

结果:

```

* * * * BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS
NAME  Q_T1      Q_T2      Q_T3      Q_T4      Q_T5      Q_T6
MODEL Q2N2222  Q2N2222  Q2N2222  Q2N2222  Q2N2222  Q2N2222
IB     3.07E-05  3.07E-05  3.00E-05  3.00E-05  5.62E-05  5.62E-05
IC     5.42E-03  5.42E-03  5.39E-03  5.39E-03  9.77E-03  1.09E-02
VBE    6.89E-01  6.89E-01  6.88E-01  6.88E-01  7.06E-01  7.06E-01
VCE    4.43E+00  4.43E+00  5.87E+00  5.87E+00  7.06E-01  9.31E+00
    
```

(2) 当温度从 0 °C ~ 80 °C 变化时 $T_1 \sim T_4$ 的 I_C 及 V_{CE} 的变化情况。设置 DC Sweep 分析, 设定起始温度、终止温度及步长。仿真后得到 $T_1 \sim T_4$ 的 I_C 及 V_{CE} 的变化情况如图 11.1.2 所示。由图中看出 $T_1 \sim T_4$ 的集电极电流随温度变化较小(小于 $2.5 \mu A/^\circ C$)。

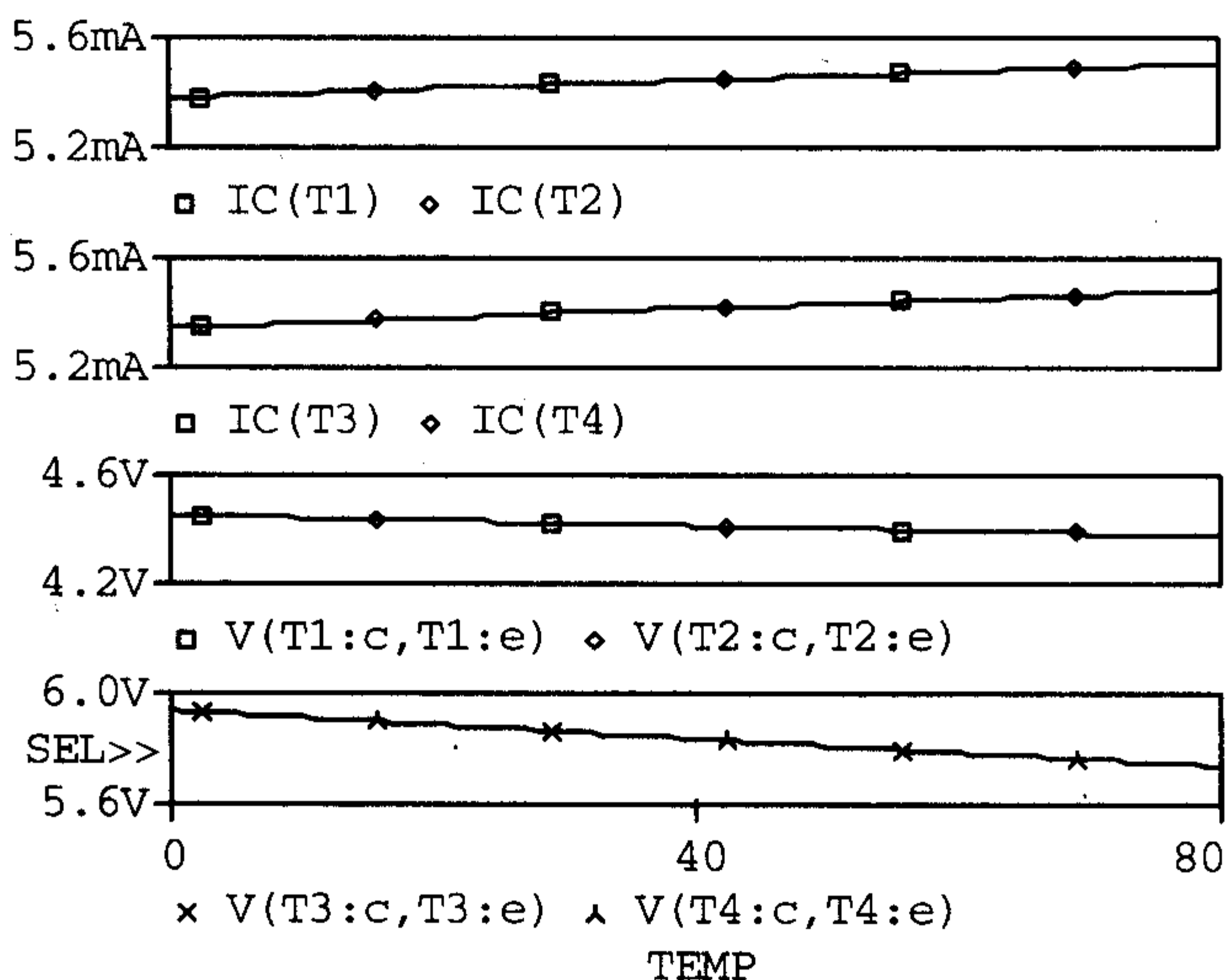


图 11.1.2 电路中电流、电压随温度变化曲线

(3) 在 Bias Point 分析中, 设置 Calculate small-signal DC gain 分析, 仿真后在输出文件中可得如下结果:

差模电压增益: $V(Vo1)/V_{Vi} = -1.013E+02$

差模输入电阻: INPUT RESISTANCE AT $V_{Vi} = 1.848E+03(\Omega)$

输出电阻: OUTPUT RESISTANCE AT $V(Vo1) = 9.996E+02(\Omega)$

将电路改为共模信号输入方式(断开 T_2 基极到地的连接, 将 T_2 基极并接到 T_1 基极), 再进行仿真得:

共模电压增益: $V(Vo1)/V_{Vi} = -6.490E-02$

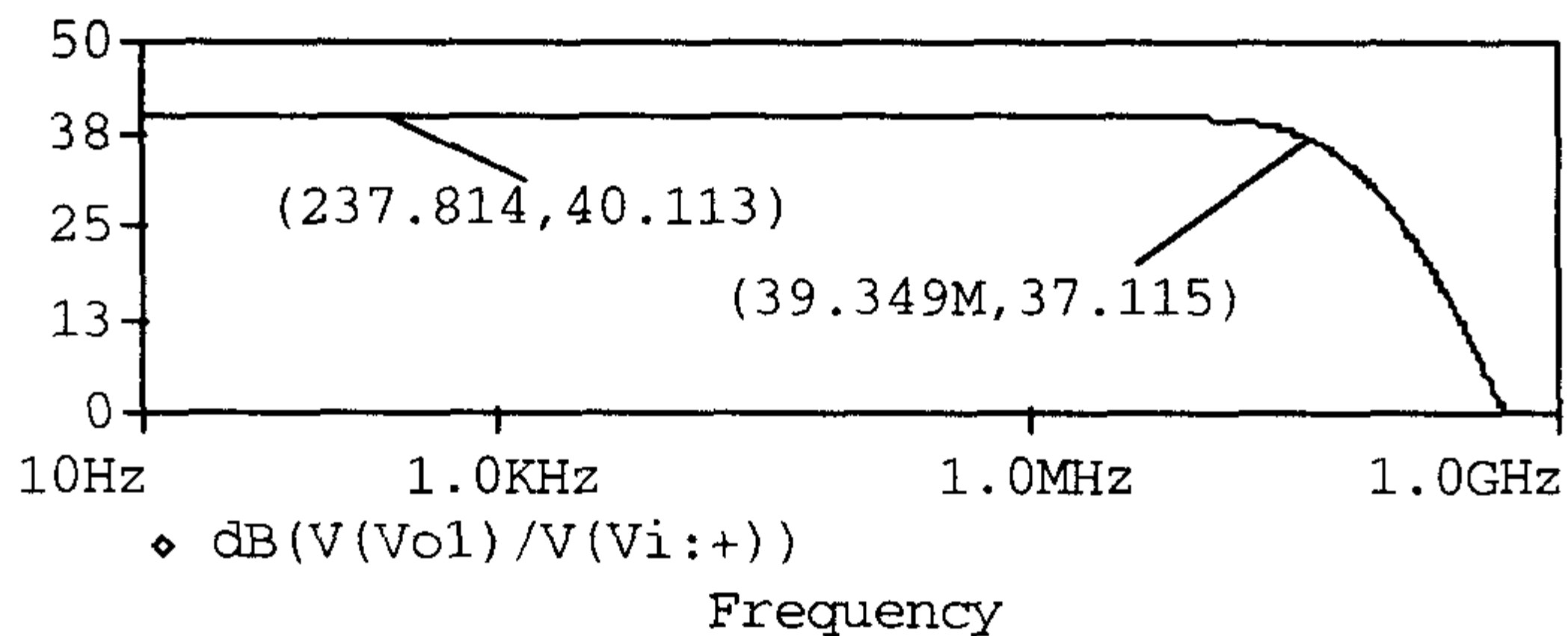
共模输入电阻: INPUT RESISTANCE AT V_ Vi = 6.977E + 05 (Ω)

输出电阻: OUTPUT RESISTANCE AT V(Vo1) = 9.996E + 02 (Ω)

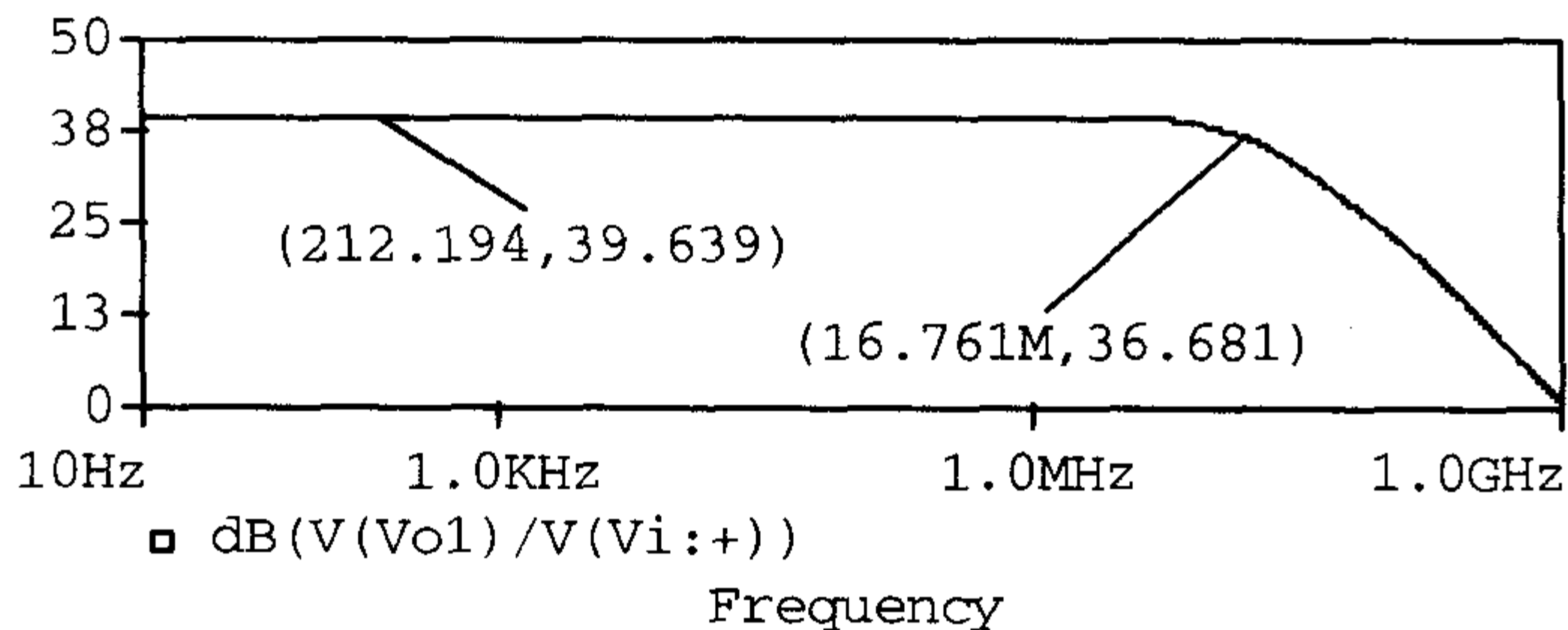
共模抑制比: $K_{CMR} = 20 \lg | \text{差模电压增益} / \text{共模电压增益} | = 63.87 \text{ dB}$

(4) 将电路重新改为差模信号输入方式, 设置 AC Sweep 分析, 仿真后得到如图 11.1.3a 所示的幅频响应(横坐标为频率, 纵坐标为增益分贝数)。其 $A_v = 40.113 \text{ dB}$, 带宽 BW 约为 39.349 MHz。

没有共基电路(去掉 T_3 、 T_4)时, 共射差分式放大电路的幅频响应如图 11.1.3b 所示。其 $A_v = 39.639 \text{ dB}$, 带宽 BW 约为 16.761 MHz。可见在增益相近的情况下, 带宽明显减小。



(a)



(b)

图 11.1.3

(a) 图 11.1.1 电路的幅频响应 (b) 无共基电路时的幅频响应

(5) 设置 DC Sweep 分析, 对 v_i 进行 DC 扫描, 得电路的电压传输特性如图 11.1.4 所示。由图中看出当 v_i 大约在 $-20 \text{ mV} \sim +20 \text{ mV}$ 之间变化时, 输入与输出有较好的线性关系, 若超出这个范围, 放大电路将进入非线性区。

(6) 设置 Time Domain(时域)分析, 得到输入、输出波形分别如图 11.1.5

所示。从图中看出， v_{o2} 与 v_i 同相、 v_{o1} 与 v_i 反相，双端输出的波形是以横轴对称的。

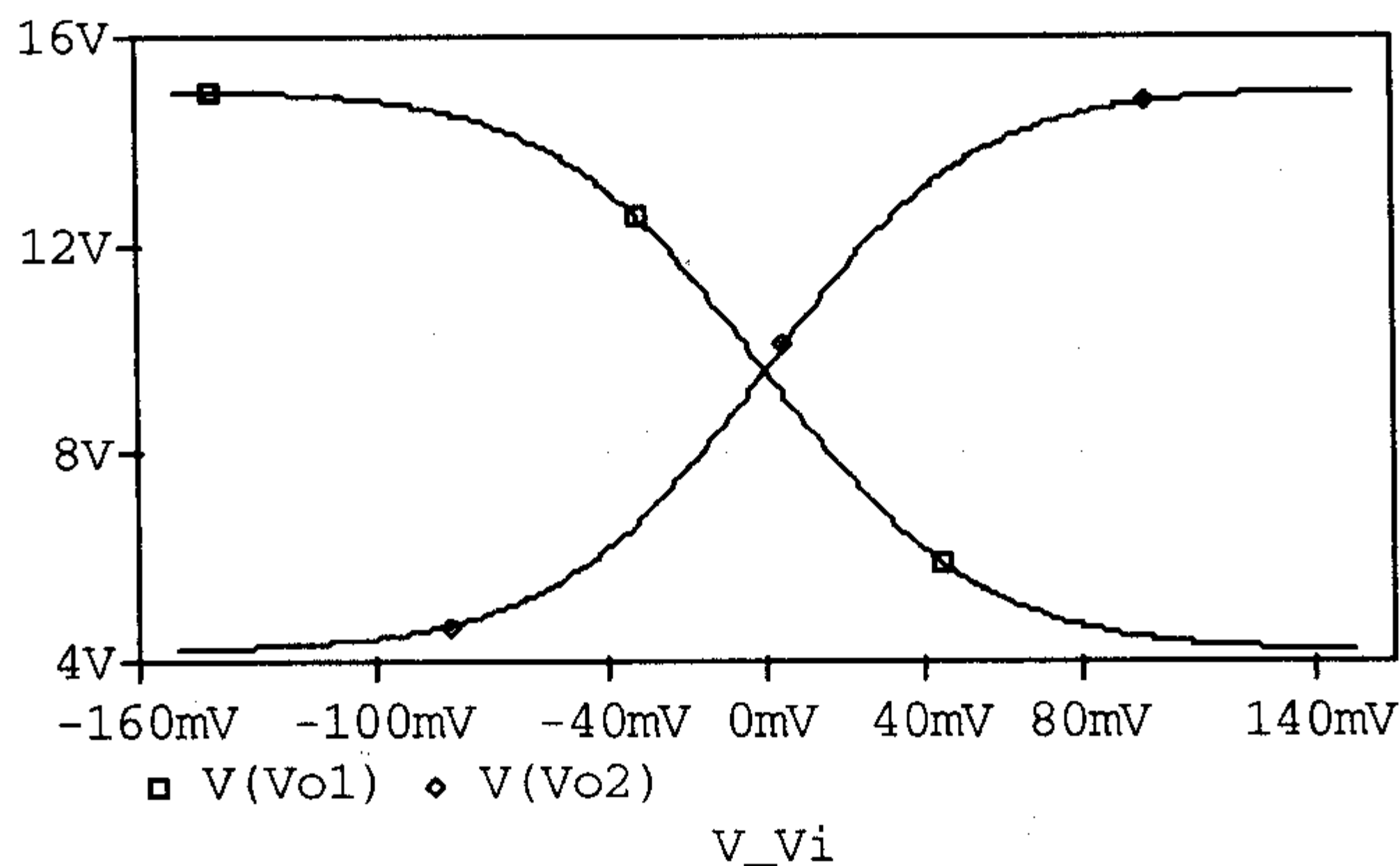


图 11.1.4 电压传输特性

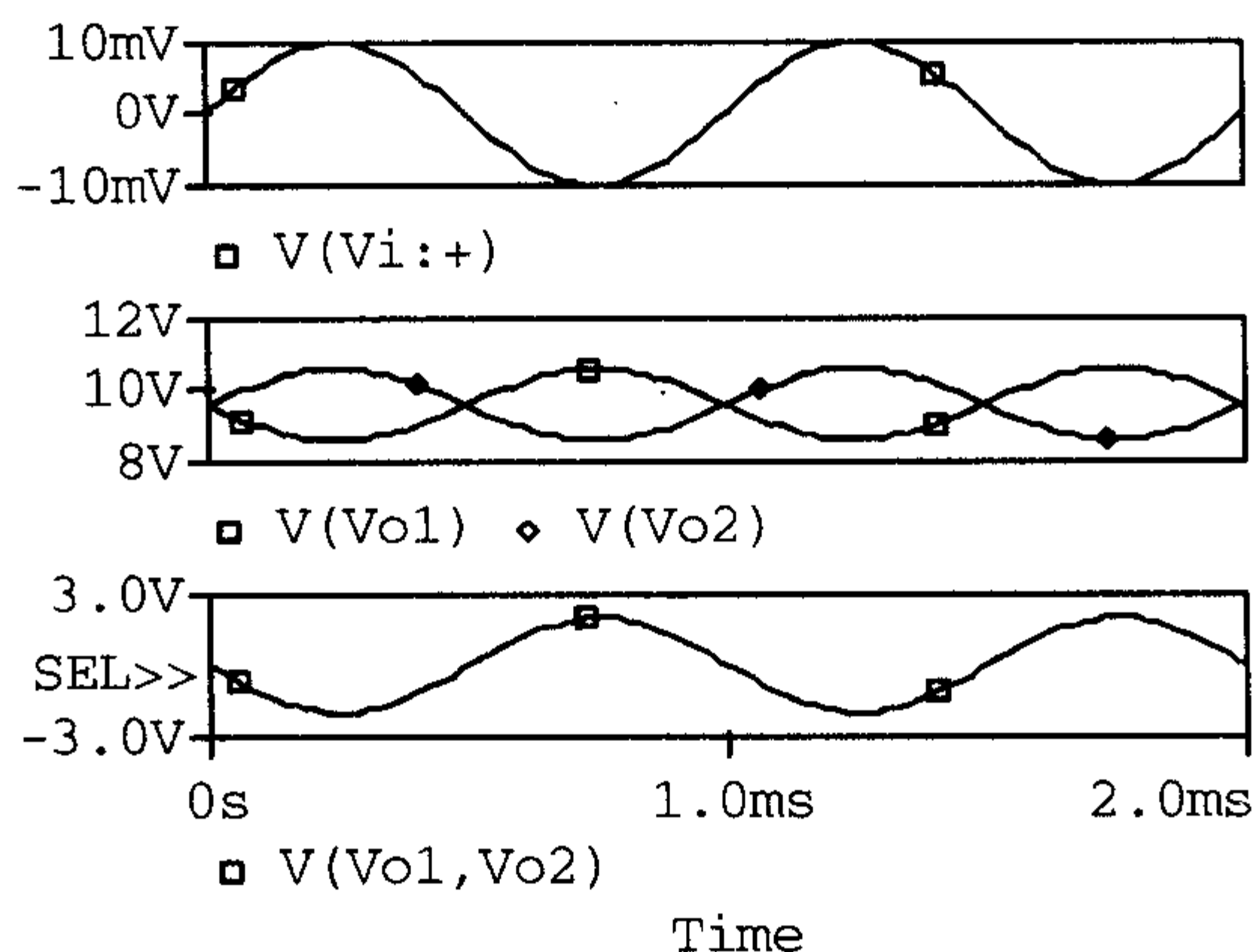


图 11.1.5 v_i 、 v_{o1} 、 v_{o2} 和双端输出的波形

(7) 输入正弦波的幅值增大到 100 mV 时，输入、输出波形分别如图 11.1.6 所示。从图中看出，输出波形已有明显非线性失真。

在波形窗口中进一步做 FFT 变换，得到输出波形的频谱图如图 11.1.7 所示。(注：为提高分析精度，应尽量延长时域分析时间。本图设置的分析时间为 100 个周期)。可以看出双端输出波形中的基波为 1 kHz，且有 3 次(3 kHz)、5 次(5 kHz)等高次谐波分量。

在 Time Domain(时域)分析中设置 Fourier Analysis(傅里叶分析)，在输出文件中得到如下分析结果：

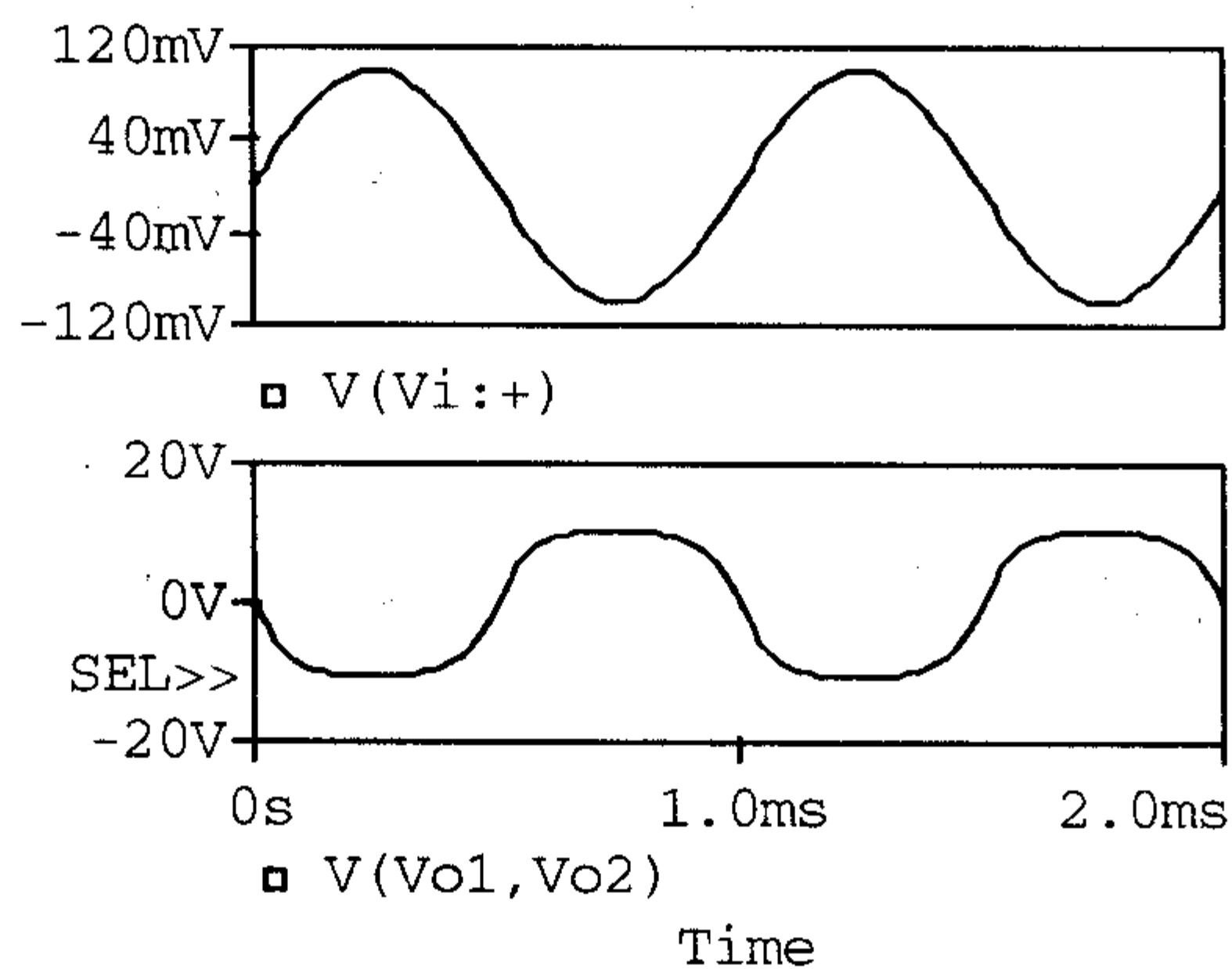


图 11.1.6 v_i 和 v_{o1} 的波形

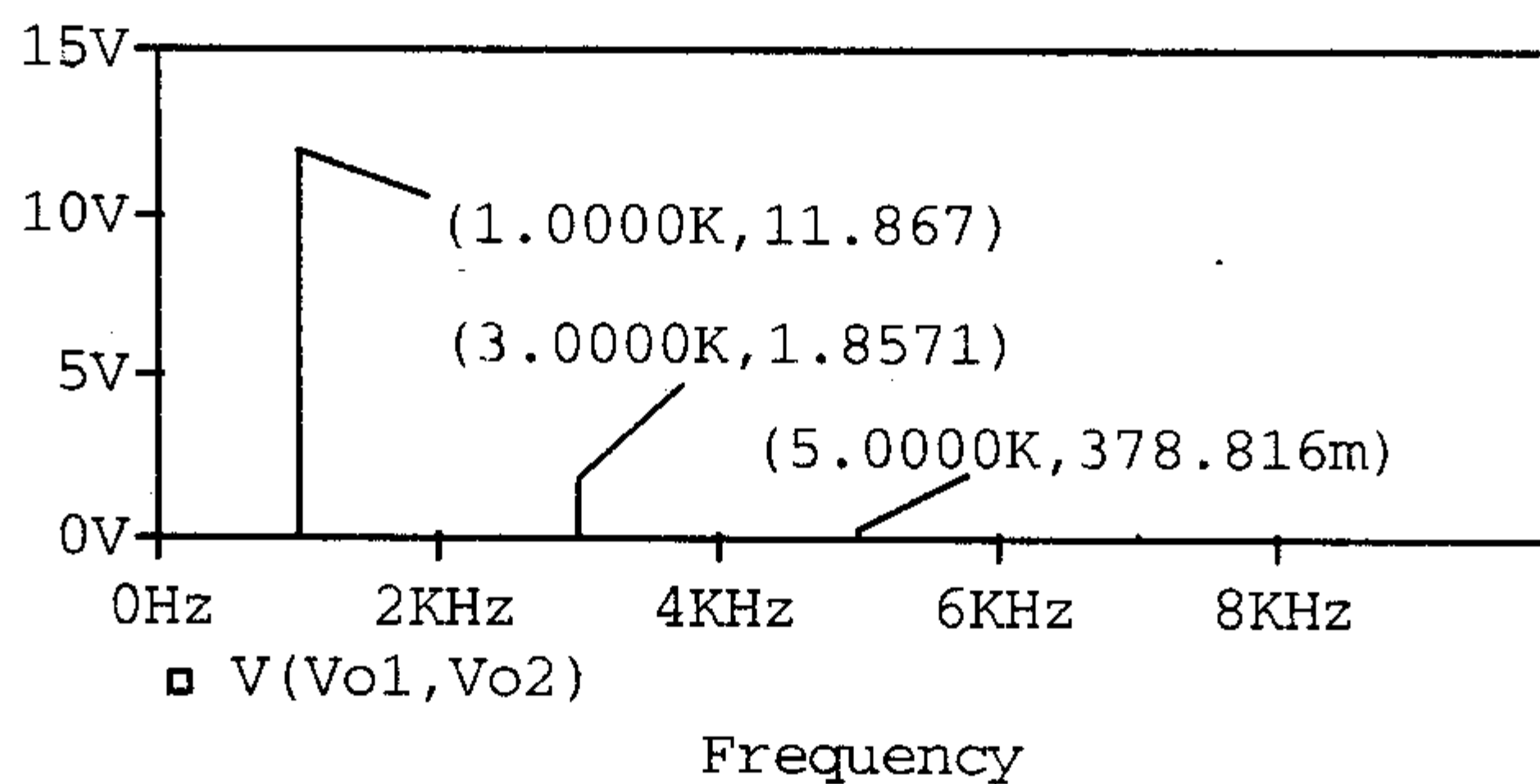


图 11.1.7 双端输出波形的幅度频谱图

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(VO1,VO2)

DC COMPONENT = -4.687239E-03

| HARMONIC NO | FREQUENCY (HZ) | FOURIER COMPONENT | NORMALIZED COMPONENT | PHASE (DEG) | NORMALIZED PHASE (DEG) |
|-------------|----------------|-------------------|----------------------|-------------|------------------------|
| 1 | 1.000E+03 | 1.187E+01 | 1.000E+00 | -1.800E+02 | 0.000E+00 |
| 2 | 2.000E+03 | 7.046E-04 | 5.938E-05 | 9.337E+01 | 4.534E+02 |
| 3 | 3.000E+03 | 1.858E+00 | 1.566E-01 | -1.799E+02 | 3.600E+02 |
| 4 | 4.000E+03 | 1.830E-03 | 1.542E-04 | -9.246E+01 | 6.275E+02 |
| 5 | 5.000E+03 | 3.794E-01 | 3.197E-02 | -1.796E+02 | 7.203E+02 |
| 6 | 6.000E+03 | 2.161E-03 | 1.821E-04 | -9.292E+01 | 9.870E+02 |
| 7 | 7.000E+03 | 7.762E-02 | 6.541E-03 | -1.783E+02 | 1.082E+03 |
| 8 | 8.000E+03 | 2.212E-03 | 1.864E-04 | -9.349E+01 | 1.346E+03 |
| 9 | 9.000E+03 | 1.572E-02 | 1.325E-03 | -1.718E+02 | 1.448E+03 |
| 10 | 1.000E+04 | 2.205E-03 | 1.859E-04 | -9.429E+01 | 1.706E+03 |

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.599462E + 01 PERCENT

即：直流分量为 -0.004687239 V ，高次谐波中 3 次和 5 次谐波分量较大，分别为 1.858 V 和 0.3794 V ，且产生了相移。总谐波失真系数约为 16%。

11.2 电子电路 SPICE 程序辅助设计

电子电路设计与其他设计一样，通常采用自上而下的设计顺序，即从总体设计出发，最后设计具体电路。一般设计过程为：(1) 确定总体设计目标；(2) 方案设计；(3) 详细设计；(4) 调试；(5) 印制板制备；(6) 整机测试。每一步骤并不是完全独立的，在实际的设计过程中，这些设计步骤经常是交叉进行的，特别是 (2)、(3)、(4) 步。

电子电路的 SPICE 辅助设计贯穿在 (2)、(3)、(4) 步中，它的实质是用 SPICE 对设计方案和具体电路进行分析，通过仿真计算来发现设计上的错误和不合理之处，然后修改设计再仿真，直到设计正确、技术指标满足要求为止。因此，在辅助设计过程中，要用 SPICE 进行多次仿真。用 SPICE 程序进行辅助设计的一般程序如图 11.2.1 所示。在对具体电路进行多次仿真分析后，仍不能满足要求时，则需考虑修改设计方案。图 11.2.1 中虚线部分反映了这一过程。

下面通过例题介绍用 SPICE 程序进行辅助设计的过程。

例 11.2.1 设计一个心电信号 (ECG^①) 放大器 (简称心电放大器)，将人体的心电信号进行有效放大，放大器输出信号送到后续电路进行处理和显示，信号放大后的最大值在 $-5\text{ V} \sim +5\text{ V}$ 之间。

解：(1) 确定总体设计目标

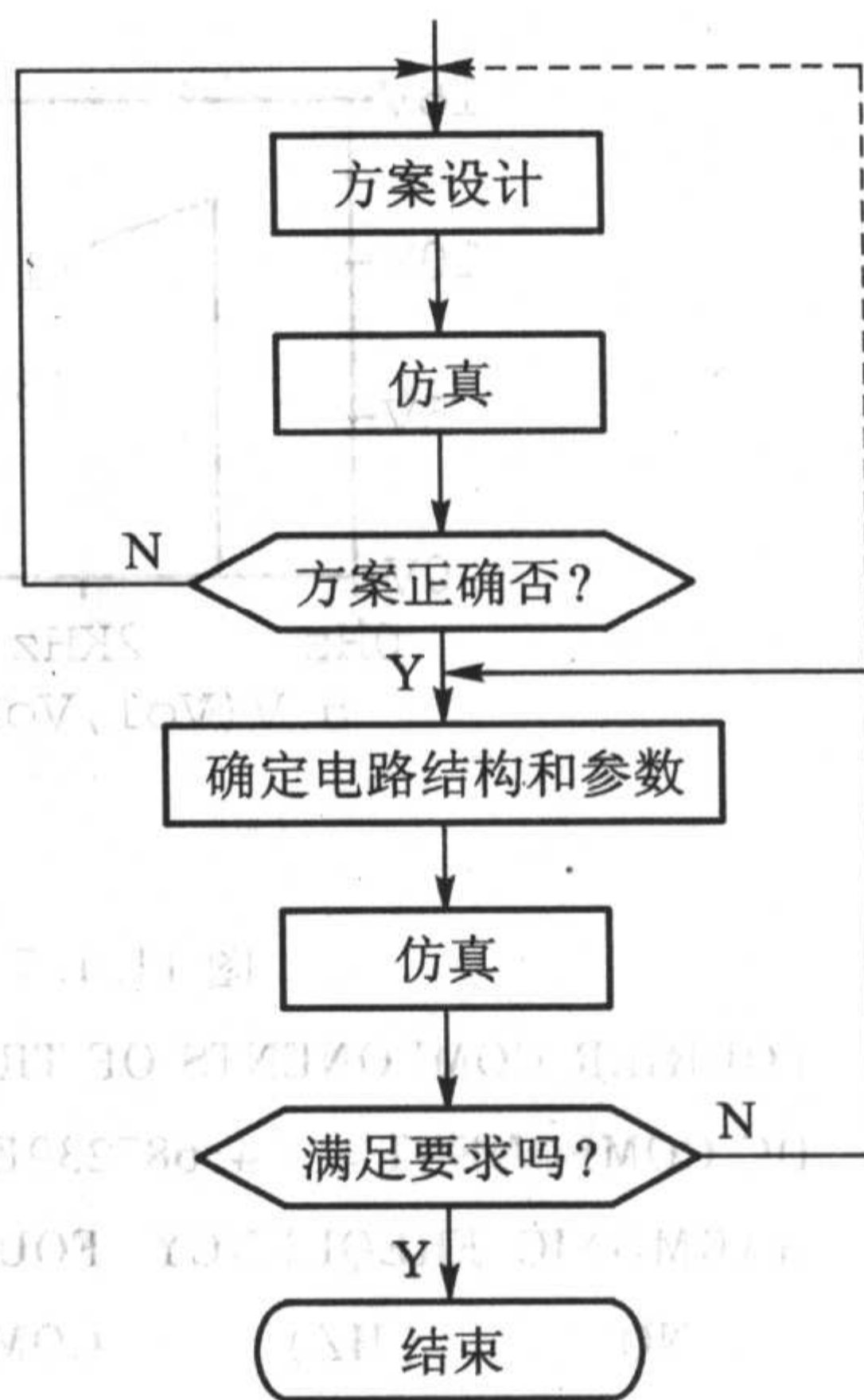


图 11.2.1 使用 SPICE 辅助设计的一般过程

① Electrocardiogram。

为确定总体设计目标，必须对设计对象有一个较全面的了解。对于心电放大器而言，使用者是医疗单位的医护人员，工作环境比较好。根据前人研究的结果可知，心电信号幅度一般在 $50 \mu\text{V} \sim 5 \text{ mV}$ 之间，属于微弱信号，这就要求放大器应具有较高的电压增益；信号的频率范围一般为 $0.05 \text{ Hz} \sim 200 \text{ Hz}$ ，频带不是很宽。人体是心电信号的信号源，人体内阻、检测电极与皮肤的接触电阻等为信号源内阻，其阻值较大，一般为几十千欧。为了减轻微弱心电信号源的负载，放大器必须有很高的输入阻抗；人体相当于一个导体，将接收空间电磁场的各种干扰信号，其中包括工频干扰信号。这些干扰信号对放大器来说相当于共模信号，因此，心电放大器应具有较高的共模抑制比。另外，由于心电信号的微弱性还要求它具有低噪声和低漂移特性。

根据上述分析要求，考虑实现的可能性，确定心电放大器的性能指标如下：

差模电压增益：1 000 误差： $\pm 2\%$

差模输入阻抗：大于 $10^7 \Omega$

共模抑制比：大于 80 dB

通频带： $0.05 \text{ Hz} \sim 200 \text{ Hz}$

由于心电放大器是心电信号检测系统的一部分，所以有关几何尺寸、重量、操作性能、外观要求等此处从略。

(2) 方案设计

由于差模电压增益要求为 1 000，需采用多级放大电路来达到增益的要求。各级放大电路均采用集成运放设计，且增益分配要均衡。输入阻抗、共模抑制比和噪声主要取决于前置级，因此，前置放大电路的设计至关重要。根据高输入阻抗和低噪声要求，应选用输入级为 JFET 的运放，这里采用 LF411 型运放。该运放的 $A_{vo} = 4 \times 10^5$ ， $R_{id} \approx 4 \times 10^{11} \Omega$ ， $A_{vc} = 2$ ， $K_{CMR} = 106 \text{ dB}$ 。

前置级的设计有两种方案可选择，一种是由一个运放构成的较简单的同相比例放大器(为什么不能用反相比例放大器?)，如图 11.2.2a 所示。另一种是由三运放构成的仪用放大器，如图 11.2.2b 所示。两者的最大区别是共模抑制比不同。若前置级分配的增益为 40 倍，则用 SPICE 分析，在电阻元件标称值下得到如下结果：

同相比例放大器： $A_{vd} = 40$ ， $A_{vc} = 1.99$ ， $K_{CMR} = 26 \text{ dB}$ ；

仪用放大器： $A_{vd} = 40$ ， $A_{vc} = 7.949 \times 10^{-6}$ ， $K_{CMR} = 134 \text{ dB}$ 。

实际电路中，电阻元件阻值均存在一定的误差，稍后进行的容差分析将看到，在电阻元件满足一定精度要求条件下，共模抑制比可以满足设计要求。

由此可见，同相比例放大器不能满足共模抑制比的要求。因此，采用仪用放大器作为前置级。

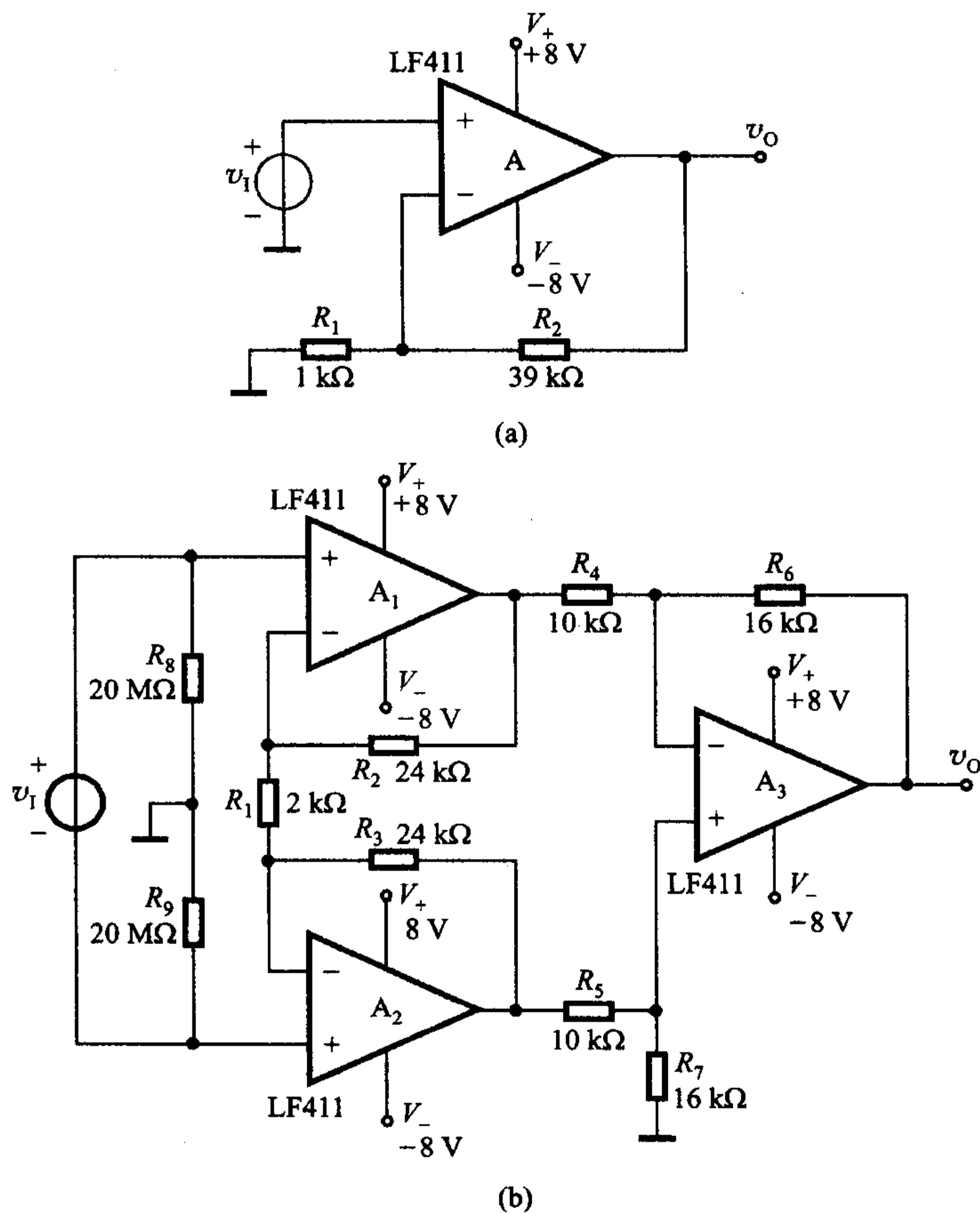


图 11.2.2 心电放大器前置级的两种方案

(a) 同相比例放大电路 (b) 仪用放大器

第二级要完成的主要任务之一是进一步提高放大电路的电压增益，使总增益达到 1 000 倍。其次为了消除高、低频噪声，需要设计一个带通滤波器。由于对滤波器没有特殊要求，故采用较简单的一阶高通滤波器和一阶低通滤波器构成带通滤波器。高通滤波器的下限频率为 0.05 Hz，低通滤波器的上限频率为 200 Hz。

(3) 详细设计

根据上述设计方案，心电放大电路原理图如图 11.2.3 所示。A₁、A₂、A₃ 及相应电阻构成前置仪用放大器。本级分配的差模电压增益为 40，其中 A₁、A₂ 构成的差放分配 25 倍，A₃ 构成的差放分配 1.6 倍。为保证仪用放大器有较好的抗共模干扰能力，应选用对称的电阻参数，即： $R_2 = R_3$ 、 $R_6/R_4 = R_7/R_5$ 。

根据“两虚”的概念和增益分配有

$$A_{vd1} = \frac{v_{o1} - v_{o2}}{v_i} = \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1} = 25 \quad A_{vd2} = \frac{v_{o3}}{v_{o1} - v_{o2}} = -\frac{R_6}{R_4} = -1.6$$

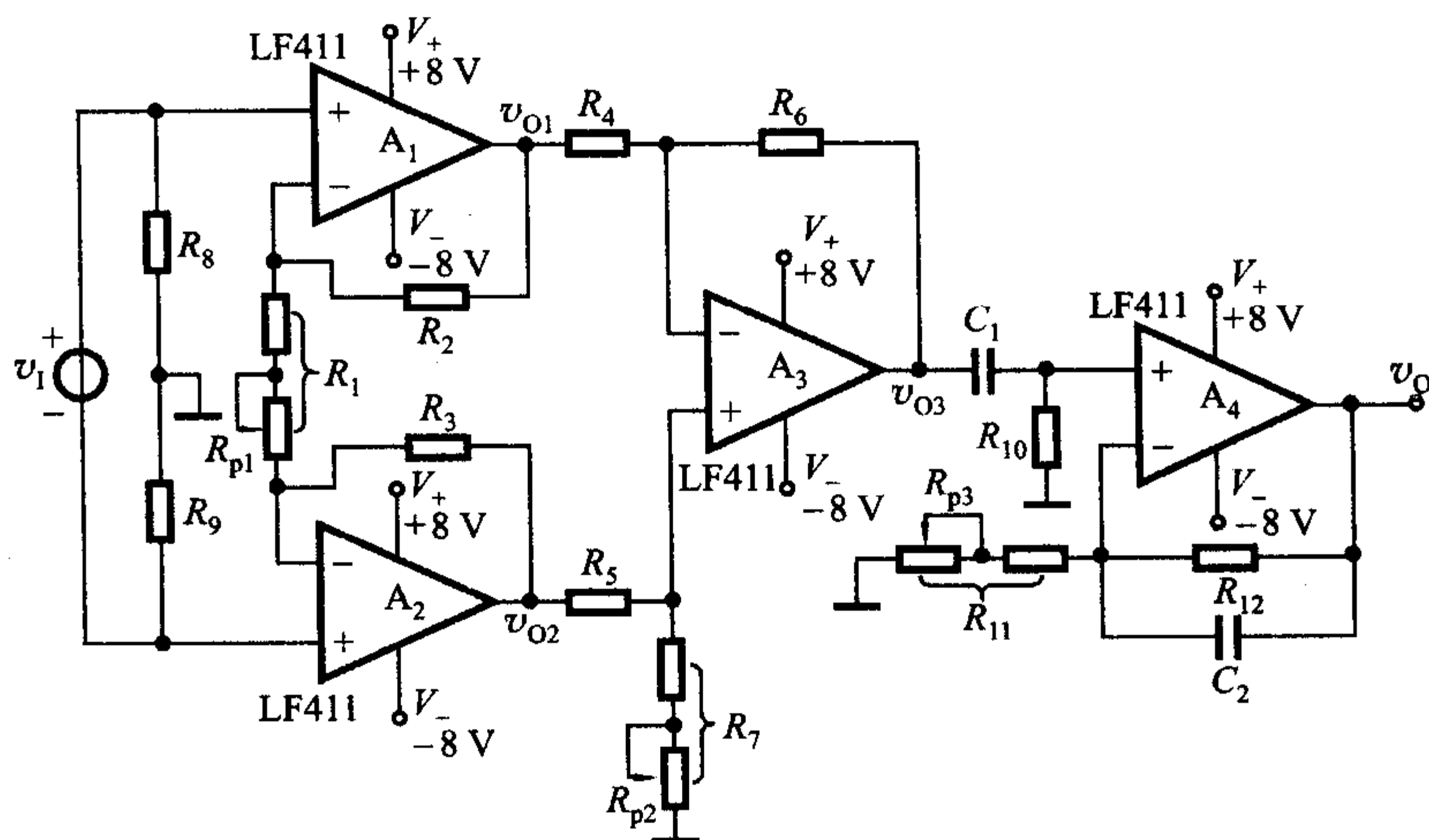


图 11.2.3 心电放大器的原理图

由于对电路的功耗和分布参数没有特别要求，所以可选取电阻参数 $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$ 、 $R_4 = 10 \text{ k}\Omega$ ，由上述关系算出： $R_2 = R_3 = 24 \text{ k}\Omega$ 、 $R_5 = R_4 = 10 \text{ k}\Omega$ 、 $R_6 = R_7 = 16 \text{ k}\Omega$ 。此时前置仪用放大器差模电压增益满足设计要求。

为避免输入端开路时放大器出现饱和状态，在两个输入端到地之间分别串接两个电阻 R_8 、 R_9 。为满足差模输入阻抗大于 $10^7 \Omega$ 的要求，选取 $R_8 = R_9 = 20 \text{ M}\Omega$ 。

第二级由 A_4 及电阻、电容组成带通滤波器，由于总增益要求为 1 000 倍，前置级已分配 40 倍，所以本级通带内的差模电压增益应为 25 倍。

已知带通滤波器通带内的差模电压增益表达式为

$$A_{vd3} = \frac{v_o}{v_{o3}} = 1 + \frac{R_{12}}{R_{11}} = 25$$

取 $R_{11} = 1 \text{ k}\Omega$ ，则 $R_{12} = 24 \text{ k}\Omega$ 。

此时，通带内的差模电压总增益为： $A_{vd} = A_{vd1} \times A_{vd2} \times A_{vd3} = 25 \times (-1.6) \times 25 = -1\,000$ ，满足增益要求。

C_1 、 R_{10} 构成高通滤波器，设计要求为 $f_L = 0.05 \text{ Hz}$ 。取 $R_{10} = 1 \text{ M}\Omega$ ，则根据 $f_L = 1/(2\pi \times C_1 \times R_{10})$ 可算出 $C_1 = 3.18 \mu\text{F}$ ，取 $C_1 = 3.3 \mu\text{F}$ 标称值的电容器。则下限频率为 $f_L = 1/(2\pi \times C_1 \times R_{10}) = 0.048 \text{ Hz}$ 。

C_2 、 R_{12} 构成低通滤波器，要求上限频率为 200 Hz。则根据 $f_H = 1/(2\pi \times$

$C_2 \times R_{12}$) 和 $R_{12} = 24 \text{ k}\Omega$ 可算出 $C_2 = 0.033 \text{ 16 } \mu\text{F}$, 取 $C_2 = 0.033 \mu\text{F}$ 标称值的电容器, 则上限频率为

$$f_H = 1 / (2\pi \times C_2 \times R_{12}) = 200.95 \text{ Hz}$$

满足带宽要求。

(4) 调试

① 计算机仿真调试

计算机仿真调试要完成的主要任务有:

- 功能分析及指标测量。
- 参数灵敏度分析及容差分析。

功能分析及指标测量是分析放大器能否完成正常的放大功能, 在元件标称值下能否满足技术指标要求。元器件的实际参数与标称值总是存在一定的误差, 参数灵敏度分析及容差分析能为我们选择元器件参数精度提供依据。

通过对放大器进行 Time Domain(时域)分析, 得到图 11.2.4a 所示的输入、输出波形, 可知心电放大器能完成正常放大功能^①。

关于指标分析, 由小信号直流增益分析(Calculate small-signal DC gain)得到差模输入电阻为 $4 \times 10^7 \Omega$, 共模输入电阻为 $1 \times 10^7 \Omega$, 满足设计要求。

通过 AC Sweep 分析, 心电放大器差模增益的幅频响应如图 11.2.4b 所示。从图中看出增益和频带宽度满足要求(差模增益为 59.997 dB, 即 999.65 倍, 误差在千分之一以内)。图 c 是共模增益的幅频响应。因为共模抑制比

$$K_{\text{CMR}} = 20 \lg \frac{|A_{\text{vd}}|}{|A_{\text{vc}}|} = 20 \lg |A_{\text{vd}}| - 20 \lg |A_{\text{vc}}|$$

所以, 由图 b 和图 c 得 $K_{\text{CMR}} = 59.997 - (-74.082) = 134.097$, 满足设计要求。

参数灵敏度分析及容差分析。这里主要分析参数变化对前置仪用放大器共模抑制比的影响。

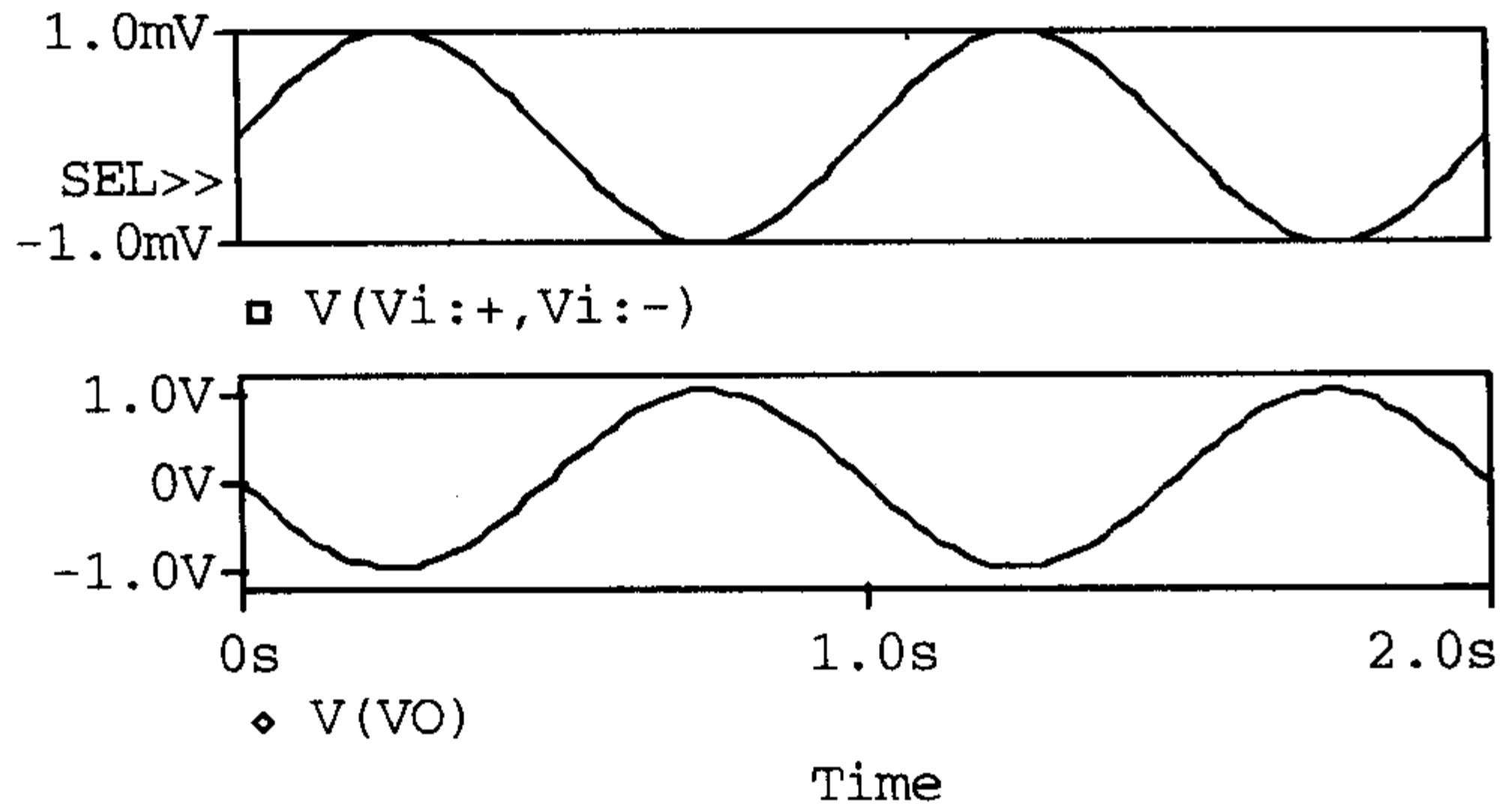
通过最坏情况分析可知, 前置仪用放大器中电阻参数变化对差模增益的影响程度由强到弱依次为 R_1 、 R_6 、 R_4 、 R_3 和 R_2 、 R_5 、 R_7 。

而对于共模电压增益来说, 分析结果与差模情况差别较大, 电阻参数变化对共模增益的影响程度为 R_5 、 R_6 最强, 其次是 R_4 、 R_7 , 最后为 R_1 、 R_2 、 R_3 。

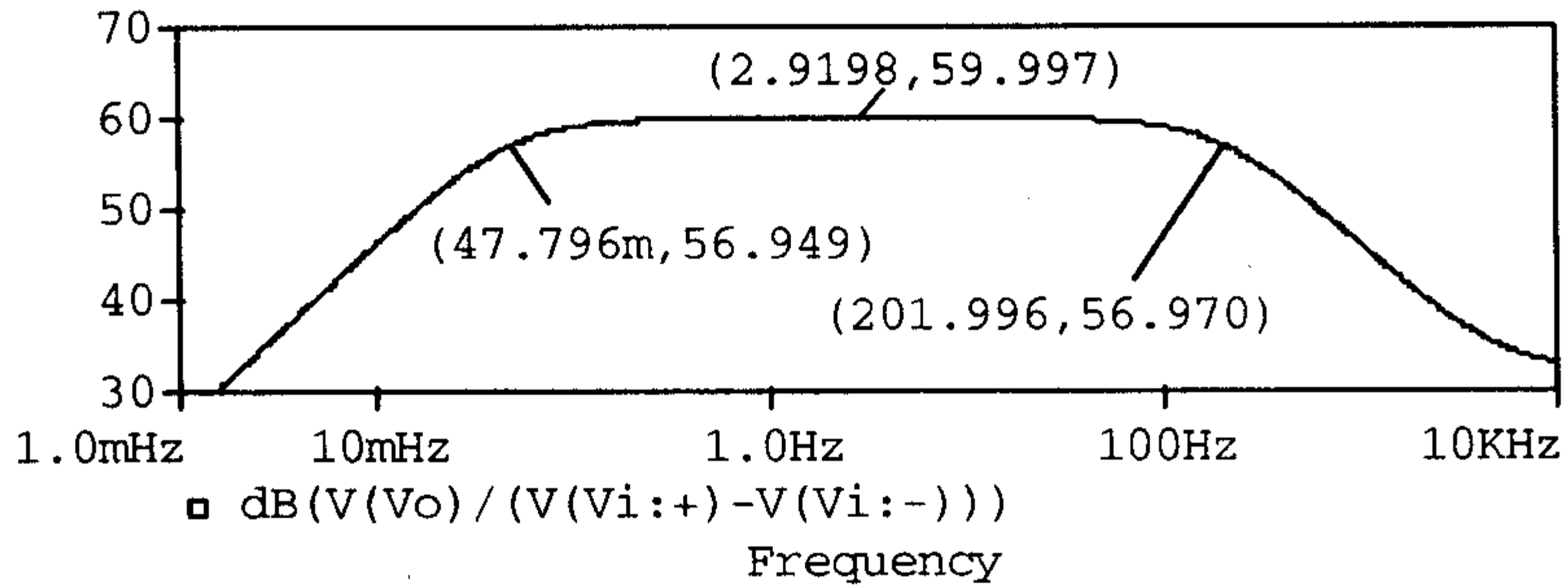
通过蒙特卡罗^②容差分析, 在 R_5 、 R_6 精度为 0.1%, R_4 、 R_7 精度为 0.5%, R_1 、 R_2 、 R_3 精度为 1%, 样本数为 200, 且阻值均匀分布时, 差模电压增益误差不超过 2% 的成品率为 100%, 共模电压增益小于 4×10^{-3} 的成品率

① 教学版的 SPICE 有一定限制, 最多只能分析三个运放构成的放大电路, 仿真时可以将前置级和包括滤波器在内的第二级分开进行分析。

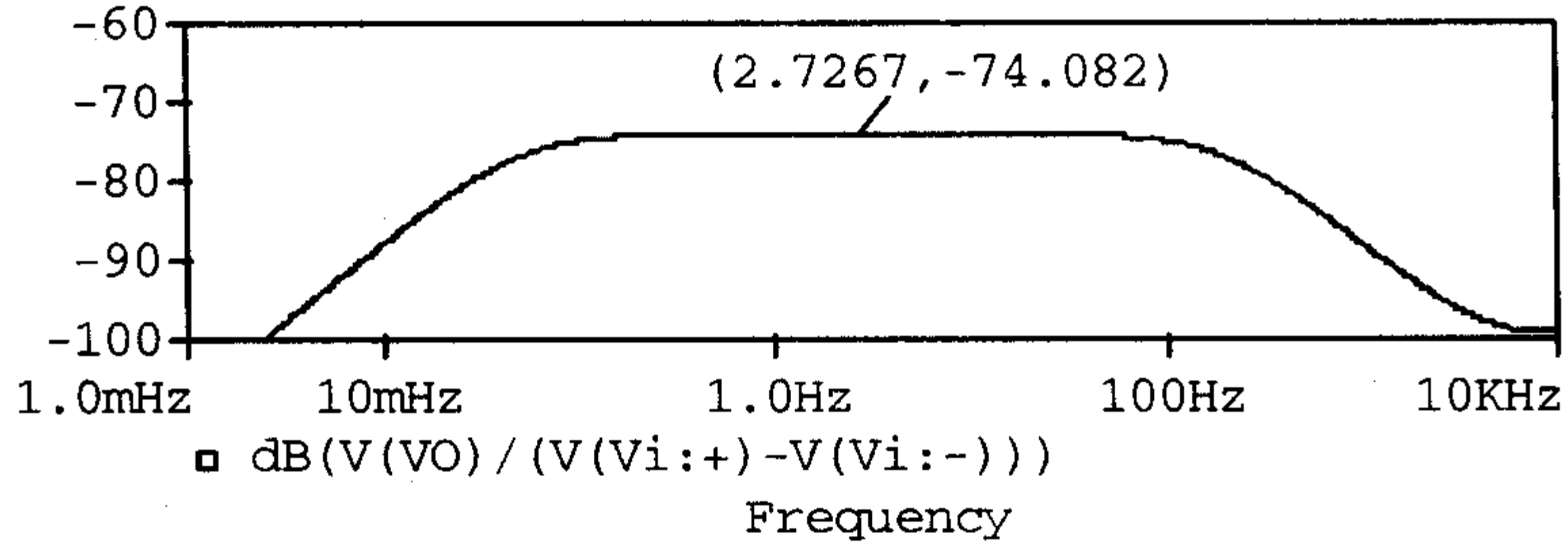
② Monte Carlo 一种统计分析。



(a)



(b)



(c)

图 11.2.4 心电放大器仿真结果

(a) 输入输出波形 (b) 差模增益的幅频响应 (c) 共模增益的幅频响应

为 89.5%。若将 R_4 、 R_7 的精度提高到 0.25%，则差模电压增益最小为 39.4，共模电压增益最大为 2.9×10^{-3} ，可以保证共模抑制比大于 80 dB 的成品率为 100%。

由此看出仪用放大器的共模抑制比取决于电阻精度和 A_1 与 A_2 的匹配程度(对 A_1 与 A_2 的参数进行分析也能得到同样的结果)。但是采用精度这样高的电阻并不是最佳的方案,实际上简单而有效的办法是在相应的支路上串接一个精密电位器,如图 11.2.3 中的 R_{p1} 、 R_{p2} 等,通过调节电位器将电路调整到最佳匹配状态。

② 实验调试

通过计算机仿真调试后,最后还应在实验板上搭接实际电路进行实验调试。具体调试方法和过程在实验课中解决,这里不再叙述。

关于印制板制备和整机测试这里也不再讨论。请读者参阅有关参考文献。

SPICE 程序不仅能对具体电路进行仿真,而且还能对电路框图进行仿真,验证设计方案在原理上是否可行。例 11.2.2 说明了这一仿真方法的应用。

例 11.2.2 采用如图 11.2.5 所示的设计方案,设计一个包括方波发生器、积分器和带通滤波器三个部分在内的、能产生方波、三角波和正弦波的信号发生器。要求正弦波的谐波失真系数小于 1%。



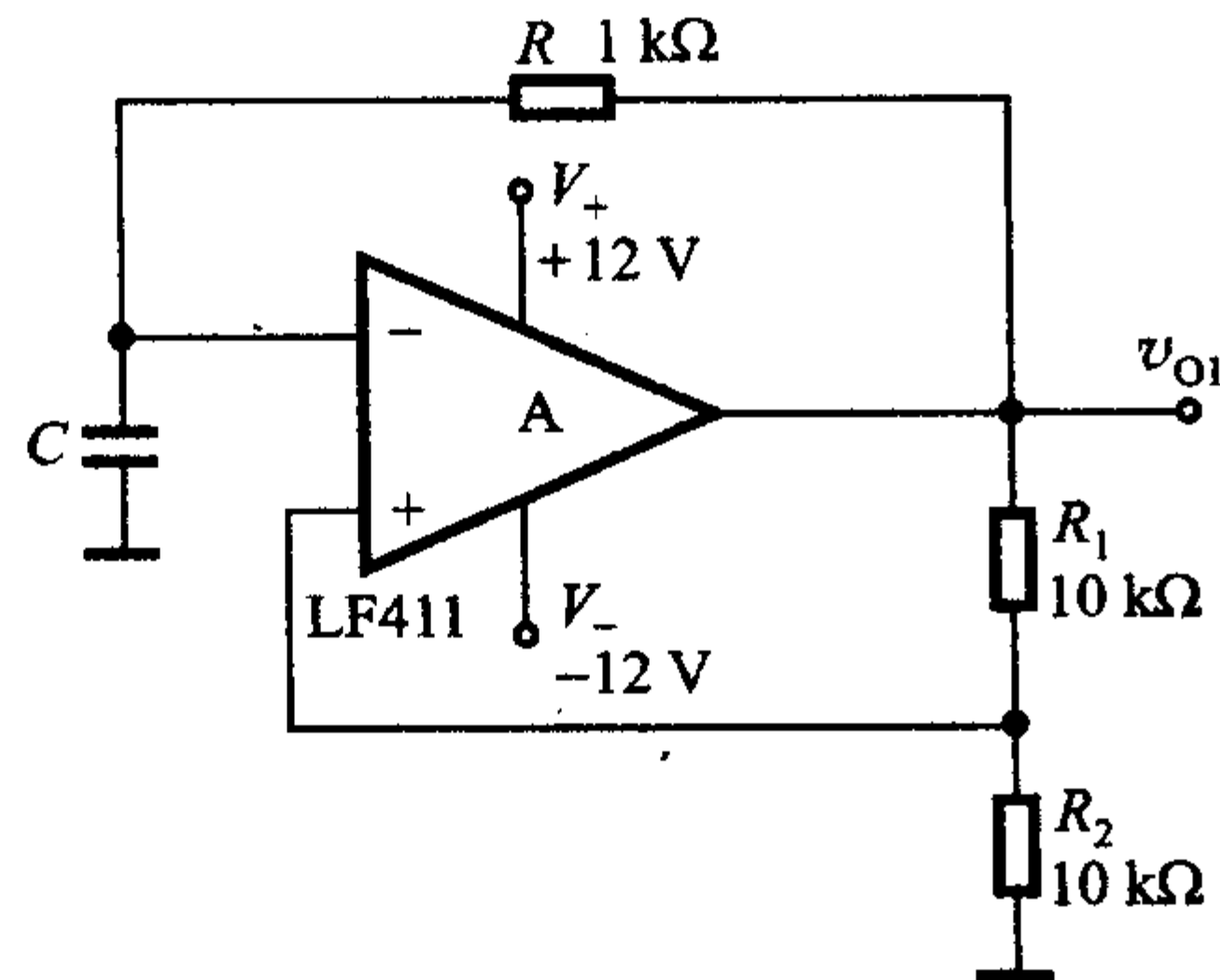
图 11.2.5 方波、三角波和正弦波信号发生器的方框图

解: (1) 初步拟定方波发生器的电路如图 11.2.6a 所示,改变时间常数 RC ,即可改变方波的频率。现假设 $R = 1 \text{ k}\Omega$,当 C 分别为 $1 \mu\text{F}$ 和 $0.47 \mu\text{F}$ 时,进行 Time Domain(时域)分析,得到 v_{O1} 的波形如图 11.2.6b 所示,两个波形的周期分别约为 2.2 ms 和 1.04 ms ,则频率为 454.55 Hz 和 961.54 Hz 。

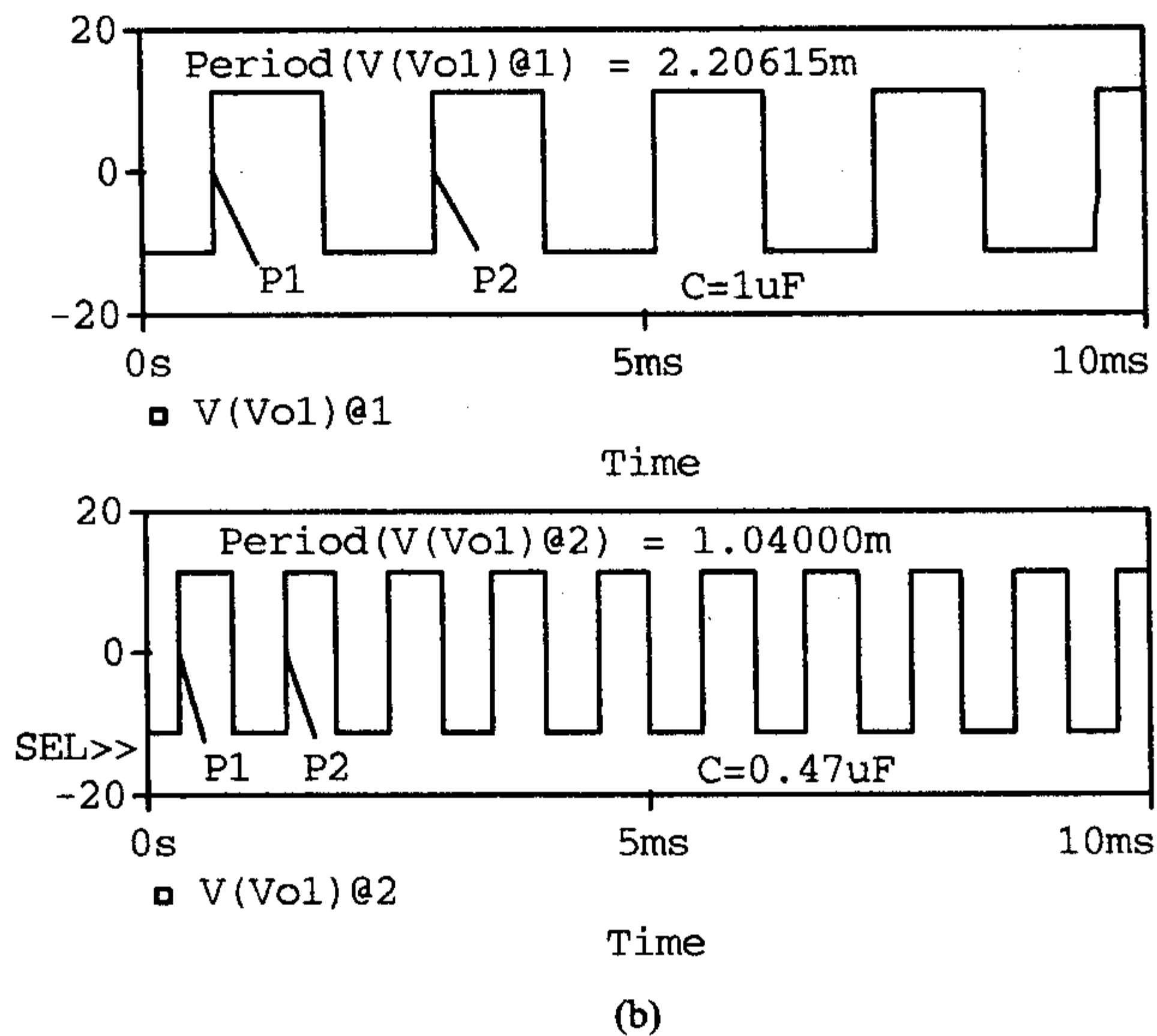
(2) 用时域分析观察 v_{O1} 、 v_{O2} 和 v_{O3} 的波形,从而判断此方案在原理上是否可行。

图 11.2.5 框图中的积分器和带通滤波器用积分器运算模型(INTEG)和带通滤波器运算模型(BANDPASS)代替,加上方波产生电路得到图 11.2.7 所示电路。不断调整积分器和带通滤波器的有关参数,观察 v_{O1} 、 v_{O2} 和 v_{O3} 的波形直到较合适为止。当积分器 IT 的比例系数(GAIN)取 1 000,电容取 $0.47 \mu\text{F}$,带通滤波器 BP 的下限截止频率设置为 94.1 Hz ,上限截止频率设置为 981 Hz ,中心频率为 961 Hz (方波的频率约为 961 Hz),通带外衰减速率定为 40 dB/十倍频程 ^①时, v_{O1} 、 v_{O2} 和 v_{O3} 的波形如图 11.2.8 所示。

^① BANDPASS 模型中有 6 个参数必须定义,它们是 F0(Lower stopband frequency)、F1(Lower passband frequency)、F2(Upper passband frequency)、F3(Upper stopband frequency)、RIPPLE(Ripple specification)和 STOP(Stopband attenuation),本例中 $F0 = 94.1 \text{ Hz}$, $F1 = 941 \text{ Hz}$, $F2 = 981 \text{ Hz}$, $F3 = 9.81 \text{ kHz}$, $RIPPLE = 0.1 \text{ dB}$, $STOP = 40 \text{ dB}$ 。此时带通滤波器的 $f_0 = 961 \text{ Hz}$, $BW \approx 77.69 \text{ Hz}$, $Q = f_0/BW \approx 12.37$ 。



(a)



(b)

图 11.2.6 方波发生器

(a) 原理图 (b) $C = 1 \mu\text{F}$ 和 $C = 0.47 \mu\text{F}$ 时 v_{O1} 的波形

由波形看出此方案在原理上是可行的。

(3) 对 v_{O3} 输出的正弦波再进行傅里叶分析, 仿真得到总谐波失真系数为 0.470 792 5%, 满足要求(分析到 10 次谐波)。

现将带通滤波器的衰减速率改为 20 dB/十倍频程再仿真(此时 $BW \approx 262 \text{ Hz}$, $Q \approx 3.67$), 得到总谐波失真系数为 1.218 184%, 超过了 1%。也就是说, 至少要采用二阶以上的带通滤波器才能满足要求。

值得注意的是, 当基波(方波)的频率变化时, 带通滤波器的中心频率 f_0

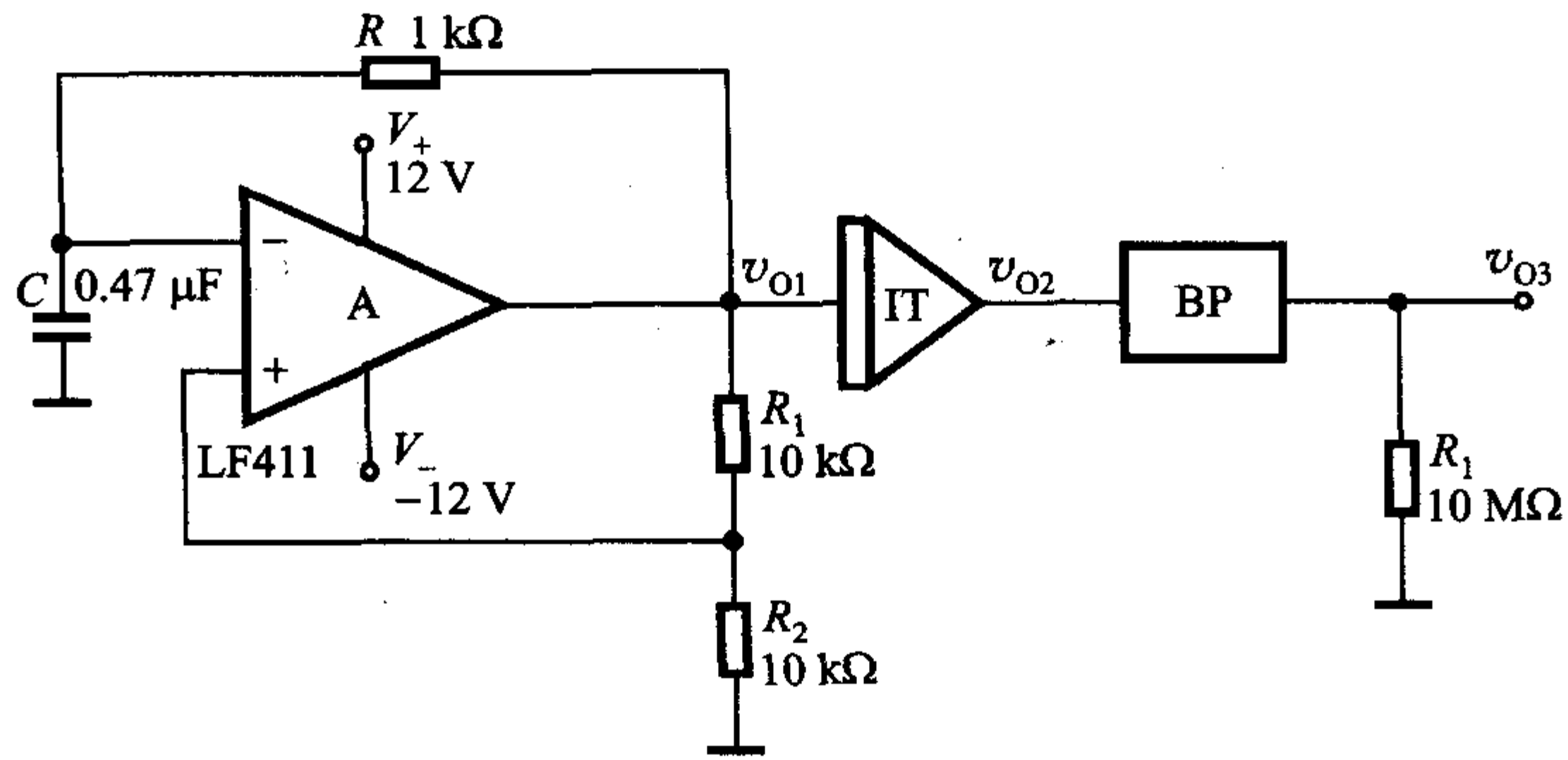


图 11.2.7 信号发生器原理图

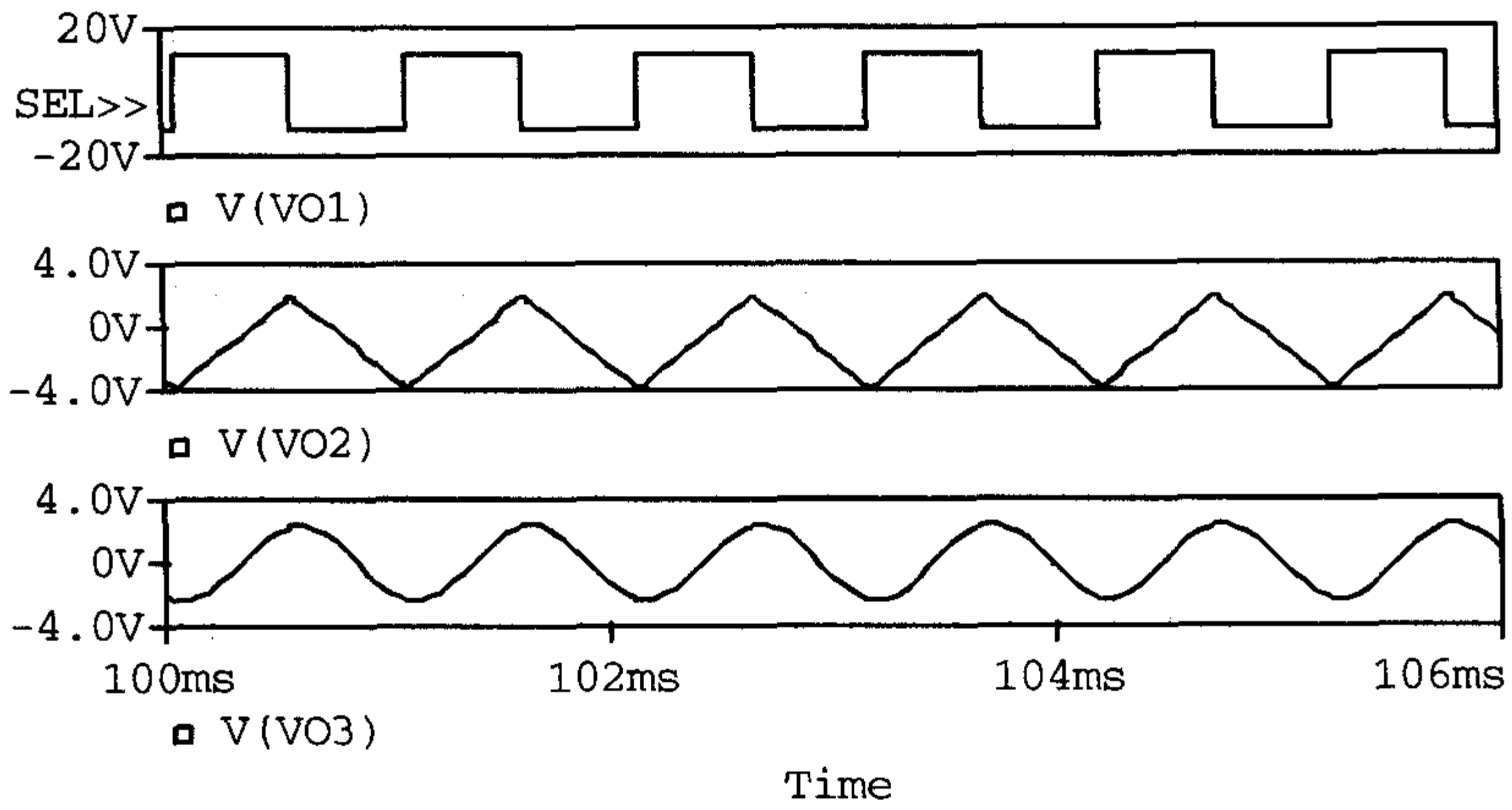


图 11.2.8 信号发生器各点输出波形

也要随之变化。否则将无法满足不同谐波失真的要求。