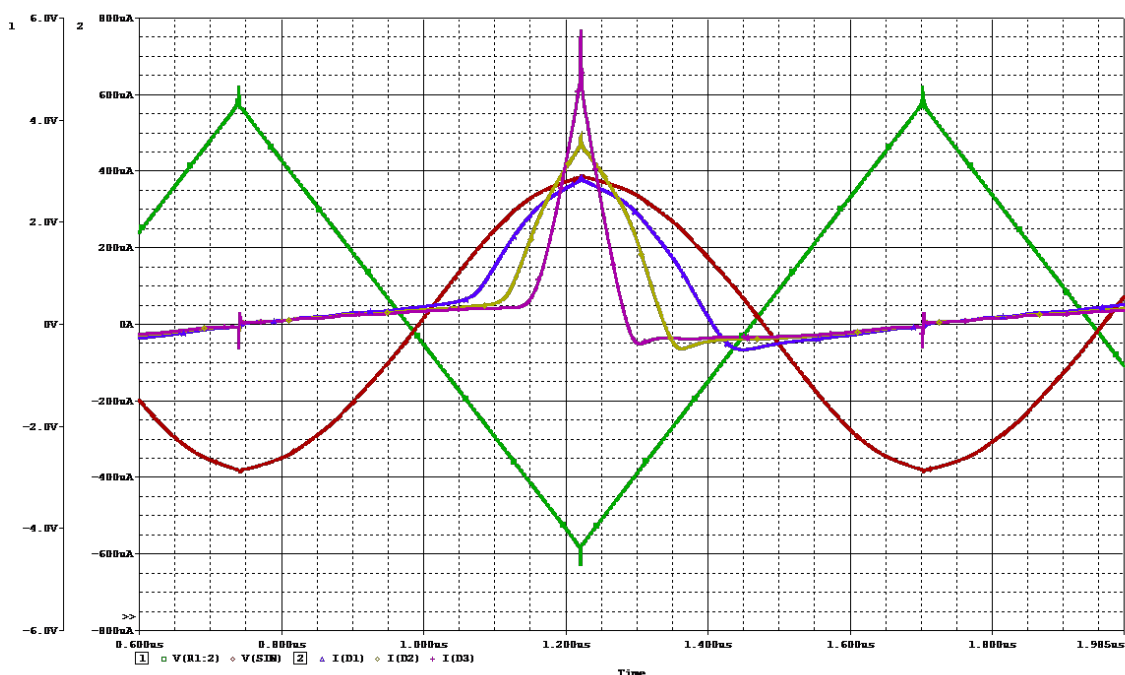


图 4.16: 正弦波仿真波形

可以看出流过二极管的波形已经不对称了,这是由于二极管的结电容引起的,可以通过采用高频二极管如 1SS510 来解决,也可以降低电阻值来改善。如取 $R_1=560$, $R_2=560$, $R_3=2.372K$, $R_4=17.991K$, $R_5=0.79K$, $R_6=2.645K$, $R_7=0.155K$, $R_8=0.405K$ 。同理, $R_9=2.372K$, $R_{10}=17.991K$, $R_{11}=0.79K$, $R_{12}=2.645K$, $R_{13}=0.155K$, $R_{14}=0.405K$ 。重新仿真后可得仿真波形如下图示:

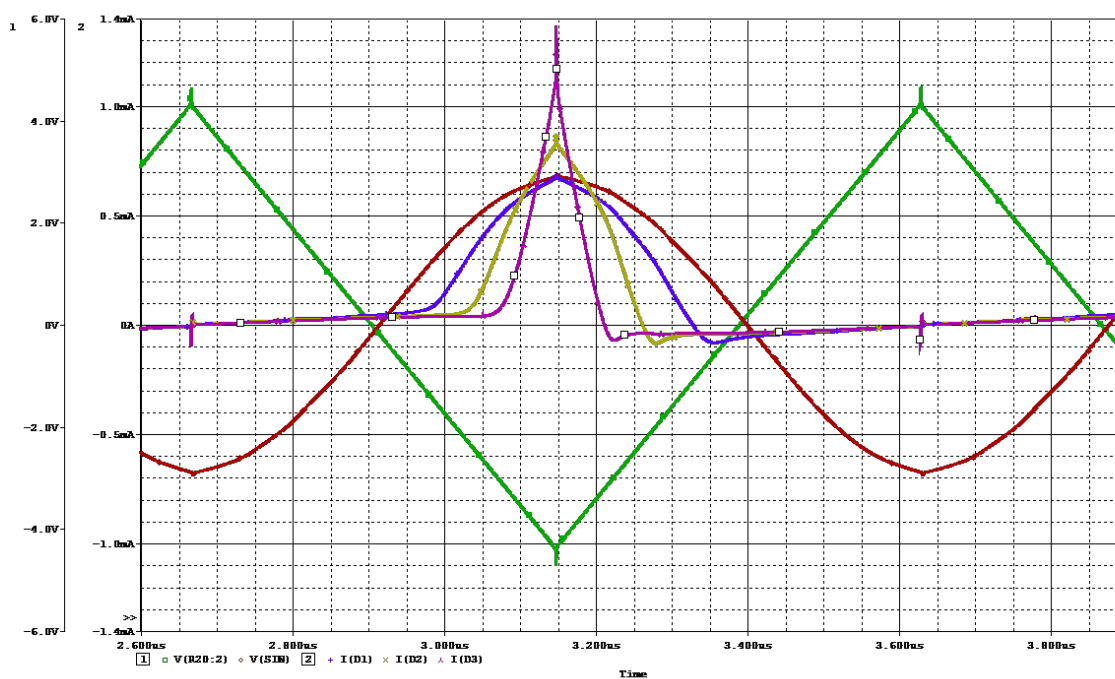


图 4.17: 正弦波仿真波形

可以看出此时的波形比较满意，于是最终确定 R1 到 R14 的取值：

RX	电阻 (Ω)
R1	560
R2	560
R3	2.372k
R4	17.991k
R5	0.79k
R6	2.645k
R7	0.155k
R8	0.405k
R9	2.372k
R10	17.991k
R11	0.79k
R12	2.645k
R13	0.155k
R14	0.405k

表 4.4: 电阻阻值计算

5 输出电流

从下图中可以看出，运放输出电流波形约为 20mA，查阅 OPA2830 的数据手册，可知工作电流并没有超过技术指标，并且有着较大的余量：

OUTPUT								
Output Voltage Swing	G = +2, R _L = 1kΩ to GND	±4.88	±4.86	±4.85	±4.84	V	min	A
	G = +2, R _L = 150Ω to GND	±4.64	±4.60	±4.58	±4.56	V	min	A
Current Output, Sinking and Sourcing		±82	±63	±58	±53	mA	min	A
Short-Circuit Current	Output Shorted to Ground	150				mA	typ	C
Closed-Loop Output Impedance	G = +2, f ≤ 100kHz	0.06				Ω	typ	C

图 4.18: 数据手册

五、波形选择与幅值调整电路设计

1 模拟集成电路的选择

在本次设计中，我们采用模拟集成电路进行设计，模拟开关体积小，一个集成电路便可以满足我们的功能要求，但相对而言，其导通电阻较大，约有 500Ω 。

而信号继电器至少需要 2 个才能满足我们的功能需求，相对来讲体积较大，需要安装驱动电路，因此在这里我们选择模拟开关来实现波形选择。

2 幅值调整电阻阻值的选取

电路原理图如下图所示：

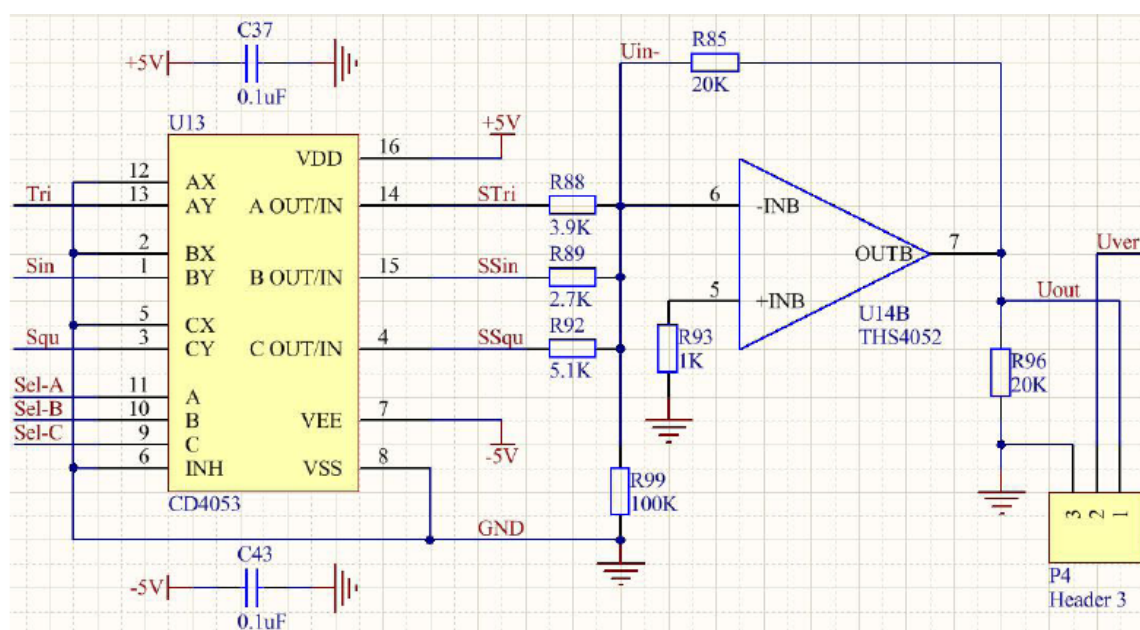


图 5.1: 电路原理图

阻值要求使得方波、三角波、正弦波输出峰值尽可能相同，而方波的峰值为 $5V$ ，三角波的峰值为 $4V$ ，正弦波输出的峰值为 $2.8V$ 。具体情况满足下述公式：

$$\frac{V_{sin}}{R_{89}} = \frac{V_{tri}}{R_{88}} = \frac{V_{squ}}{R_{92}} = \frac{V_{out}}{R_{85}} \quad (5-1)$$

因此，在设计电路时，5V 方波采用 5K 电阻，4V 三角波采用 3.9K 电阻，2.8V 正弦波采用 2.7K 电阻，最后输出为 20V。

六、功率放大电路的设计

1 OCL 电路工作原理

OCL 电路如下图所示：

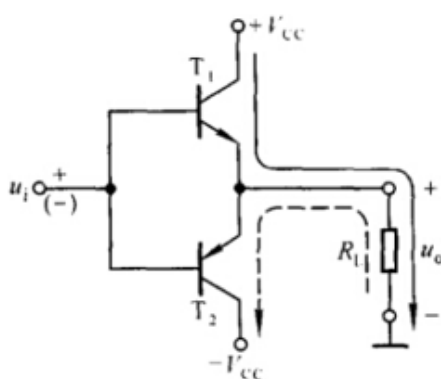


图 6.1: OCL 电路

OCL 电路全称为无输出电容的功率放大电路，在互补输出级摒弃了输出电容。在 OCL 电路中，T1 与 T2 特性对称，采用了双电源供电。静态时，T1 和 T2 均截止，输出电压为 0。晶体管 b-e 间的开启电压可忽略不计；输入电压为正弦波。当 $u_i > 0$ 时，T₁ 管导通，T₂ 管截止，正电源供电，电流如上图实现所示，电路为射极输出形式， $u_o \approx u_i$ ，当 $u_i < 0$ 时，T₂ 管导通，T₁ 管截止，负电源供电，电流如上图虚线所示，电路也为射极输出形式， $u_o \approx u_i$ 。可见，电路中“T1 和 T2 交替工作，正负电源交替供电，输出与输入之间双向跟随”，不同类型的两只晶体管 (T1 和 T2) 交替工作，且均组成射极输出形式的电路称为：“互补电路”，两只管子的这种交替工作方式成为“互补”工作方式。

2 交越失真的产生与消除

相比于其他电路，OCL 电路在工作时会产生“交越失真”，根本原因是，我们在进行理论分析的时候认为三极管的 PN 结是理想情况，不存在导通压降，但实际上三极管本身

的 PN 结具有导通压降，所以输出波形会发生失真，即为所提到的交越失真。对于交越是真，我们可以与运放配合消除“交越失真”，原电路电路图如下图所示：

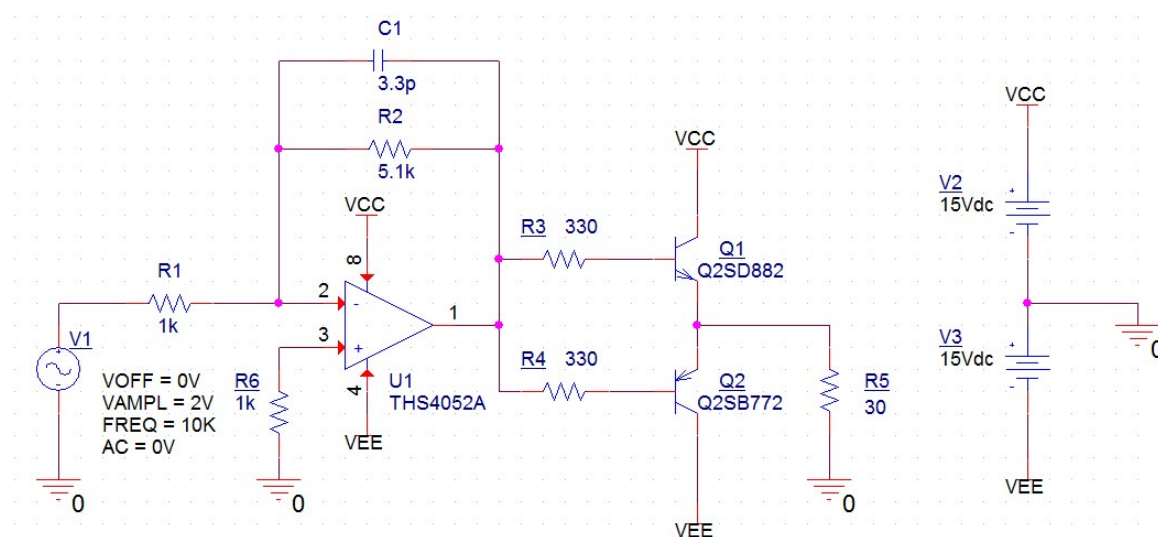


图 6.2: OCL 电路仿真原理图-有交越失真

对关键节点进行仿真 (反馈点设置于运放)，获得波形如下图所示：

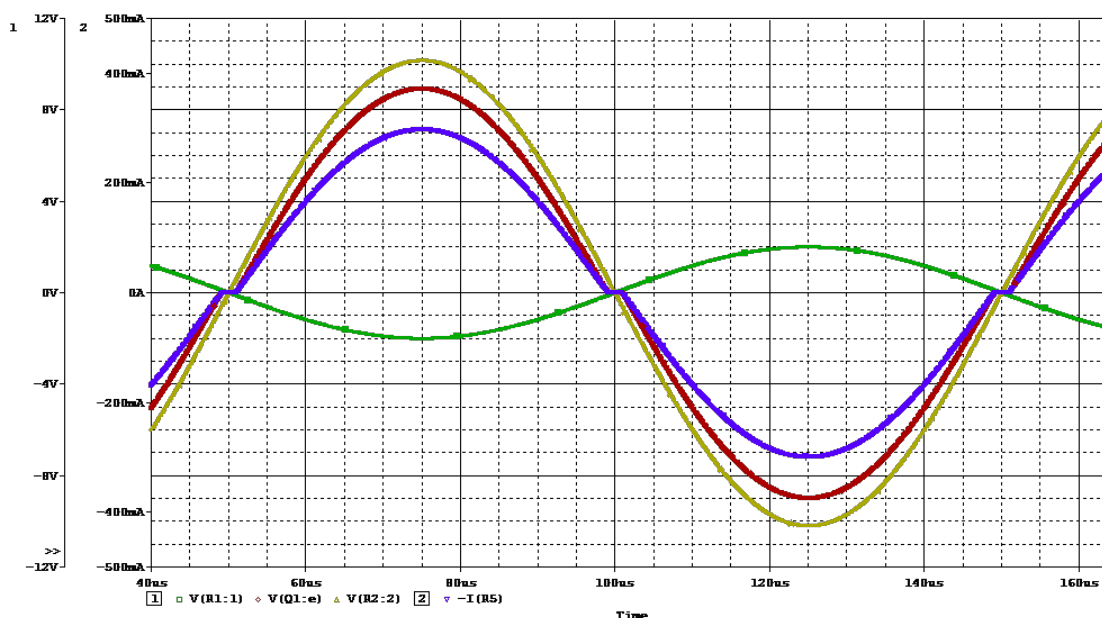


图 6.3: OCL 电路仿真波形-有交越失真

其中，绿色线为输入信号，红色线为输出电压，紫色线为输出电流，可以看到有较为明显的交越失真。当我们连接运放之后，电路图如下图所示：

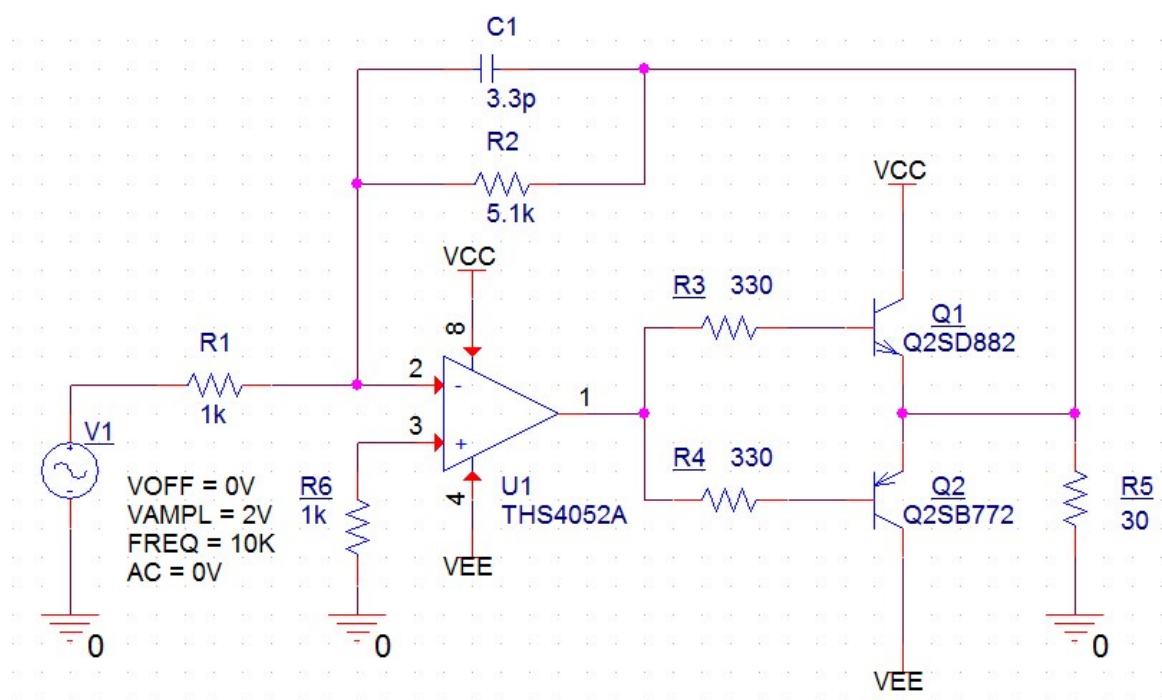


图 6.4: OCL 电路仿真原理图-无交越失真

对关键结点进行仿真 (反馈点设置于 OCL 电路的输出端), 获得波形如下图所示:

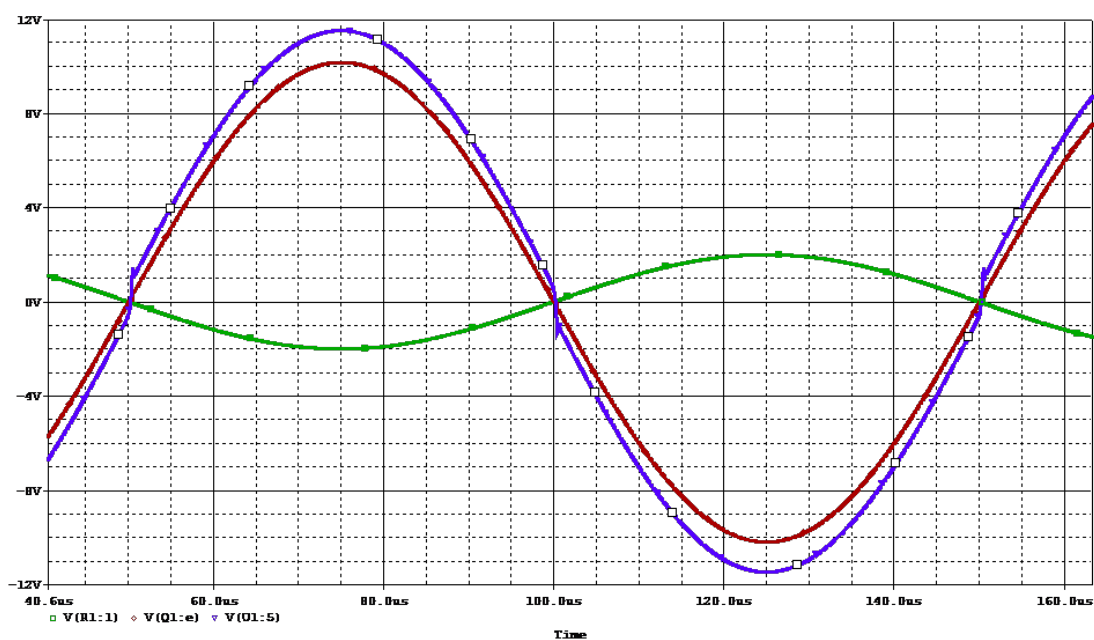


图 6.5: OCL 电路仿真波形-无交越失真

在图中, 红色线为 OCL 电路的输出电压波形, 已经不存在交越失真, 但此时运放的输

出已经提高了，补偿了三极管的 be 结的正向压降。

3 OCL 准互补功放电路

使用原电路图进行仿真，当我们提高 V_{sin} 的频率时，将频率从 10K 提升至 1MHz，获得仿真结果如下图所示：

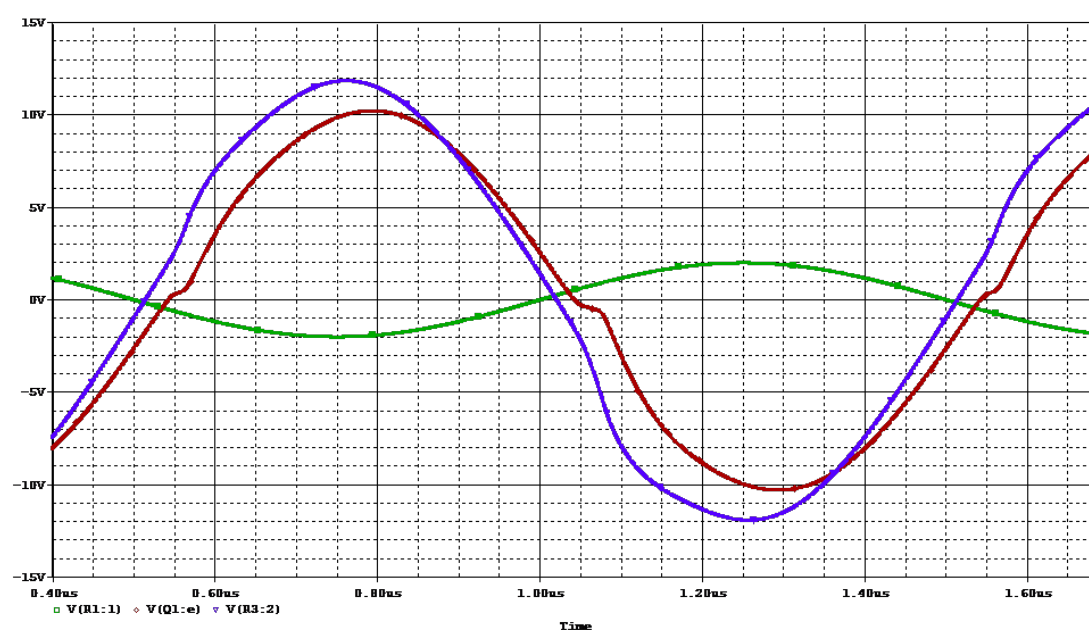


图 6.6: OCL 电路仿真波形- $f=1\text{MHz}$

可以看到，仿真波形已经出现了较为明显的失真，因此本 OCL 电路仅适用于频率为几十 k 的场合。为减弱此失真，我们选择 OCL 准互补功放电路，电路图如下图所示：

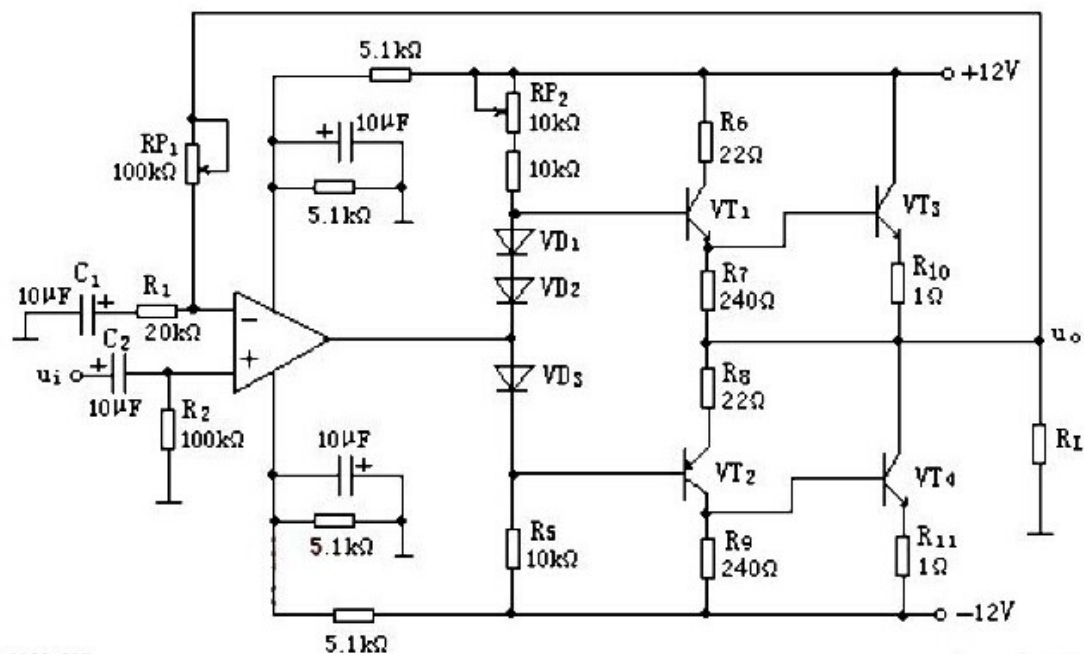


图 6.7: OCL 准互补功放电路原理图

参考此原理图设计仿真文件，如下图所示：

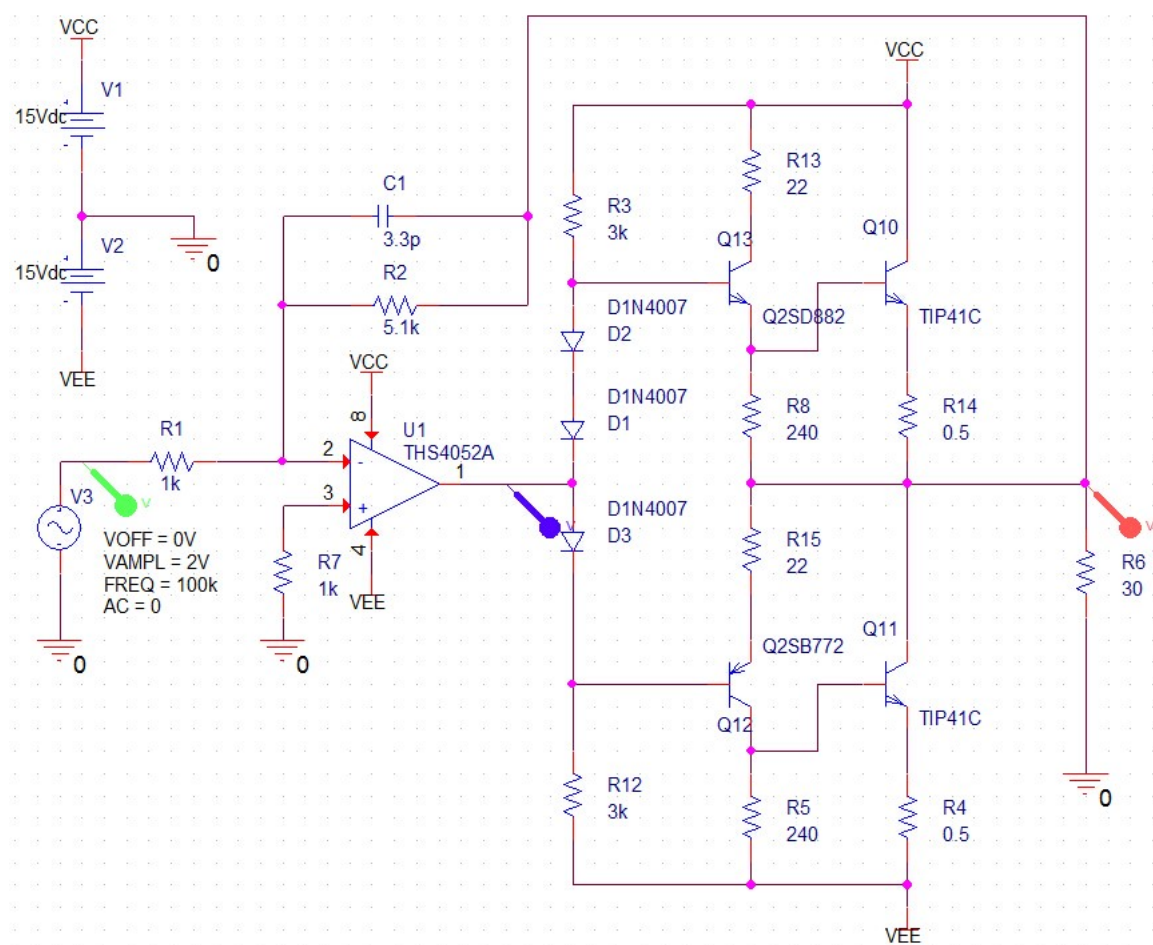


图 6.8: OCL 准互补功放电路原理图

设定输入频率为 100KHz，获得仿真波形：

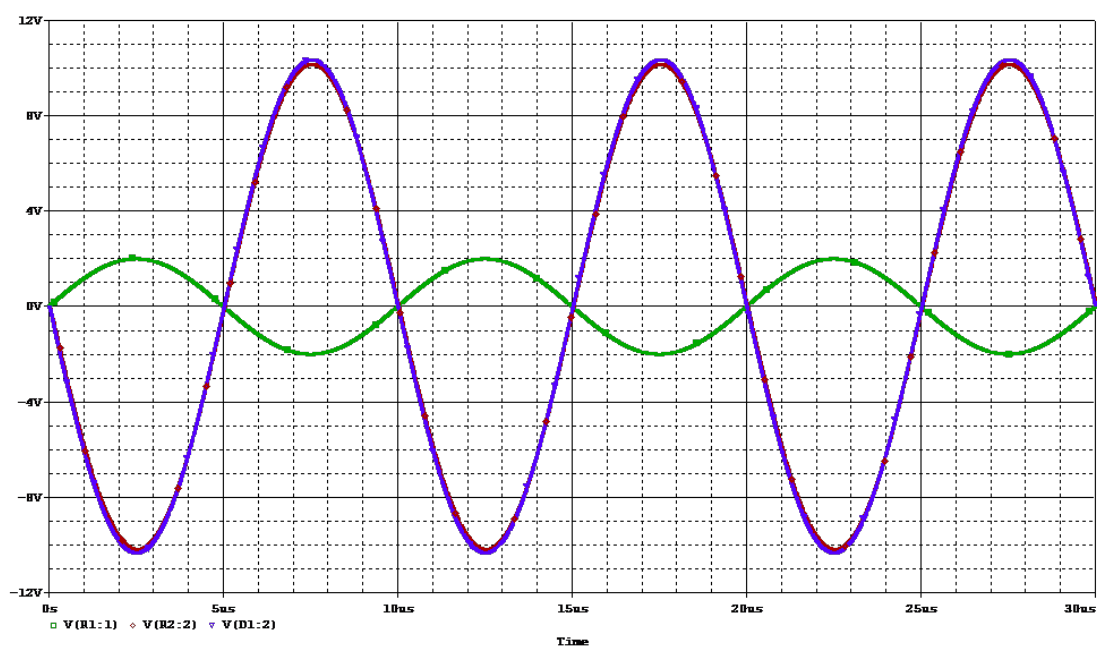


图 6.9: OCL 准互补功放电路原理图-f=100KHz

设定输入频率为 1MHz，获得仿真波形：

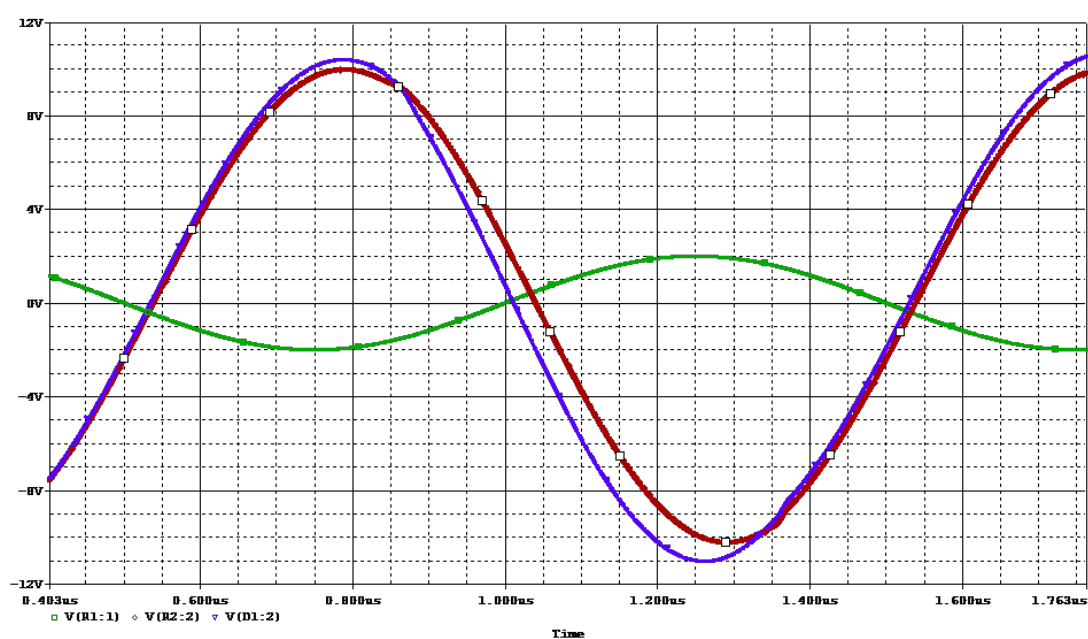


图 6.10: OCL 准互补功放电路仿真波形-f=1MHz

可以看到， $f=1\text{MHz}$ 时，也出现了一定的失真，但失真较少。

查看 D882、B772 和 TIP41 的数据手册，可以发现 D882 和 B772 的特征频率 f_T 为 50MHz，TIP41 的特征频率 f_T 为 3MHz(特征频率指的是，使用共射极放大电路时，当电流

放大倍数恰好小于 1 的频率), TIP41 的特征频率明显偏低了, 因此我们选取 2SC2078 高频三极管来代替 TIP41(用于 Pspice 中并没有 2SC2078 的模型, 因此仿真的时候, 我们选择 D882 进行代替), 电路原理图如下图所示:

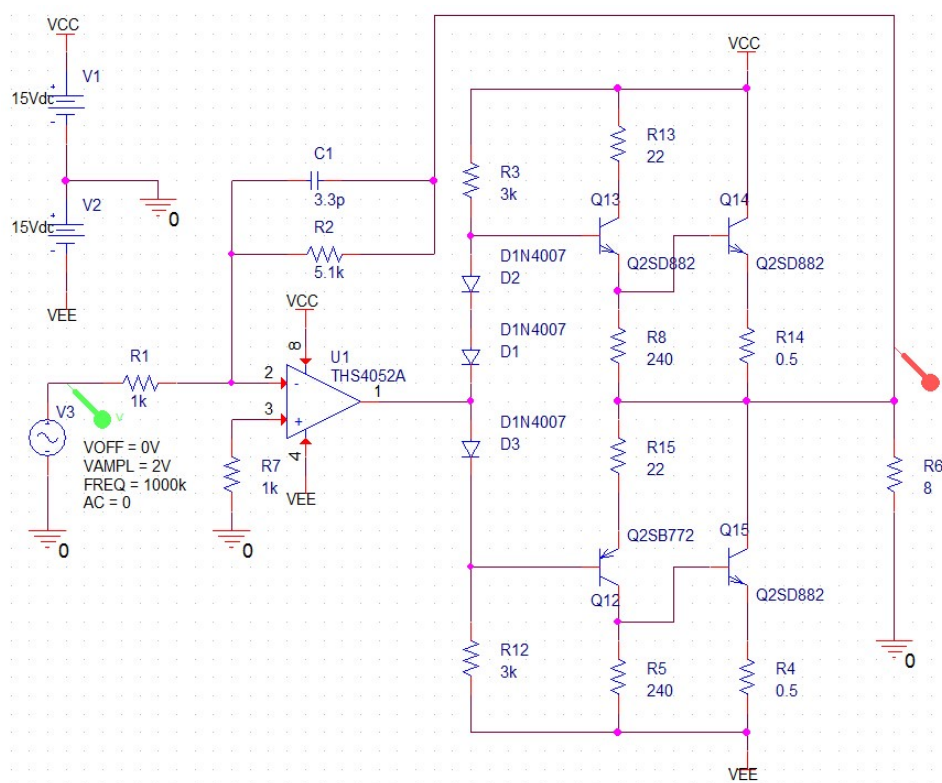


图 6.11: OCL 准互补功放电路原理图-D882 代替 TIP41

获得仿真波形如下图所示:

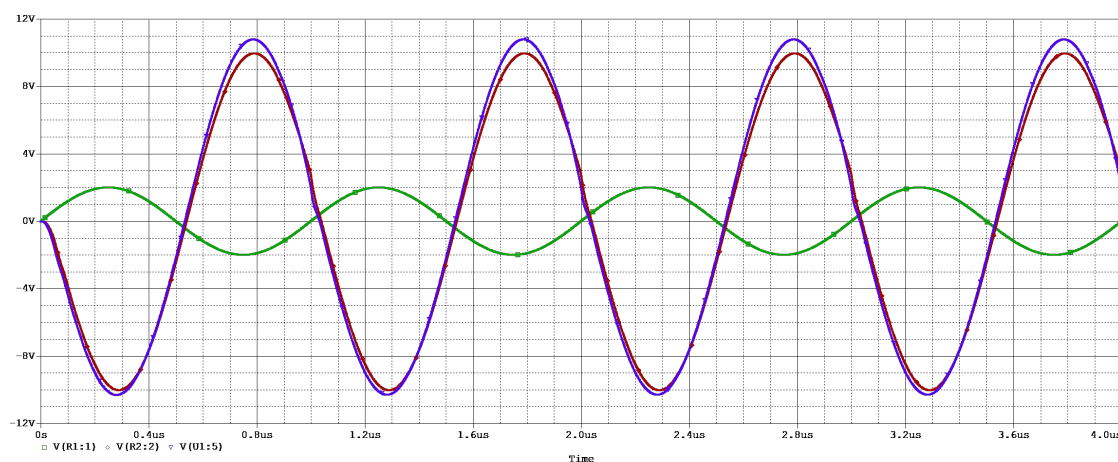


图 6.12: OCL 准互补功放电路仿真波形-D882 代替 TIP41

可以看到，失真情况明显减弱，因此，三极管特征频率越高，在高频部分的失真情况越小。

4 各元件的选择与功耗计算

设定输出负载 $R_6 = 50\Omega$ ，观察各个位置的波形是否失真以及功耗是否符合要求：

4.1 运放功耗计算

仿真电路图与之前的仿真电路图相同，设置输出负载为 $R_6 = 8\Omega$ ，获得仿真波形如下图所示：

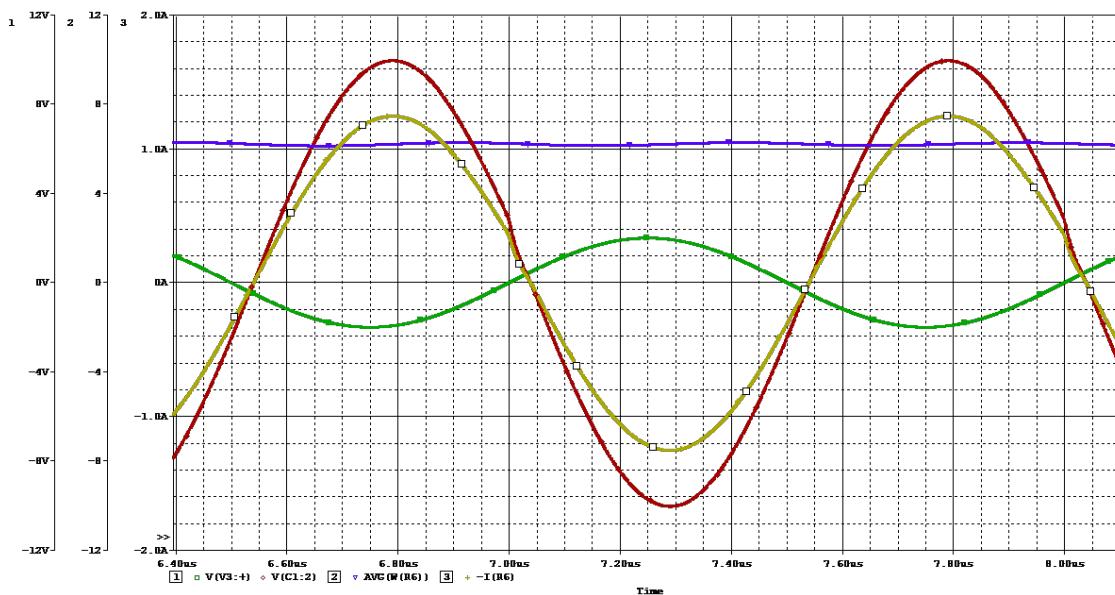


图 6.13: 输出电阻功耗

可以发现输出电压波形正确且负载功率为 6W，满足要求，进一步测量运放功率，测得波形如下图所示：

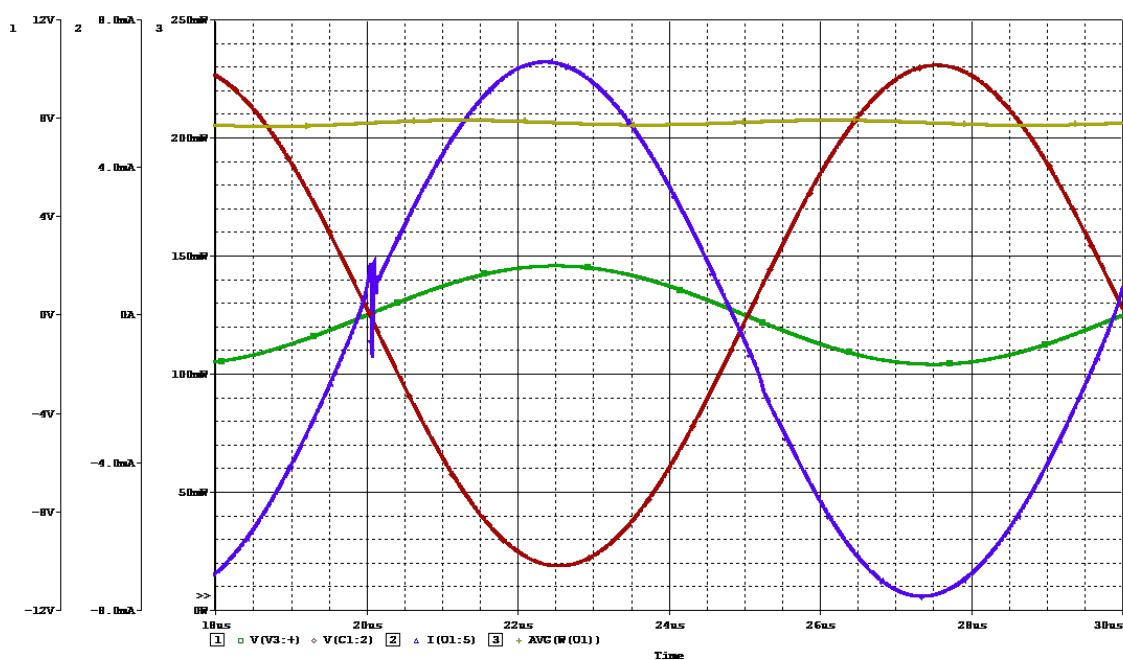


图 6.14: 运放功耗波形

其中，紫色线为运放的输出电流波形，峰值为 8mA，黄色线为运放的功耗，峰值为 210mW。可以看出，运放的电流，电压，功率额度都在额定值之下。

4.2 各电阻功耗计算

分别测量几个功率较大的电阻：R4，R14，R15，进行仿真分析：

• R4

R4 电阻的仿真波形如下图所示：

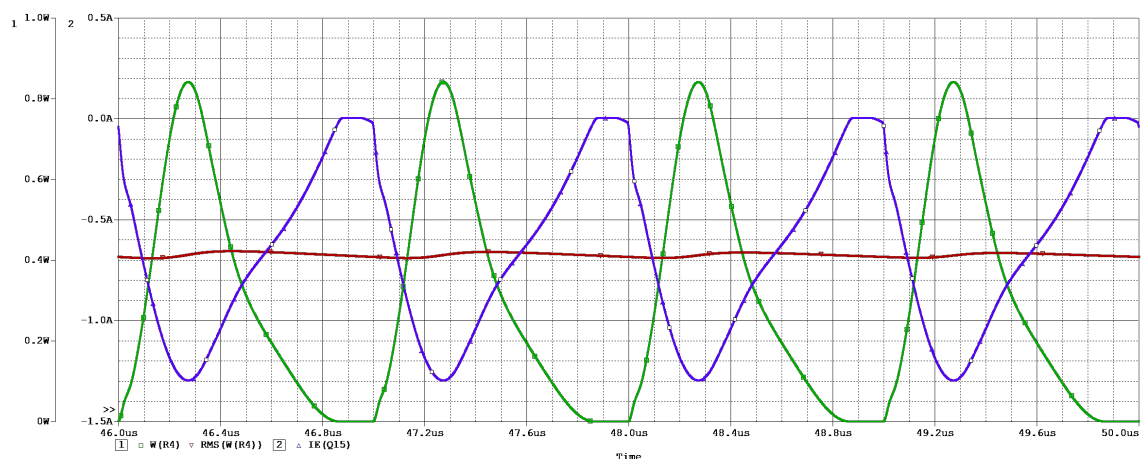


图 6.15: R4 功耗仿真波形

图中曲线分别为 R14 的功率，功率有效值以及电流波形，测得 R14 功耗有效值为：
0.41W

• R14

R4 电阻的仿真波形如下图所示：

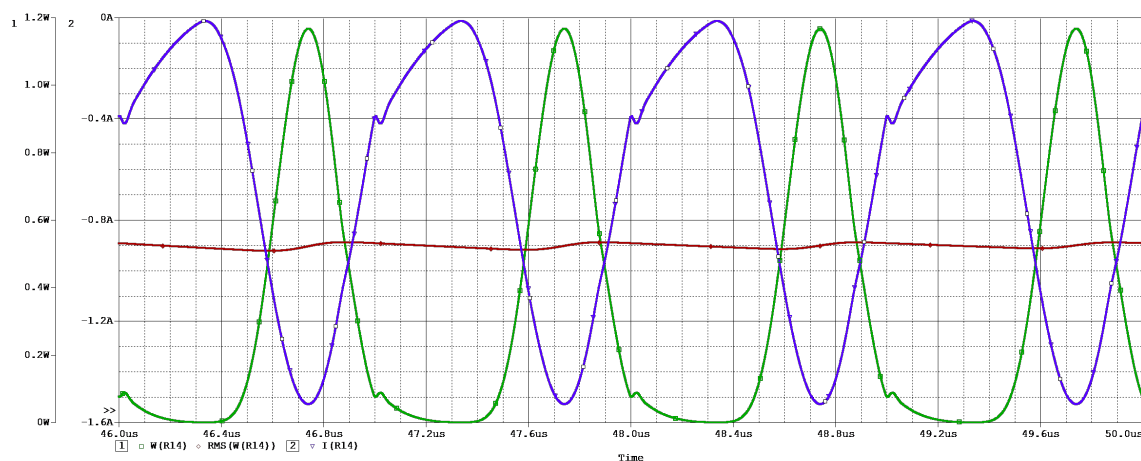


图 6.16: R14 功耗仿真波形

图中曲线分别为 R15 的功率，功率有效值以及电流波形，测得 R15 功耗有效值为：
0.45mW

• R15

R4 电阻的仿真波形如下图所示：

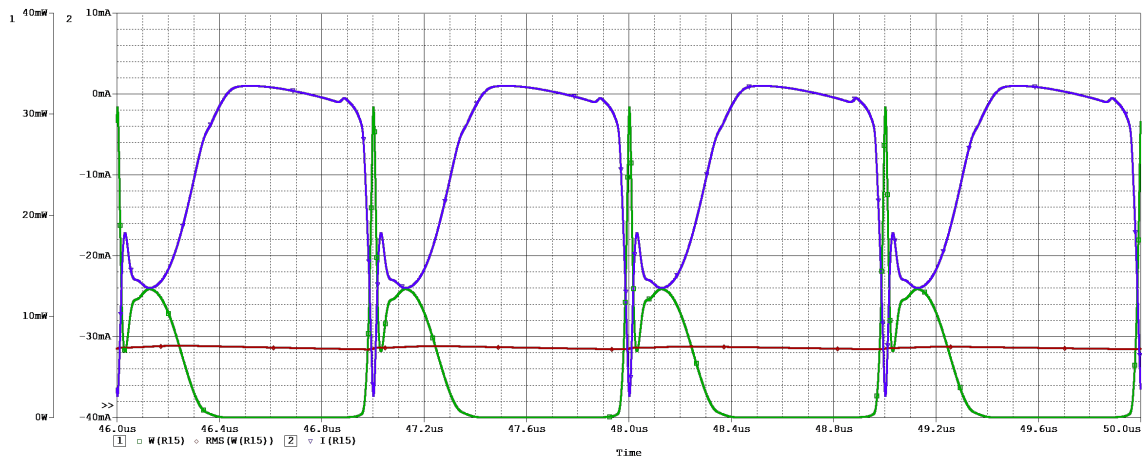


图 6.17: R15 功耗仿真波形

图中曲线分别为 R15 的功率，功率有效值以及电流波形，测得 R15 功耗有效值为：
8mW

七、衰减电路的设计

衰减电路为一分压电路，用于进行分压，使用信号继电器进行切换。信号继电器由 MSP430 单片机进行控制，具体电路图如下图所示：

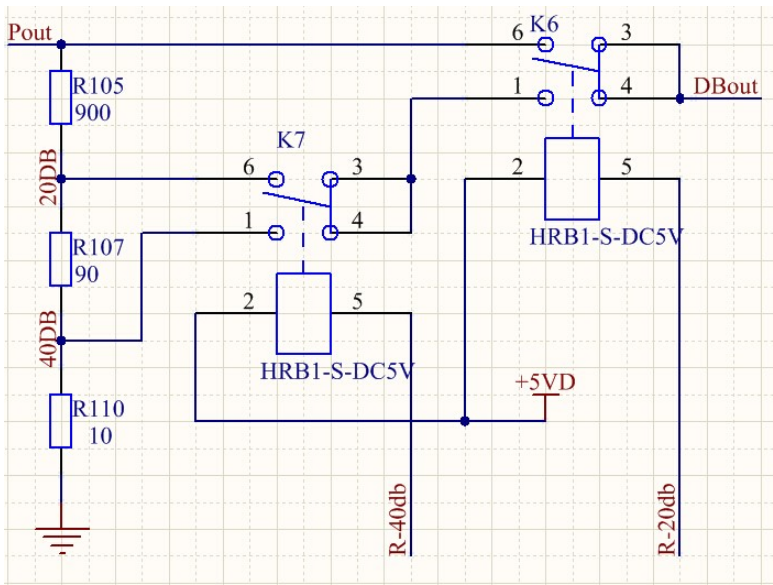


图 7.1: 衰减电路原理图

继电器是一种电子控制元件，具有控制系统和被控制系统，即输入回路和输出回路，

通常应用于自动控制理论中，可以使用较小的电流去控制较大电流，有着自动调节，安全保护，转换电路等作用。

在本次设计中，由于需要输入的电流较大，同时对准确性要求较高，同时控制部分一般电压，电流较小，因此我们采用继电器进行控制。

八、整机电路

整机电路原理图如下图所示：

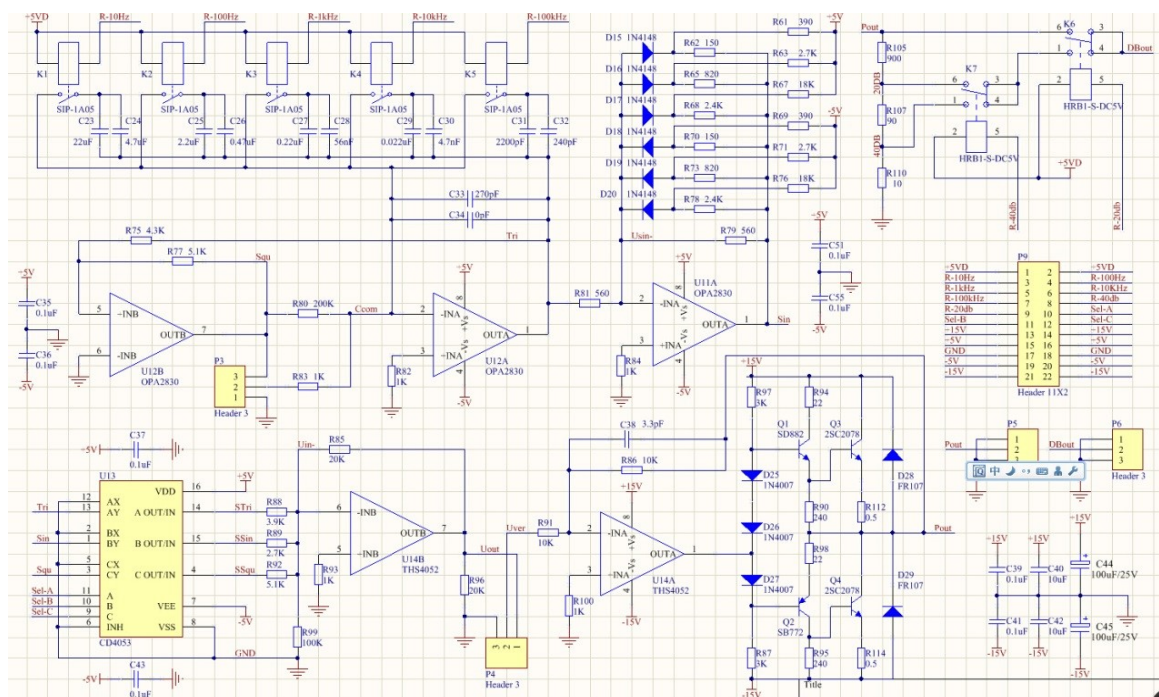


图 8.1: 整机电路原理图