

# 电子电路(2)

## EDA 实验报告

18373038 钱思远

### 目录

1	EDA1 2-12.....	2
1.1	设计与仿真.....	2
1.2	特性分析.....	3
2	EDA2 3-17.....	10
2.1	Multisim 仿真电路.....	10
2.2	仿真结果.....	11
2.3	仿真结果分析.....	14
3	EDA3 3-22.....	15
3.1	Matlab 程序.....	15
3.2	运行结果图.....	16
3.3	分析总结.....	16
4	EDA4 4-34.....	17
4.1	Multisim 软件仿真.....	18
4.2	仿真结果.....	18
4.3	分析与讨论.....	22
5	EDA5 5-20.....	24
5.1	Multisim 软件仿真.....	25
5.2	仿真分析.....	25
5.3	结果分析.....	29
6	EDA6 6-8.....	30
6.1	Multisim 软件仿真.....	30
6.2	仿真分析.....	30
6.3	结果分析.....	33

# 1 EDA1 2-12

2-12. 用有源 RC 电路实现习题 2-11 所得低通滤波器，并用 PSpice 程序分析其中所用运算放大器的参数对滤波器频率特性的影响，这些参数包括：

- (1) 输入与输出电阻；
- (2) 增益；
- (3) 频率特性（只考虑单极点运算放大器）。

请对分析结果作简单说明。

[注]运算放大器用宏观模型表示，参考宏观模型示于下。

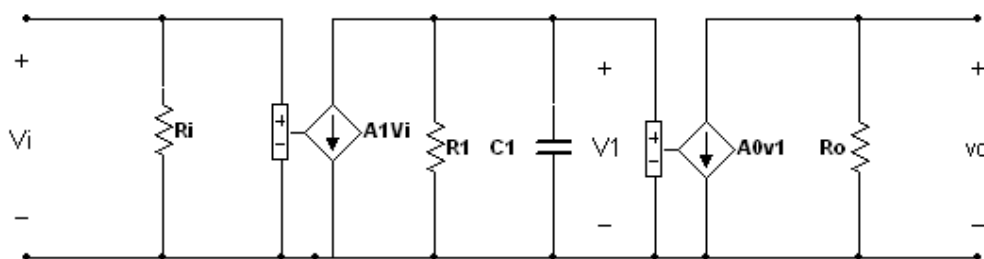


图1 运算放大器参考宏观模型

## 1.1 设计与仿真

### (一)巴特沃斯滤波器设计图

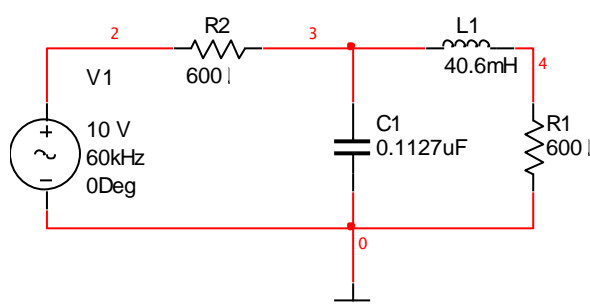


图2 巴特沃斯滤波器设计

### (二)计算推导

对上图节点列方程：

$$\begin{cases} \frac{V_s(s) - V_1(s)}{R_s} = V_1(s) \cdot sC_1 + \frac{V_1(s) - V_2(s)}{sL_2} \\ \frac{V_1(s) - V_2(s)}{sL_2} = \frac{V_2(s)}{R_L} \end{cases}$$

又有  $R_s = R_L$

$$\therefore \begin{cases} V_1(s) = \frac{1}{sR_L C_1} [V_s(s) - V_1(s) - V_2(s)] \\ V_2(s) = \frac{R_L}{sL_2} [V_1(s) - V_2(s)] \end{cases}$$

$$\therefore R_{11} = R_{12} = R_{13} = R_{21} = R_{22} = R_L = 600\Omega$$

$$\therefore C_{11} = C_1 = 0.118\mu F$$

$$\therefore C_{21} = \frac{L_2}{R_L^2} = 0.188\mu F$$

### (三)放大器宏模型及仿真电路图：

将宏模型的参数设定为如图 3 所示的参数：

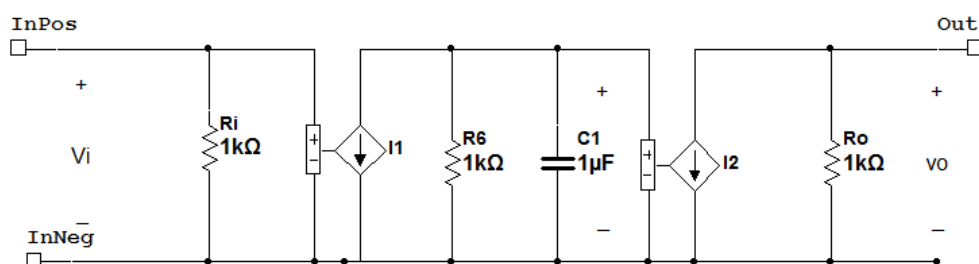


图3 放大器宏模型

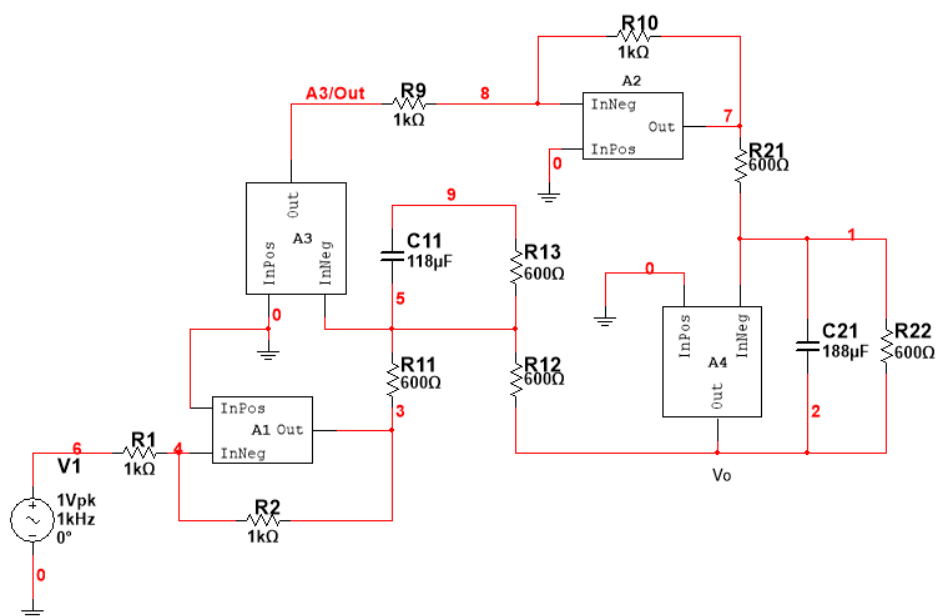


图4 放大器仿真电路图

## 1.2 特性分析

### (一)输入电阻的影响：

(1)  $R_{in}=1\Omega$  时：

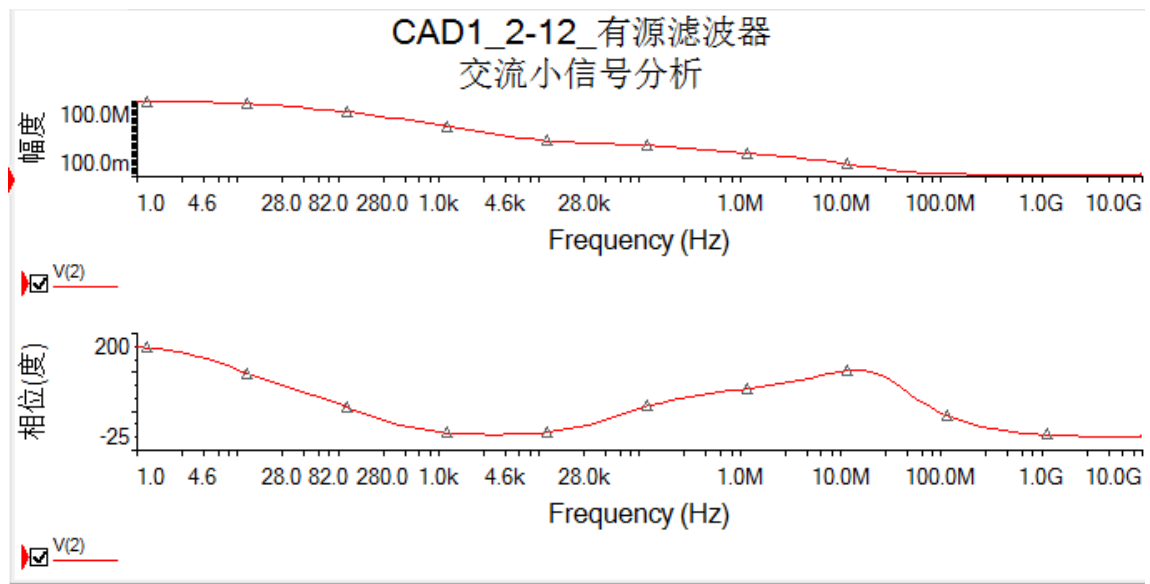


图5  $R_{in}=1\Omega$  时交流小信号分析

(2)  $R_{in}=1k\Omega$  时:

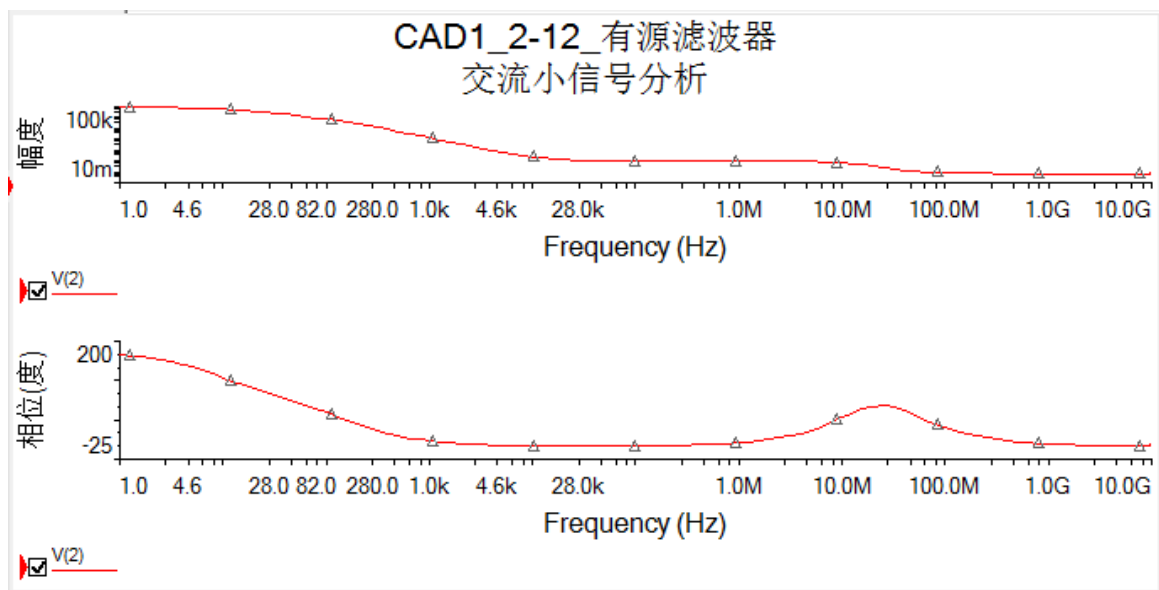


图6  $R_{in}=1k\Omega$  时交流小信号分析

(3)  $R_{in}=1M\Omega$  时:

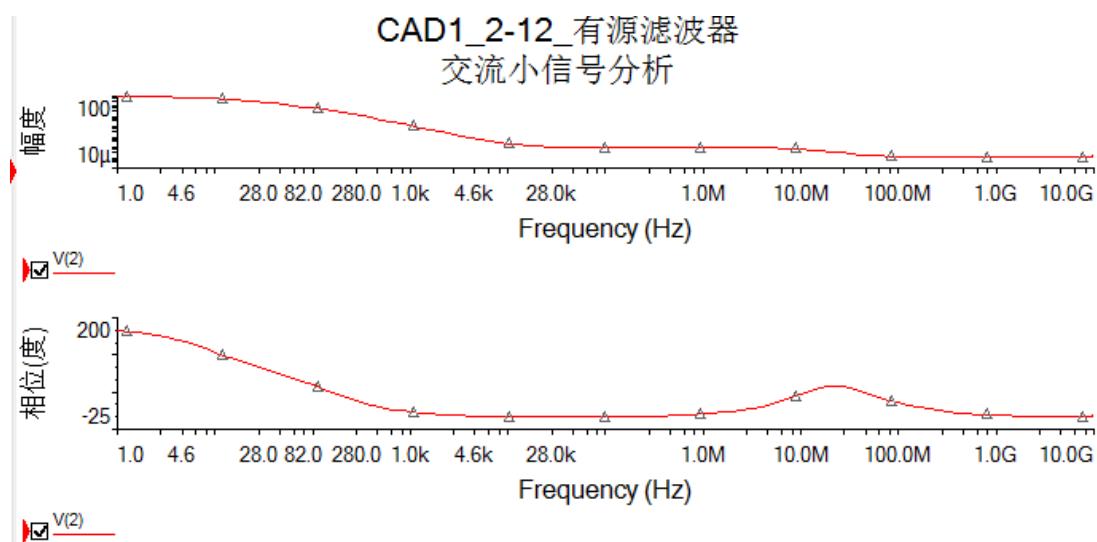


图7  $R_{in}=1M\Omega$  时交流小信号分析

#### (4) 结论

对比可知，输入电阻的变化对输出的 3dB 带宽影响很小，但是对于滤波器的下降速度有不同的影响。

### (二) 输出电阻的影响：

#### (1) $R_o=1\Omega$ 时：

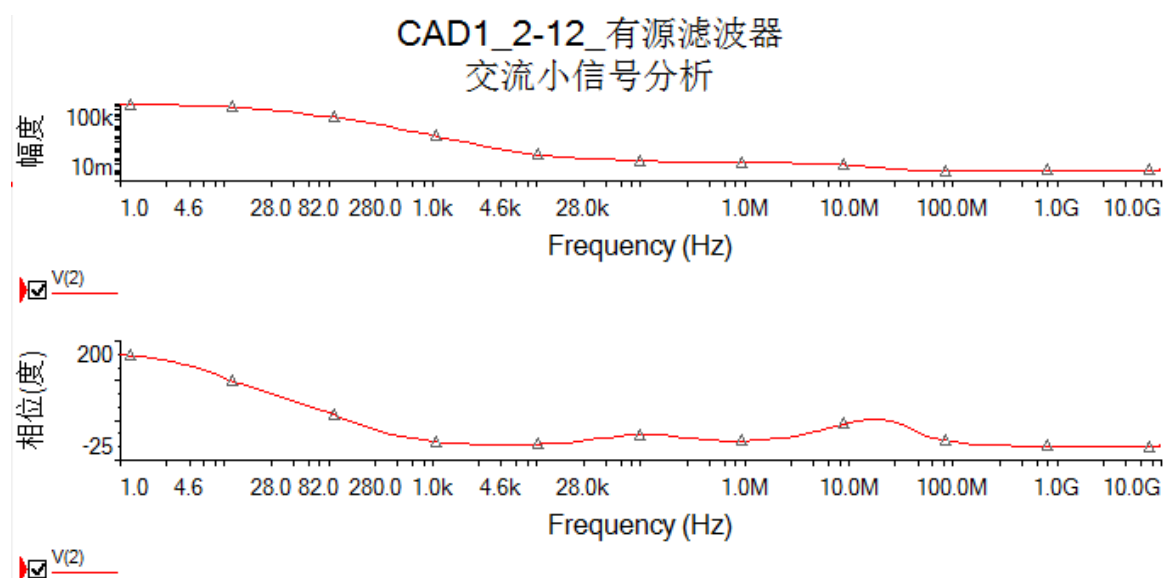


图8  $R_o=1\Omega$  时交流小信号分析

#### (2) $R_o=1k\Omega$ 时：

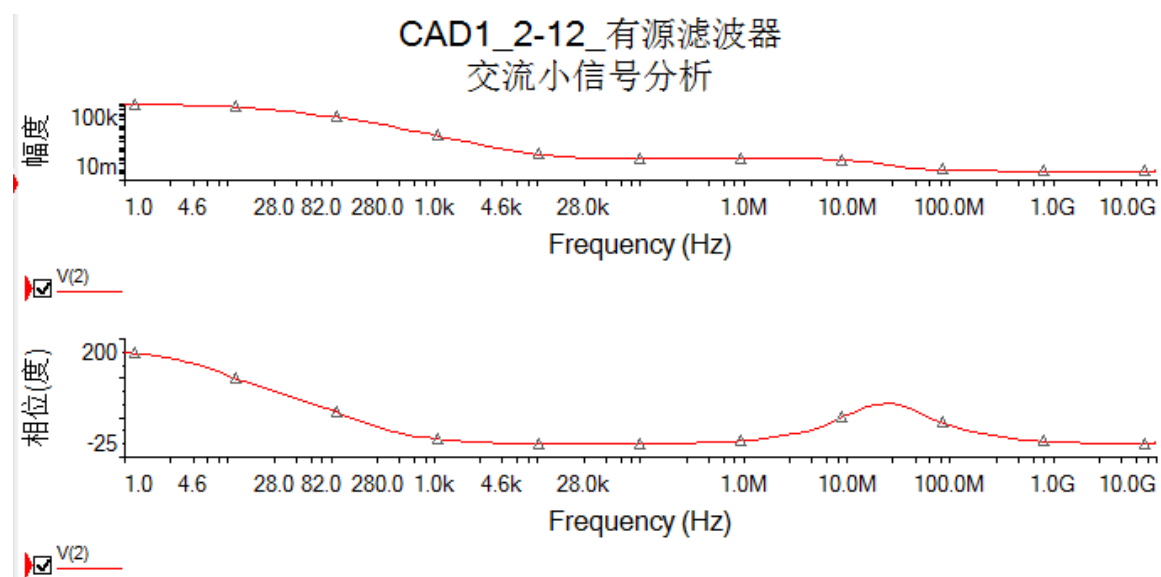


图9  $R_o=1k\Omega$  时交流小信号分析

(3)  $R_o=1M\Omega$  时:

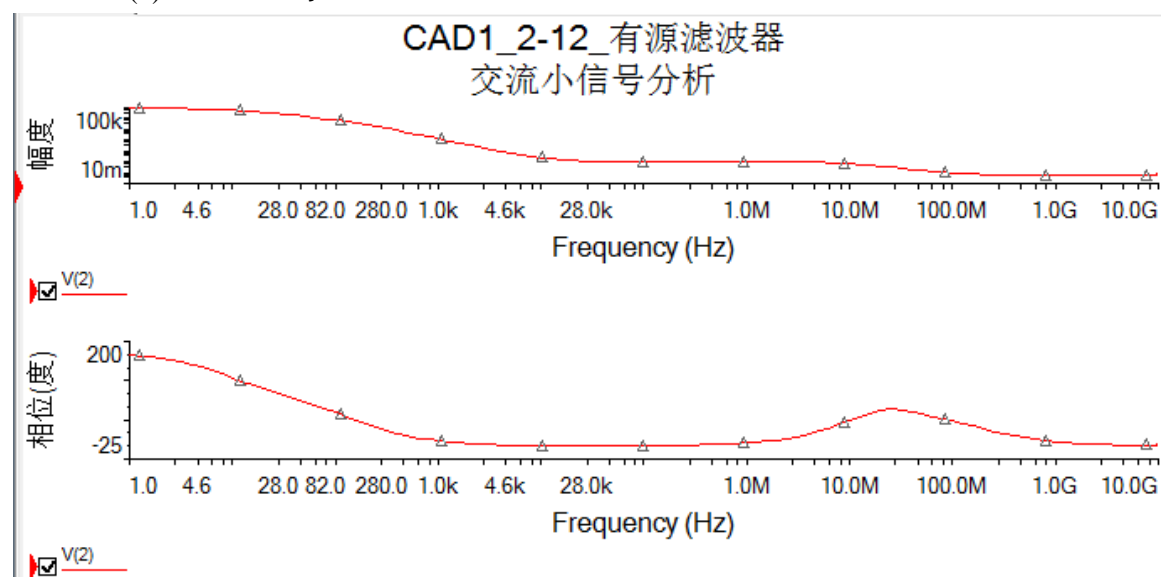


图10  $R_o=1M\Omega$  时交流小信号分析

(4) 结论

由图知输出电阻对输出的幅频特性影响很小。

(三) 电容对输出的影响:

宏模型中电容值分别为:  $1\mu F$ ,  $1mF$ ,  $1pF$  时, 输出曲线如下:

(1)  $C_1=1pF$  时:

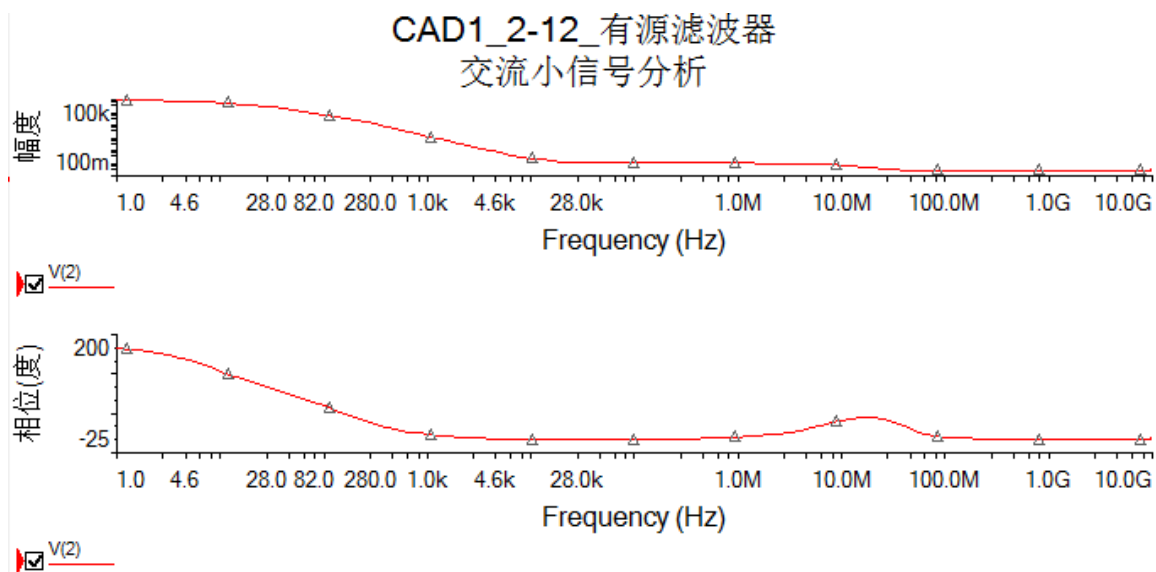


图11  $C_1=1\text{pF}$  时交流小信号分析

(2)  $C_1=1\mu\text{F}$  时:

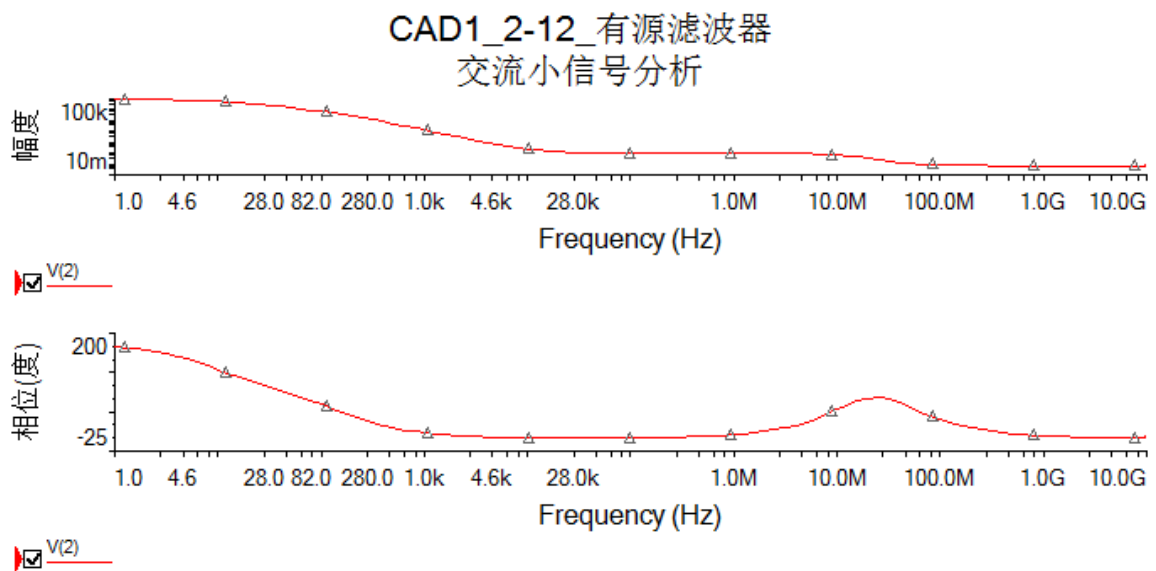


图12  $C_1=1\mu\text{F}$  时交流小信号分析

(3)  $C_1=1\text{mF}$  时:

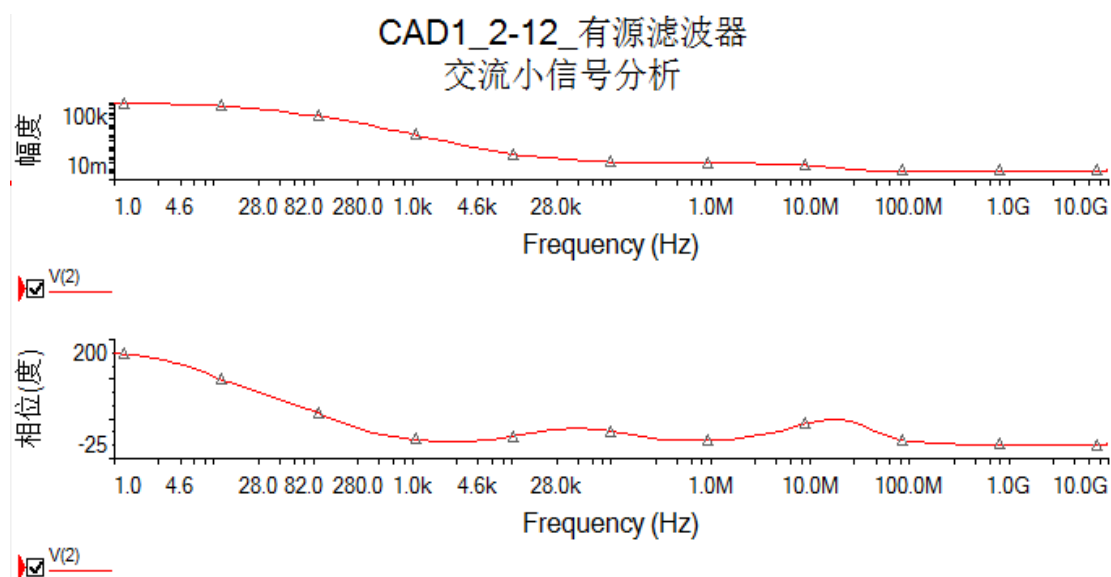


图13  $C_1=1\text{mF}$  时交流小信号分析

#### (4) 结论

由图可知，运放内部的电容的改变对输出的影响比较大，随着  $C_1$  的增大，有源滤波器的带宽逐渐减小。

#### (四) 频率特性：

当外电路电容分别变为： $118\mu\text{F}$  和  $188\mu\text{F}$ 、 $118\text{nF}$  和  $188\text{nF}$ 、 $118\text{pF}$  和  $188\text{pF}$  时，输出为分别为：

(1)  $C_{11}=118\text{pF}$ ， $C_{21}=188\text{pF}$  时：

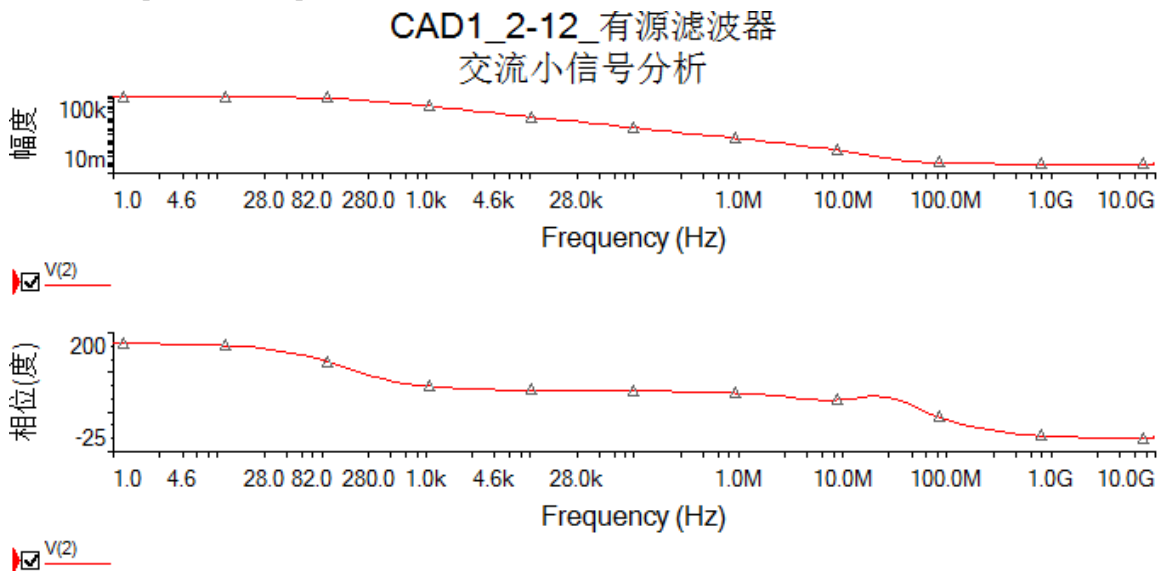


图14  $C_{11}=118\text{pF}$ ， $C_{21}=188\text{pF}$  时交流小信号分析

(2)  $C_{11}=118\text{nF}$ ， $C_{21}=118\text{nF}$  时：



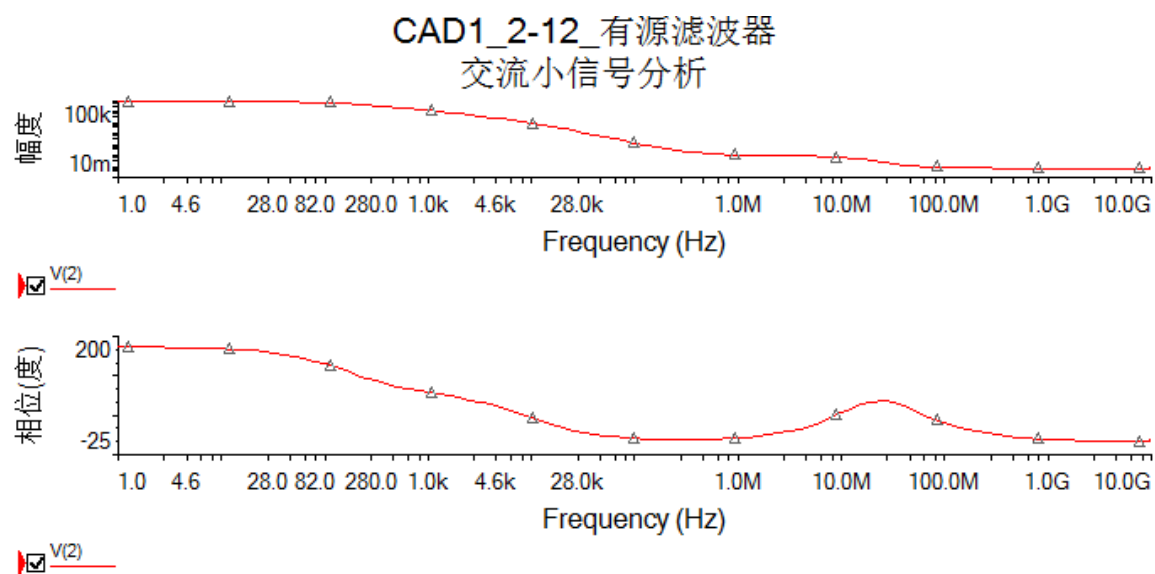


图15  $C_{11}=118\text{nF}$ ,  $C_{21}=118\text{nF}$  时交流小信号分析

(3)  $C_{11}=118\mu\text{F}$ ,  $C_{21}=118\mu\text{F}$  时:

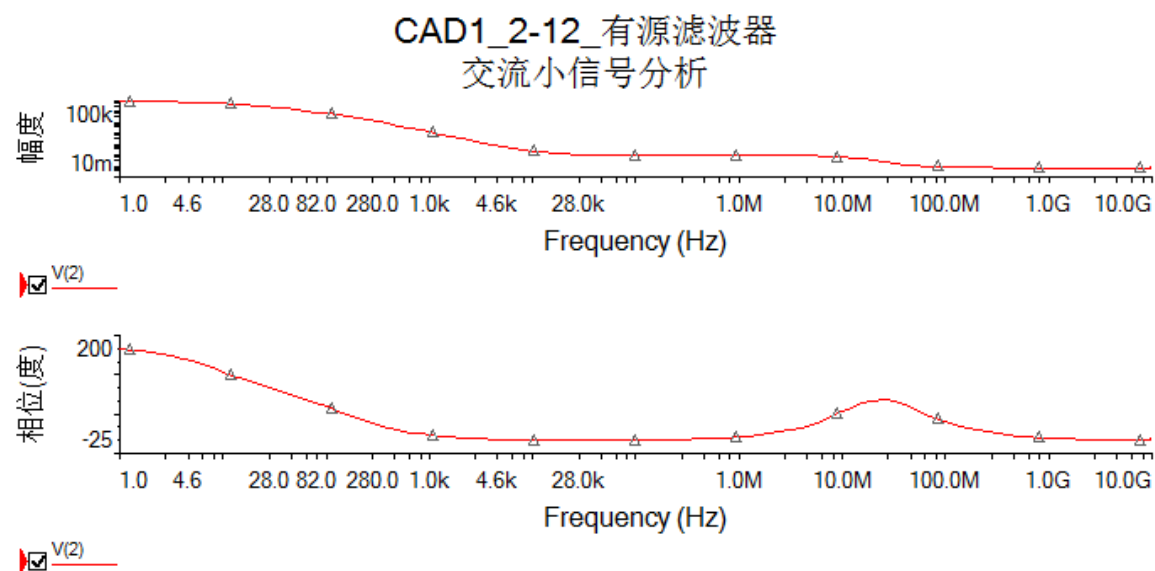


图16  $C_{11}=118\mu\text{F}$ ,  $C_{21}=118\mu\text{F}$  时交流小信号分析

(4) 结论

对比可知，外电路电容对输出曲线有很大的影响，电容值得增大会使通频带变窄。

(五)综合讨论:

输入电阻，输出电阻对输出几乎无影响。而运放内部的电容、外电路的电容对输出有很大影响。随电容的增大，通带逐渐变窄。

## 2 EDA2 3-17

3-17 题图所示为单管共射极放大电路的原理图。设晶体管的参数为： $\beta_F = 100$ ， $R_{BB'} = 80\Omega$ ， $C_{JC0} = 2.5pF$ ， $f_T = 400MHz$ ， $V_A = \infty$ 。调节偏置电压  $V_{BB}$  使  $I_{CQ} = 1mA$ 。用 Pspice 程序求解：

- (1) 计算电路的上限频率  $f_H$  和增益带宽积  $G \times BW$ ；
- (2) 将  $R_{BB'}$  改为  $200\Omega$ ，其他参数不变，重复 (1) 的计算；
- (3) 将  $R_S$  改为  $1K\Omega$ ，其他参数不变，重复 (1) 的计算；
- (4) 将  $C_{JC0}$  改为  $9pF$ ，其他参数不变，重复 (1) 的计算；
- (5) 将  $f_T$  从  $400MHz$  改为  $800MHz$ ，其他参数不变，重复 (1) 的计算；

根据上述结果讨论  $R_{BB'}$ 、 $R_S$ 、 $C_{JC0}$ 、 $f_T$  对高频特性的影响。

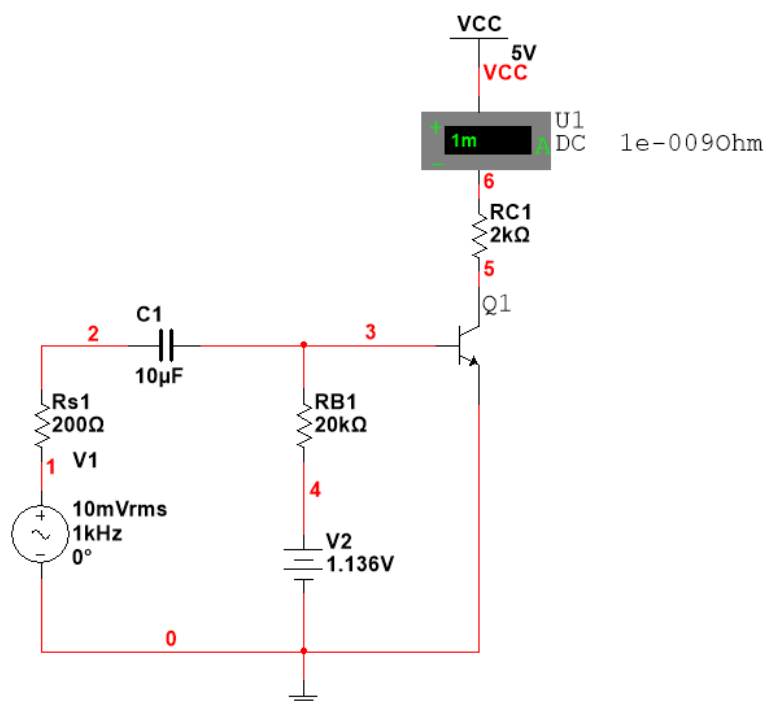


图17 单管共射放大器原理图

### 2.1 Multisim 仿真电路

仿真电路如下：

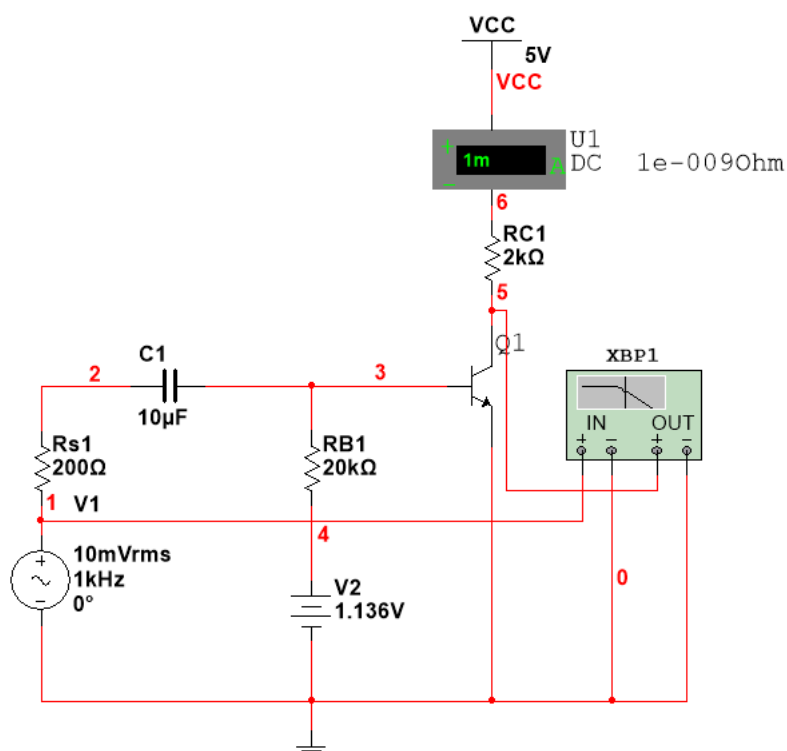


图18 仿真电路图

## 2.2 仿真结果

(1) 计算题目所给参数下的  $f_H$  和增益带宽积  $G \times BW$  :

$$\therefore f_T = \frac{1}{2\pi r_e (C_{be} + C_{bc})}$$

$$\therefore r_e = \frac{1}{2\pi f_T (C_{be} + C_{bc})} = 159.1\Omega$$

观察波特仪输出得到电路的幅频特性:

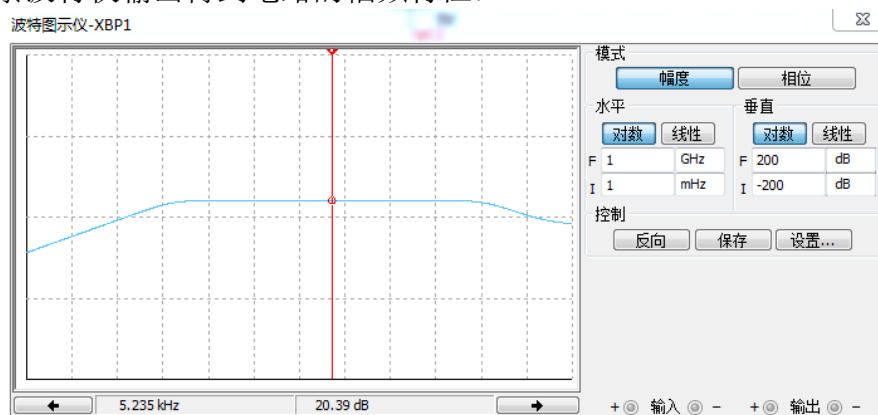


图19 原始幅频特性曲线

最高增益为 20.39dB=10.45924,  $f_H=11.602\text{MHz}$ ,  $f_L=1.612\text{Hz}$

得增益带宽积  $G \times BW = 121.3481\text{MHz}$

(2)  $R_{BB'}$  改为  $200\Omega$  :

观察波特仪输出得到电路的幅频特性:

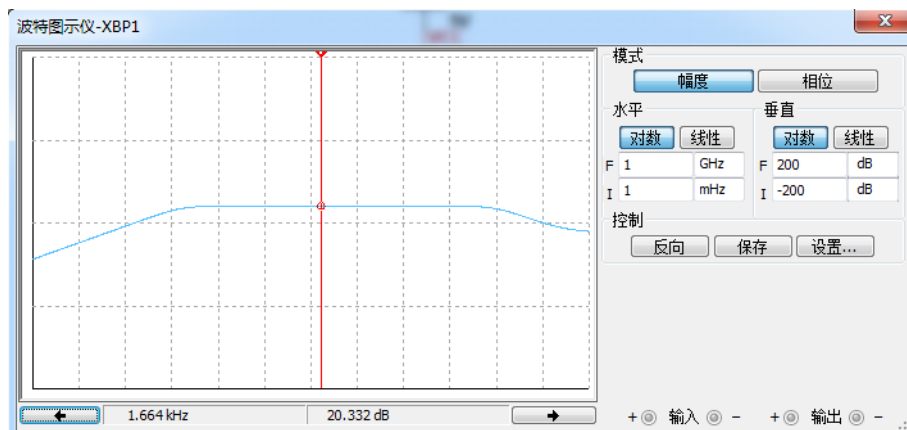


图20  $R_{BB'}$  为  $200\Omega$  时的幅频特性曲线

最高增益为  $20.332\text{dB} = 10.38963$ ,  $f_H = 8.993\text{MHz}$   $f_L = 1.612\text{Hz}$

得增益带宽积  $G \times BW = 93.43393\text{MHz}$

(3)  $R_s$  改为  $1\text{k}\Omega$  :

观察波特仪输出得到电路的幅频特性:

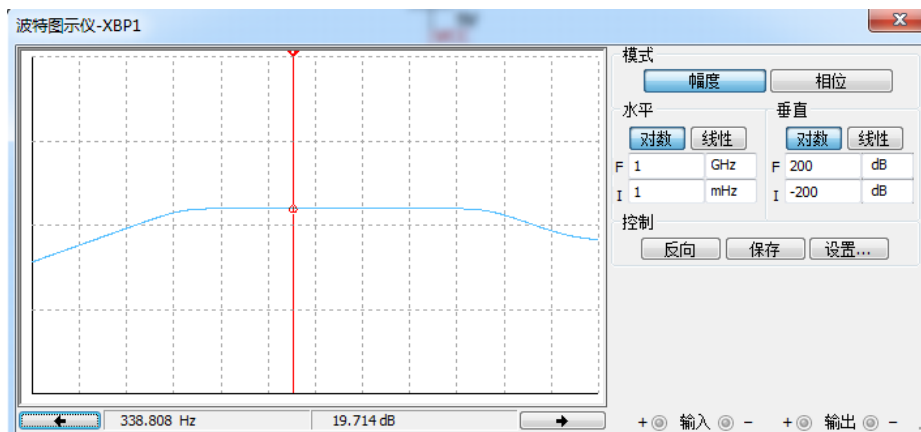


图21  $R_s$  为  $1\text{k}\Omega$  时的幅频特性曲线

最高增益为  $19.714\text{dB} = 9.676092$ ,  $f_H = 4.464\text{MHz}$   $f_L = 1.513\text{Hz}$

得增益带宽积  $G \times BW = 43.19408\text{MHz}$

(4)  $C_{JC0}$  改为  $9\text{pF}$ :

观察波特仪输出得到电路的幅频特性：

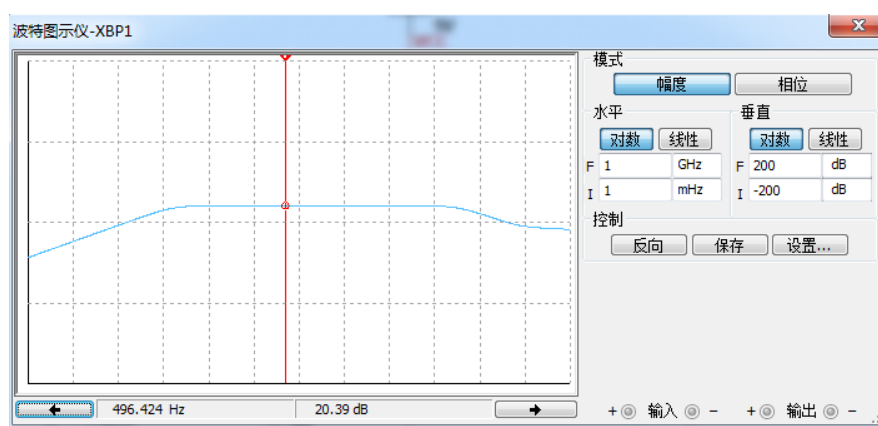


图22  $C_{JC0}$  为 9pF 时的幅频特性曲线

最高增益为 20.39dB=10.45924,  $f_H=3.461\text{MHz}$   $f_L=1.612\text{Hz}$

得增益带宽积  $G \times BW = 36.19942\text{MHz}$

(5)  $f_T$  改为 800MHz

$$\therefore f_T = \frac{1}{2\pi r_e (C_{be} + C_{bc})}$$

$$\therefore r_e = \frac{1}{2\pi f_T (C_{be} + C_{bc})} = 79.6\Omega$$

观察波特仪输出得到电路的幅频特性：

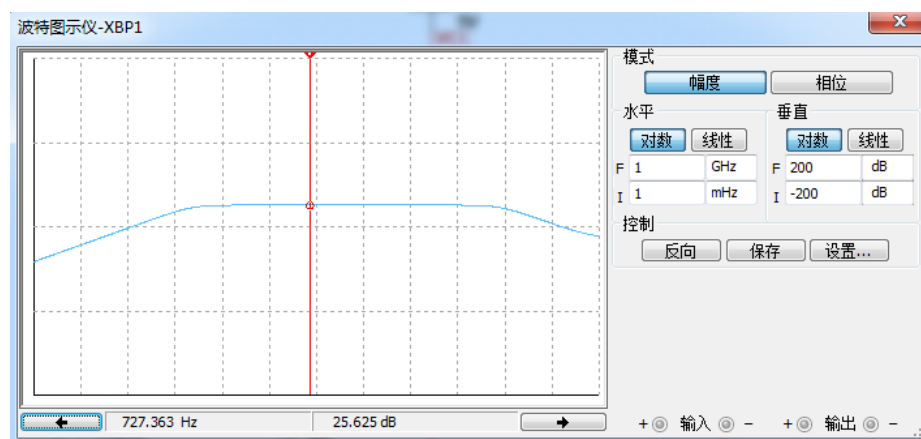


图23  $f_T$  为 800MHz 时的幅频特性曲线

最高增益为 25.625dB=19.1095,  $f_H=7.918\text{MHz}$   $f_L=2.362\text{Hz}$

得增益带宽积  $G \times BW = 151.30926\text{MHz}$

## 2.3 仿真结果分析

根据上述结果讨论  $R_{BB'}$ 、 $R_s$ 、 $C_{JC0}$ 、 $f_T$  对高频特性的影响：

$R_{BB'}$ ：由于基极体电阻会消耗能量，产生负反馈，而且高频时将对  $f_H$  有所影响，所以  $R_{BB'}$  增大引起  $G \times BW$  降低；

$R_s$ ：由于电源内阻会消耗能量，而且在高频时损耗加大，所以  $R_s$  增大引起  $G \times BW$  降低；

$C_{JC0}$ ：由于 B-C 结零偏置耗尽电容在高频时引起强烈的负反馈，晶体管的频率特性大受影响，所以  $C_{JC0}$  增大引起  $G \times BW$  降低；

$f_T$ ：特征频率  $f_T$  高于截止频率，约等于  $f_T$  的  $\beta_0$  倍；表示双极型晶体管在共发射极运用时能得到电流增益的最高频率极限，所以截止频率的上升能增大  $G \times BW$ 。

所以，为了使三极管得到好的频率特性，尽量减小  $R_{BB'}$ 、 $R_s$ 、 $C_{JC0}$ ，增大  $f_T$ 。

### 3 EDA3 3-22

3-22. 考虑一个被噪声污染的信号，很难看出它所包含的频率分量。应用 Matlab 中的傅立叶变换可以在噪声中发现淹没在其中的信号。 $Y=\text{fft}(X,n)$  即是采用  $n$  点的 FFT 变换。

举例：一个由 50MHz 和 120MHz 正弦信号构成的信号，受零均值随机噪声的

干扰，数据采样率为 1000Hz.现可通过 `fft` 函数来分析其信号频率成份。

参考程序：

```
t=0:0.001:0.6;
X=sin(2*pi*50*t)+sin(2*pi*120*t); y=X+1.5*randn(1,length(t));
Y=fft(y,512); P=Y .*conj(Y)/512;
f=1000*(0:255)/512;
plot(f,P(1:256)) 这样可得到信号功率谱密度图。
```

#### 3.1 Matlab 程序

运行以下程序得到信号功率谱密度图。

```
1. t=0:0.001:0.6;
2. X=sin(2*pi*50*t)+sin(2*pi*120*t);
3. v=X+1.5*randn(1,length(t));
4. Y=fft(v,512);
5. P=Y .*conj(Y)/512;
6. f=1000*(0:255)/512;
7. figure(1)
8. subplot(1,2,1);
9. plot(t,v,'b');
10. xlabel('+'):ylabel('v');
11. axis([0.0.6.0.8]);
12. subplot(1,2,2);
13. plot(f,P(1:256),'r');
14. xlabel('f'):ylabel('Y');
```

### 3.2 运行结果图

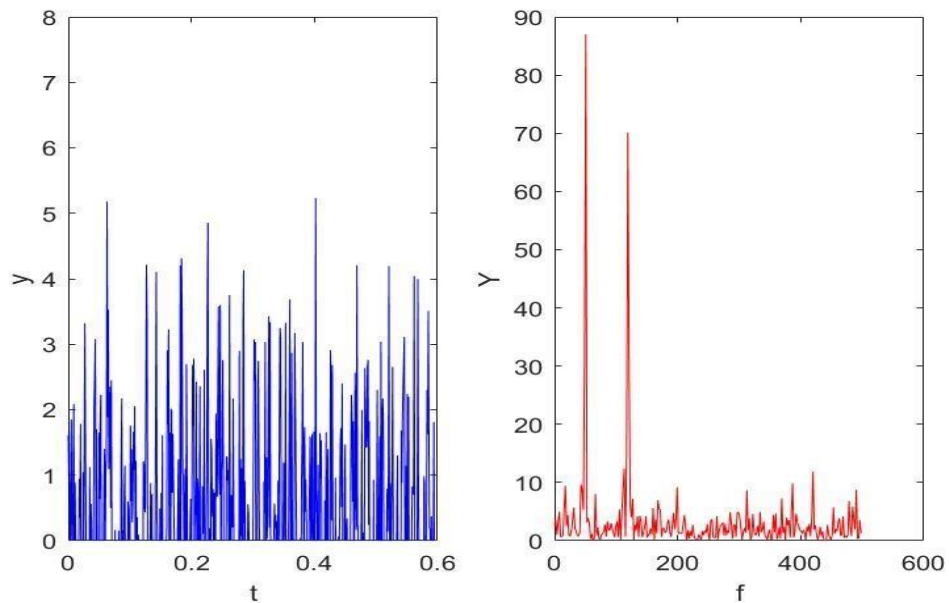


图24 频率成分分析图

### 3.3 分析总结

- (1) 由功率谱密度可以看出，谱线最大的两条对应输入的 50Hz 和 120Hz，并受随机噪声的干扰。与题意相符。
- (2) 在以后的分析实验中要善于利用 matlab 自带的 FFT 等函数，以提高工作效率。
- (3) 对信号的分析一定要时域频域结合。



## 4 EDA4 4-34

4-34 题图是 C 类放大器的电路图。它采用共发射极电路， $R_1$  和  $C_1$  组成自给偏置电路，它利用基极电流中的直流分量产生偏置电压，代替外加偏置电源  $V_{BB}$  的作用， $v_i(t)$  为输入信号。 $Tr_1$  为 1:1 变压器，所以加到晶体管 Q 基极-发射极之间的电压为  $v_i(t)$  与偏置电压的叠加。 $LC_2$  组成谐振回路，它的谐振频率等于输入信号频率，在本例中为 27MHz，输出信号电压从回路两端取出， $R_2$  为该放大器的负载电阻。电阻  $R_3$  在实际电路中是没有的，加入它是为了测量集电极电流的波形，它的阻值很小，仅为  $0.1\Omega$ ，所以加入此电阻不会影响电路的工作状态。 $V_{CC}$  为该放大器的直流电源， $C_3$  为高频信号旁路。

晶体管 T 的参数是：反向饱和电流  $I_s = 10^{-14} A$ ，正向电流增益  $\beta_F = 300$ ，反向电流增益  $\beta_R = 1$ ，基极体电阻  $R_{BB'} = 100\Omega$ 。输入信号

$v_i(t) = V_{im} \sin 2\pi \times 27 \times 10^6 t$  (V)，当  $V_{im} = 1.2V$  时， $R_2$  和  $C_{b'c}$  分别为

$R_2 = 50\Omega$ ， $R_2 = 200\Omega$  和  $C_{b'c} = 2 \times 10^{-12} F$ ， $C_{b'c} = 0.5 \times 10^{-12} F$  时，用 Pspice 程

序计算输出电压和集电极电流的波形。（ $R_1 = 200\Omega$ ， $C_1 = 0.05 \times 10^{-6} F$ ，

$C_2 = 100 \times 10^{-12} F$ ， $C_3 = 0.05 \times 10^{-6} F$ ， $L = 0.35 \times 10^{-6} H$ ， $V_{CC} = 18V$ ）

【提示】由于 Tr1 是 1:1 变压器，为便于计算，可将输入信号直接加在变压器次级位置，而不用 Tr1 的模型。

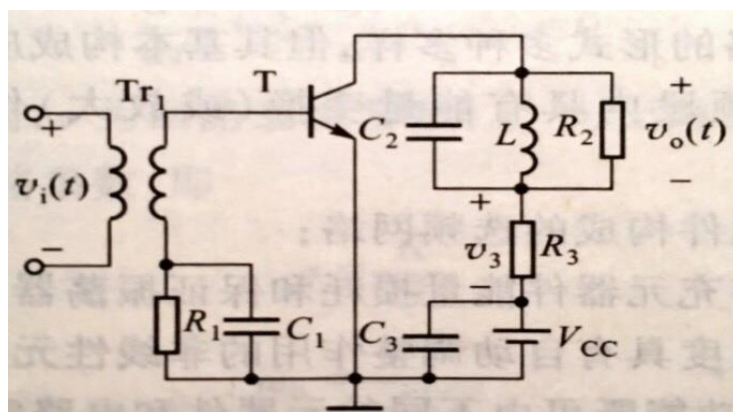


图25 实用 C 类放大器电路图

## 4.1 Multisim 软件仿真

建立 Multisim 仿真电路如下：

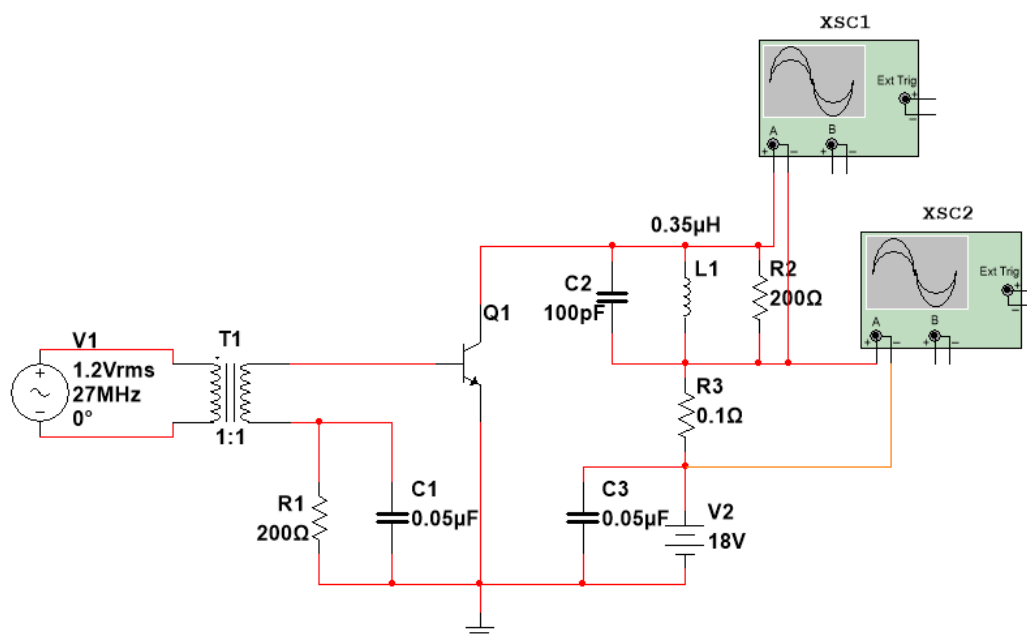


图26 Multisim 中的实用 C 类放大器电路图

## 4.2 仿真结果

(一)  $R_2 = 50\Omega$ ,  $C_{b'c} = 2pF$ 时

(1) 输出波形有较为严重的失真，如下图：

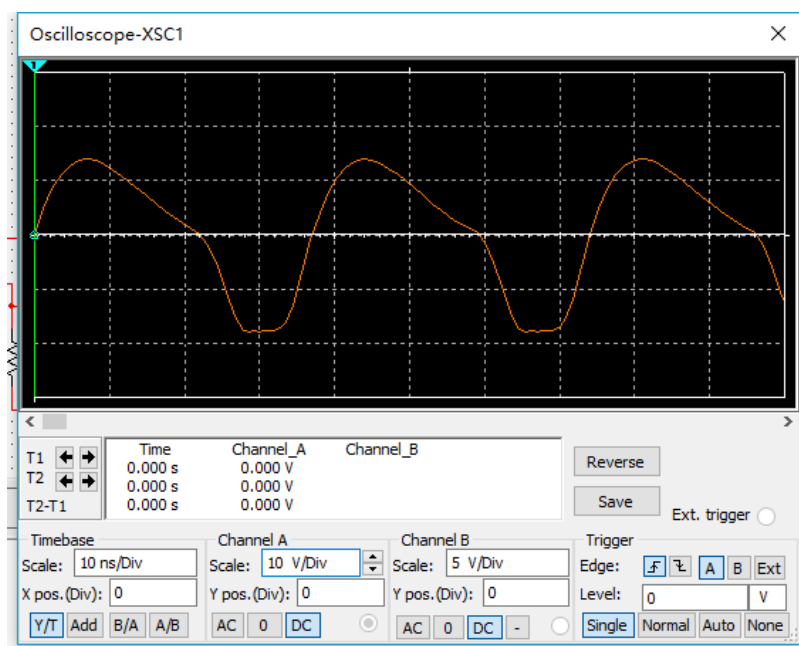


图27  $R_2 = 50\Omega$ ,  $C_{b'c} = 2pF$ 输出波形

(2) 集电极电流呈现顶部下凹的余弦波，波形如下图：

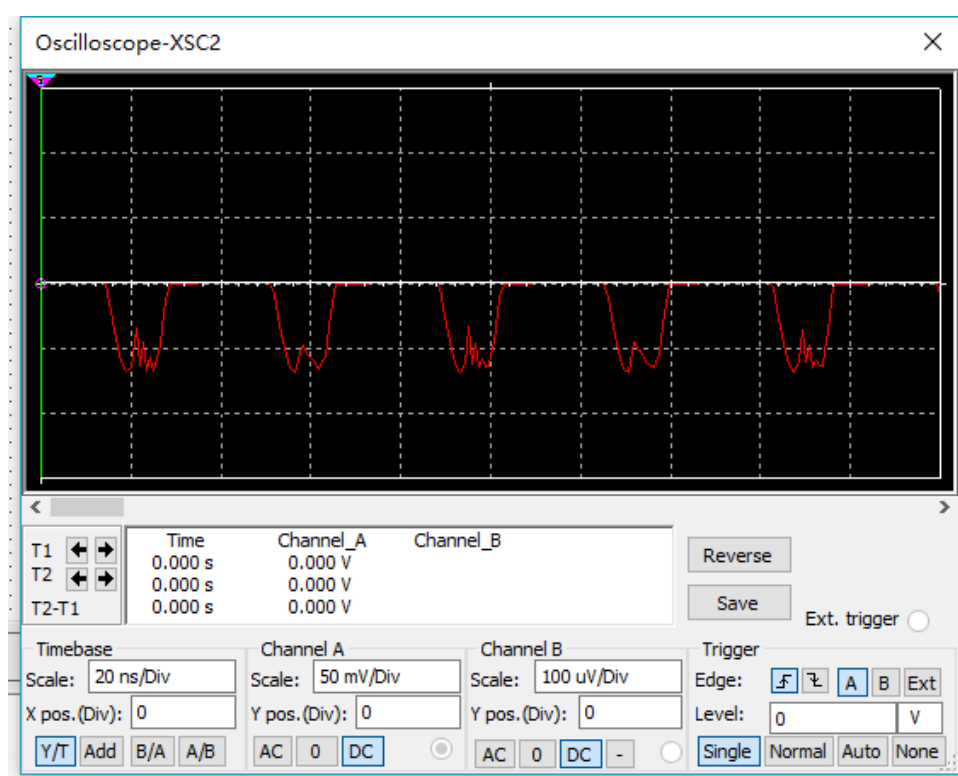


图 4  $R_2 = 50 \Omega$ ,  $C_{b'c} = 2\text{pF}$ 集电极电流波形

(二) $R_2 = 200\Omega$ ,  $C_{b'c} = 2\text{pF}$ 时

(1) 输出波形相对比较完整，但是出现了削顶现象，如下图：

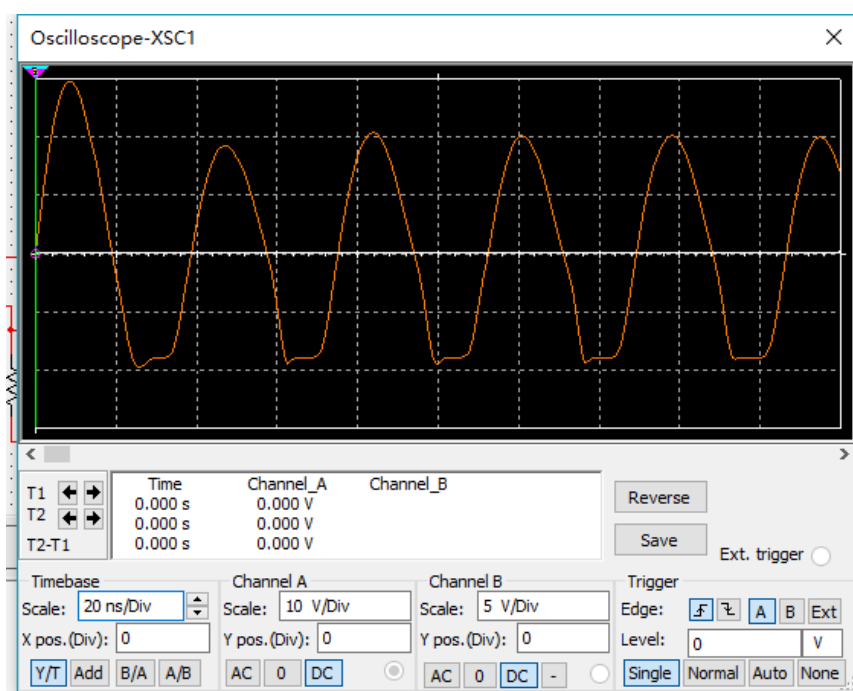


图28  $R_2 = 200 \Omega$ ,  $C_{b'c} = 2\text{pF}$ 输出波形

(2) 集电极电流为看不出余弦波形的噪声脉冲，如图 6：

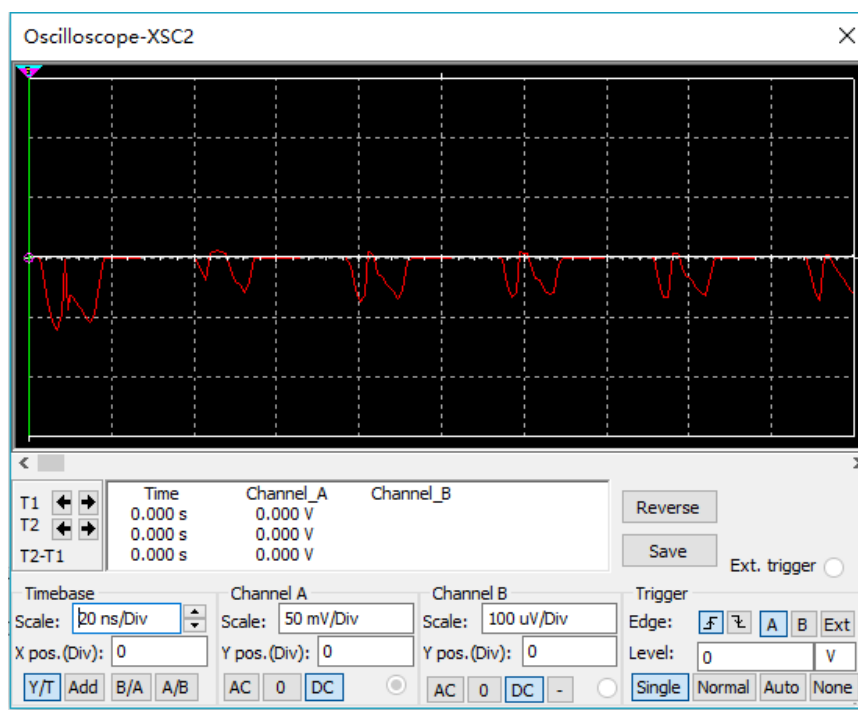


图29  $R_2 = 200\Omega$ ， $C_{b'c} = 2\text{pF}$ 集电极电流波形

(三) $R_2 = 50\Omega$ ， $C_{b'c} = 0.5\text{pF}$ 时

(1) 输出波形出现了严重失真，如下图：

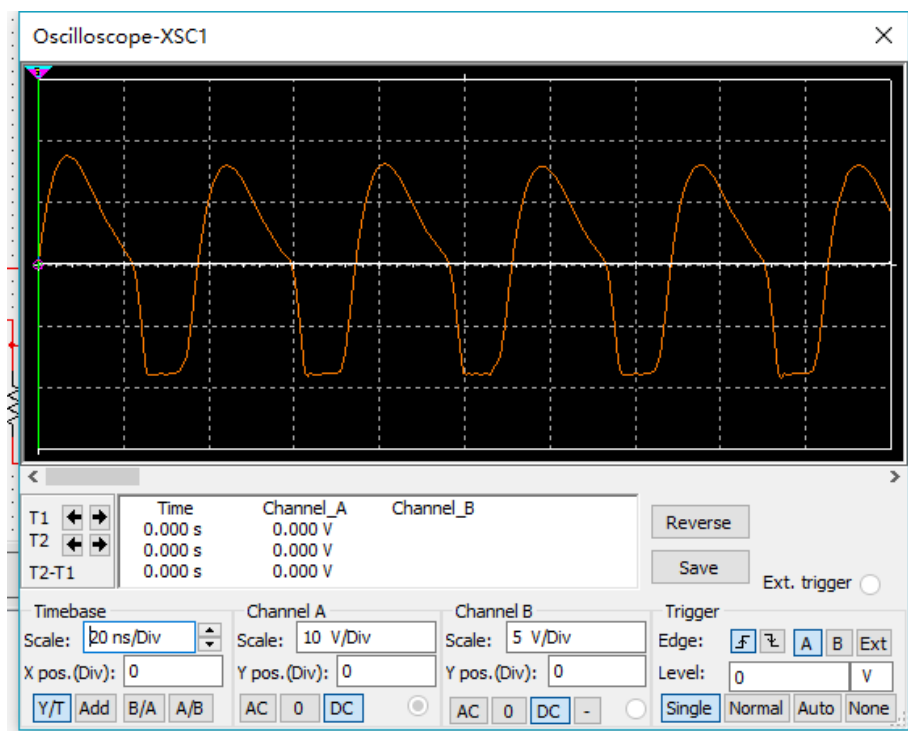


图30  $R_2 = 50\Omega$ ， $C_{b'c} = 0.5\text{pF}$ 时输出波形

(2) 集电极电流为噪声脉冲，如下图：

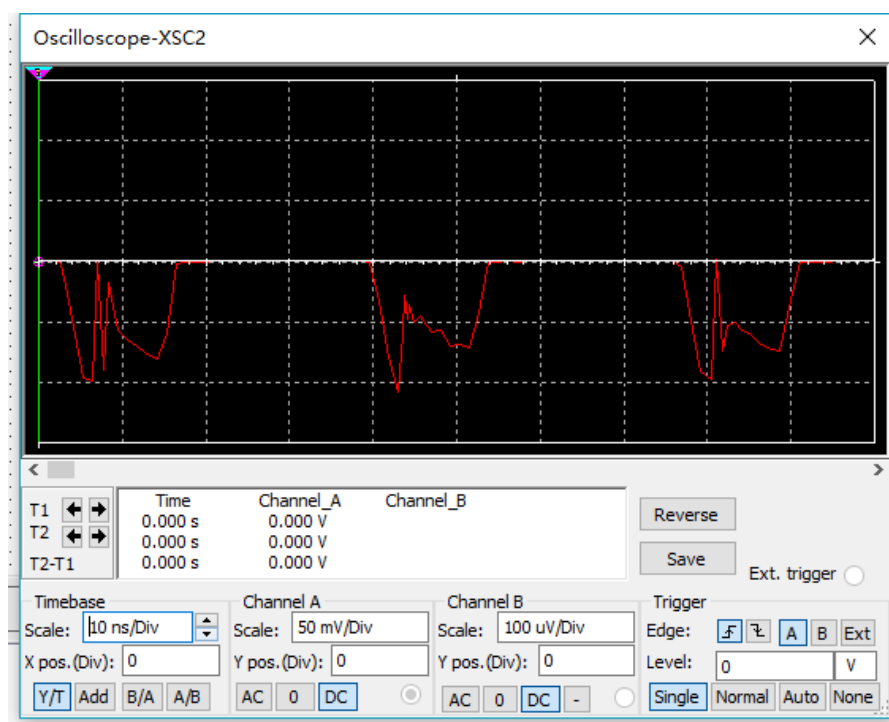


图31  $R_2 = 50\Omega$  ,  $C_{b'c} = 0.5\text{pF}$ 时集电极电流波形

(四)  $R_2 = 200\Omega$  ,  $C_{b'c} = 0.5\text{pF}$ 时

(1) 输出波形为较为完整的正弦波，但是出现了削顶现象，如下图：

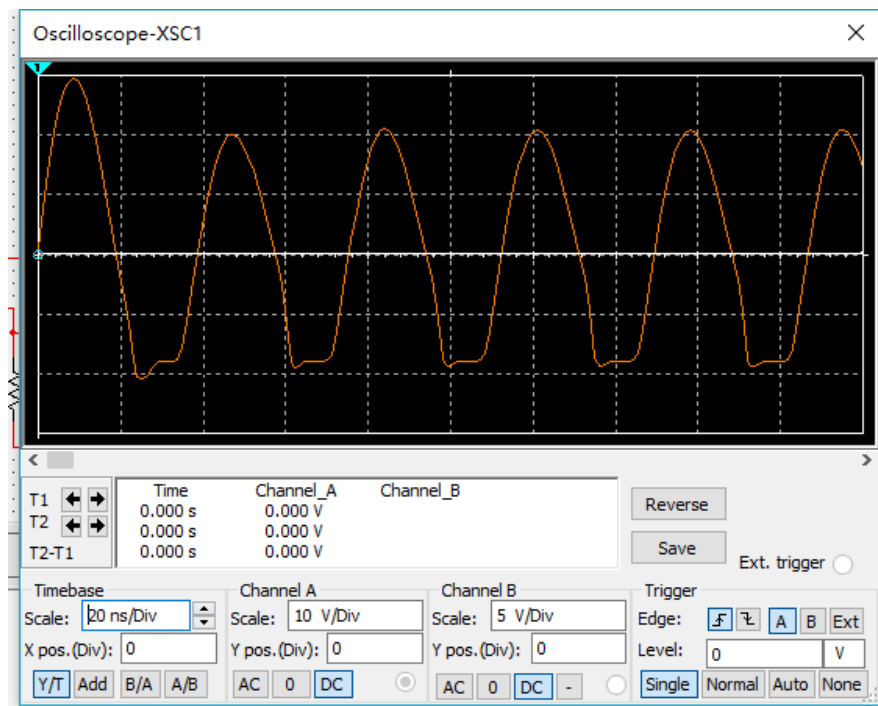


图32  $R_2 = 200\Omega$  ,  $C_{b'c} = 0.5\text{pF}$ 时输出波形

(2) 集电极电流为噪声脉冲波形，如下图：

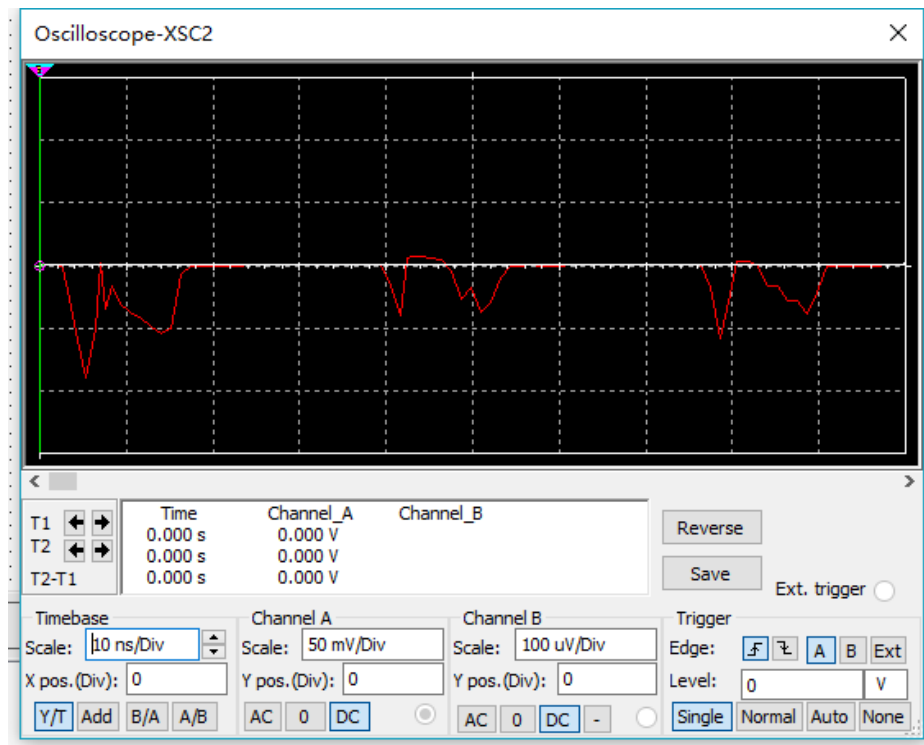


图33  $R_2 = 200 \Omega$ ， $C_{b'c} = 0.5\text{pF}$ 时集电极电流波形

### 4.3 分析与讨论

C类谐振功率放大器是一种放大单频正弦信号的放大电路，是利用晶体管的非线性特性和选频电路的滤波特性实现的。题中采用共射电路，基极电流中的直流分量产生偏置电压减少了静态工作点所带来的无用功耗，提高了放大器的效率。

负载上输出的是一个与输入激励信号同频的余弦电压，但基极电流和集电流只是余弦电流脉冲，因而加入  $R_3=0.1 \Omega$  的电阻，阻值很小，不会影响工作状态，但同时可以将集电极电流转化为  $R_3$  上的电压进行测量。

集电极电压波形与集电极电流波形不同，这是谐振功率放大器不同与一般线性放大器的特点。如果负载较小，使  $V_{ce}$  一直处于放大区时，此时集电极电流是余弦脉冲。如果负载回路两端交流电压幅度较大，则在电压幅值附近使  $V_{ce}$  的值进入了晶体管工作特性的饱和区， $I_c$  电流急剧减小，使集电极电流波形将呈现顶部下凹的余弦脉冲形状。

尽管理论上负载电阻越大，LCR 并联谐振回路的  $Q$  值越大，回路对 27MHz 的选择性越好，波形越接近正弦信号。而负载电阻越小，LCR 并联谐振回路的  $Q$  值越小，回路对 27MHz 的选择性越糟，波形失真严重。但是从仿真结果可以看出负载电阻  $R_L$  并不是越大越好， $R_L$  过大，会使输出的正弦信号下部出现削波失真，适当的  $R_L$  不会引起  $V_{ce}$  过大而使晶体管进入饱和状态，所以集电极的余弦脉冲电流波形比较好。

在其他情况不变时， $C_{b'c}$  的电容的越小， $v_o$  输出的幅度越大，但是三极管的

达到饱和时的  $V_{ce}$  值较小；而  $C_{bc}$  的电容越大， $v_o$  输出的幅度越小，但是三极管的达到饱和时的  $V_{ce}$  值越大。这是因为  $C_{bc}$  会影响三极管的高频特性，在高频时，形成强烈的负反馈，使输出电压  $v_o$  减小，达到饱和时的  $V_{ce}$  值增大。

综上所述应选择负载较合适（负载电阻太大，波形出现削波失真；负载太小，回路选择性不好），管子的 BC 结电容合适（结电容太小，太容易进入饱和状态；结电容太大，输出电压幅度受影响）做 C 类放大器，这样输出的波形非线性失真小，幅度大。

## 5 EDA5 5-20

5-20 题图所示是实验电路：电容串联改进型三点式振荡电路（克拉泼电路）的电路图，其中  $C_1 \gg C_3, C_2 \gg C_3$ ， $C_3$  是可变电容。振荡频率主要由  $LC_3$  决定，

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_3}}。$$

由于电路中串入了比  $C_1$  小很多的电容  $C_3$ ，故晶体管集电极与振荡回路的耦合比电容三点式反馈电路要弱很多。用 Pspice 程序分析不同静态工作电流、不同反馈系数对振荡器特性的影响。设晶体管参数为：

$$I_S = 10^{-15} \text{ A}, \beta_F = 120, R_{BB'} = 5\Omega, C_{JC0} = 1\text{ pF}, C_{JE0} = 3\text{ pF},$$

$$\tau_F = 1\text{ ns} (f_T = 160\text{ MHz}), V_A = 100\text{ V}。$$

(1) 调节电阻  $R_{B1}$ ，使  $I_{CQ} \approx 2\text{ mA}$ ；

(2) 调节  $C_3$ ，计算振荡频率的变化范围  $f_{\text{omin}} \sim f_{\text{omax}}$ ，并确定  $f_0 = 6.5\text{ MHz}$  时  $C_3$  的取值；

(3)  $C_1$  和  $C_2$  取如下不同值（反馈系数  $F = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$ ），研究它们对起振点的影响；

①  $C_1 = 100\text{ pF}, C_2 = 1500\text{ pF}$ ；

②  $C_1 = 110\text{ pF}, C_2 = 1000\text{ pF}$ ；

③  $C_1 = 120\text{ pF}, C_2 = 680\text{ pF}$ ；

④  $C_1 = 680\text{ pF}, C_2 = 120\text{ pF}$ 。

(4) 改变电路静态工作电流，例如取  $0.5\text{ mA}$ ， $1\text{ mA}$ ， $3\text{ mA}$ ， $5\text{ mA}$  时研究它对振荡频率  $f_0$  和振荡幅度的影响；

(5) 改变负载电阻  $R_L$ ，例如取  $33\text{ k}\Omega$ 、 $10\text{ k}\Omega$ 、 $4.7\text{ k}\Omega$ ，研究它对振荡频率  $f_0$  和振荡幅度的影响。



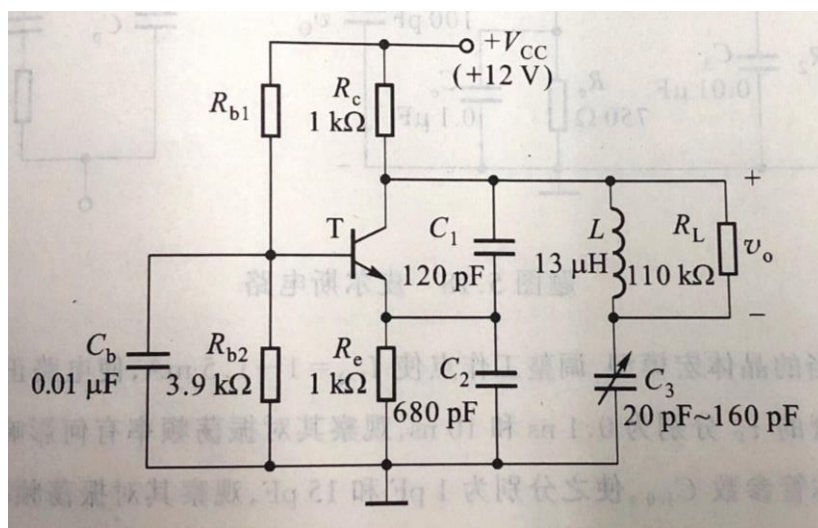


图34 克拉泼振荡器

## 5.1 Multisim 软件仿真

建立 Multisim 仿真电路如下：

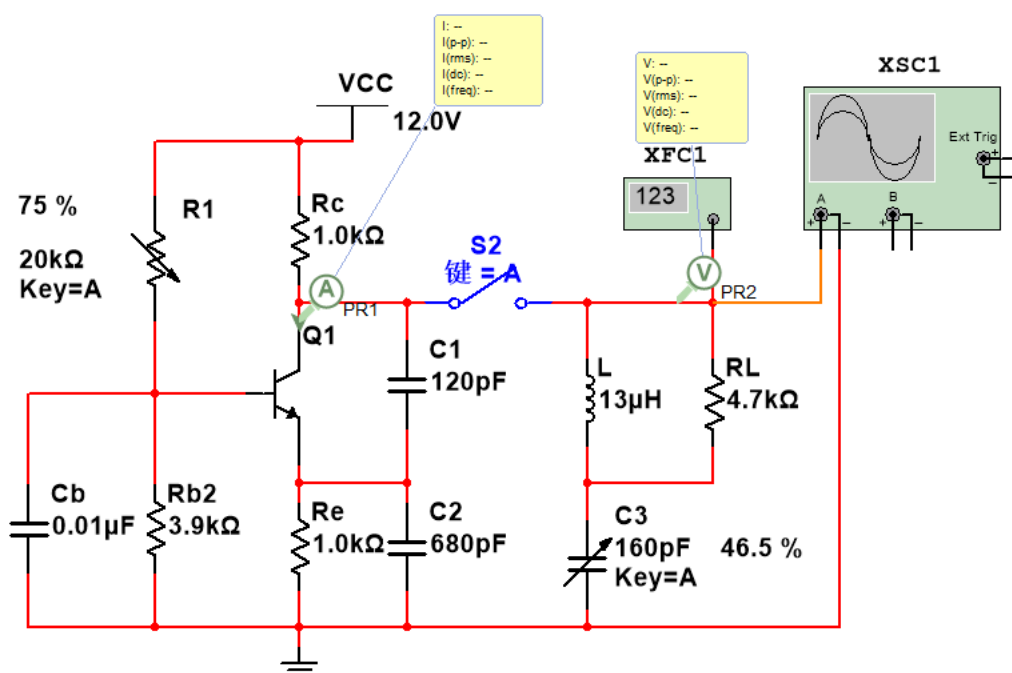


图35 Multisim 中的克拉泼振荡器

## 5.2 仿真分析

- (1) 调节电阻  $R_{B1}$ ，使  $I_{CQ} \approx 2mA$ ，此时  $R_{B1} = 14.9k\Omega$

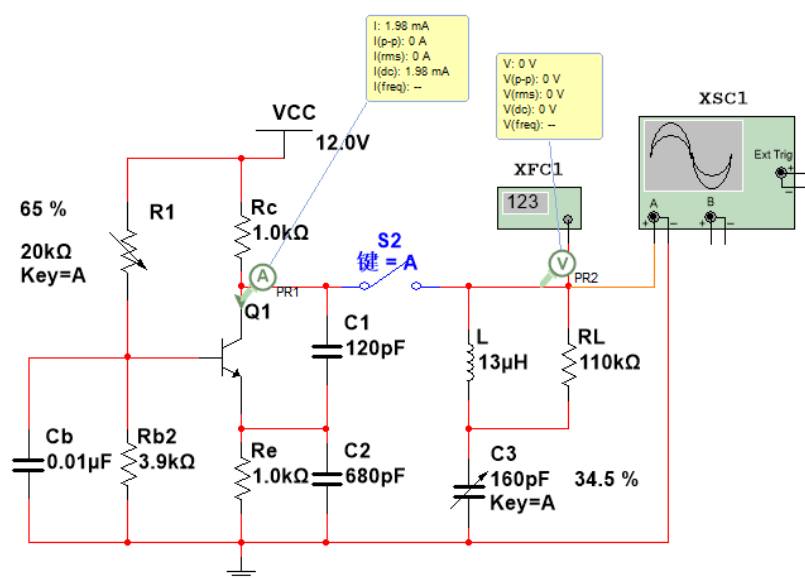


图36  $R_{B1} = 14.9k\Omega$ ,  $R_{B1} = 14.9k\Omega$

(2) 调节  $C_3$ , 计算振荡频率的变化范围  $f_{omin} \sim f_{omax}$ , 并确定  $f_0 = 6.5MHz$  时

$C_3$  的取值;

当  $C_3 = 20pF$  时, 对应  $f_{omax} = 10.285MHz$

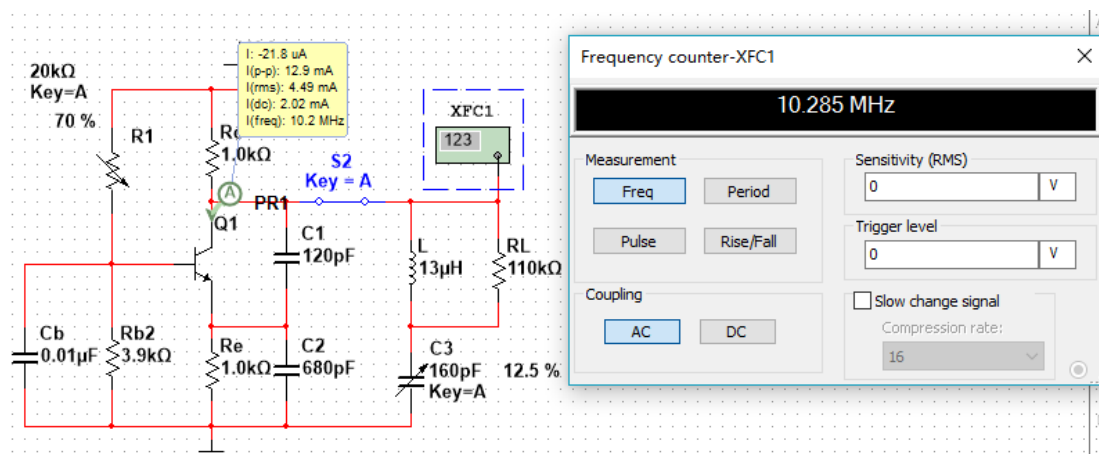


图37  $C_3 = 20pF$ ,  $f_{omax} = 10.285MHz$

当  $C_3 = 160pF$  时, 对应  $f_{omin} = 5.469MHz$

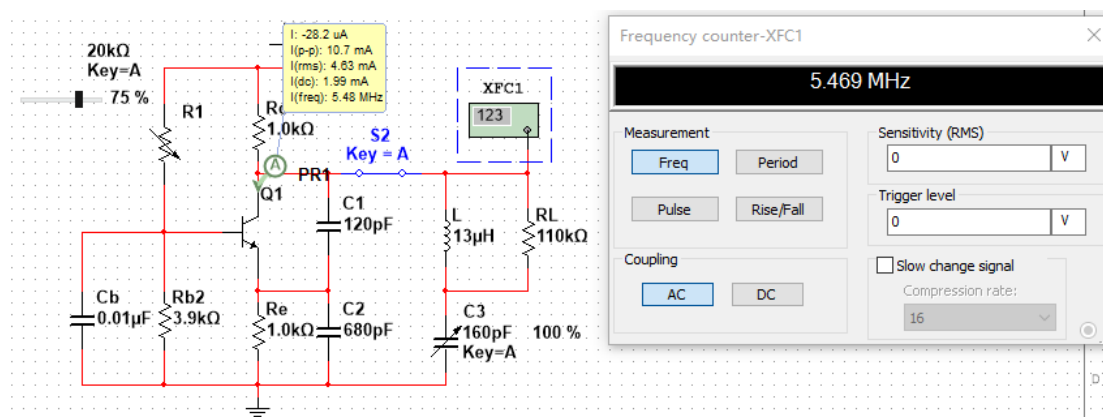


图38  $C_3 = 160\text{pF}$  ,  $f_{\text{omin}} = 5.469\text{MHz}$

当  $C_3 = 160 * 46.5\text{pF} = 74.4\text{pF}$  时, 对应  $f_o = 6.499\text{MHz}$

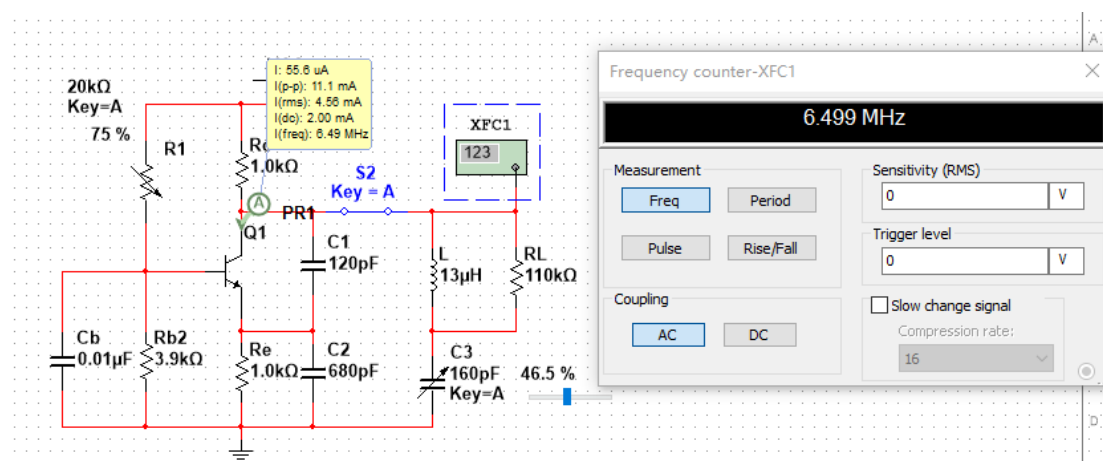


图39 当  $C_3 = 74.4\text{pF}$  ,  $f_o = 6.499\text{MHz}$

随着  $C_3$  的下降, 谐振频率随之上升, 这是因为总电容大小随  $C_3$  的减小而减小, 从而使得谐振频率增大。

(3)  $C_1$  和  $C_2$  取如下不同值 (反馈系数  $F = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$ ), 研究它们对起振点的影响;

①  $C_1 = 100\text{pF}, C_2 = 1500\text{pF}$  ;

调节  $R_{B1}$ , 通过示波器观察振荡波形, 当  $R_{B1} = 36\text{k}\Omega$ ,  $I_{CQ} = 470\mu\text{A}$  时, 振荡波形消失。

②  $C_1 = 110\text{pF}, C_2 = 1000\text{pF}$  ;

调节  $R_{B1}$ , 通过示波器观察振荡波形, 当  $R_{B1} = 42\text{k}\Omega$ ,  $I_{CQ} = 326\mu\text{A}$  时, 振荡波形消失。

③  $C_1 = 120pF, C_2 = 680pF$  ;

调节  $R_{B1}$  , 通过示波器观察振荡波形, 当  $R_{B1} = 47k\Omega$  ,  $I_{CQ} = 237\mu A$  时, 振荡波形消失。

④  $C_1 = 680pF, C_2 = 120pF$  。

调节  $R_{B1}$  , 通过示波器观察振荡波形, 当  $R_{B1} = 40k\Omega$  ,  $I_{CQ} = 376\mu A$  时, 振荡波形消失。

由上述结果可以看出, 当  $\frac{C_1}{C_2}$  增大, 也即反馈系数增大时, 电路起振的静态工作电流降低, 更容易起振; 而  $\frac{C_1}{C_2}$  过大, 反馈系数过大时, 反馈耦合过紧,

反而增加了起振的难度。

- (4) 改变电路静态工作电流, 例如取 0.5mA, 1mA, 3mA, 5mA 时研究它对振荡频率  $f_0$  和振荡幅度的影响;

(取  $C_1 = 120pF, C_2 = 680pF, C_3 = 74.4pF$  )

$I_{CQ}$	0.5mA	1mA	2mA	3mA	5mA
$f_0$	6.402MHz	6.405MHz	6.469MHz	6.477MHz	--
$V_{p-p}$	1.12V	2.50V	5.36V	8.19V	--

由测试结果可知, 随着静态工作电流的增大, 振荡频率略微提高, 振荡幅度大幅度提高; 而当静态工作电流过大时, 反而不能起振。

- (5) 改变负载电阻  $R_L$  , 例如取 33k $\Omega$ 、10k $\Omega$ 、4.7k $\Omega$  , 研究它对振荡频率  $f_0$  和振荡幅度的影响。

(取  $C_1 = 120pF, C_2 = 680pF, C_3 = 74.4pF$  ,  $I_{CQ} = 2mA$  )

$R_L$	110k $\Omega$	33k $\Omega$	10k $\Omega$	4.7k $\Omega$
$f_0$	6.469MHz	6.491MHz	6.511MHz	6.699MHz
$V_{p-p}$	5.36V	5.52V	4.79V	3.38V

随负载电阻的减小，振荡频率增加，同时震荡幅度减小。

### 5.3 结果分析

1. 环路的起振条件是  $AF > 1$ ，当输入输出电阻确定时，较大的反馈系数可以保证在较小的  $A$  和  $\beta$  条件下就可以起振，从实验结果也可以看出，当  $\frac{C_1}{C_2}$  越大时，反馈系数越大，此时起振点越小，越容易起振。但是当  $F$  过大时，晶体管输入电阻反馈到输出端的等效电阻变小，使得总电阻变小，从而放大器放大倍数随之下降，从而使得  $AF$  变小，环路不易起振，同时  $A$  减小，起振后的波形幅度也偏小。因此必须选择合理的反馈系数  $F$ 。
2. 由于起振到进入稳态的过程中，放大电路的各个动态参数是由静态工作点决定的，因此电路静态工作电流影响振荡输出频率和幅度。静态电流越大，振荡频率越高，振荡幅度越大。
3. 改变负载电阻，可以改变回路  $Q$  值，负载越大，回路  $Q$  值越高，越利于起振，同时波形振荡幅度也越大。
4. 第一次实验中，运行电路后产生了不能振荡的现象。而后增加了开关，便可以正常振荡，预测是仿真软件太理想导致无法振荡。

## 6 EDA6 6-8

6-8. 采用 SPICE 程序中非线性受控源构成的理想相乘器宏模型如题图所示，其中， $v_1$  和  $v_2$  为输入信号， $v_3$  为输出信号。 $v_3 = f(v_1, v_2)$  为非线性受控源 VCVS。

(1) 为实现题图所示的受控源，VCVS 的参数应如何设定。

(2) 用理想相乘器宏模型产生标准幅度调制和抑制载波幅度调制的波形，载波频率为 10KHz，调制频率为 1KHz，调幅度分别为 0.3 和 1.0。

(3) 实际相乘器的两个输入端都具有一定的频率特性，假定他们的频域传输函数相同且等于  $H(j\omega) = \frac{1}{j\omega RC}$ ，请在宏模型中增加相应的电路模拟该频率特性。

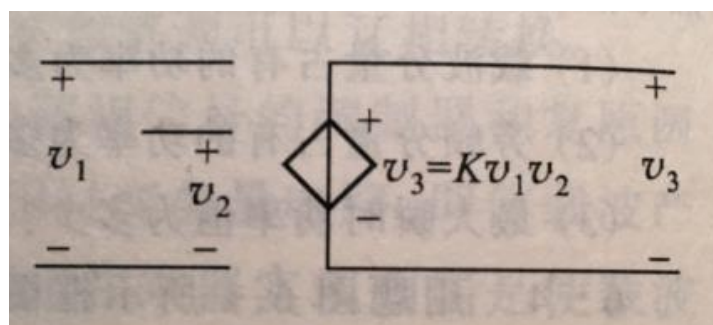


图40 理想相乘器宏模型

### 6.1 Multisim 软件仿真

建立 Multisim 仿真电路如下：

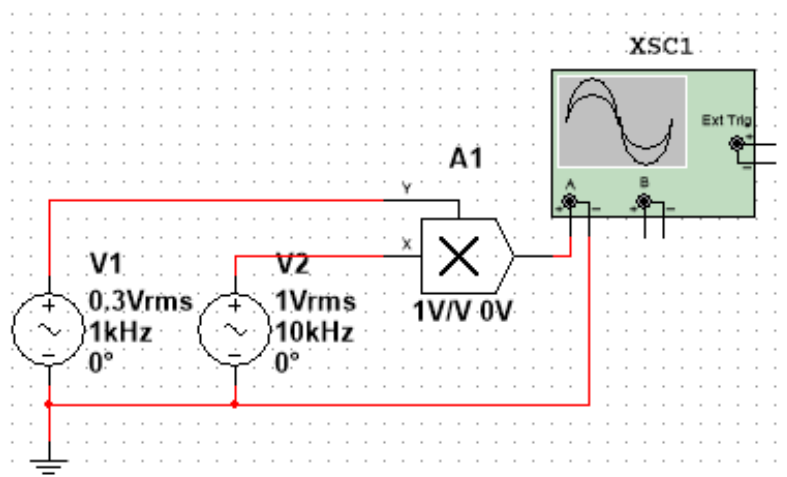


图41 Multisim 中的理想相乘器

### 6.2 仿真分析

(1) 为实现题目中所示的受控源，只需要将图中模拟相乘器的放大增益设为 1 即可。

(2) a.标准幅度调制

当调幅度  $m = 0.3$  时，设  $v_c(t) = \cos(2\pi \times 10^4 t)V$ ,  $v_f(t) = 0.3\cos(2\pi \times 10^3 t)V$ ，

则  $v_{AM}(t) = (1 + 0.3\cos(2\pi \times 10^3 t))\cos(2\pi \times 10^4 t)V$ ，对应有：

$v_1(t) = 1 + 0.3\cos(2\pi \times 10^3 t)V$ ,  $v_2(t) = \cos(2\pi \times 10^4 t)V$ ，对应输出波形为

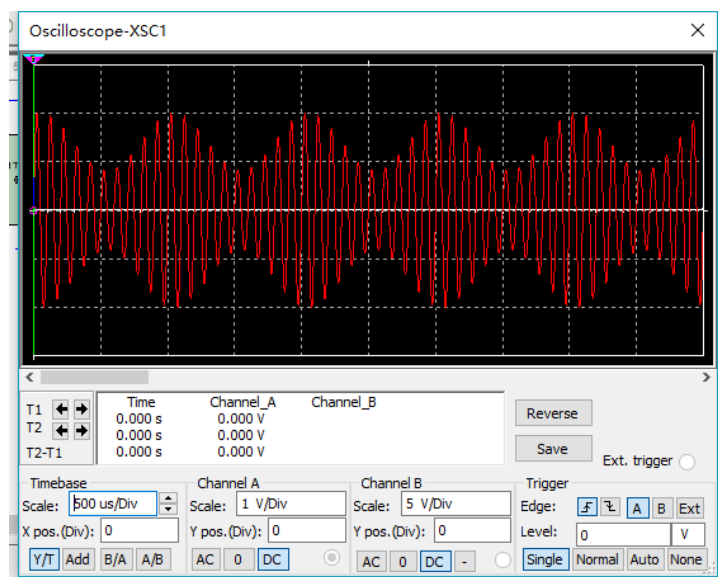


图42 标准幅度调制  $m=0.3$  输出波形

当调幅度  $m = 1$  时， $v_1(t) = 1 + \cos(2\pi \times 10^3 t)V$ ,  $v_2(t) = \cos(2\pi \times 10^4 t)V$ ，对应输出波形为：

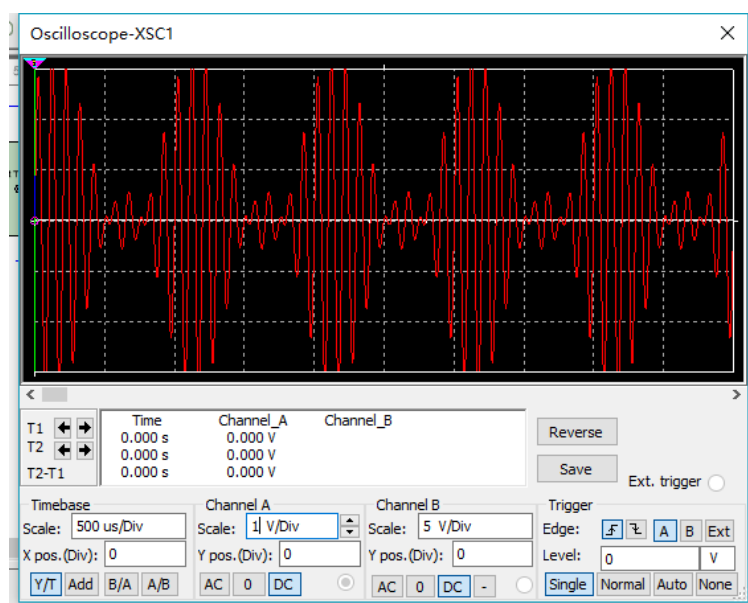


图43 标准幅度调制  $m=1$  输出波形

b.抑制载波调幅

此时  $v_{DSB}(t) = v_f(t) \cos(\omega_c t) = 0.3 \cos(2\pi \times 10^3 t) \cos(2\pi \times 10^4 t) V$ ，令：

$$v_1(t) = 0.3 \cos(2\pi \times 10^3 t) V, v_2(t) = \cos(2\pi \times 10^4 t) V$$

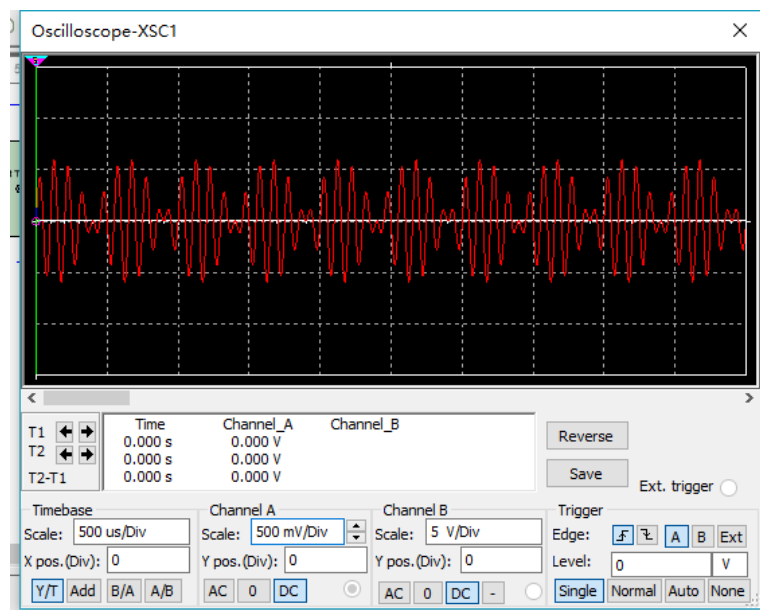


图44 抑制载波调幅输出波形

(3) 实际相乘器的两个输入端都具有一定的频率特性，假定他们的频域传输函数相同且等于

$$H(j\omega) = \frac{1}{j\omega RC}, \text{ 波形如下:}$$

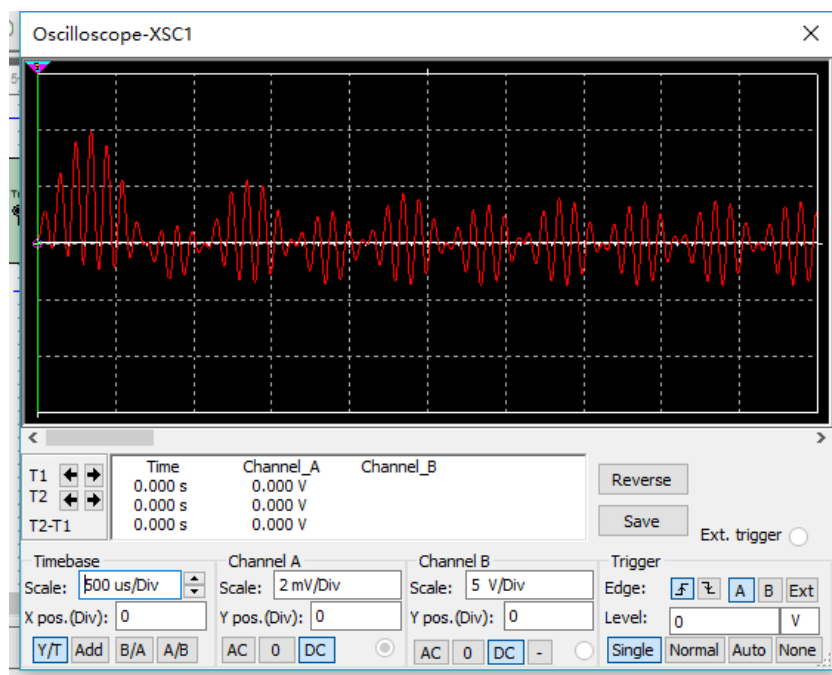


图45 假定传输函数下的输出波形



电路如下：

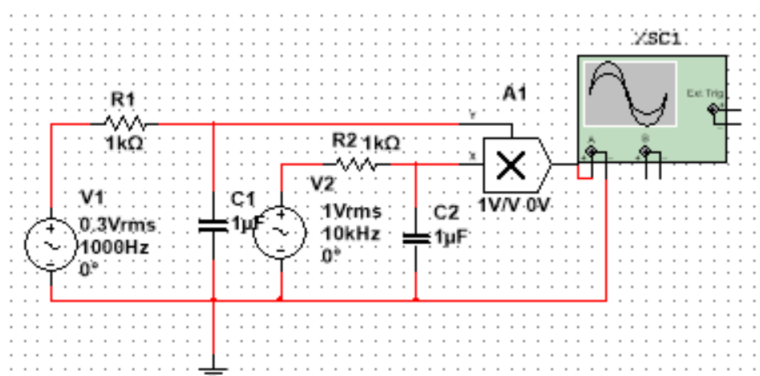


图46 模拟相应频率特性的电路

### 6.3 结果分析

1、由标准调幅(SAM)和抑制载波调幅(DSBAM)输出图像可以看出，SAM 和 DSBAM 的区别就是在零点附近的波形，SAM 没有反向，DSBAM 在零点的波形反向了。

2、信号经  $R=1k\Omega$  和  $C=1\mu F$  构成的低通滤波器再进入相乘器输入端,当输入端两个信号频率较高时滤波器放大增益迅速减小,且输出波形起始时会有失真。所以在混频器前端，应按输入信号选用相应频带滤波器以防失真。