

通信（电子）电路 上机实验指导书

张福洪 易志强

杭州电子科技大学

目 录

实验一 谐振功率放大器设计及仿真	2
实验二 压控 LC 电容三点式振荡器设计及仿真	13
实验三 混频器设计及仿真	22
实验四 FM 鉴频器的设计与仿真	31
附录 OrCAD/PSPICE 使用简介	40

实验一 谐振功率放大器设计及仿真

一、实验目的

- 1、了解和掌握谐振放大器的电路组成和工作原理。
- 2、了解和掌握阻抗匹配电路原理及结构。
- 3、理解电路元件参数对谐振放大器性能指标的影响。
- 4、熟悉电路分析软件的使用。

二、实验准备

- 1、理解选频网络的原理和性能指标（如通频带，Q 值）。
- 2、理解谐振放大器的工作原理和性能指标（如放大增益，谐波抑制度等）。
- 3、复习模拟电路知识，掌握放大器偏置电路的设计方法，能让放大器的静态工作点处于正确的状态。
- 4、复习 LC 选频阻抗匹配网络的原理和计算方法。
- 5、认真学习附录相关内容，熟悉电路分析软件的基本使用方法。

三、设计要求及主要指标

- 1、工作频率在 20MHz；
- 2、设计合理的输出匹配网络和输入匹配网络，功率放大器的输入\输出阻抗为 50Ω ；
- 3、三极管选用 Q2N2222，集电极采用串馈供电，电源电压为 12V，基极采用自给偏置方式供电；（注意三极管的极限参数： $I_{cm} = 800\text{mA}$ ， $P_{cm} = 1.2\text{W}$ ， $V_{ce_{max}} = 30\text{V}$ ）。
- 4、输出功率 $P_o \geq 1.5\text{W}$ 。
- 5、二次谐波抑制度 $H_2 \leq -30\text{dBc}$ 。
- 6、求出在最大输出功率时信号的输入功率。
- 7、分析最大输出功率时的电源功耗、集电极功耗、效率、功率增益及二次谐波失真。

四、设计步骤（以工作频率 10MHz 为例）

1、利用 PSpice 分析三极管的输出特性曲线

在 PSpice 中建立建立三极管直流仿真模型，如下图 1-1 所示。

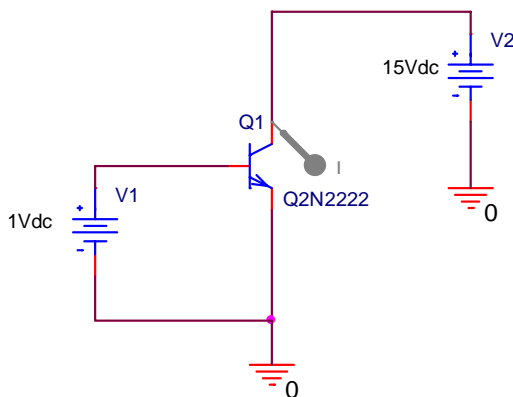


图 1-1 直流仿真电路模型

进行 V1、V2 的参数设置后，仿真结果如下图 1-2 所示。

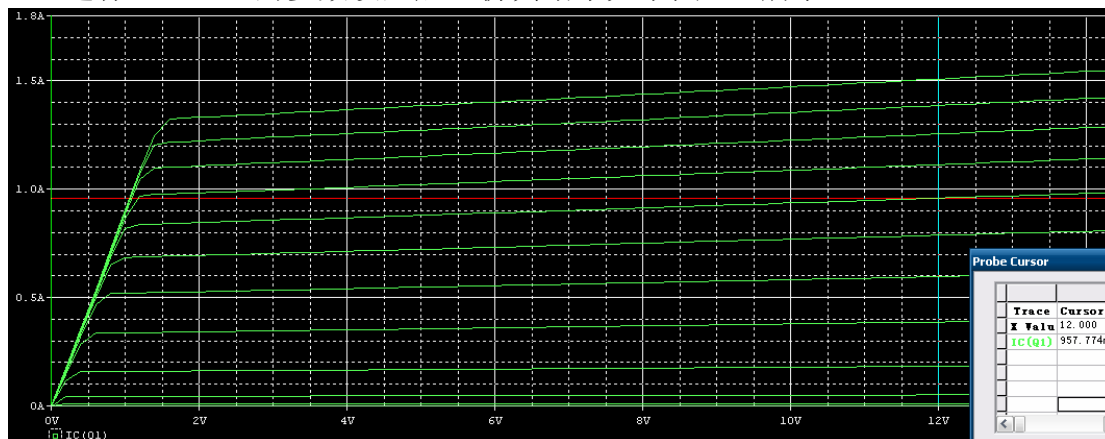


图 1-2 输出特性曲线

通过图 1-2 选择适合的静态工作的 Q，应该注意三极管的集电极电流不能超过极限电流（ $I_{cm} = 800\text{mA}$ ）。

2、谐振功率放大器电路的整体设计

在谐振功率放大器中，它的管外电路由直流馈电电路和滤波匹配网络两个部分组成，因此分为两个步骤设计外围电路。

（1）直流馈电电路

在本设计中，三极管 Q2N2222 要求采用集电极串馈供电，基极采用自给偏置方式供电(电源电压为 12V)，电路结构图 1-3 所示。

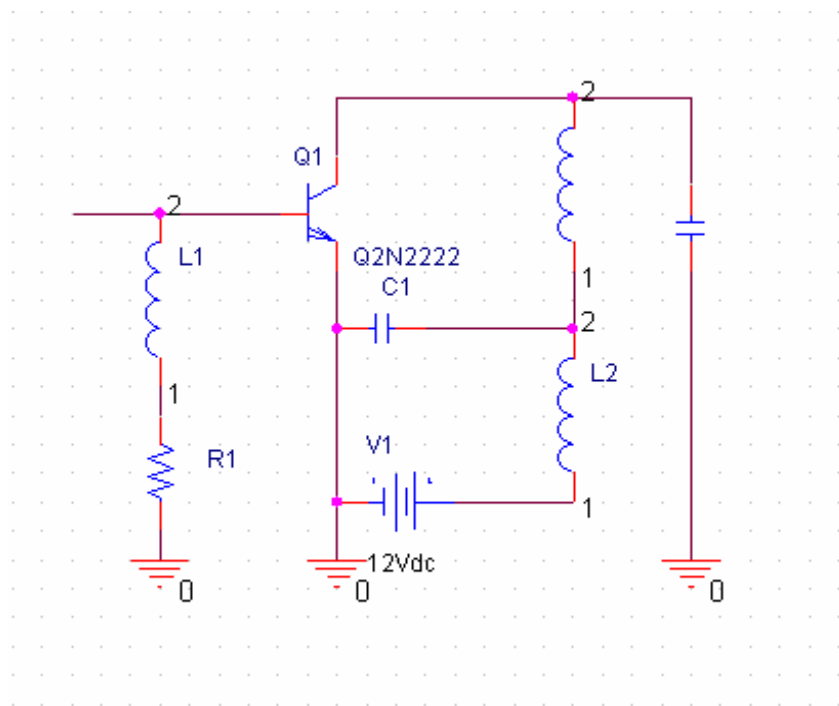


图 1-3 馈电电路

在电路中， L_1 为功率管的基极提供直流通路，它是由基极电流脉冲 i_b 中的平均分量在 L_1 中固有的直流电阻(设直流电阻为 8Ω)上产生的压降。在集电极， L_2 为扼流圈，对于直流信号短路，交流信号开路（一般有 $\omega L_2 \gg R_p$ ）， C_1 为高频旁路电容。在这里我们选取 $L_1=1\text{mH}$ ， $C_1=30\mu\text{F}$ ， $L_2=1\text{mH}$ ，计算可得， C_1 对于交流信号，相当于短路状态， L_2 相当于交流信号相当于开路。

(2) 集电极选频网络

集电极电流 i_c 为脉冲状，包含很多谐波，失真很大，利用并联谐振回路使之谐振于基频，为了使谐波成分尽量少，因此谐振回路的品质因数 Q 应该尽量的高。要使输出功率大于等于 1.5W ，对于输出电阻 R_p 的取值范围为

$$\frac{(V_{CC} - V_{ces})^2}{2R_p} \geq 1.5\text{W}$$

$$R_p \leq \frac{(12-1)^2}{3} \approx 40\Omega$$

在本实验中选择 $R_p = 30\Omega$ ，并联谐振电路如下图 1-4 所示。

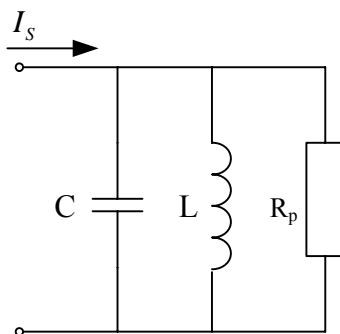


图 1-4 并联谐振电路

对于并联谐振回路有：

$$\omega L = \frac{1}{\omega C} \quad \text{其中 } \omega = 2\pi \times 10^7 \text{ rad/s}$$

$$Q = \frac{R_p}{\omega L}$$

通过计算，我们选取 $L=152\text{nH}$ ， $C=1.6\text{nF}$ ，（选取结果不唯一）。

（3）输入\输出的滤波匹配电路设计

由于放大器的输入\输出阻抗都为 50Ω ，因而必须引入一定的匹配网络，使之能够达到所要求的输出功率和其他一些指标，如图 1-5 所示。

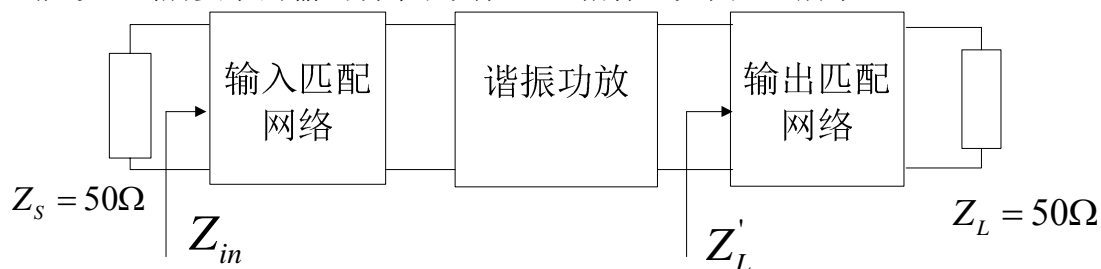


图 1-5 输入\输出匹配框图

对于输入匹配网络，为了得到最大的电源输出功率，使得处于最佳匹配状态，则有 $Z_{in} = Z_s^* = 50\Omega$ ，对于输出匹配网络而言，有 $Z'_L = R_p = 30\Omega$ 。

LC 阻抗匹配网络有滤波和阻抗匹配的功能，电路上常有的形式有 L 型、T 型、 π 型等不同的组合方式。

➤ 输出匹配网络设计：

将输出阻抗 50Ω 转换到 30Ω ，这里采用 L 型匹配网络。利用串\并阻抗等效互换，由下公式可有：

$$R_s = \frac{R_p}{1 + Q_e^2}$$

$$X_s = \frac{R_p R_s}{X_p}$$

$$\text{式中 } Q_e = \frac{|X_s|}{R_s} = \frac{R_p}{|X_p|}$$

计算可得：

$$C = 260\text{pF}$$

$$L = 0.39\mu\text{H}$$

原理电路如下图 1-6 所示。

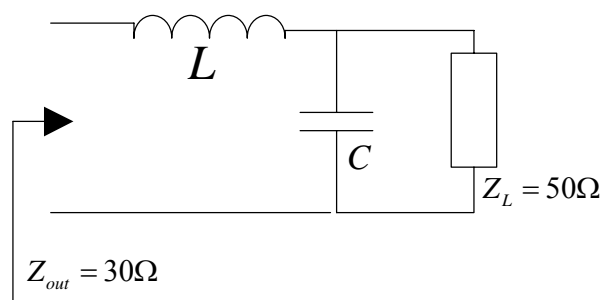


图 1-6 输出匹配电路

对于谐振功率放大器，选频网络的 Q 值越高，则电路的选频特性越好，谐波抑制指标越好。为了进一步增加选频网络的 Q 值，在匹配网络中，改进加入一个高 Q 值的串联谐振电路。如下图 1-7 所示（请思考一下提高 Q 值的原理）

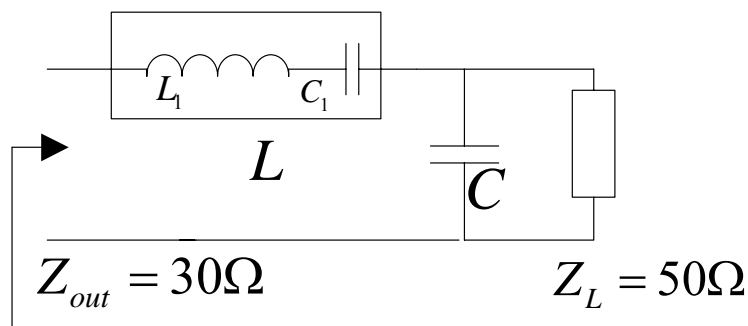


图 1-7 等效输出匹配网络

由原理图使其中下式成立：

$$\omega L = \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}$$

在这里选取值（结果不唯一）如下所示。

$$L_1 = 1.7\mu\text{H}$$

$$C_1 = 193\text{pF}$$

最终谐振功放和输出匹配网络形成的电路原理图为图 1-8 所示。

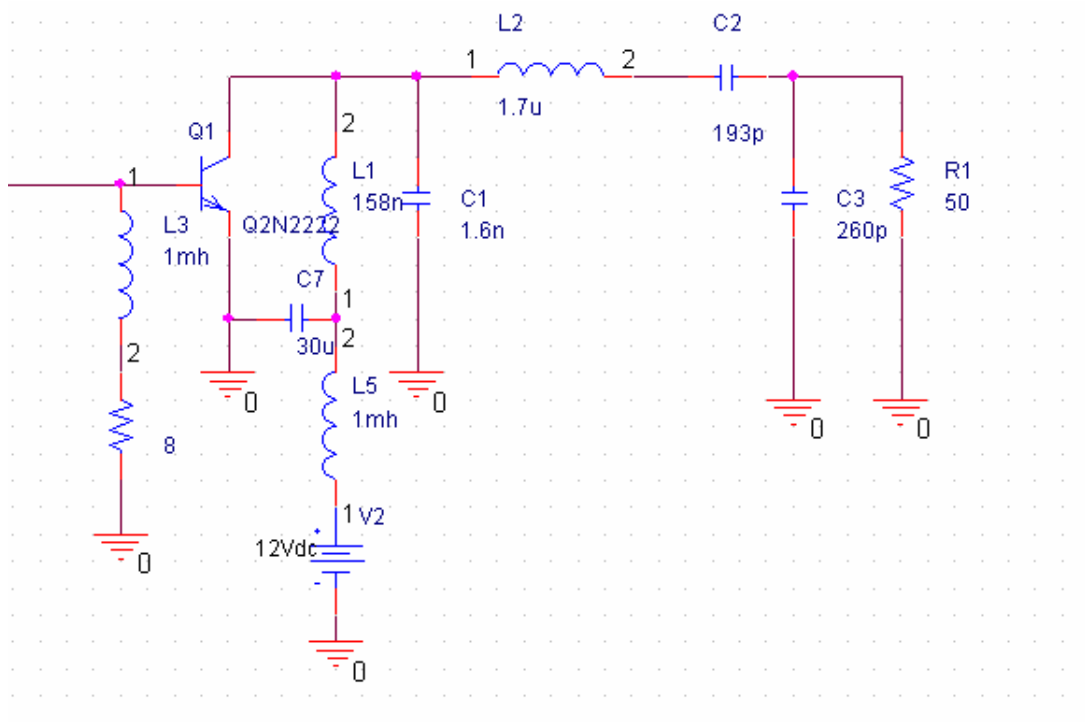


图 1-8 输出匹配后原理图

➤ 输入匹配网络设计

对于输入匹配网络的设计，首先要求得从三极管基极看进去的等效电阻，由于基极电流为一脉冲波形（为什么？），在这里只能粗略的估计其阻抗。因此，选取其基频分量，求出其相对于基频的输入阻抗，计算输入阻抗的等效原理图如图 1-9 所示。

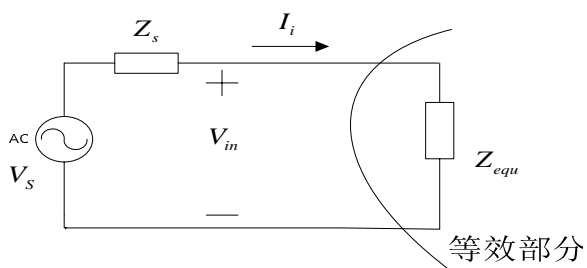


图 1-9 等效原理图

在 PSpice 中对图 1-8 三极管基极加入信号源，设置频率 $f = 10\text{MHz}$ ，对于 V_s 的选取值应使三极管工作于临界状态，通过仿真观察三极管集电极输出电流波形，大致确定其 V_s ，这里选取 $V_s = 2.5\text{V}$ 电源内阻 $Z_s = 50\Omega$ ，对于电流取出 I_i 中的基频成分 $I[1]$ 则仿真后得到基极电压和电流波形为图 1-10、图 1-11 所示。

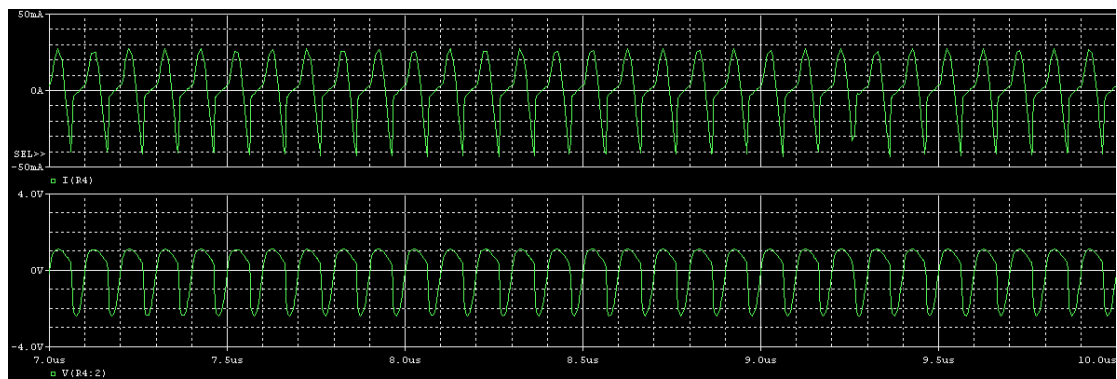


图 1-10 基极电流\电压波形图

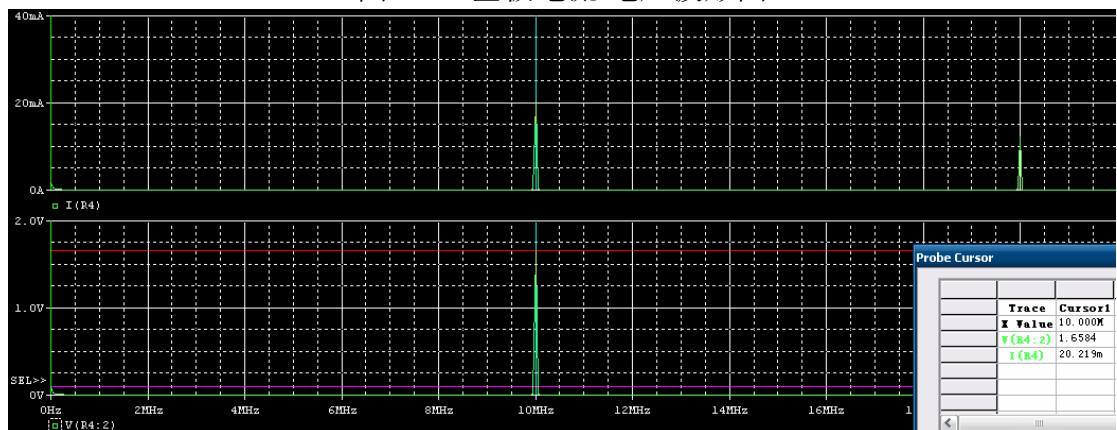


图 1-11 基极电流\电压频谱图

由输出波形图测量可得：

$$\begin{aligned} V_{in} &= 1.66\text{V} \\ I[1] &= 20.22\text{mA} \end{aligned} \quad (\text{其中 } I[1] \text{ 表示电流的基频分量})$$

则输入等效阻抗为：

$$|Z_{\text{equ}}| = \frac{V_{in}}{I[1]} = \frac{1.66}{20.22} \times 10^3 = 82\Omega$$

因此，设计要求则应该从 82Ω 匹配到 50Ω 的输入阻抗。

在这里我们选择 π 型匹配网络来进行 82Ω 到 50Ω 的匹配(这样设计为了在后面步骤中进行电路的调整)设计原理图如下图 1-12 所示。

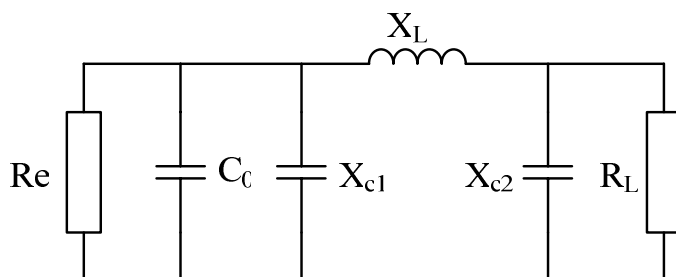


图 1-12 输入端匹配网络原理图

其中实现条件为：

$$R_e < R_L (1 + Q_{e1}^2),$$

各个元件转换表达式为：

$$X_{C1} = -\frac{R_e}{Q_{e1}} - X_{C0}$$

$$X_{C2} = -R_L \sqrt{\frac{R_e / R_L}{(1 + Q_{e1}^2) - (R_e / R_L)}}$$

$$X_L = \frac{Q_{e1} R_e - (R_e R_L / X_{C2})}{1 + Q_{e1}^2}$$

在本实验设计中， $R_L = 82\Omega$ ， $R_e = 50\Omega$ ，并假定 $Q_{e1}=3$ ，则计算得到：

$L=551\text{nH}$ ， $C_2=762\text{pF}$ ，而 C_0/C_1 的取值并不唯一，由于我们在求 $|Z_{equ}|$ 时利用的是基频的电流，并且相位也并未给出，因此，输入端电压与电流波形中有一定的相位差，因此，调整 C_0/C_1 电容值，使得相位偏差达到最小，同时也能使得谐振功率放大器获得足够的增益。通过反复调节（此处较花费时间），最终确定：

$C_0=100\text{pF}$ ， $C_1=700\text{pF}$ 。

经过调整 C9 和 C10 后的电源输出电压及电流波形如图 1-13 所示。

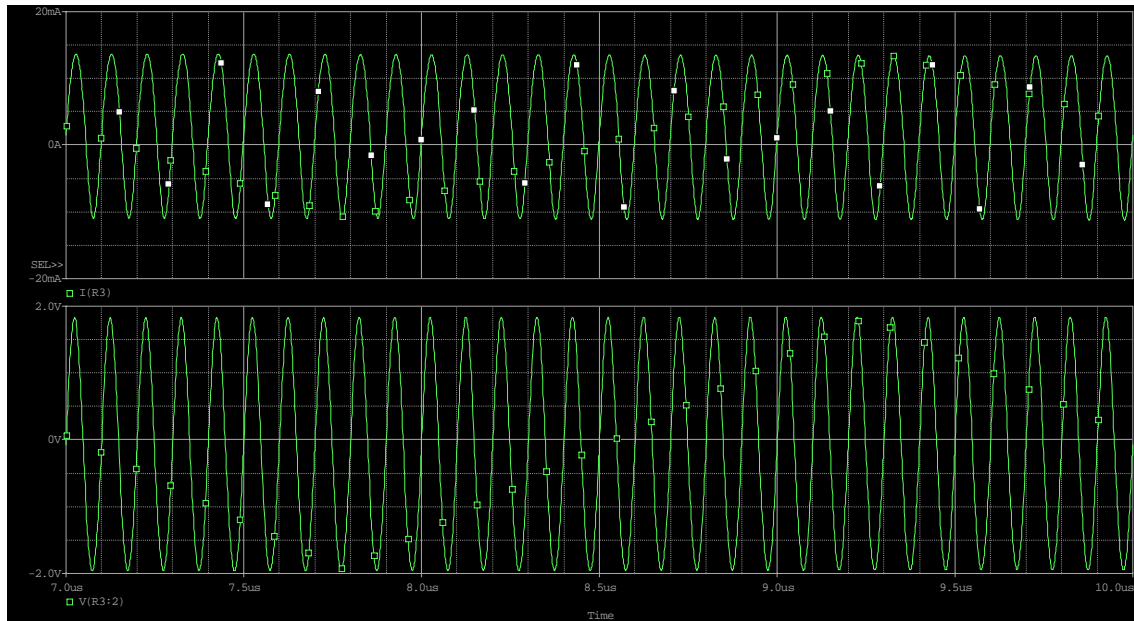


图 1-13 调整后的电源输出电压电流波形图

(4) 整体电路仿真分析

最终系统整体电路图如图 1-14 所示：

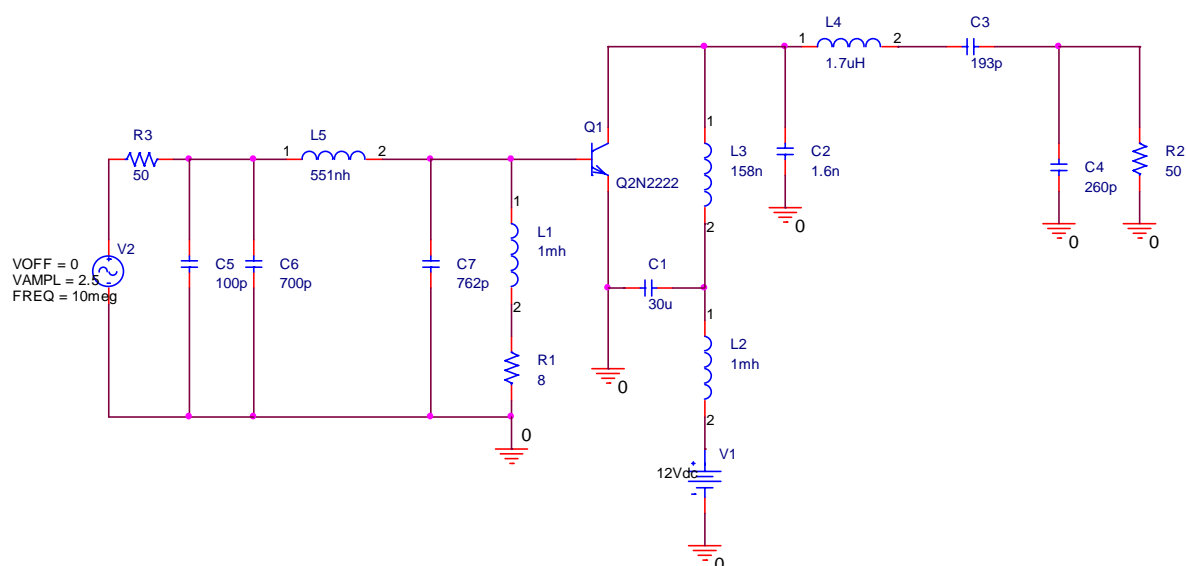
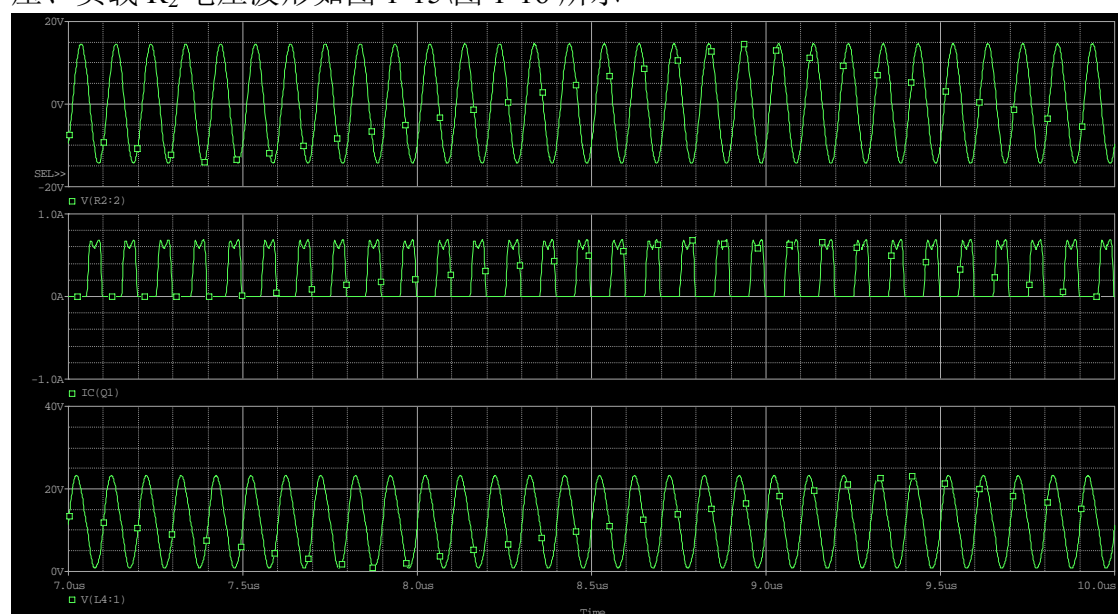


图 1-14 谐振功率放大器电路图

在 PSpice 中进行必要的参数设置，然后经仿真可得三极管集电极电流和电压、负载 R_2 电压波形如图 1-15\图 1-16 所示

图 1-15 集电极电流和电压、 R_2 电压波形图

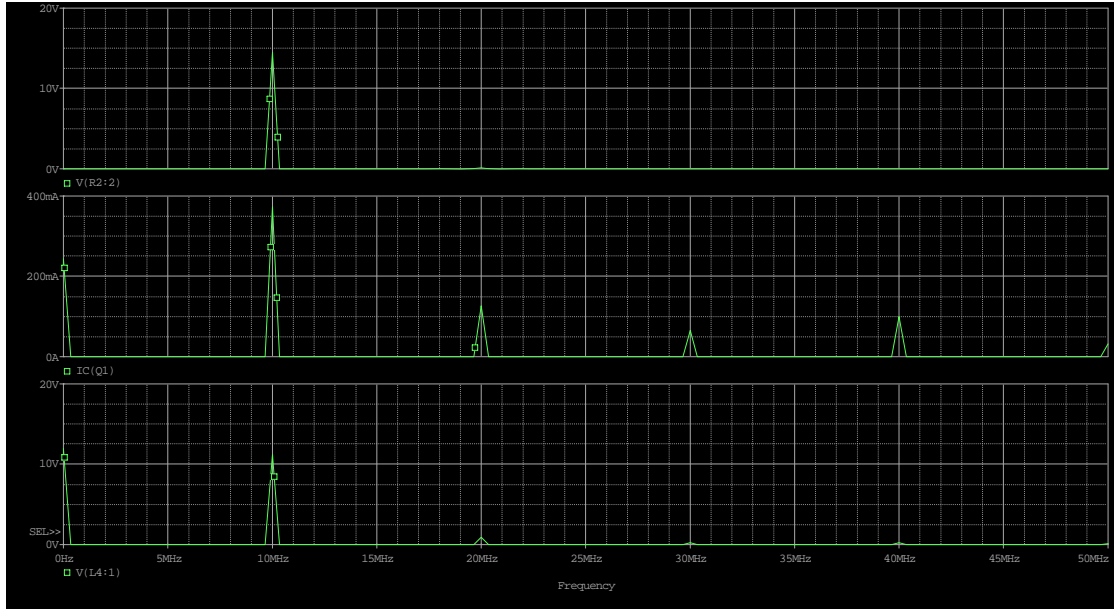


图 1-16 集电极电流和电压、R2 电压频谱图

由图 1-15 及图 1-16 可得，三极管集电极在 0、10MHz、20MHz 时的电压电流值，如下示：

$$I_{co} = 244.066\text{mA}$$

$$V_{cm1} = 11.936\text{V}$$

$$V_{cm2} = 872.068\text{mV}$$

R₂ 两端输出电压值为

$$V_{R_{2_{10M}}} = 14.473\text{V} \quad (\text{在频率为 } 10\text{MHz} \text{ 时})$$

$$V_{R_{2_{20M}}} = 149.629\text{mV} \quad (\text{在频率为 } 20\text{MHz} \text{ 时})$$

对于输入的信号，可测得

$$V_{in} = 2.5\text{V}$$

$$I_{in} = 13.677\text{mA}$$

由以上数据，则可求得：

谐振功率放大器有直流功率为

$$P_s = V_{CC} I_{co} = 12 \times 244.066 \times 10^{-3} = 2.936\text{W}$$

交流输出信号的功率为

$$P_{out} = \frac{1}{2} \frac{V_{R_{2_{10M}}}^2}{R_2} = \frac{14.473^2}{50 \times 2} = 2.095\text{W} > 1.5\text{W}$$

由于输出匹配网络为理想电容、电感组成，因此，匹配网络的插入损耗等于 0，所以集电极的耗散功率为

$$P_C = P_s - P_{out} = 2.936 - 2.095 = 0.841\text{W} < 1.2\text{W}$$

集电极的效率为

$$\eta_c = \frac{P_{out}}{P_s} = \frac{2.095}{2.936} \times 100\% = 71.35\%$$

输入信号的功率为

$$P_{\text{in}} = \frac{1}{2} V_{\text{in}} I_{\text{in}} = 0.5 \times 2.5 \times 13.677 \times 10^{-3} = 0.017 \text{W}$$

二次谐波失真为

$$H_2 = 20 \log \frac{V_{R2_{20M}}}{V_{R2_{10M}}} = 20 \log \frac{0.149629}{14.473} = -39.7 \text{dBc} < -30 \text{dBc}$$

功率增益为

$$A_p = 10 \log \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} = 10 \log \frac{2.095}{0.017} = 20.91 \text{dB}$$

五、实验报告要求

- 1、画出设计电路，标出各元器件数值。
- 2、参考例子模板，给出仿真结果（仿真波形图及有用数值），并说明仿真结果如何验证电路设计的正确性。

实验二 压控 LC 电容三点式振荡器设计及仿真

一、实验目的

- 1、了解和掌握 LC 电容三点式振荡器电路组成和工作原理。
- 2、了解和掌握压控振荡器电路原理。
- 3、理解电路元件参数对性能指标的影响。
- 4、熟悉电路分析软件的使用。

二、实验准备

- 1、学习 LC 电容三点式西勒振荡器电路组成和工作原理。
- 2、学习压控振荡器的工作原理。
- 3、认真学习附录相关内容，熟悉电路分析软件的基本使用方法。

三、设计要求及主要指标

- 1、采用电容三点式西勒振荡回路，实现振荡器正常起振，平稳振荡。
- 2、实现电压控制振荡器频率变化。
- 3、分析静态工作点，振荡回路各参数影响，变容二极管参数。
- 4、振荡频率范围：50MHz~70MHz，控制电压范围 3~10V。
- 5、三极管选用 MPSH10（特征频率最小为 650MHz，最大 IC 电流 50mA，可满足频率范围要求），直流电压源 12V，变容二极管选用 MV209。

四、设计步骤（以频率变化范围为 75MHz~110MHz 为例）

- 1、整体电路的设计框图

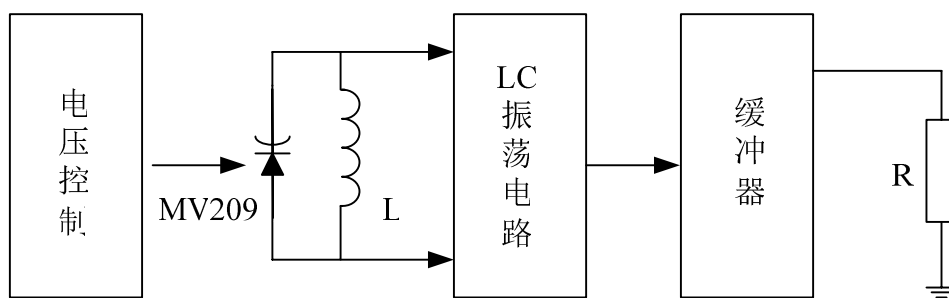


图 2-1 压控 LC 振荡器框图

整个设计分三个部分，主体为 LC 振荡电路，在此电路基础上添加压控部分，设计中采用变容二极管 MV209 来控制振荡器频率，由于负载会对振荡电路的频率产生影响，所以需要添加缓冲器隔离以使振荡电路不受负载影响。

2、LC 振荡器设计

首先应选取满足设计要求的放大管，本设计中采用 MPSH10 三极管，其特征频率 $f_T=1000\text{MHz}$ 。LC 振荡器的连接方式有很多，但其原理基本一致，本实验中采用电容三点式西勒振荡电路的连接方式，该振荡电路在克拉泼振荡电路的基础上进行了细微的改良，增加了一个与电感 L 并联的电容，主要利用其改变频率而不对振荡回路的分压比产生影响的特点。电路图如下所示：

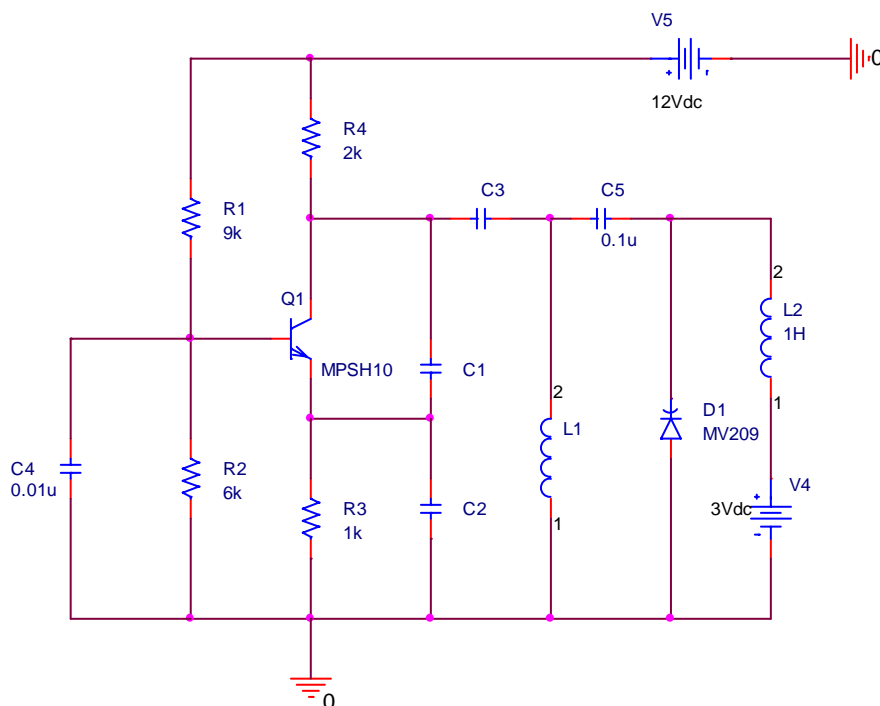


图 2-2 LC 电容三点式西勒振荡器

图中变容二极管 MV209 与电感 L_1 并联，构成了西勒振荡电路形式。 R_1/R_2 为静态偏置电阻， C_1/C_2 为反馈分压电容， C_3 即为克拉泼振荡电路中与 C_1/C_2 串联的小电容， $L_1/C_1/C_2/C_3$ 共同构成谐振回路。 C_4/C_5 为隔直电容，其中放大管基极通过 C_4 交流接地，同时保证其基极的偏置电压；而 C_5 主要防止加载于变容二

极管的直流电压影响前级电路。电感 L_2 为扼流圈，用来防止振荡回路的振荡电压会对变容二极管所加的反向偏压产生影响，采取上面这类隔离措施使得反向偏置电压与振荡回路分离。

接下来应该确定电路中振荡元器件的取值。根据振幅起振条件可知，振荡器开环增益 $T(\omega_{osc}) > 1$ ，而开环增益与电容 C_1/C_2 组成的反馈网路的反馈系数 k_{fv} 、负载大小以及放大管静态工作点有关。其中 $k_{fv} = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$ ，反馈系数太小会使 $T(\omega_{osc})$ 变小，影响起振；反馈系数太大则会影响回路 Q 值，而且取值过大也同样会降低 $T(\omega_{osc})$ ，也会停振，所以应选择比较合理的反馈系数 k_{fv} ，一般取值范围为 $1/10 \sim 1/4$ ，在振荡电路能正常起振的情况下，反馈系数较大，起振时间较短。而静态工作点较高，可提高 $T(\omega_{osc})$ ，容易起振，但不宜过大，否则造成回路有载品质因数过低，影响振荡频率稳定度，一般 I_{CQ} 取值 $1 \sim 5\text{mA}$ 。负载阻值不能过小，否则同样造成 $T(\omega_{osc})$ 过低不能起振，图 2-2 中振荡电路未接负载，可视为无穷大。

根据工程估算法则，振荡器的振荡频率是由谐振回路频率所决定的谐振回路中心频率：

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_\Sigma}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 (C_j + C')}}$$

其中， C_j 是变容二极管的等效电容值， $\frac{1}{C'} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}$ 。

根据设计要求：

$$f_{osc \min} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_{\Sigma \max}}} = 75\text{MHz}$$

$$f_{osc \max} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_{\Sigma \min}}} = 110\text{MHz}$$

通过计算（结果不唯一），假定 $L_1 = 120\text{nH}$ ，则 $C_{\Sigma \max} \approx 38\text{pF}$ ， $C_{\Sigma \min} \approx 18\text{pF}$ ，由于电压控制部分主要元件是选用 MV209 变容二极管，其反向电压与电容 $C - V_R$ 如下图所示：

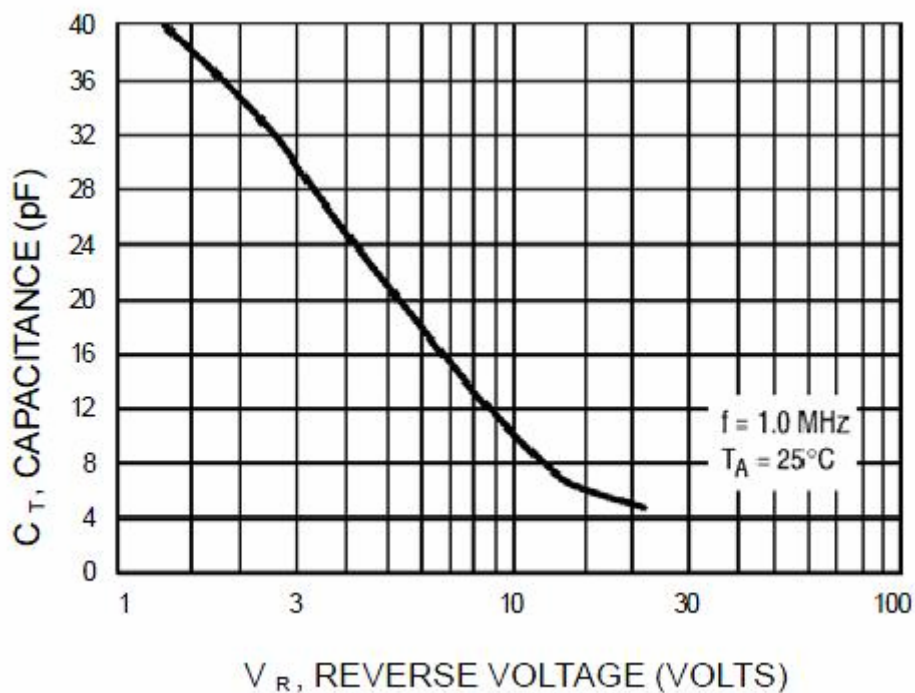


图 2-3 MV209 特性图

根据上图可以得到下表：

表 2-1 变容二极管电压电容对照表

电压 V	3	4	5	6	7	8	9	10
电容 pF	30	25	21	18	15	13	11.5	10

可以看出电容与电压变化不是呈线性变化，而是非线性变化的，只有在取值 3 到 10V 之间其电容值与电压值最近似线性，即 C_j 的取值为 10~30pF。因此， C' 的取值约为 8pF，由 C_1 \C_2\C_3 串联而得。考虑到克拉泼电路中要求 C_3 取值不能过小，否则会降低 $T(\omega_{osc})$ ，无法起振，并考虑放大管结电容的影响，最后确定各个电容值（此处需要反复调整以取得较佳取值），如下图所示：

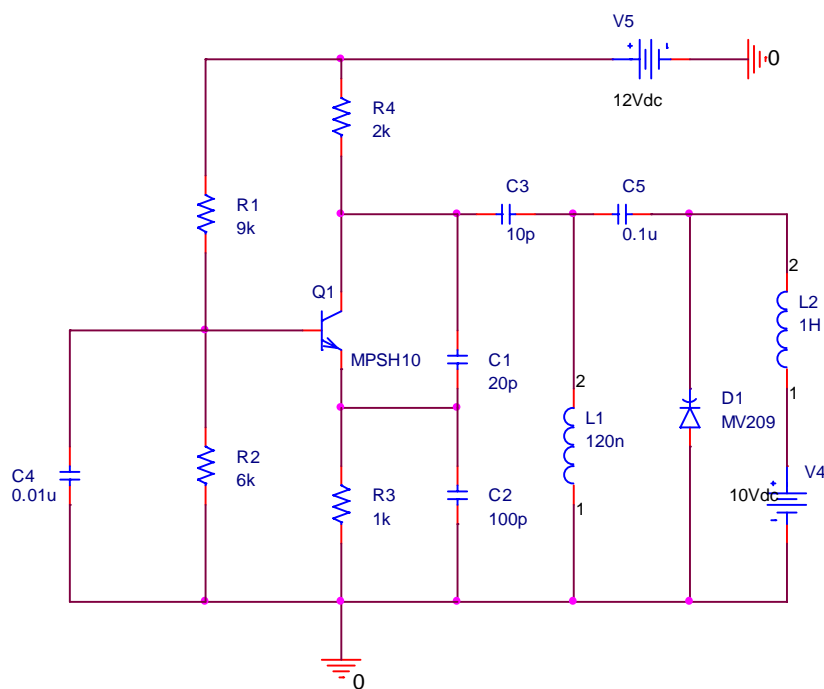


图 2-4 振荡器部分电路

3、缓冲器设计

在电容三点式振荡电路分析中有 $\omega_{osc} = \sqrt{\frac{1}{LC} + \frac{g_i g'_L}{C_1 C'_2}}$ ，可以看到负载对振荡器

的稳定度会造成影响，甚至影响电路能否正常起振。尽管采用改进后的西勒电路能减少这种影响，但为了进一步提高振荡器的振荡稳定性，以及驱动负载能力，需要设计缓冲器来实现与低阻抗的负载相连。

缓冲器采用共集电极电路，也即高输入阻抗\低输出阻抗的射随器来实现。其电路图如下所示：

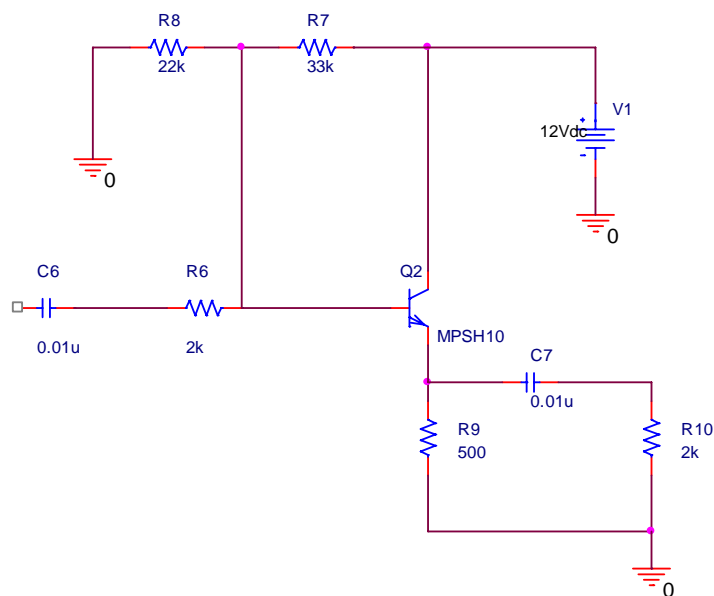
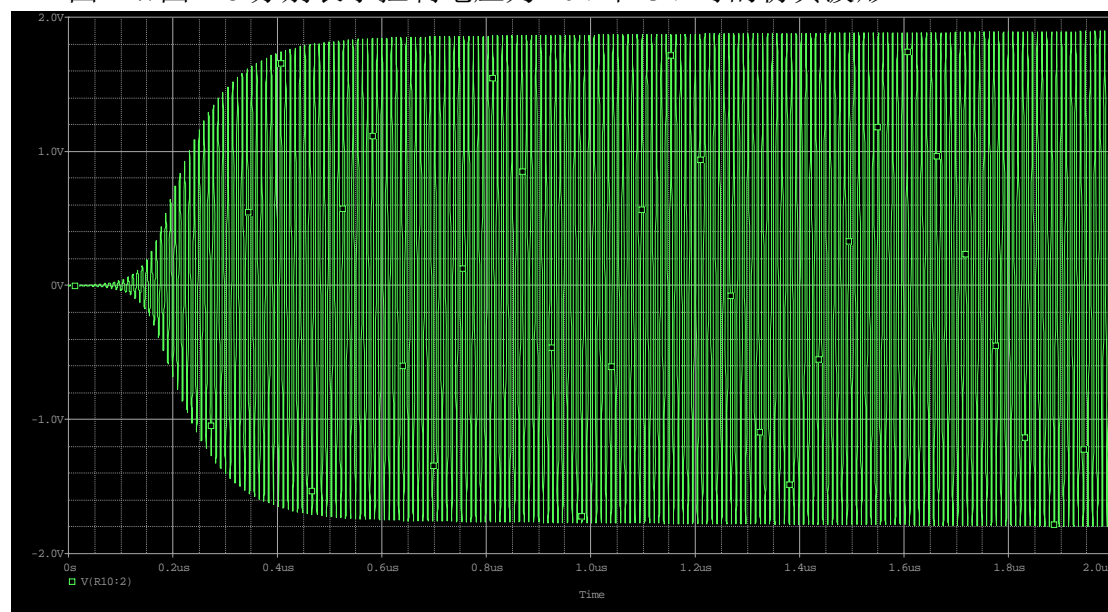


图 2-5 缓冲器部分电路

4、整体电路图

图中 C_6 , R_6 是为了防止射随器对谐振回路产生影响而串接在两级之间, 但会造成射随器输入电压的衰减; 为了使电路容易起振, 一般在电路中增加一个起始激励脉冲 V_3 。

图 2-7/图 2-8 分别表示控制电压为 10V 和 3V 时的仿真波形



18

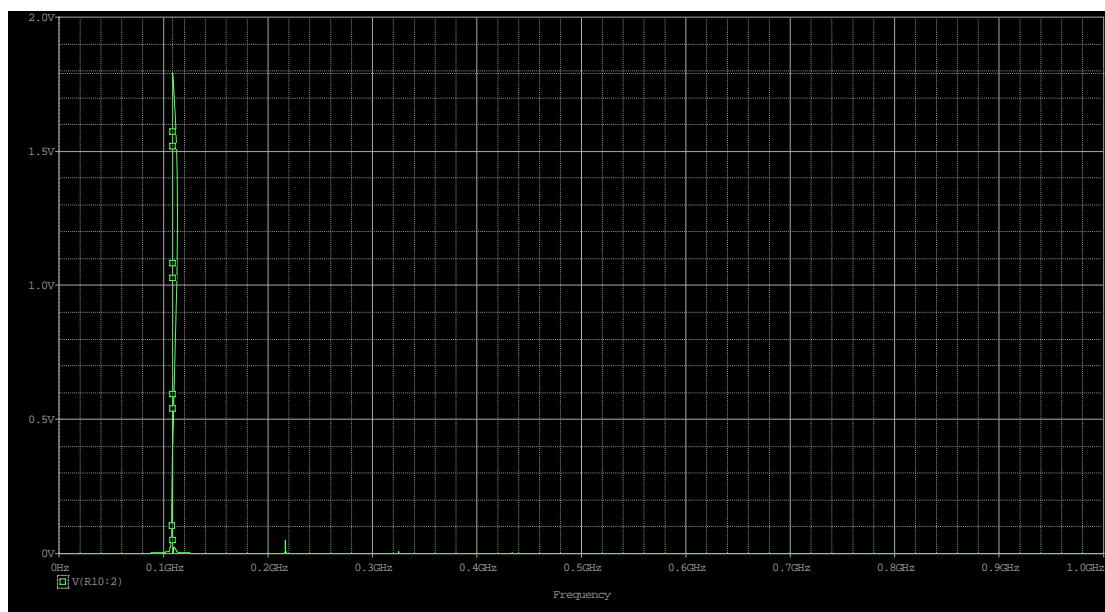


图 2-7(b) 控制电压为 10V 时候负载上的振荡波形频谱

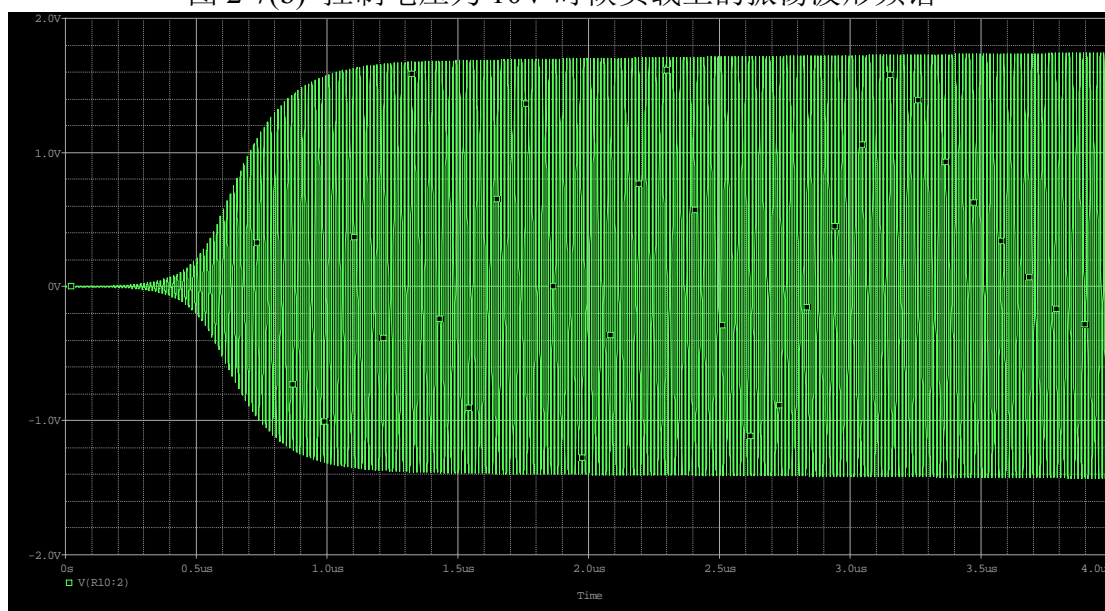


图 2-8(a) 控制电压为 3V 时候负载上的振荡波形

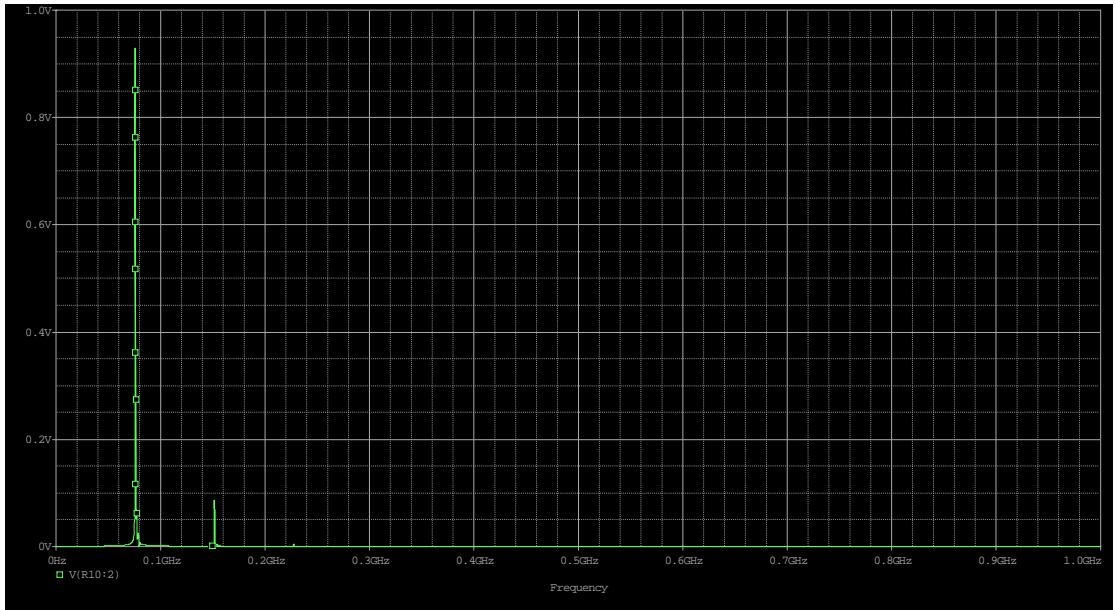


图 2-8(b) 控制电压为 3V 时候负载上的振荡波形频谱

通过改变控制电压对电路重新进行仿真等到以下结果：

表 2-2 压控电压与频率关系

控制电压 (V)	3	4	5	6	7	8	9	10
振荡频率 MHz	75.80	82.80	88.70	93.70	98.10	101.90	105.30	108.40

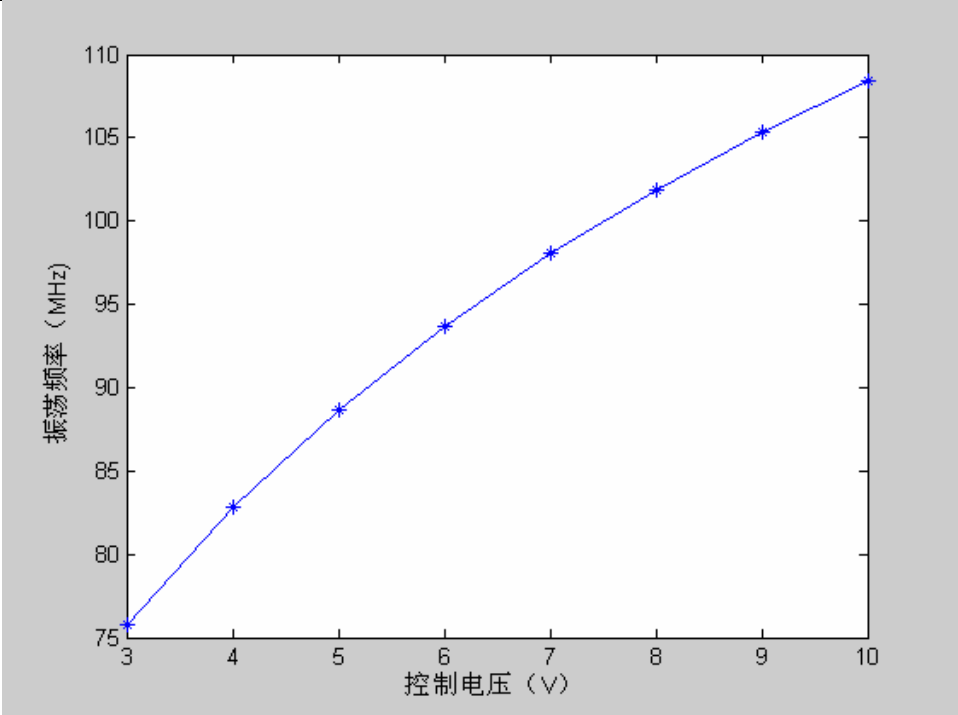


图 2-9 控制电压与振荡频率关系图

由表 2-2 和图 2-9 可以看到，在 8 个不同电压点实现了振荡频率的不同调节，

调节关系基本呈线性，调节范围基本满足设计要求。

五、实验报告要求

- 1、画出设计电路，标出各元器件数值。
- 2、参考例子模板，给出仿真结果（仿真波形图及有用数值），并说明仿真结果如何验证电路设计的正确性。

实验三 混频器设计及仿真

一、实验目的

- 1、理解和掌握二极管双平衡混频器电路组成和工作原理。
- 2、理解和掌握二极管双平衡混频器的各种性能指标。
- 3、进一步熟悉电路分析软件。

二、实验准备

- 1、学习二极管双平衡混频器电路组成和工作原理。
- 2、认真学习附录相关内容，熟悉电路分析软件的基本使用方法。

三、设计要求及主要指标

- 1、LO 本振输入频率：1.45MHz，RF 输入频率：1MHz，IF 中频输出频率：450KHz。
- 2、LO 本振输入电压幅度：5V，RF 输入电压幅度：0.5V。
- 3、混频器三个端口的阻抗为 50Ω 。
- 4、在本实验中采用二极管环形混频器进行设计，二极管采用 DIN4148。
- 5、分析混频器的主要性能指标：混频增益、混频损耗、1dB 压缩点、输入阻抗, 互调失真等；画出输入、输出功率关系曲线。

四、设计步骤（以 LO 本振输入频率为 2.45MHz，RF 输入频率为 2MHz 为例）

1、原理分析

混频器作为一种三端口非线性器件，它可以将两种不同频率的输入信号变为一系列的输出频谱，输出频率分别为两个输入频率的和频、差频及其谐波。两个输入端分别为射频端（RF）和本振（LO），输出端称为中频端（IF）其基本的原理如下图所示。

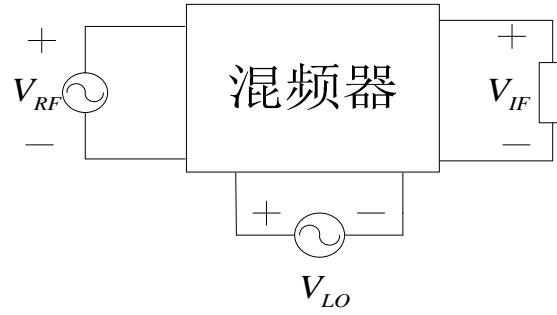


图 3-1 混频器的原理框图

通常，混频器通过在时变电路中采用非线性元件来完成频率转换，混频器通过两个信号相乘进行频率变换，如下：

$$(A \cos \omega_{RF} t)(B \cos \omega_{LO} t) = \frac{1}{2} AB [\cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})t + \cos(\omega_{RF} + \omega_{LO})t]$$

输入的两个信号的频率分别为 ω_{RF} 、 ω_{LO} ，则输出混频信号的频率为 $\omega_{RF} + \omega_{LO}$ （上变频）或 $\omega_{RF} - \omega_{LO}$ （下变频），从而实现变频功能。

在本试验中，我们采用二极管环形混频器，其的原理电路如图 3-2 所示，其中 $v_{RF} = V_{RF} \cos \omega_{RF} t$ ， $v_{LO} = V_{LO} \cos \omega_{LO} t$ ，并且有 $V_{LO} \gg V_{RF}$ ，因此二极管主要受到大信号 v_{LO} 控制，四个二极管均按开关状态工作，各电流电压的极性如图 3-2 所示。在本振电压的正半周，二极管 D_2 、 D_3 导通， D_1 、 D_4 截止；在本振电压的负半周，二极管 D_1 、 D_4 导通， D_2 、 D_3 截止。因此，混频电路可以拆分成两个单平衡混频器。

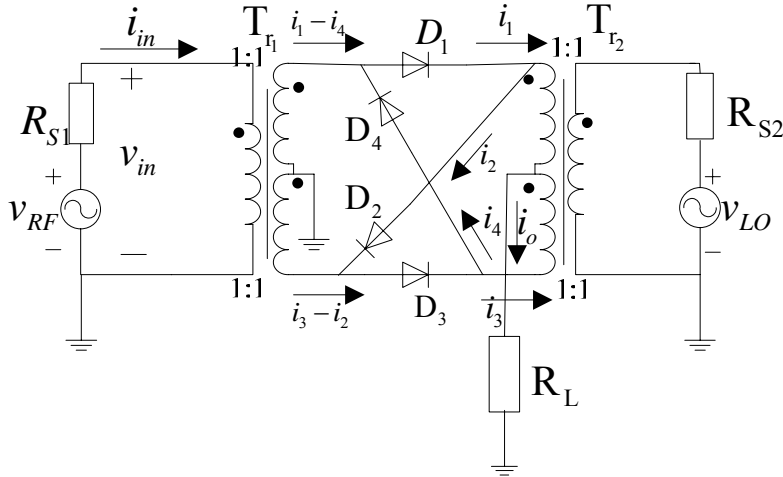


图 3-2 环型混频器原理图

将二极管用开关等效，开关函数表示为： $K_1(\omega_{LO} t)$ ，因此在 v_{LO} 正半周期间，开关闭合，上下回路的方程为：

$$\begin{aligned} v_{RF} + v_{LO} - i_2 R_D - (i_2 - i_3) R_L &= 0 \\ -v_{RF} + v_{LO} - i_3 R_D - (i_3 - i_2) R_L &= 0 \end{aligned}$$

求得：

$$i_2 - i_3 = \frac{2v_{RF}}{2R_L + R_D}$$

与之相应的开关函数为 $K_1(\omega_{LO}t)$ ，因此一般形式为

$$i_2 - i_3 = \frac{2v_{RF}}{2R_L + R_D} K_1(\omega_{LO}t)$$

同理分析可得在 v_{LO} 的负半周期期间有：

$$i_1 - i_4 = \frac{2v_{RF}}{2R_L + R_D} K_1(\omega_{LO}t - \pi)$$

因此，通过 R_L 的总电流为：

$$i_o = (i_1 - i_4) - (i_2 - i_3) = -\frac{2V_{RF}}{2R_L + R_D} \cos \omega_{RF}t \left[\frac{4}{\pi} \cos \omega_{LO}t - \frac{4}{3\pi} \cos 3\omega_{LO}t + \dots \right]$$

由上可得，双平衡混频器的输出电流中仅包括 $(p\omega_{LO} \pm \omega_{RF})$ （ p 为奇数）的组合频率分量，而抵消了 ω_{LO} ， ω_{RF} 以及 p 为偶数的众多组合频率分量。

2、整体电路设计与仿真分析

按照图 3-3 所示的原理图，在 PSpice 中建立电路图，并设置好 RF、LO 信号的参数（注意变压器的参数设置），最终仿真电路图如图 3-4 所示。

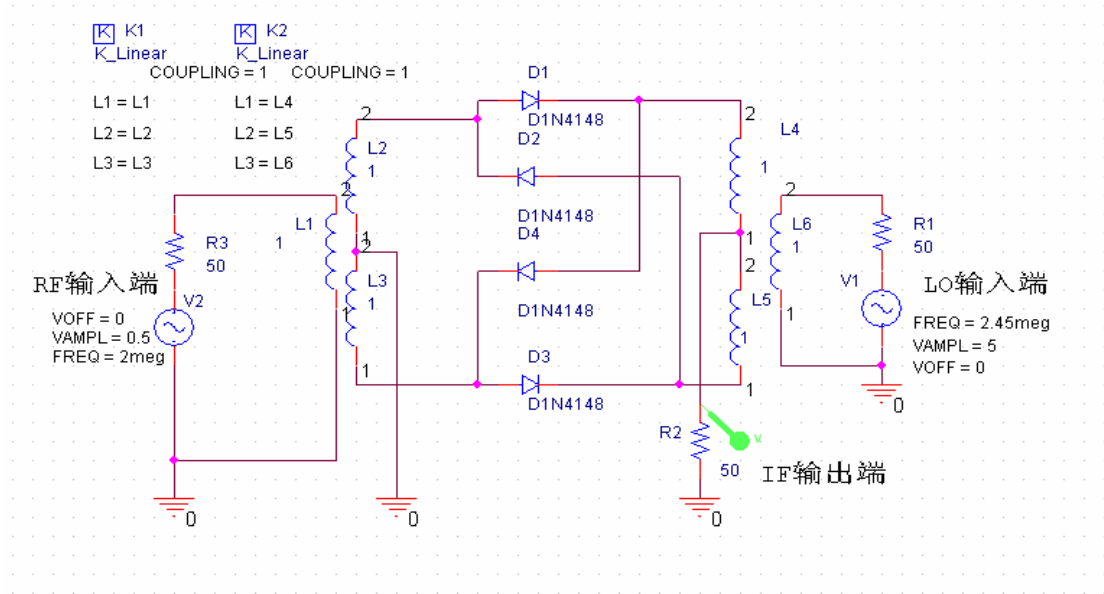


图 3-3 整体电路图

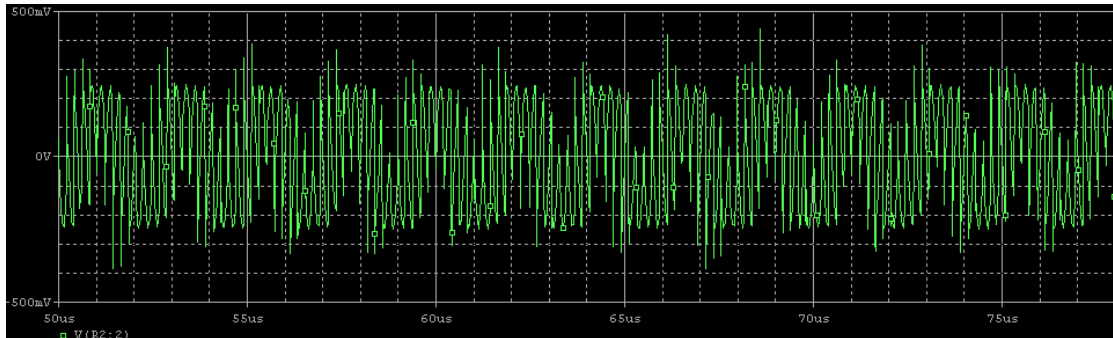


图 3-4 R2 的输出电压(v_{IF})波形

进行 FFT 变换后, 得 R_2 两端的电压(v_{IF})的频谱波形如图 3-5 所示。

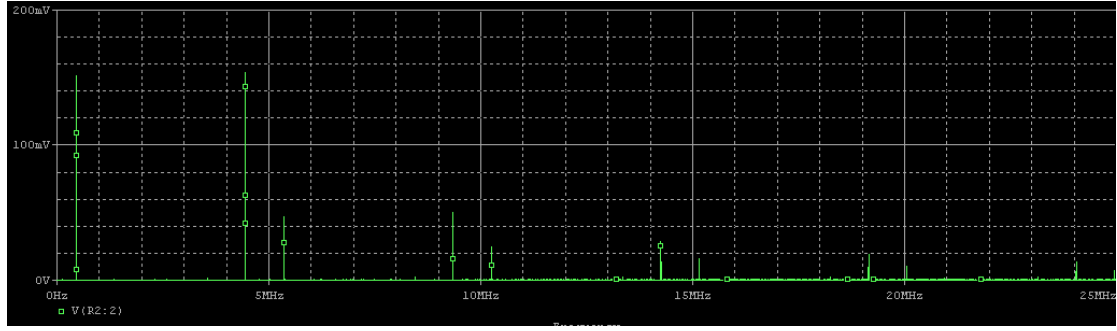


图 3-5 R_2 两端电压 v_{IF} 的频谱图

由输出的频谱图可见, 环形混频器的输出电压中主要为 $p\omega_{LO} \pm \omega_{RF}$ (p 为奇数) 的组合频率分量, (0.45MHz, 4.45MHz, 5.35MHz, 9.35MHz, 10.25MHz 等等), 与理论分析一致, 其中, 0.45MHz 为差频输出信号 (即为本实验所要求的输出 IF 中频信号), 4.45MHz 为和频输出信号。

同时可以仿真得到 RF 信号的输入电压 v_{in} 、电流 i_{in} 波形如图 3-6, 图 3-7 所示。

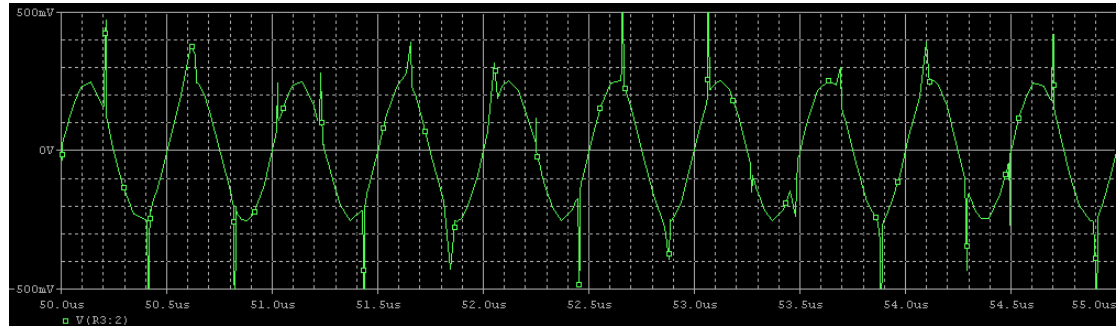


图 3-6 输入 RF 信号的电压 v_{in} 波形

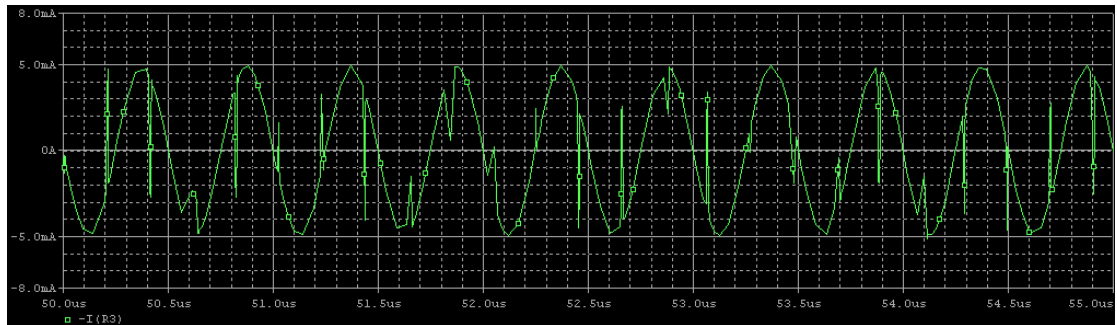


图 3-7 输入 RF 信号电流 i_{in} 波形图

观察图 3-6 和图 3-7 波形图, 对于输入电压 v_{in} 和电流 i_{in} 基本上为正弦波形, 由两图我们可以得到输入电压 v_{in} 、电流 i_{in} 的幅值 V_{in} 、 I_{in} 分别为:

$$V_{in} = 247.2\text{mV}$$

$$I_{in} = 4.90\text{mA}$$

由图 3-5 可以得到输出的中频 (0.45MHz) 的幅度为:

$$V_{IF} = 151.3\text{mV}$$

因此，通过以上数据求出混频器的混频增益为：

$$A_C = 20 \log \frac{V_{IF}}{V_{RF}} = 20 \log \frac{151.3}{247.2} = -4.26 \text{dB}$$

输出的中频功率为

$$P_{IF} = \frac{1}{2} \frac{V_{IF}^2}{R_L} = 0.2289 \text{mW}$$

RF 信号的输入功率为：

$$P_{in} = \frac{1}{2} V_{in} I_{in} = 0.6056 \text{mW}$$

所以有混频器的混频损耗为：

$$L_C = 10 \cdot \log \frac{P_{in}}{P_{IF}} = 10 \cdot \log \frac{0.6056}{0.2289} = 4.23 \text{dB}$$

对于 RF 输入端可得到输入阻抗为：

$$R_{in} = \frac{V_{in}}{i_{in}} = \frac{247.2}{4.90} = 50.5 \Omega$$

对于混频器的 1dB 压缩点，当输入的 RF 功率（电压）较低时，输出的 IF 功率与输入 RF 功率成比例关系。然而，当输入 RF 功率超过一定的量之后，则输入和输出功率就会偏离线性特征，当上述偏离达到 1dB 时所对应的点就可以作为混频器的特性参数，即 1dB 压缩点。因此本实验中，可逐步改变输入 RF 信号的电压值，从而得到对应的输出 IF 信号的幅值，然后在直角坐标系画出变化曲线。

当输入 RF 信号的电压为 $V_{RF} = 0.1 \text{V}$ 时，通过仿真，可得到输出 IF 的电压频谱图如图 3-8 所示。

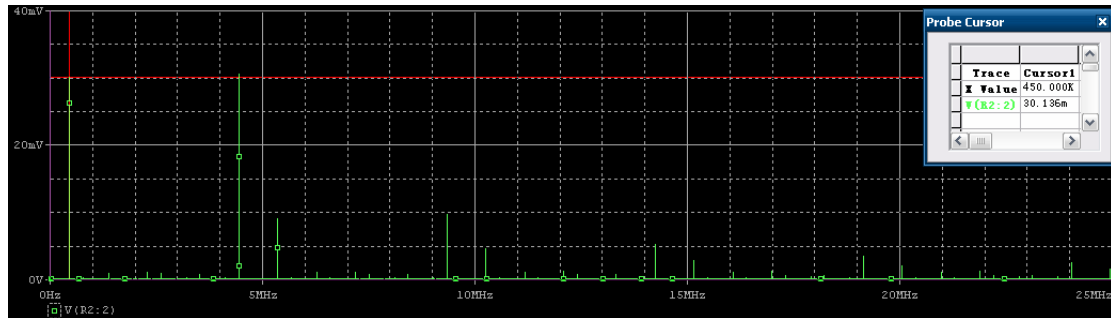
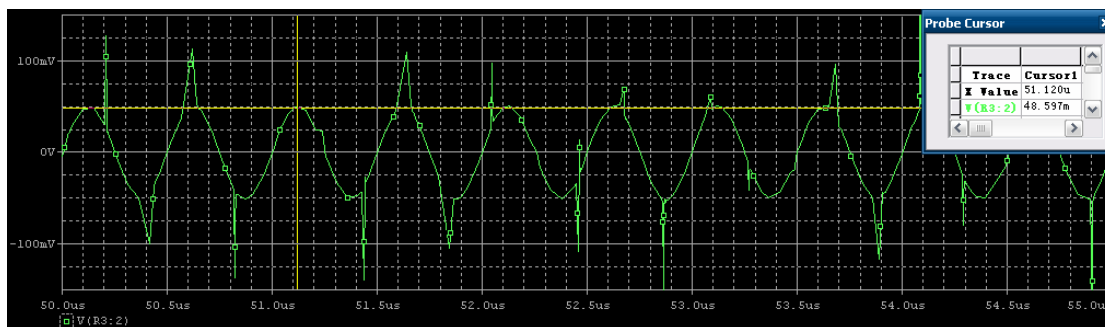
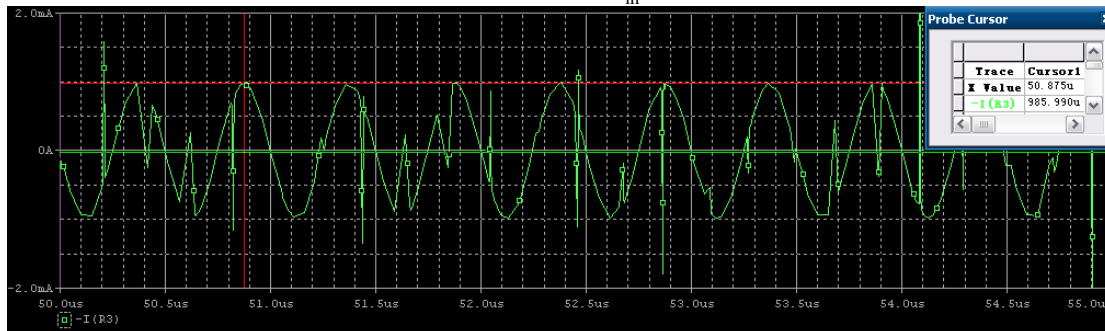


图 3-8 输出 IF 信号的频谱图

由图 3-8 可得输出 IF 的电压值为：

$$V_{IF} = 30.1 \text{mV}$$

RF 端输入的电压 v_{in} 和电流 i_{in} 波形如下图 3-9、图 3-10 所示。

图 3-9 输入电压 v_{in} 波形图图 3-10 输入电流 i_{in} 波形图

由图 3-9 和图 3-10 可得输入电压电流幅值分别为：

$$V_{in} = 48.6\text{mV}$$

$$I_{in} = 986.0\mu\text{A}$$

同理，对于不同的 V_{RF} 的电压值，可得到相应的 V_{in} 、 I_{in} 以及输出 V_{IF} 值，如下表 3-1 所示。

表 3-1 输入\输出电压及电流值

V_{RF} (V)	V_{in} (mV) / I_{in} (mA)	V_{IF} (mV)	V_{RF} (V)	V_{in} (mV) / I_{in} (mA)	V_{IF} (mV)
0.1	48.6/0.99	30.1	1.3	649.6/12.81	395.1
0.3	151.0/2.94	90.5	1.4	685.7/14.20	421.3
0.4	200.3/3.88	120.9	1.5	709.9/15.71	444.1
0.5	247.2/4.90	151.3	1.6	725.9/17.54	462.4
0.6	302.3/5.90	181.5	2.0	761.4/25.05	511.3
0.8	399.9/7.87	243.6	2.5	782.9/34.42	542.9
1.0	497.2/9.79	304.4	3.0	796.1/44.40	561.2
1.1	544.6/10.55	334.9	3.5	810.4/53.64	573.1
1.2	604.2/11.75	365.1	5.0	842.1/83.3	596.1

对于输出中频（IF）功率，有计算公式

$$P_{IF} = \frac{1}{2} \frac{V_{IF}^2}{R_L}$$

对于输入射频（RF）功率，有计算公式

$$P_{\text{in}} = \frac{1}{2} V_{\text{in}} I_{\text{in}}$$

将其功率转化为 dBm 的表达式有

$$\text{dBm} = 10 \log \frac{P(\text{mW})}{1\text{mW}}$$

通过以上表中的数据以及计算公式，在 MATLAB 中编写程序仿真可画出波形图，程序如下所示。

```

函数一：      function y=fun1(vin,Iin)
                y=(1/2)*vin*Iin;
函数二：      function y=fun2(vif)
                y=(1/100)*vif^2;

clear all;
clc;
data1=[0.0486,0.151,0.2003,0.2472,0.3023,0.3999,0.4972,0.
5446,0.6042,0.6496,0.6857,0.7099,0.7259,0.7614,0.7829,0.7
961,0.8104,0.8421]; %Vm(mV)的取值
data2=[0.99,2.94,3.88,4.90,5.90,7.87,9.79,10.55,11.75,12.
81,14.20,15.71,17.54,25.05,34.42,44.40,53.64,83.30];
%Iin(mA)的取值
data3=[30.1,90.5,120.9,151.3,181.5,243.6,304.4,334.9,365.
1,395.1,421.3,444.1,462.4,511.3,542.9,561.2,573.1,596.1];
%VIF(mV)的取值

res1=zeros(1,length(data1));
res2=zeros(1,length(data1));
for i=1:length(data1)
    res1(i)=fun1(data1(i),data2(i));
    res2(i)=fun2(data3(i));
end
res1
res2=res2*10^(-3)
res1=10*log10(res1)
res2=10*log10(res2)
plot(res1,res2);

```

```

grid on;
set(gca,'ytick',[-10 -9 -8 -7 -6 -5 -4 -3 -2 -1 0 1 2 3 4
5 6 7 8 9 10])
set(gca,'xtick',[-10 -9 -8 -7 -6 -5 -4 -3 -2 -1 0 1 2 3 4
5 6 7 8 9 10])
xlabel('Pin(dBm)');
ylabel('Pif(dBm)');

```

通过MATLAB仿真我们可以得到输入、输出功率(dBm)的关系图, 如图3-11所示。

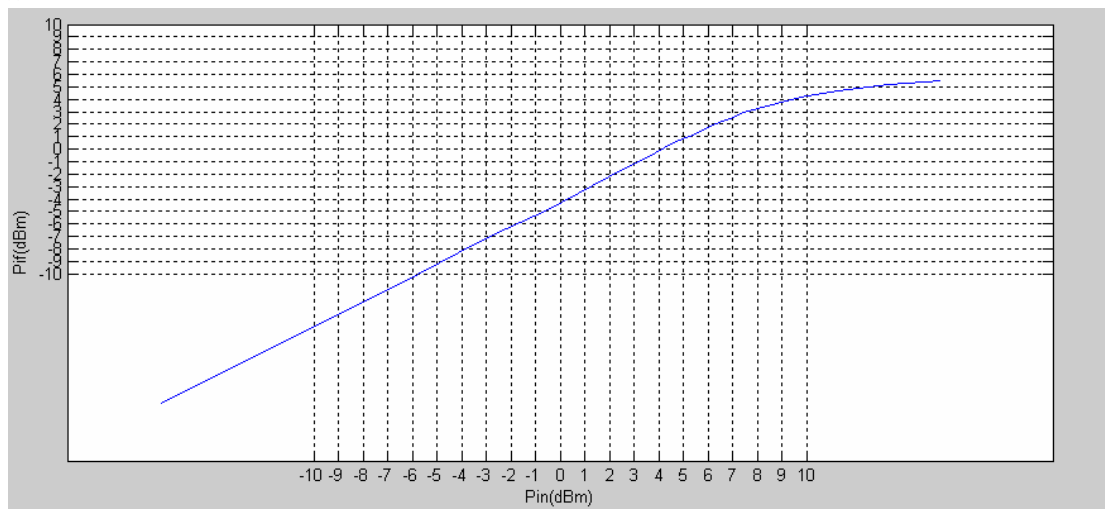


图 3-11 输入\输出功率关系图

由上图可得, 当输入功率超过一定值后, 输入输出曲线就偏离了线性特征, 由图3-11可以粗略的估计出 $P_{in,1dB}(\text{dBm}) = 8.7\text{dBm}$, $P_{IF,1dB}(\text{dBm}) = 3.7\text{dBm}$, 同时根据上图, 可以得到当输入功率为0dBm时的中频输出功率值 $G(0\text{dBm}) \approx -4.2\text{dBm}$:

因为理论计算有

$$P_{IF,1dB}(\text{dBm}) = G(0\text{dBm}) - 1 + P_{in,1dB}(\text{dBm})$$

将 $P_{in,1dB}(\text{dBm}) = 8.7\text{dBm}$, $P_{IF,1dB}(\text{dBm}) = 3.7\text{dBm}$, $G(0\text{dBm}) \approx -4.2\text{dBm}$ 代入上式, 等式基本成立, 因此, 验证了估计结果。

对于混频器的互调失真, 在本实验中只定性的分析当混频器输入端同时作用的两个频率不同的信号时, 输出端的频谱与单信号输入时频谱的区别。

在RF输入端加入两个信号源, 选取两个信号的频率在2MHz左右, 在这里分别选取 $f_1 = 1.9\text{MHz}$, $f_2 = 2.1\text{MHz}$, 为了便于观察输出波形, 其电压幅度为取 $V_{RF} = 2\text{V}$ 。

通过PSpice仿真, 我们可以得到输出端 R_2 上的电压频谱图, 如图3-12所示。

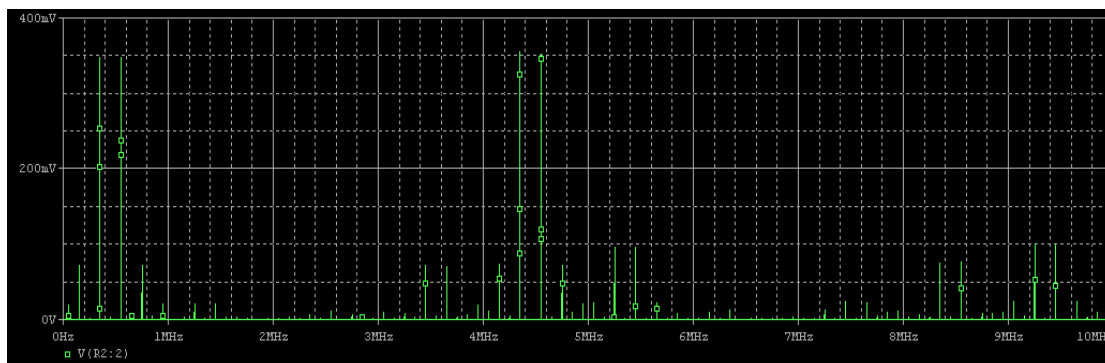
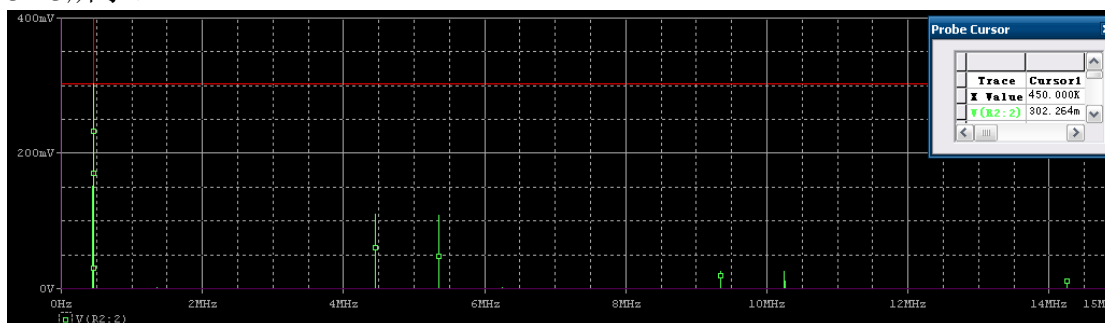


图3-12 输出电压频谱图

由上图可知，在输入端有两个激励信号同时加入到混频器后，在输出的和频和差频附近出现了很多谐波分量，通过改变随着输入信号的电压幅度可以发现，随着输入电压的增大，输出的谐波分量也会增大。

在混频器的性能指标中，有一项重要的指标就是镜像频率干扰，例如在本实验中，因为 $f_{RF} = 2\text{MHz}$, $f_{LO} = 2.45\text{MHz}$, $f_{IF} = 0.45\text{MHz}$ ，则根据镜像频率的概念有镜像频率为 $f_k = f_{RF} + 2f_{IF} = 2.9\text{MHz}$ 。

在RF输入端加入两个激励信号，频率分别为 $f_{RF} = 2\text{MHz}$ ， $f_k = 2.9\text{MHz}$ ，两个信号的电压幅度都选取0.5V，则通过仿真，可以得到输出端的电压频谱如图3-13所示。

图 3-13 R₂ 输出电压频谱图

比较图 3-8 和图 3-13 的频谱图，发现在图 3-12 中，中频 $f_{IF} = 0.45\text{MHz}$ 输出电压幅度有明显的增大，这是应为镜像频率通过混频器后，同样产生了 0.45MHz 的中频信号，使得对于输出造成干扰，因此，一般在通信系统中，混频器的 RF 输入端都会加一个镜像抑制滤波器，滤除镜像频率。

五、实验报告要求

- 1、画出设计电路，标出各元器件数值。
- 2、参考例子模板，给出仿真结果（仿真波形图及有用数值），并说明仿真结果如何验证电路设计的正确性。

实验四 FM 鉴频器的设计与仿真

一、实验目的

- 1、理解和掌握双失谐回路斜率鉴频器的电路组成和工作原理。
- 2、理解和掌握包络检波器的电路组成和设计方法。
- 3、掌握差分输出转化为单端输出的设计方法。

二、实验准备

- 1、学习双失谐回路斜率鉴频器的电路组成和工作原理。
- 2、学习包络检波器的电路组成和设计方法。
- 3、复习差分放大器的工作原理及设计方法。
- 4、认真学习附录相关内容，熟悉电路分析软件的基本使用方法。

三、设计要求及主要指标

- 1、采用二极管完成一个鉴频器的设计。
- 2、设计 FM-AM 变换电路。
- 3、输入调频波，观测鉴频器的输入、输出波形。
- 4、完成双端输出到单端输出的转换。
- 5、载波频率 $f_0 = 2\text{MHz}$ ；载波信号的电压幅度 $V_m = 4\text{V}$ ；调制信号频率 $F = 50\text{KHz}$ ；调频指数 $m_f = 10$ ；

四、设计步骤（以载波频率为 1MHz，调制频率为 30KHz 为例）

1、原理分析

（1）调频波的数学表达式

设调制信号为 $v_\Omega(t) = V_{\Omega m} \cos \Omega t$ ，载波信号为 $v(t) = V_m \cos \omega_0 t$ ，则调频波的表

达式为。

$$v_{FM}(t) = V_m \cos\left(\omega_0 t + \frac{k_f V_{\Omega m}}{\Omega} \sin \Omega t\right) = V_m \cos(\omega_0 t + m_f \sin \Omega t)$$

其中 k_f 为比例常数， m_f 为调频指数，最大的频偏为 $\Delta\omega_m = k_f V_{\Omega m}$ 。

(2) 调频波解调电路（鉴频器）

鉴频器就是使输出信号的电压与输入信号频率相对应的电路。在本实验中，选择调频—调幅调频变换型，这种类型是先通过线性网络把等幅的调频波变换成振幅与调频波瞬时频率成正比的调幅调频波然后用振幅检波器进行振幅鉴波。原理框图如图 4-1 所示。

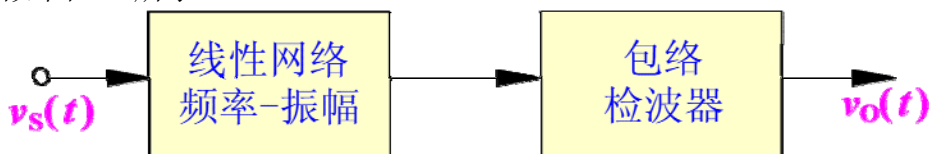


图 4-1 鉴频器的实现框图

对于频率—振幅变换，在本实验中选用双失谐回路斜率鉴频器，此电路可以解决元器件的非线性原因引起的线性范围小的问题，具备电路失真较小，工作频带宽等优点，灵敏度也高于单失谐回路鉴频器。其基本的仿真原理图如图 4-2 所示。

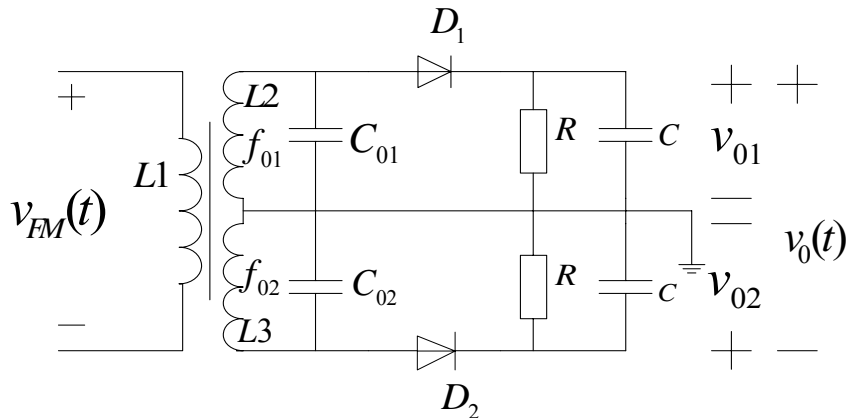


图 4-2 电路原理图

双失谐回路斜率鉴频器的鉴频特性曲线除了与两回路的幅度特性有关外，但主要取决于 f_{01} 和 f_{02} 的配置，若 f_{01} 和 f_{02} 的匹配恰当，两回路幅频特性曲线中的弯曲部分就可相互补偿，合成一条线性范围较大的鉴频特性曲线，否则，配置过大时，合成的鉴频特性曲线就会在 f_0 附近出现弯曲；过小时，合成的鉴频特性曲

线性范围就不能有效扩展，基本频率特性曲线如图 4-3 所示。

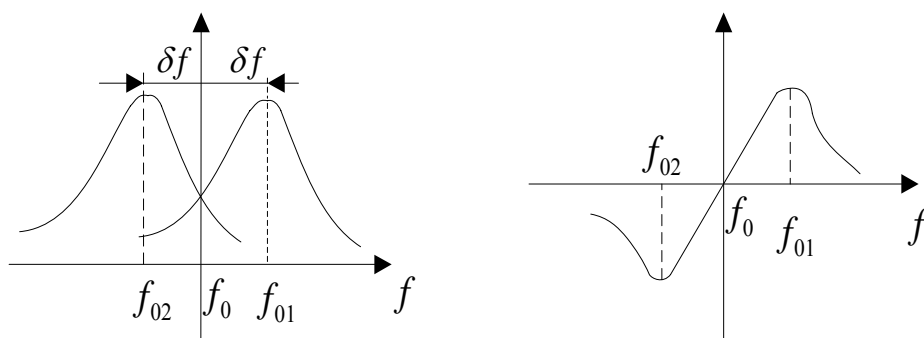


图 4-3 鉴频特性曲线图

成对的失谐应该满足 $f_{01} - f_0 = f_0 - f_{02}$ ，且两组调谐曲线形状应该尽量相同以扩大合成曲线的线性区域 δf 。对于 δf 的选取，则应该满足 FM 信号的最大频偏在鉴频特性曲线的线性区域，即 $\delta f \geq \Delta f_m$ 。

(3) 包络检波器

检波电路是为将调频-调幅波检波，解调出原调制信号的二极管包络检波器，二极管包络检波器是利用二极管的单向导电性和检波器的负载的充放电过程实现检波，所以时间常数的选择很重要，时间常数过大会产生惰性失真；常数太小，高频分量会滤不干净。对于非线性器件，可选择常用的二极管 D1N4148，而 RC 元件的取值原则应满足下面几个条件。

时间常数 $\tau = RC$ 应满足 $RC \gg \frac{1}{f_0}$ ，即低通滤波器的时间常数应远远大于载波

周期。时间常数 $RC < \frac{1}{F}$ ，即低通滤波器的时间常数小于调制信号周期。在工程上，当调幅指数比较小时，一般应用上满足 $F \times RC \leq 0.75$ 。

2、PSpice 中 FM 信号源的选取

在本实验中，直接选取元件库中的 FM 信号源。在 PSpice 的 Source 库中的 VSFFM 元件为单频调频波信号源。其主要参数指标如下：

VOFF：直流基准电压，现在设为 0V；

VAMPL：幅度电压，现在设置为 4V；

FC：载波信号频率，设置为 1MHz；

MOD：调制系数，设置为 10；

FM：被调制信号频率，现在设置为 30KHz；

信号源的内阻为 $R_1 = 20\Omega$ 。

3、双失谐回路斜率鉴频器元件参数选取

(1) 对于两个谐振回路参数设置

两个谐振回路分别谐振于 f_{01} 、 f_{02} ，调频波（FM）的最大频偏可以求得为

$$\Delta f_m = F \times m_f = 30 \times 10 = 300 \text{ KHz}$$

因为要求 $\delta f \geq \Delta f_m$ ，则有 $\delta f \geq 300 \text{ KHz}$ ，为了计算方便，我们选取 $\delta f = 500 \text{ KHz}$ 。从而可得

$$f_{01} = f_0 + \sigma f = 1.5 \text{ MHz}$$

$$f_{02} = f - \sigma f = 0.5 \text{ MHz}$$

在本实验中，选取 L_1 的值为 $10 \mu\text{H}$ ， $L_2 = L_3 = \frac{1}{2} L_1 = 5 \mu\text{H}$ ，则根据 $\omega L = \frac{1}{\omega C}$ 计算可得：

$$C_1 = 2.25 \text{ nF}$$

$$C_2 = 20.26 \text{ nF}$$

(2) 检波电路参数设置

因为载频为 $f_0 = 1 \text{ MHz}$ ， $F = 30 \text{ KHz}$ 。我们首先选取 $R = 1 \text{ K}\Omega$ ，对于电容值的选取应满足上述条件。

由 $F \times RC \leq 0.75$ 计算可得 $C \leq 25 \text{ nF}$ ，当选取 $C = 20 \text{ nF}$ 时，计算可得到满足关系式 $\frac{1}{f_0} \ll RC < \frac{1}{F}$ ($\tau = RC = 2 \times 10^{-5} \text{ s}$)

所以选取

$$R = 1 \text{ K}\Omega \quad C = 20 \text{ nF}$$

4、FM 解调部分电路图

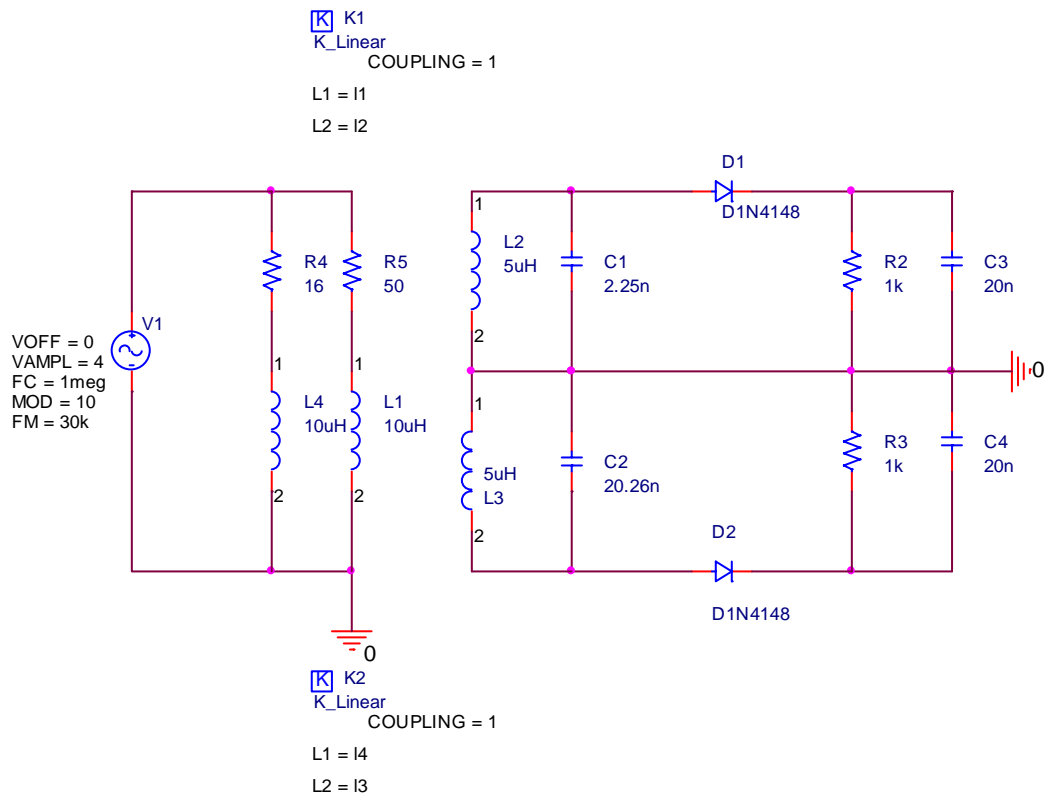


图 4-4 FM 解调部分电路图

图中 FM 信号通过两个线圈 L_1/L_4 分别耦合到右边上下两个失谐回路中，同

时也将各自电阻 R_4 、 R_5 耦合过去，由于为扩大双失谐回路合成鉴频曲线的线性范围，要求双失谐回路形状尽可能相似，即有载品质因子应尽可能相同，根据并联谐振回路有载品质因子计算公式：

$$Q_e = \sqrt{\frac{L}{C}} R$$

由于两个回路中电感量一样，因此要求上下两个回路的电阻阻值应满足

$$\frac{R_5}{R_4} \approx \sqrt{\frac{C_2}{C_1}}$$

且若谐振回路的 Q 值过大，这合成鉴频曲线的线性范围较小，为了实现线性鉴频，应限制 $\Delta\omega_m < BW_{0.7}/4$ ，最后经过反复调整确定如图中所示阻值。

仿真可得到信号源 V_1 的波形如图 4-5 所示。

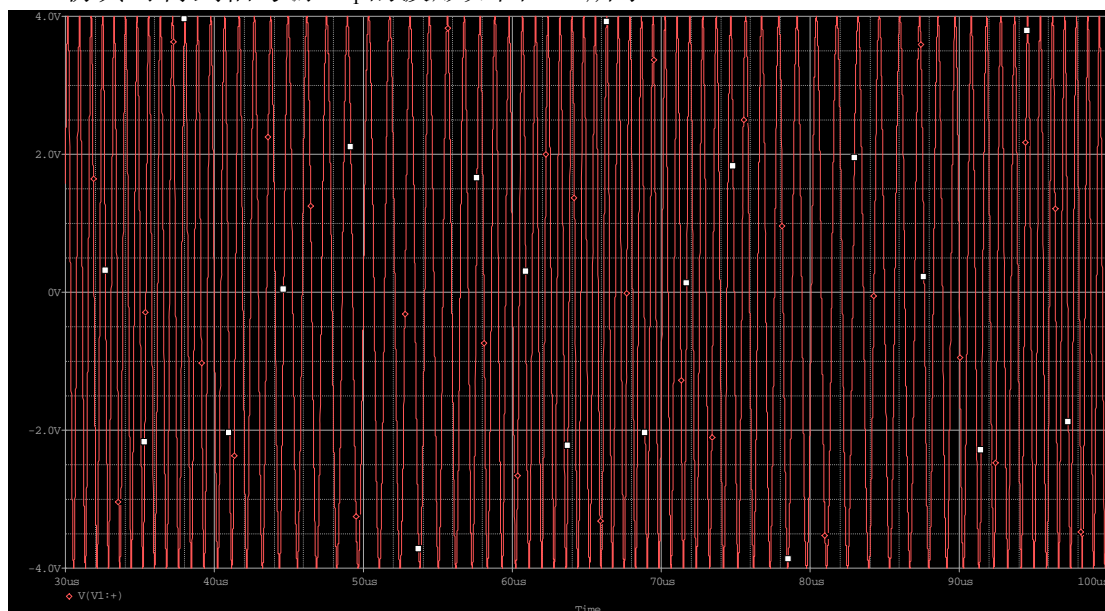


图 4-5 调频波波形图

通过两个失谐的谐振回路后，将会转化为 AM-FM 信号，仿真结果如图 4-6 所示。

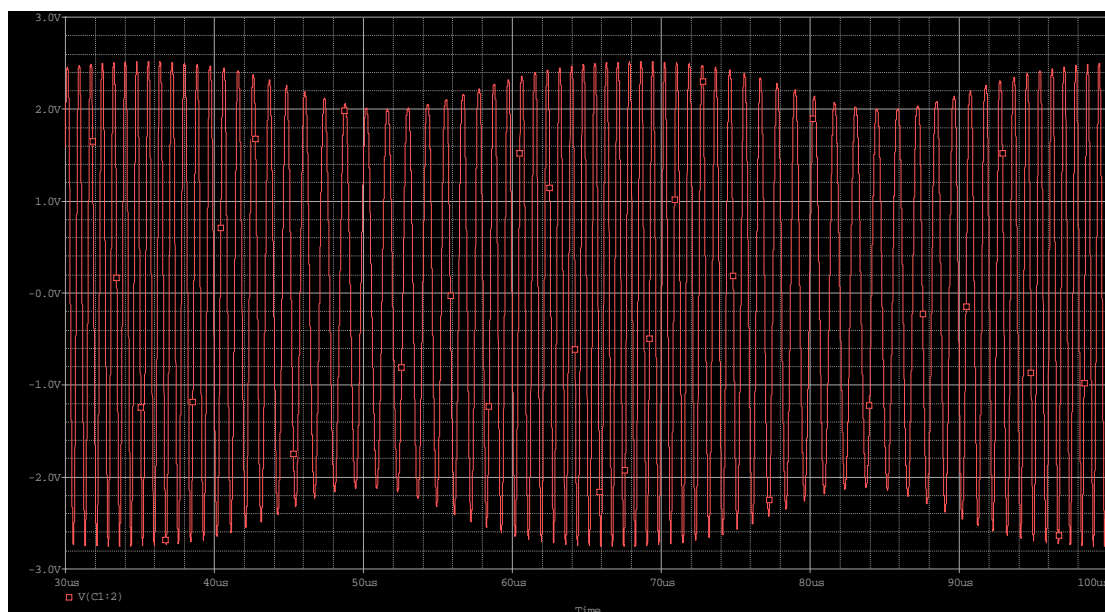


图 4-6 AM-FM 信号波形

对于 AM-FM 信号，通过二极管包络检波后，将后输出与 AM-FM 信号包络一致的波形，即进行了解调。仿真可得到最终输出信号的波形图如图 4-7 所示。

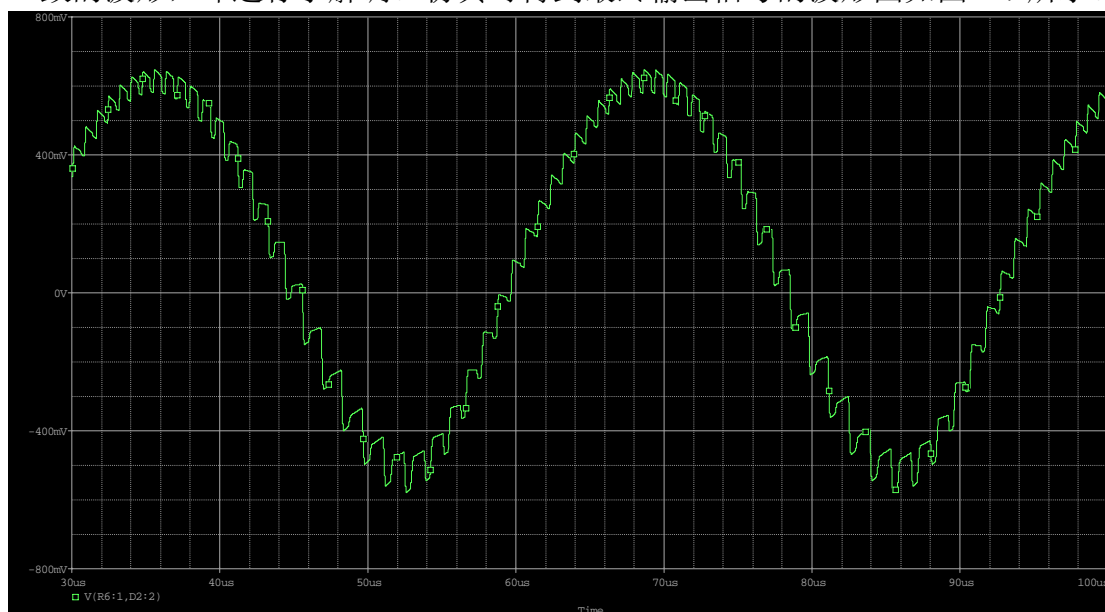


图 4-7 解调输出波形图

由图 4-7 可得到，解调输出基本为周期为 30KHz 的正弦波。为了得到更为平滑的正弦波，在解调输出再加入一个低通滤波器，因为解调出来的调制信号频率为 30KHz，所以在输出端加入一个截止频率为 50KHz 的 RC 低通滤波器即可。

因为 RC 的低通滤波器的截止频率为 $2\pi f_c = \frac{1}{RC}$ ， $f_c = 50\text{kHz}$ ，我们选取 $R = 1\text{k}\Omega$ ，则计算可得电容值为

$$C = 3.2\text{nF}$$

最终形成到仿真原理图如图 4-8 所示。

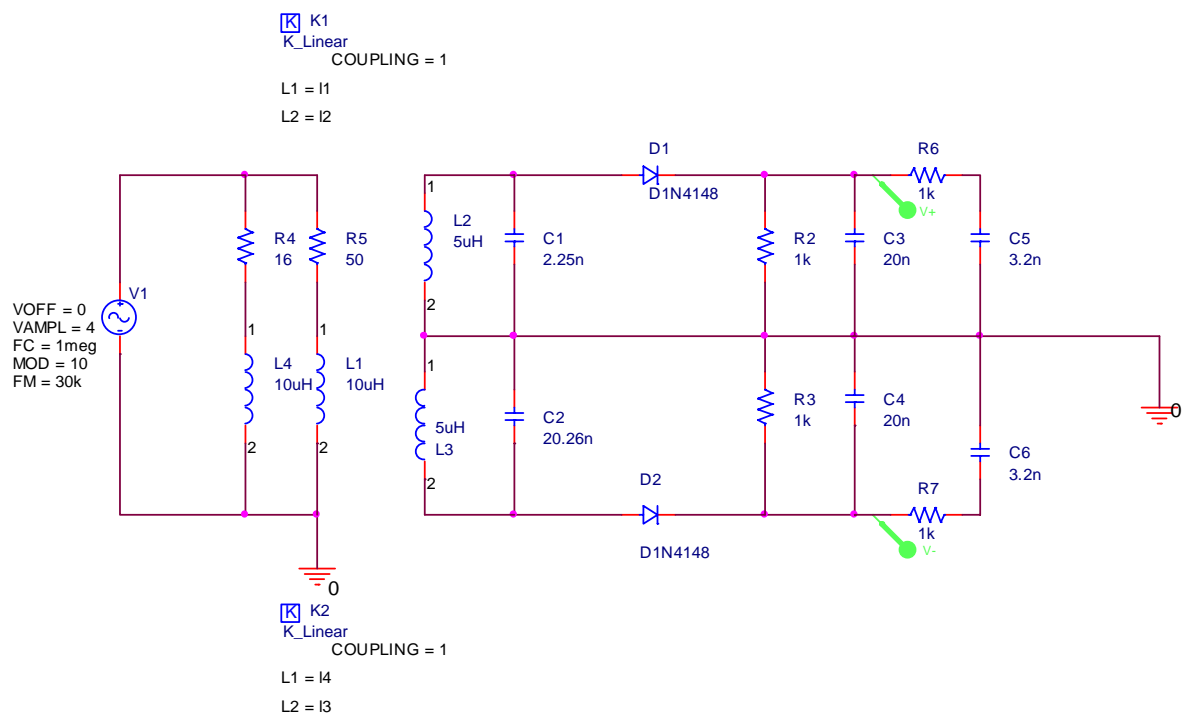


图 4-8 加入选频网络后的 FM 解调部分电路图

通过仿真可得到输出的波形图如图 4-9 所示。

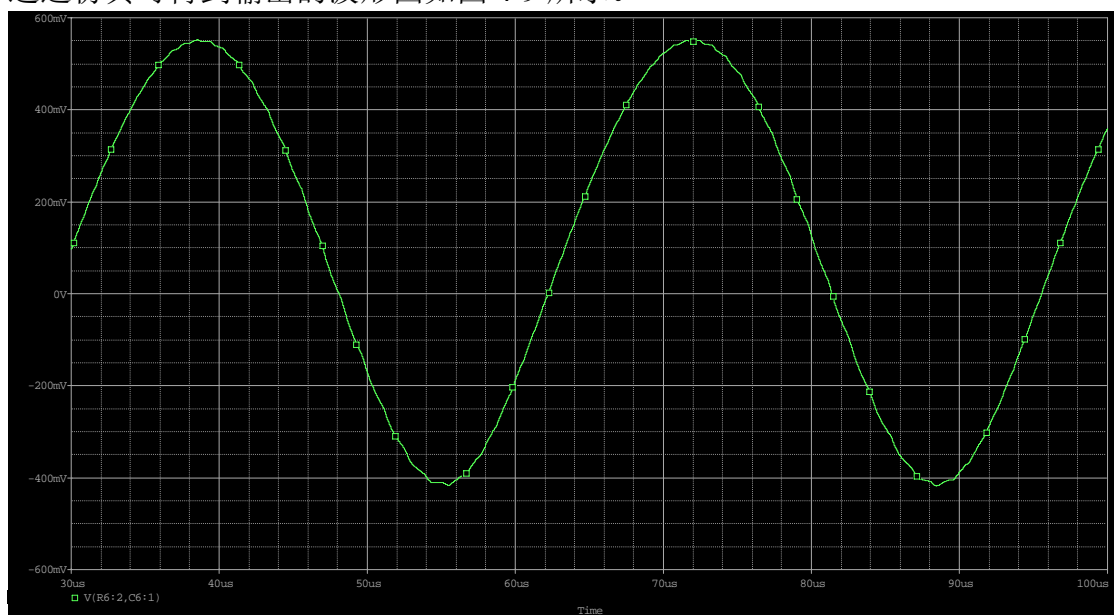


图 4-9 经过低通滤波器后的解调波形

5、差分输出转化为单端输出

由于以上分析的电路图的输出均为两端口的差分输出，在具体的应用中有一定的限制。因此，通常会将差分输出转化为单端输出，对于差分与单端结构的转换可以利用线圈，也可以利用差分运算放大电路实现。在本设计中，采用运算放大器进行转换。

设计中选取常用的线性运算放大器 TL084（在 PSpice 的 OPAMP 元件库中），来设计差动放大器（注意：TL084 为双电压供电）。关于差动放大器，主要是将

反相、正相放大器结合起来，即可实现两个输入的差动放大电路，基本原理图如图 4-10 所示。

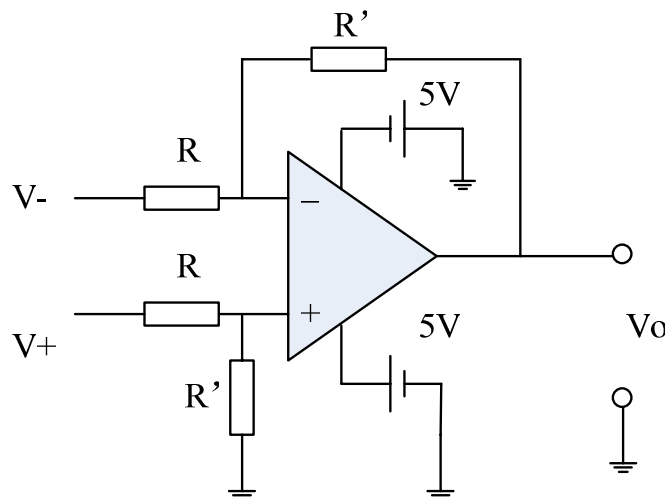


图 4-10 差动放大器构成

在图 4-10 中，选取 $R=1\text{K}\Omega$ ， $R'=2\text{K}\Omega$ ，则有输入与输出的关系为：

$$v_o = \frac{R'}{R}(v_+ - v_-) = 2(v_+ - v_-)$$

将变换网络加入到设计电路中，可以得到最终的仿真电路原理图如图 4-11 所示。

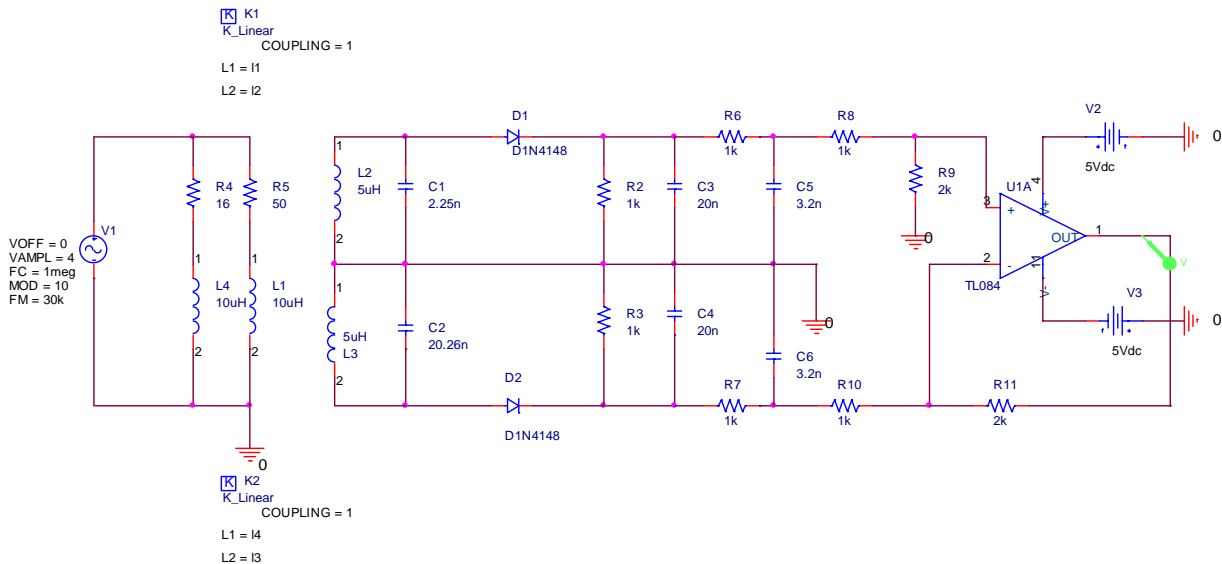


图 4-11 系统整体电路图

通过 PSpice 仿真，可得到输出的电压波形如图 4-12 所示。

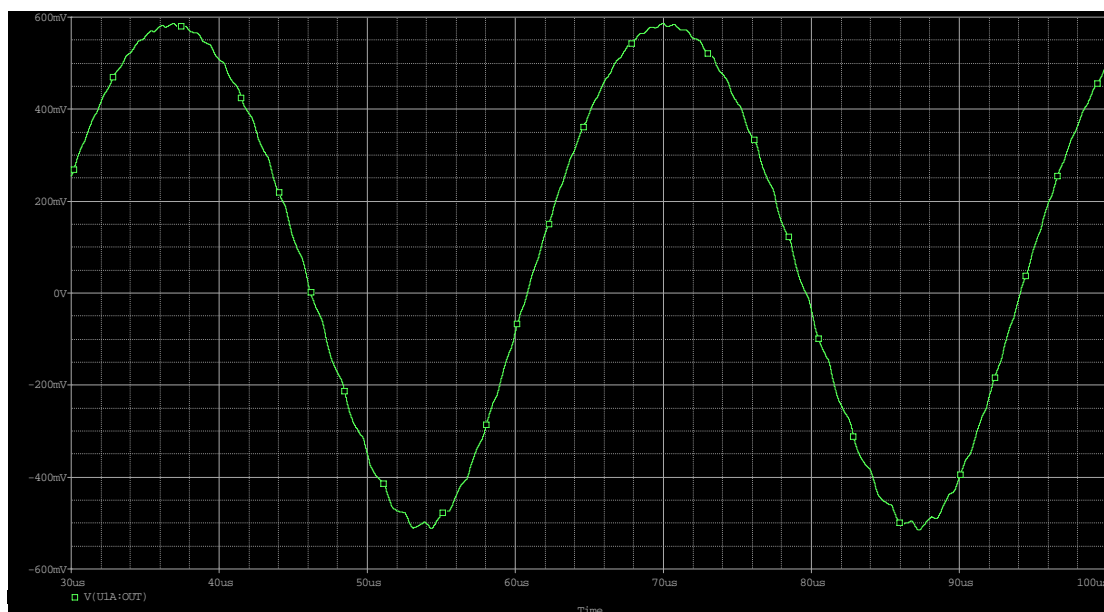


图 4-12 运放输出电压波形

由图 4-12 可知通过差分运算放大电路，可以将差分输出转化为单端输出，并且比较图 4-9 与图 4-12，可以看到，输出电压幅度增加 2 倍，与实际相吻合。

五、实验报告要求

- 1、画出设计电路，标出各元器件数值。
- 2、参考例子模板，给出仿真结果（仿真波形图及有用数值），并说明仿真结果如何验证电路设计的正确性。

附录 OrCAD/PSPICE 使用简介

1. 概述

随着计算机技术的迅速发展。计算机辅助设计（CAD：Computer Aided Design）技术已渗透到电路围生成、逻辑模拟、电路分析、优化设计、最坏情况分析、印制板设计等电子线路设计的各个领域，已成为提高电子线路和系统设计的速度和质量的不可缺少的重要工具，众多CAD开发设计工具相继问世。其中，OrCAD公司与开发PSpice（Personal Computer SPICE）软件的MicroSim公司实现了强强联合。在电子设计领域得到广泛应用的OrCAD软件包和PSpice软件也随之集成在一起，构成了一个在微机上运行的电子CAD软件系统，在电路性能分析、优化设计以及特性数据库等诸多方面均表现出优良的性能，成为目前市场上比较成熟的模拟电路计算机辅助设计软件。

2. OrCAD/PSpice 软件系统及其功能简介

2.1 软件系统组成及功能

OrCAD 软件系统包括四大部分：OrCAD/capture，OrCAD/PSpice，OrCAD/Layout和OrCAD/Express。各部分软件的主要功能如下：

（1）**OrCAD/Capture**：这是一个电路原理图设计软件，它可生成各类模拟电路、数字电路和数/模混合电路。

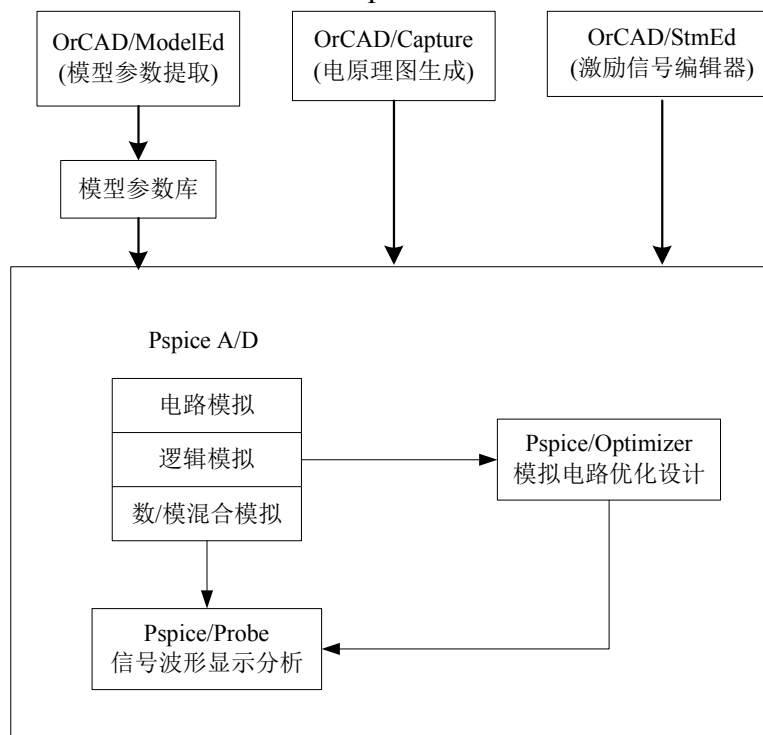
（2）**OrCAD/PSpice**：这是一个电路仿真软件，它可对由Capture生成的电路原理图中的模拟电路、数字电路、以及数/模混合电路进行仿真，针对不同输入信号条件下电路系统的时间响应、瞬态响应、频率响应、灵敏度、噪声等有关参量进行分析，并对其进行优化。

（3）**OrCAD/Layout**：这是一个印刷电路版图设计软件，它可以将Capture生成的电路原理图，通过自动布线或手动布线的方式，转为可用于制版的印刷电路版图（PCB）。

（4）**OrCAD/Express**：这是一个逻辑仿真软件，它可对由Capture生成的数字电路进行从门级模拟，一直到VHDL综合和仿真。

针对通信（电子）电路上机实验课程要求，在这里只介绍OrCAD/Capture和OrCAD/PSpice这两种软件的最基本用法。

OrCAD/Capture是一种能以人机交互图形编辑方式在屏幕上绘制电路原理图的电路图设计软件，Capture不但可以与PSpice A/D配套使用，同时也是PLD设计和PCB设计的基础。附图1所示为Capture与其它配套软件的关系。



附图 1 PSpice A/D 的配套功能软件

OrCAD/PSpice A/D是一种模、数混合电路的仿真软件，它具有下列功能：

- 直流、交流和瞬态分析。可以针对不同输入信号的输出结果进行测试。
- 元器件参量、蒙特卡罗、灵敏度及最坏情况分析。可以分析元器件值改变时，电路的状态有何不同。
- 数字最坏定时状态分析（Digital worst-case timing analysis）。可用于分析慢信号和快信号混合传输时的“定时问题”。

利用 Orcad/PSpice 进行电路设计过程如附图 2 所示：

2.2 PSpice A/D 电路特性分析功能

以下对我们实验中所要用到的 PSpice A/D 的分析功能进行简要介绍：

一、直流分析（DC Analysis）

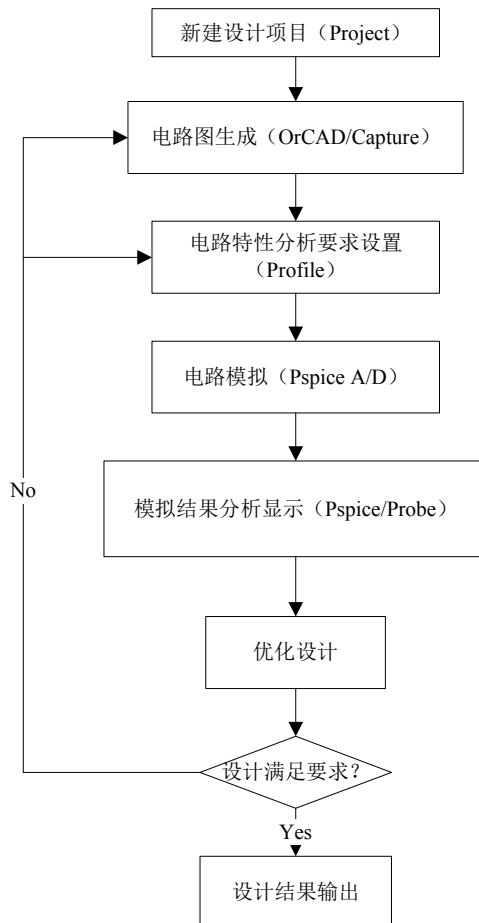
直流分析包括电路的静态工作点分析；直流小信号传递函数值分析；直流扫

描分析；直流灵敏度分析。

（1）静态工作点分析（Bias point detail）

在进行静态工作点分析时，电路中的电容全部开路，电感全部短路，分析结果包括电路中每个节点的电压值（相对参考点）和电流值，以及在此工作点下有源器件的模型参数。

（2）直流传输特性分析（TF: Transfer Function）



附图 2 电路设计过程

分析电路在直流小信号输入条件下，输出变量与输入变量的比值，输入阻抗和输出阻抗也作为直流分析的一部分被计算出来。进行此项分析时电路中不能有隔直电容。

（3）直流扫描分析（DC Sweep）

直流扫描分析可以做出各种直流特性转移曲线。输出变量可以是电路中某节点电压或电流，输入变量可以是独立电压源、独立电流源、温度、元器件模型参数或通用参数（用户可以自己定义）。

（4）直流灵敏度（DC Sensitivity）

在直流小信号输入条件下，定量分析和比较电路特性对每个电路元器件参数的敏感程度。灵敏度分析结果以归一化的灵敏度值和相对灵敏度形式给出。

二、交流分析 (AC Analysis)

包括交流扫描和噪声分析。在交流分析中,程序首先计算电路的静态工作点,确定电路中所有非线性器件的交流小信号模型参量,然后根据用户所指定的频率范围对电路进行仿真分析。

(1) 交流扫描 (AC Sweep)

在工作点确定条件下,对电路在一定频率范围内作小信号分析,获得传递函数(例如电压增益、幅频和相频曲线等)。

(2) 噪声分析 (Noise)

由此可以分析每个确定频率点的以下结果:

- 1) 每一噪声源对输出噪声的影响;
- 2) 输出端噪声的均方值;
- 3) 等效输入噪声。

三、瞬态和傅里叶分析

(1) 瞬态分析 (Transient)

瞬态分析属于时域分析,利用它可以分析电路中的电压、电流或数字状态随时间的变化。

(2) 傅里叶分析 (Fourier)

傅里叶分析属于频域分析。在输入正弦信号条件下,得出系统输出信号中的直流分量、各次谐波分量、以及非线性谐波失真系数等。

另外还有元器件参量分析、温度分析以及蒙特卡罗分析和最坏情况分析等,不作本实验课的要求,因此不在这里介绍。

2.3 元器件类型及表示

PSpice A/D 支持的常用元器件类型如下:

- 基本无源元件,如电阻、电容、电感、互感、传输线等;
- 常用的半导体器件,如二极管、三极管、结型场效应管、MOS 场效应管、GaAs 场效应管、绝缘栅双极晶体管(IGBT);
- 独立电压源和独立电流源;
- 各种受控电压源、电流源及受控开关;
- 基本数字逻辑单元,包括门电路、传输门、延迟线、触发器、RAM、ROM 等;
- 常用的单元电路,如运算放大器。

附表 1 元器件字母代号对应表

字母代号	元器件类别	字母代号	元器件类别
B	GaAs 场效应管	N	数字输入
C	电容	O	数字输出
D	二极管	Q	双极晶体管
E	受电压控制的电压源	R	电阻
F	受电流控制的电流源	S	电压控制开关
G	受电压控制的电流源	T	传输线
H	受电流控制的电压源	U	数字电路单元
I	独立电流源	U STIM	数字电路激励信号源
J	结型场效应晶体管 (JFET)	V	独立电压源
K	互感(磁芯)、传输线耦合	W	电流控制开关
L	电感	X	子电路
M	MOS 场效应晶体管 (MOSFET)	Z	绝缘栅双极场效应管 (IGBT)

常用的元器件符号库如下：

一、商品化的元器件库

➤ 以元器件类型为库文件名

如：74 开头表示 TTL74 系列，CD4000 表示 CMOS4000 系列电路，BIPOLAR 表示双极型晶体管，OPAMP 表示运放。

➤ 库文件名中包含公司名

如：SIMENS，MOTOR。

二、常用非商品元器件库

➤ ANALOG 库：模拟电路中的各种无源元件,如电阻、电容、电感等；

➤ BREAKOUT 库：PSpice 对电路作统计分析时用；

➤ SOURCE 库：PSpice 要用到的各种电源符号及激励信号；

➤ SOURCESTIM：若激励信号源的信号波形用 StmED 模块设置，则信号源符号从 SOURCESTIM 库中调用；

➤ SPECIAL 库：在进行某些类型电路特性分析及在电路分析中进行某些特殊处理时要用到的符号；

➤ CAPSYM 库：在选择 Place 主菜单命令放置电源符号 (Power)、接地符号 (Ground)、电连接标识符 (Off-Page Connector)、分层电路中的框图端口 (Hierarchical Port)、图纸标题 (Title Block) 涉及到该库。

附表 2 数值单位符号表示

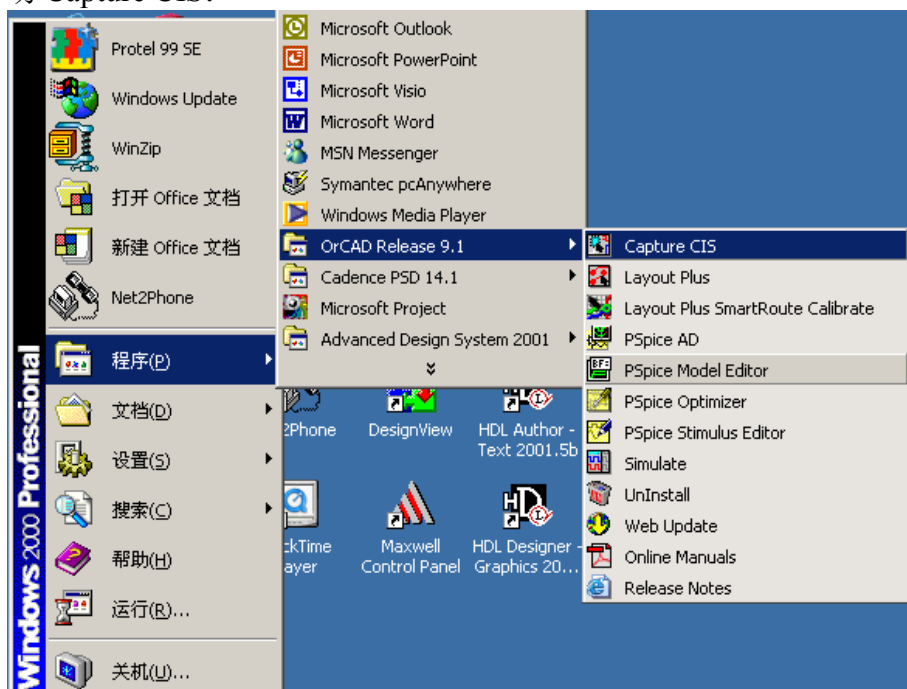
符号	比例因子
F	10^{-15}
P	10^{-12}
N	10^{-9}
U	10^{-6}
MIL	25.4×10^{-6}
M	10^{-3}
K	10^{-3}
MEG	10^{-6}
G	10^{-9}
T	10^{-12}

3. 利用Capture软件输入电路原理图

3.1 新工程创建

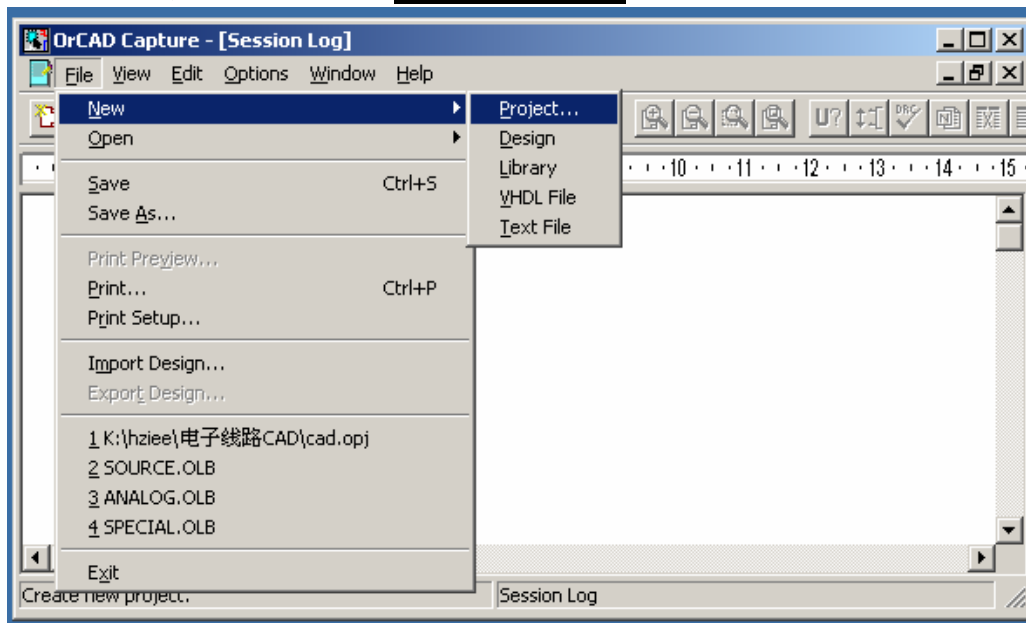
Capture是OrCAD软件中的电路输入软件，利用它可以通过电路图和HDL语言二种方式输入所需设计的电路原理图，这里主要介绍电路图输入方式。下面介绍Capture软件的使用方法。

一、启动 Capture CIS:



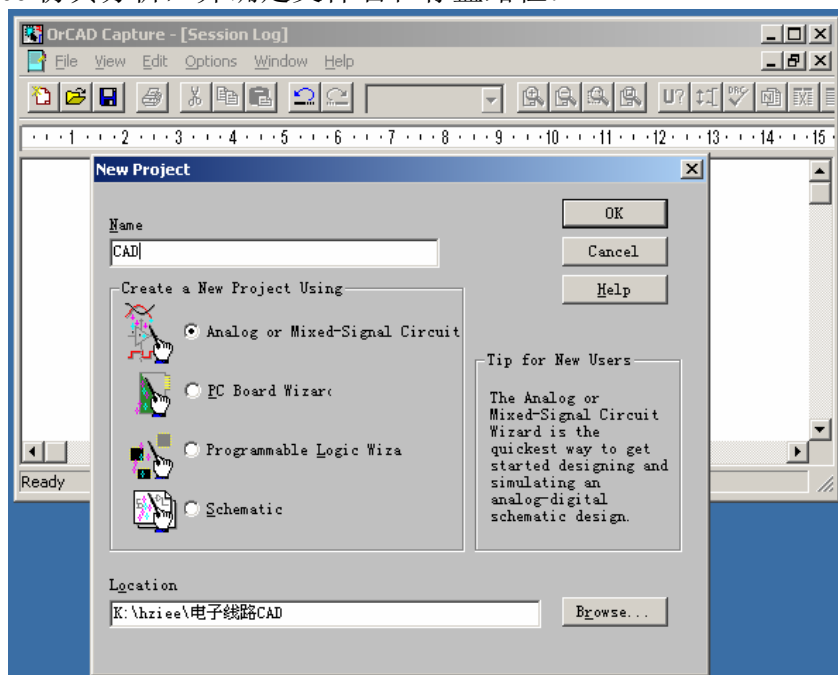
附图 3 启动 Capture 软件

二、新建设计项目，通过选择 **File/**N**ew/**P**roject** 进入：



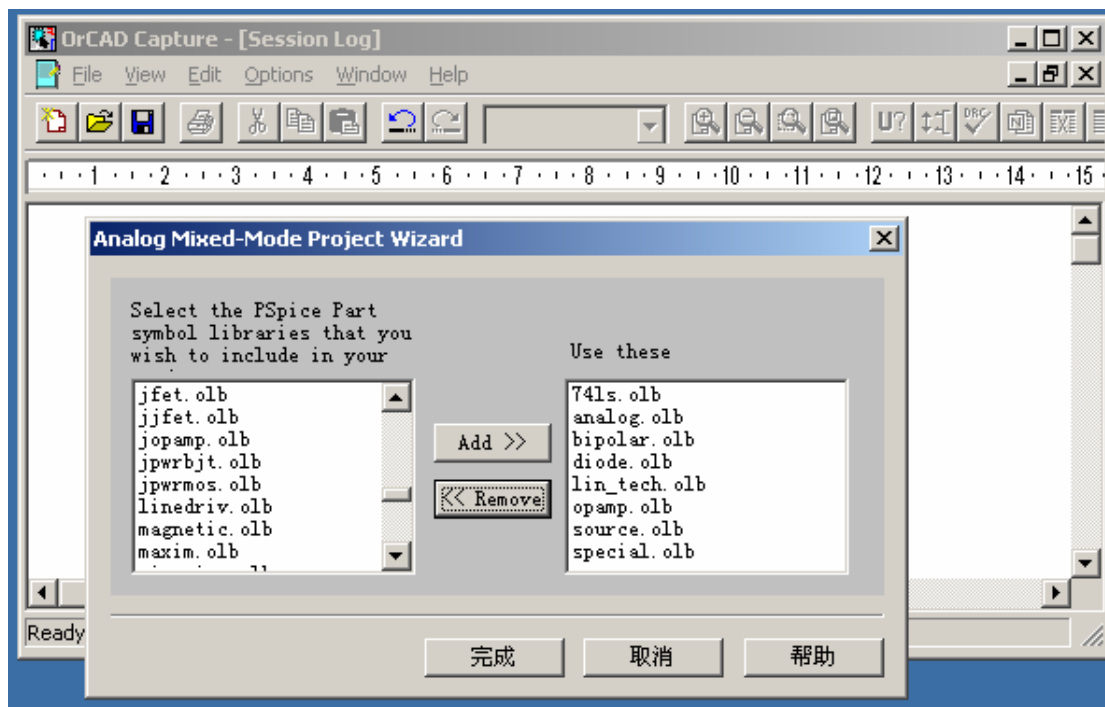
附图 4 新建工程

三、选择 Project 类型时必须选 **Analog or Mixed-signal Circuit**，否则无法进行 PSpice 仿真分析，并确定文件名和存盘路径：



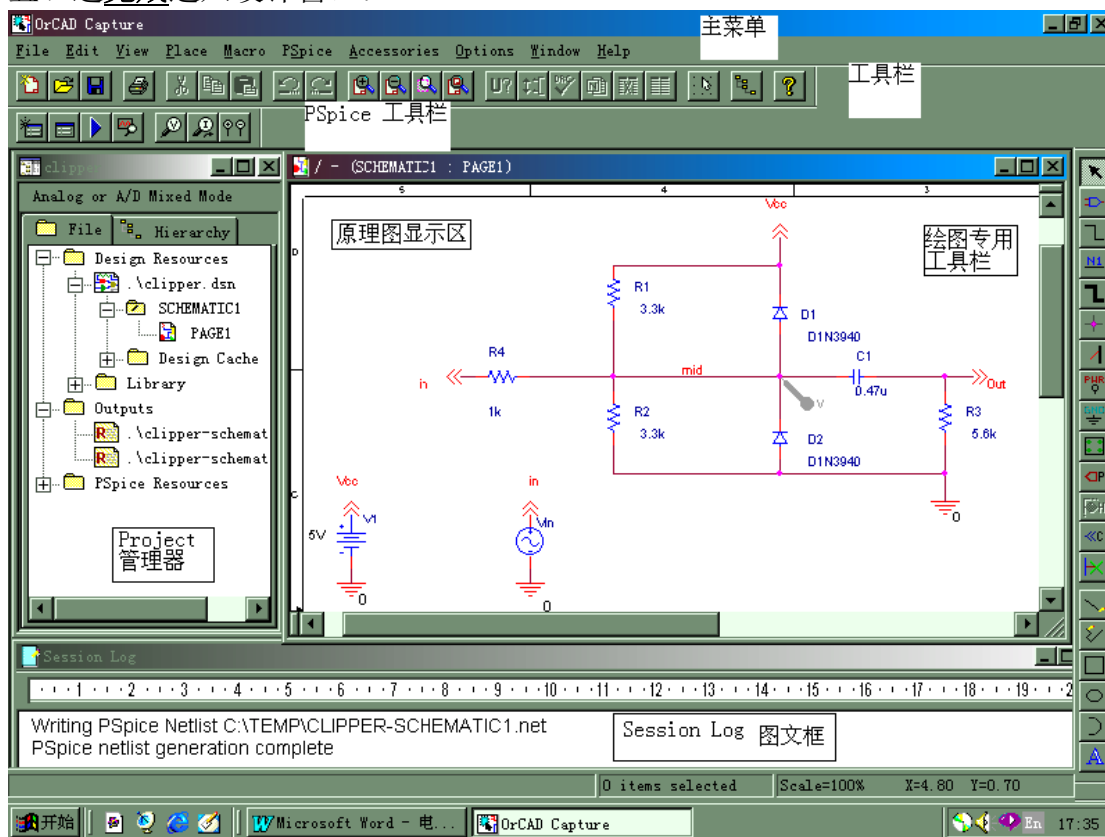
附图 5 新建工程对话框

四、选择必要的元器件库（以后也可添加，添加完成之后下次启动无需再次添加）：



附图 6 元器件库添加对话框

五、选完成进入设计窗口：




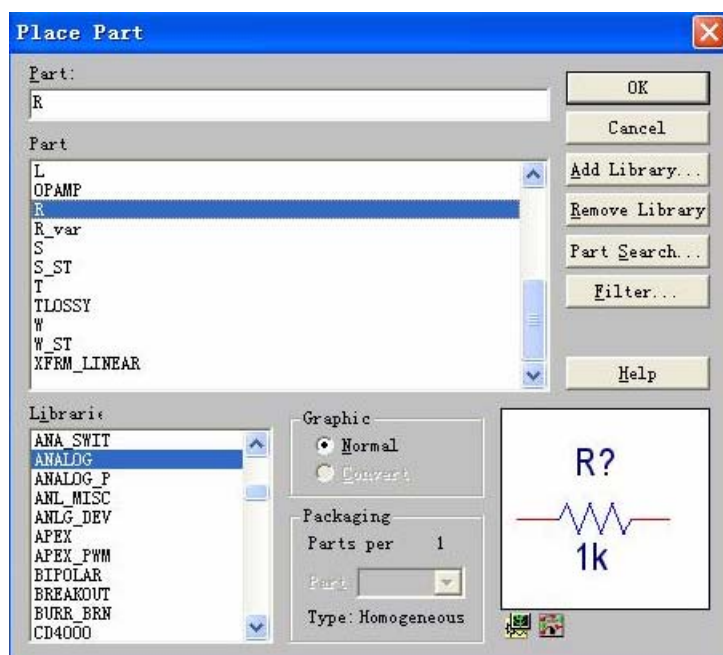
附图 7 Capture 图文窗口及电路原理图例（文件名 Clipper）

3.2 原理图绘制


至此，可以进行原理图设计。完成一张完整的电路原理图所需操作说明如下：

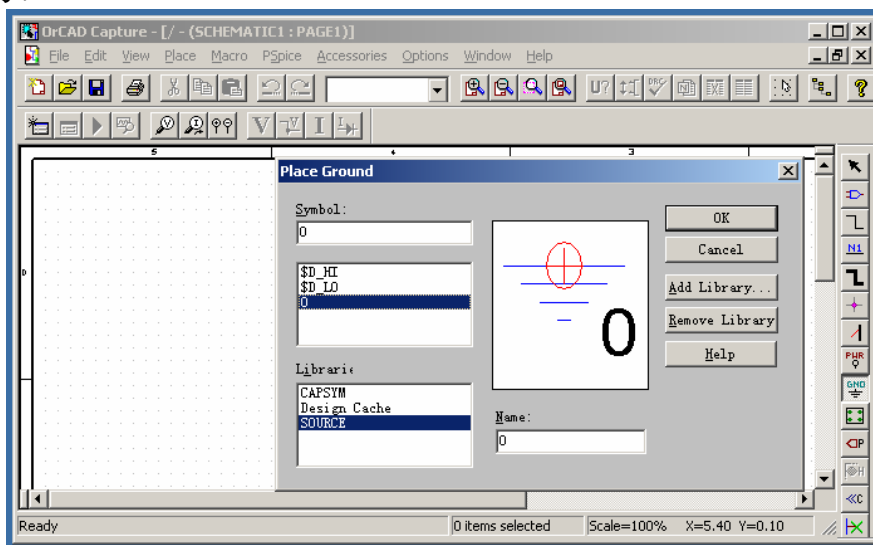
一、元器件放置

激活绘图工具栏中的“Place Part”键，弹击Place Part对话框，如附图8所示，在libraries栏中选择对应的元器件库，并在Part栏中选择所需元器件，点击“OK”键，将元器件拖曳至合适位置处，击鼠标左键放置。点击鼠标右键，则可进行旋转等操作。放置完毕，击鼠标右键，选“End Mode”或按Esc键，结束放置过程。




附图 8 元器件放置对话框

需要特别注意的是，接地一定要激活绘图工具栏中的“Place Ground”键，选 0 符号：



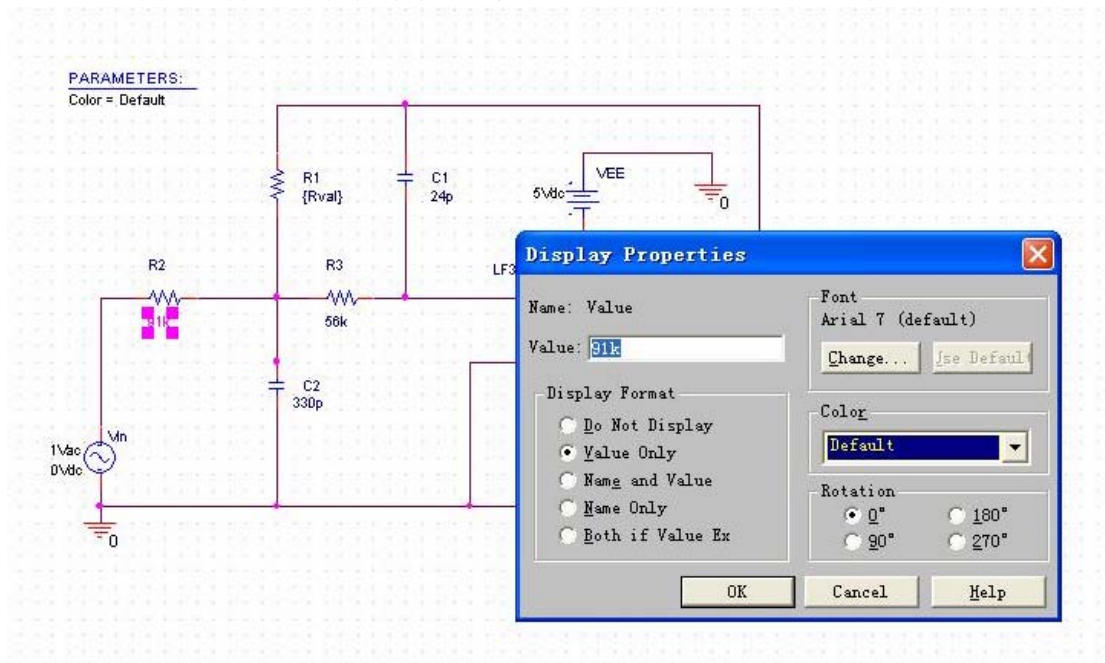
附图 9 地线放置对话框

二、连线

激活绘图工具栏中的“Place Wire”键，分别将各元器件连接。

三、给各元器件赋值

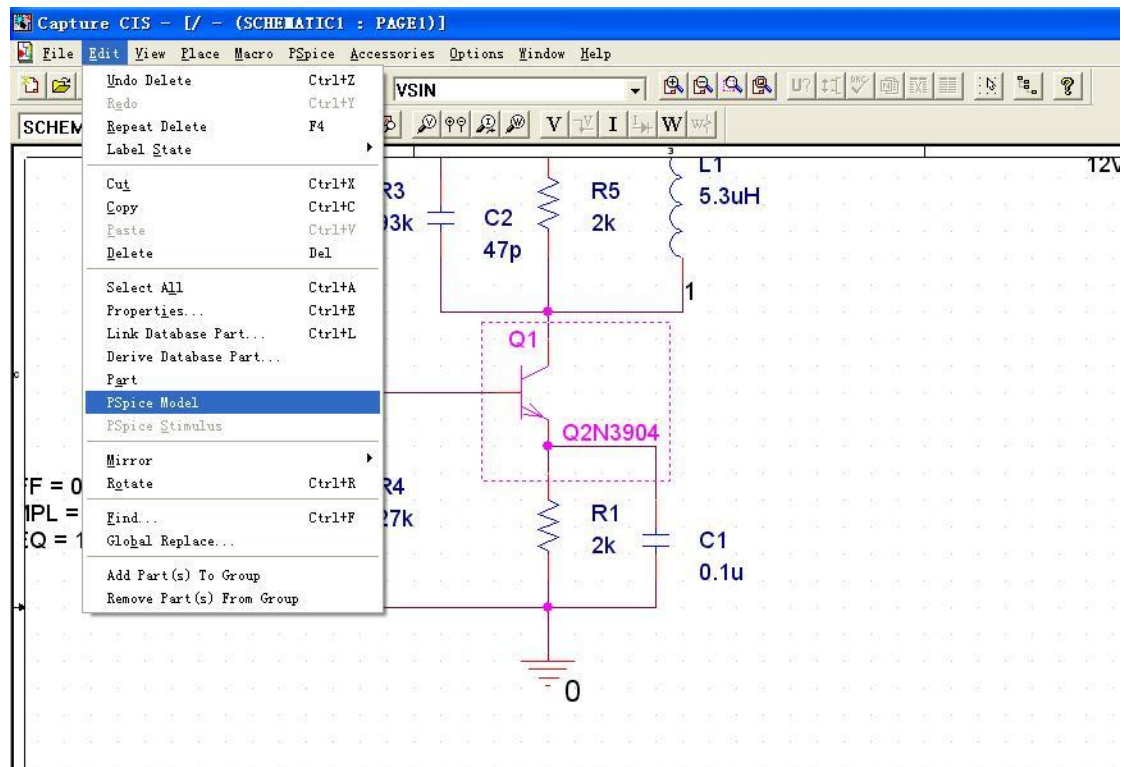
双击个元器件的缺省值数值，弹出对话框，键入新的取值。



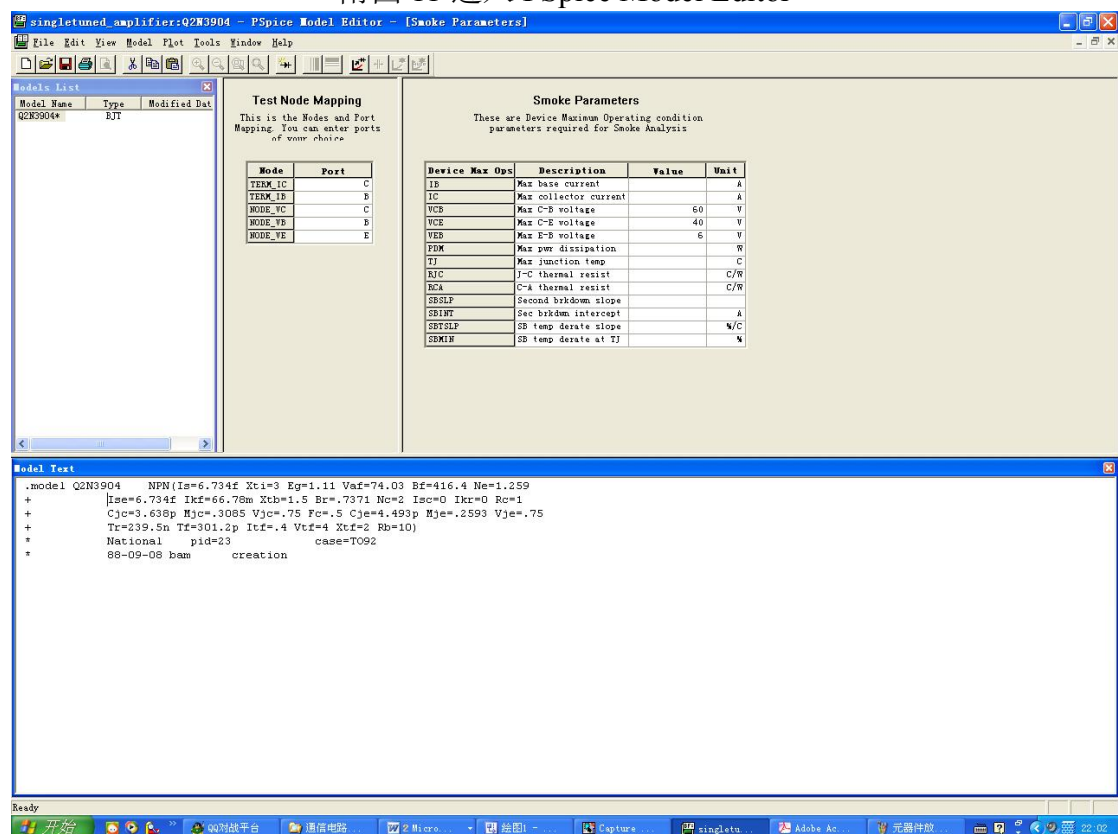
附图 10 元器件赋值

四、元器件 PSpice 模型修改

在对实际电路的分析仿真过程中，经常会碰到有的元器件没有存在于软件自带的 PSpice 模型库中，或者有的元器件说明书上标出的参数数值与软件 PSpice 模型库中元器件模型有较大出入。为使仿真更接近真实情况，设计人员可提供对元器件的 PSpice 模型参数进行修改，取代以真实电路中元器件的参数值。具体做法是，鼠标点中所需要修改的元器件，然后在 **Edit** 菜单下选择 **PSpice Model**，如图所示，进入 PSpice 模型编辑（PSpice Model Editor）界面。在 Model Text 栏里可以修改参数值。



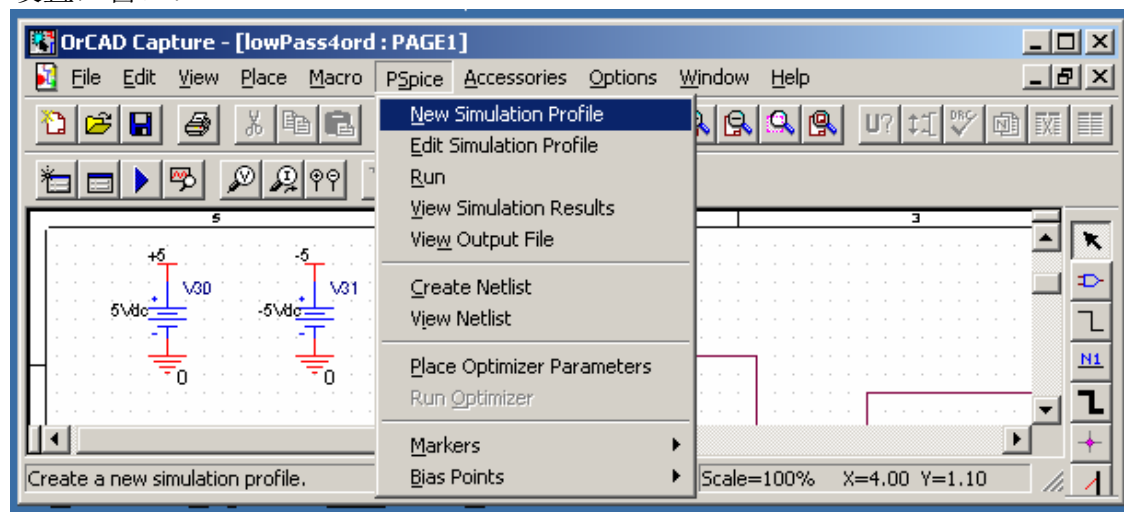
附图 11 进入 PSpice Model Editor



附图 12 PSpice Model Editor 界面

4. 利用 PSpice A/D 对电路的特性进行分析

完成原理图输入后，就可以对其电路特性进行分析。首先必须在 **PSpice** 菜单下新建 Simulation Profile(模拟模式文件)文件，弹出 Simulation Settings（模拟设置）窗口：



附图 13 创建新的 Simulation Profile

然后一般需要按照以下三个步骤进行设置、仿真和运行分析：

- (1) 设置合适的激励源；
- (2) 设置所分析参量的变化范围；
- (3) 利用探针probe分析和显示模块显示分析结果。

下面主要介绍直流分析、交流分析以及瞬态分析的设置与流程。

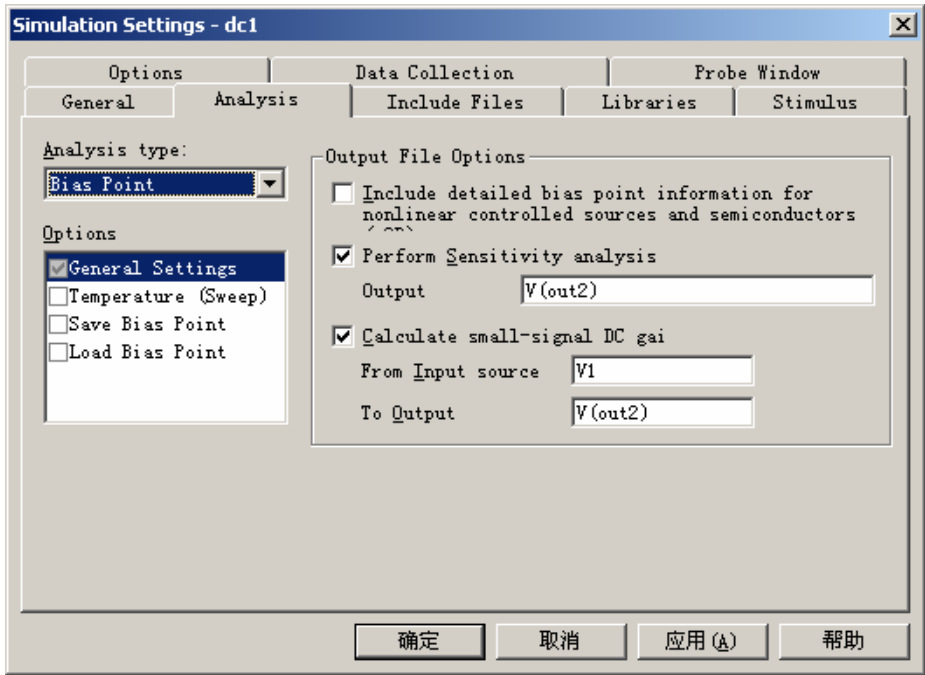
4.1 直流（DC）分析

DC 分析包括 4 类：

- (1) 直流工作点分析（Bias Point Detail）
- (2) 直流灵敏度分析（DC Sensitivity）
- (3) 直流传输特性分析（Transfer Function ）
- (4) 直流扫描分析（DC Sweep）

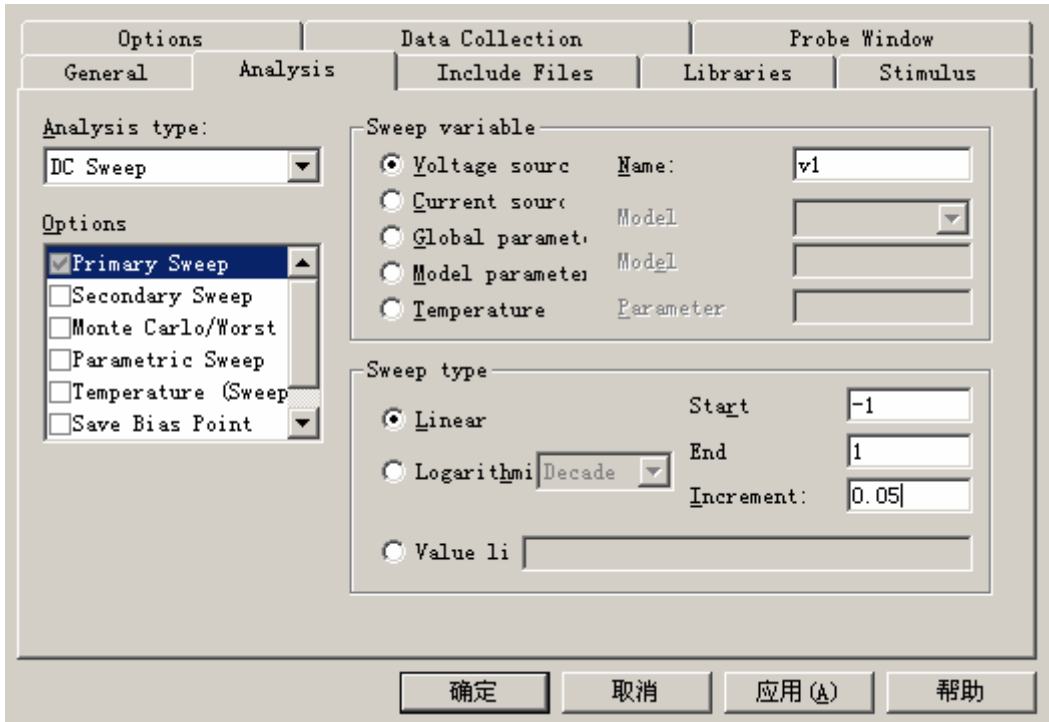
一、分析类型设置

其中直流工作点分析、直流灵敏度分析、直流传输特性分析可在同一 Profile 中设置：




附图 14 直流分析类型设置 1

直流扫描分析设置：



附图 15 直流分析类型设置 2

二、启动 PSpice 分析

在“**PSpice**”菜单中选择“Run”，或在PSpice工具栏中选择执行键，PSpice软件的probe模块就在上述激励源参量状态设置条件下，对电路的直流特性进行分析。

三、在 Probe 窗口中观测波形

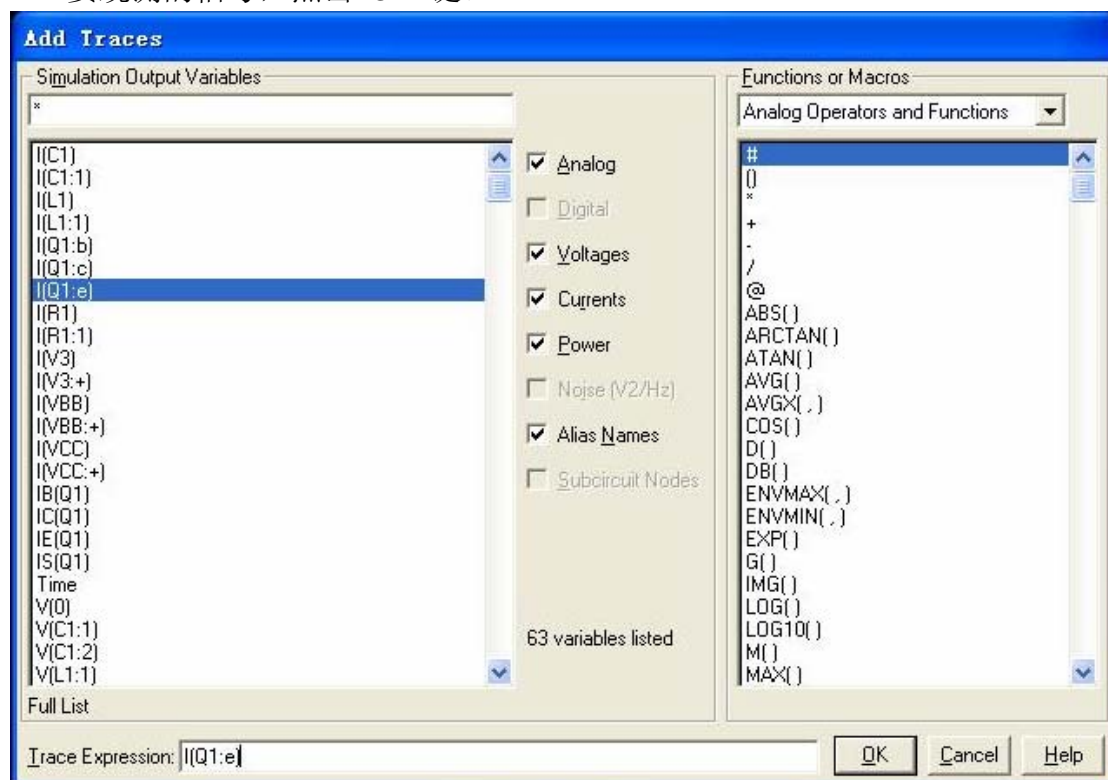
有两种方式可以设置波形观测点：

(1) 激活 PSpice 工具栏中的测量符号，在电路上放置探针：



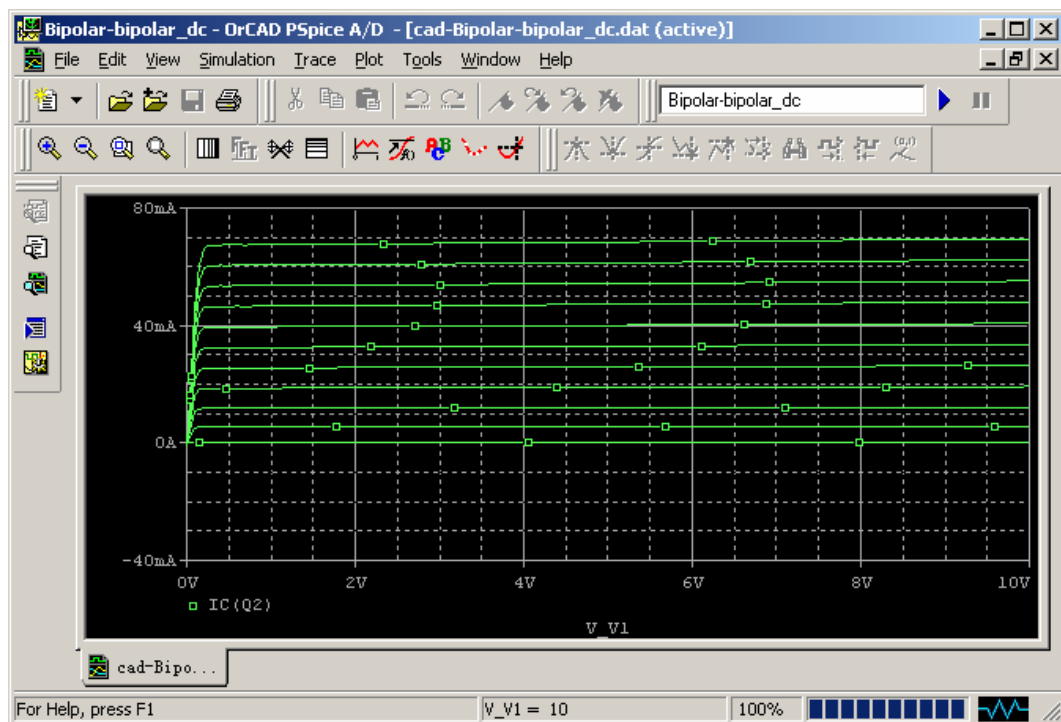
附图 16 测量符号工具栏

(2) 在新弹出的仿真状态窗口"Simulation Status Windows"中，选择主菜单中的“Trace”菜单，在菜单中选择“Add Trace”，在Add Trace对话框中选择要观测的信号，点击“OK”键。



附图 17 Add Trace 对话框

为了研究输入阻抗和输出阻抗，或者其它各参量之间的复杂关系，可以在Add Trace对话框中的“Trace Expression”栏里输入相应的代数表达式，如输入阻抗可以表示为 $V(I_n)/I(I_n)$ ，这里 $V(I_n)$ 和 $I(I_n)$ 可以在左列的变量栏中选择，运算符“/”可以在右列的“Analog Operators and Function”栏中选择。

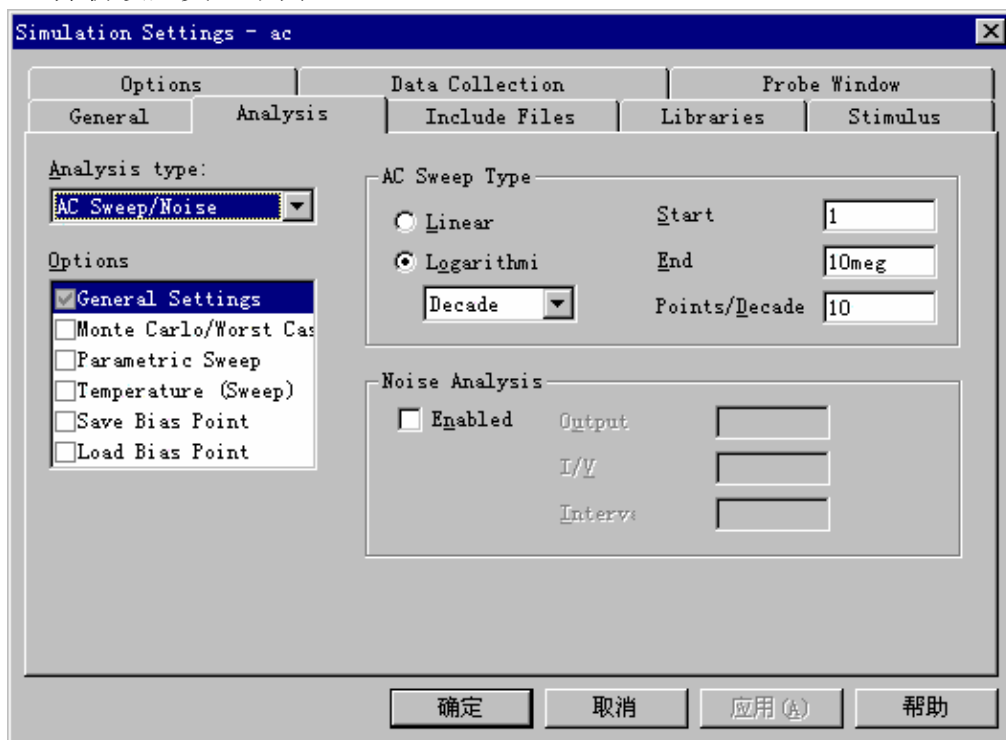


附图18 DC分析波形示例

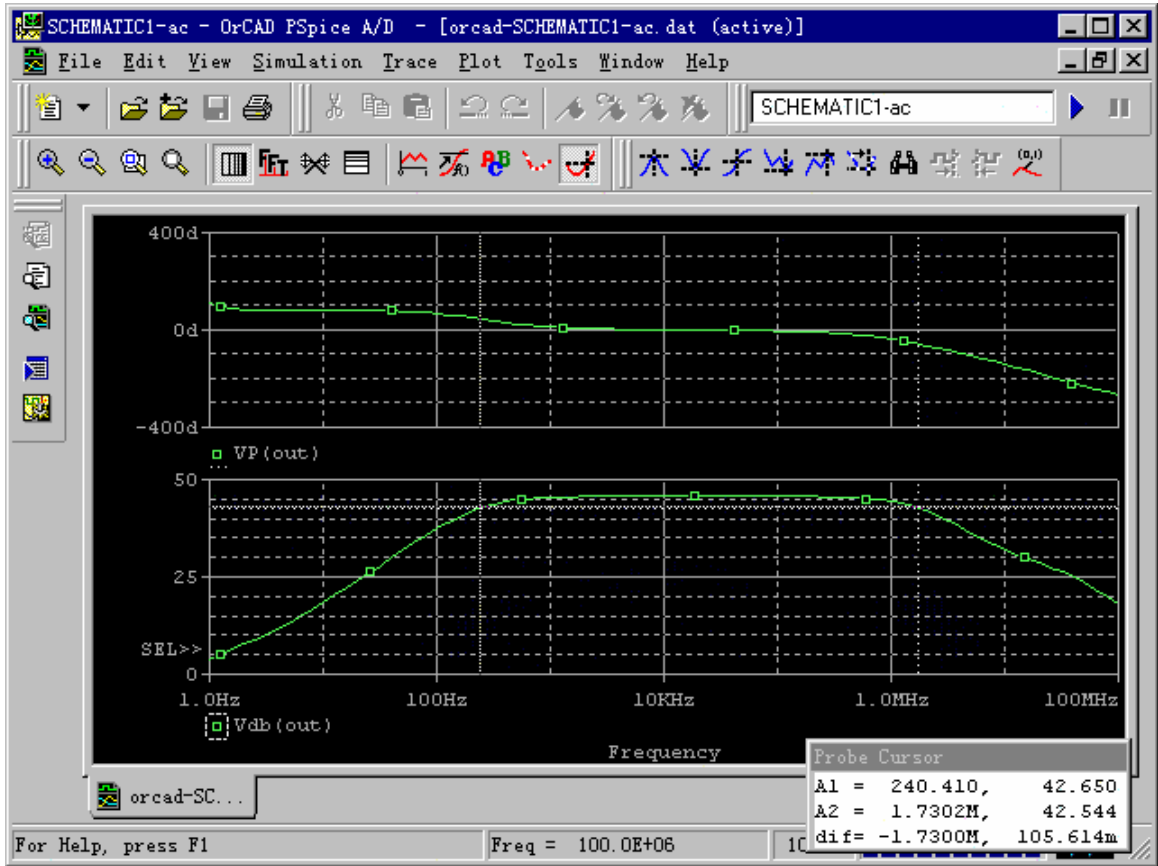
4.2 交流（AC）分析

AC 分析的基本步骤同 DC 分析，不同之处在于：

- (1) 激励源不同，即交流激励源和直流激励源之分；
- (2) 分析设置类型不同。



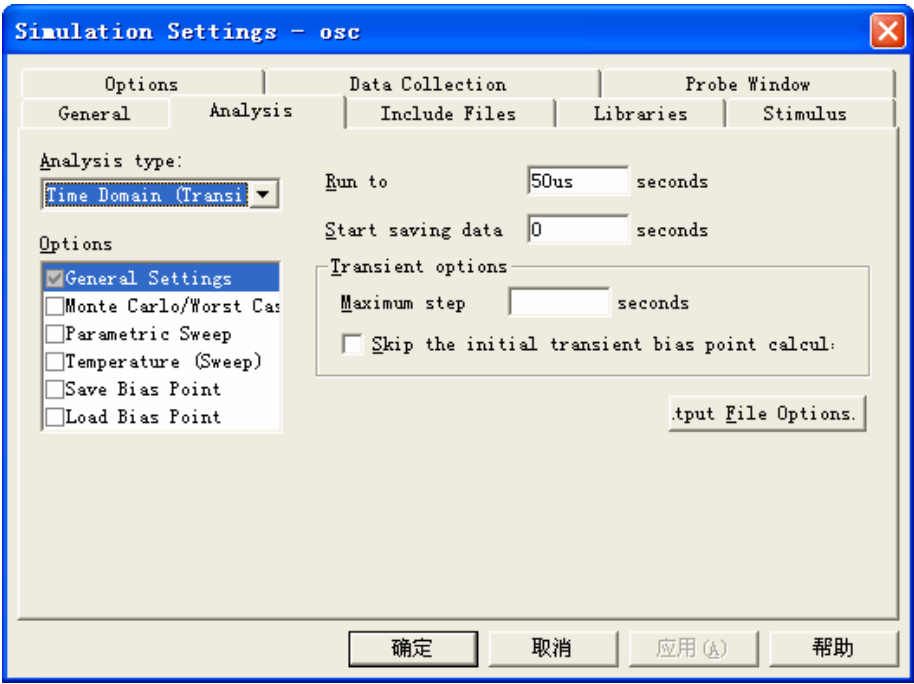
附图 19 AC 分析设置



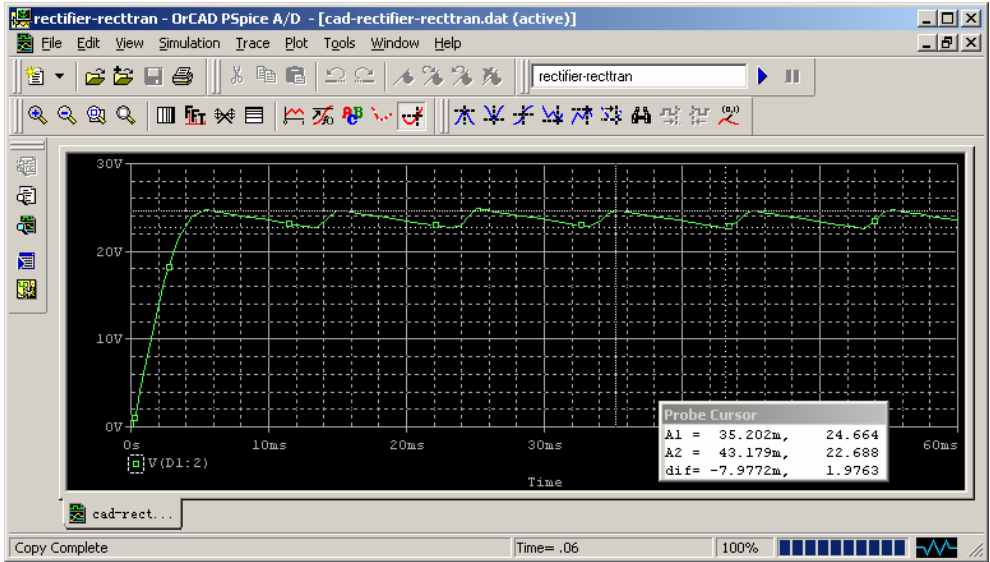
附图 20 AC 分析波形示例

4.3瞬态（Transient）分析

瞬态分析用于求电路的瞬态响应，可求出电路在各种激励信号下的响应。设置基本步骤同 DC 分析，不同之处在于分析设置类型。



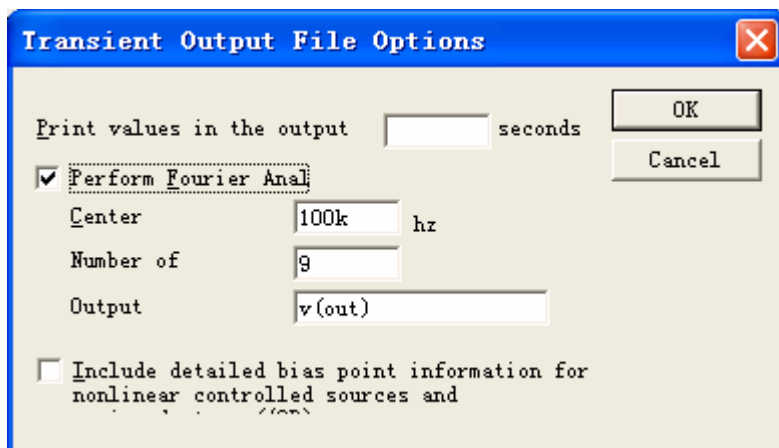
附图 21 瞬态分析设置



附图 22 瞬态分析波形示例

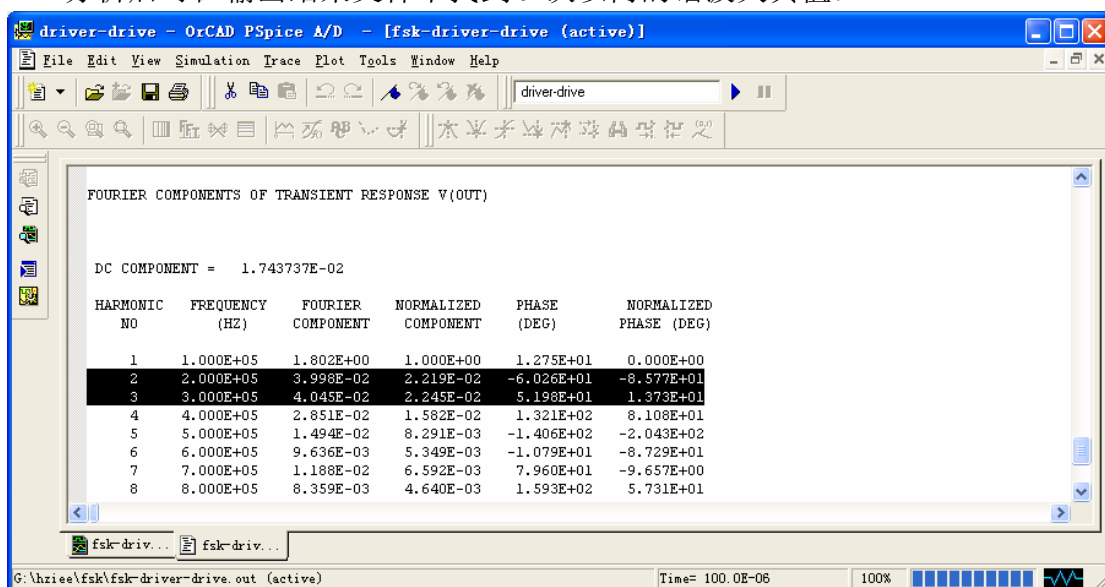
注：

谐波失真系数可在瞬态分析时同时作傅里叶分析求得：点击附图 21 中 Output File Options 在如下对话框中选信号中心频率、谐波次数及分析变量：



附图 23 瞬态分析输出文件设置

分析后可在输出结果文件中找到 9 次以内的谐波失真值：

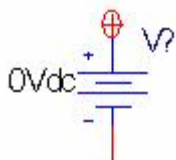


附图 24 谐波分析输出文件

4.4 输入激励信号波形的设置

前面提到对某一电路进行分析之前，必须先设置激励源。PSpice提供了多种类型的激励源，存放于SOURCE.OLB库中，下面介绍最常用的几种激励源。

(1) VDC



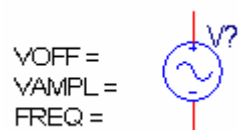
直流信号源，可设置直流电压。

(2) VAC



交流信号源，可设置交流电压有效值和直流偏置电压。

(3) VSIN



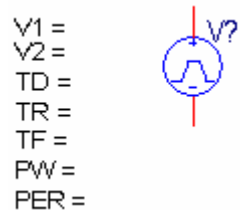
调幅正弦信号源，基本参数含义如下：

VOFF：电压偏置值；

VAMPL：峰值幅度值；

FREQ：频率值

(4) VPULSE



脉冲信号源：基本参数含义如下：

V1：起始电压；

V2：脉冲电压峰值；

TR：脉冲上升时延；

TF：脉冲下降时延；

PW：脉冲宽度；

PER：脉冲周期。