

专业: 微电子科学与工程
姓名: Misaka3125
学号: _____
日期: 12.16
地点: 紫金港东四 216

浙江大学 实验报告

课程名称: 电子电路设计实验 I 指导老师: 施红军、叶险峰、邓靖婧 成绩: _____
实验名称: 集成运算放大器应用电路研究 I 实验类型: 验证与设计 同组学生姓名: ZJU

一、实验目的

1. 研究由集成运放构成的比例、加法、减法等基本运算电路的组成与功能，加深对集成运放线性应用电路结构和性能特点的理解，掌握其设计方法。
2. 研究放大电路增益带宽积与单位增益带宽的关系。
3. 了解运算放大器构成的基本运算电路在实际应用时的局限性和应考虑的问题。

二、实验任务与要求

1. 反相放大电路设计: 设计一反相放大电路, 要求输入电阻 $R_i \geq 15k\Omega$, 电压增益 $|A_v| = 15$ V/V。
2. 算术运算电路设计: 设计电路实现 $V_o = 1.8(V_{i1} - V_{i2})$, 其中 V_{i1} 为直流信号, V_{i2} 为交流信号。
3. 增益带宽积研究: 固定 $R_1 = 10k\Omega$, 分别取 $R_f = 10k\Omega, 100k\Omega, 1M\Omega$, 测量电路的上限截止频率 f_H , 验证增益带宽积为常数。

三、实验原理

集成运算放大器在线性应用时, 基于“虚短”($V_+ = V_-$) 和“虚断”($I_+ = I_- = 0$) 的特性进行分析。

1. 反相放大器

电路结构如图 1 所示。信号由反相端输入，同相端通过平衡电阻接地。

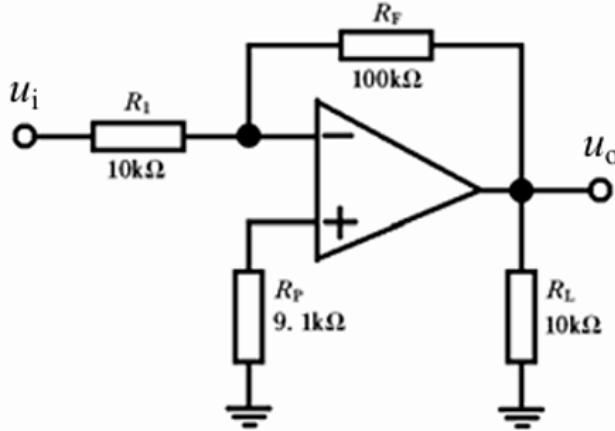


图 1：反相放大器原理图

根据理想运放特性，该电路的主要指标如下：

- **电压增益:** $A_v = -\frac{R_F}{R_1}$
- **输入电阻:** $R_i = R_1$
- **输出电阻:** $R_o \approx 0$
- **平衡电阻:** 为了保证输入级差分对管的静态偏置电流平衡，通常取 $R_p = R_1||R_F$ 。

2. 差动放大器（减法运算电路）

电路结构如图 2 所示。利用叠加定理分析，输出电压 v_o 可以表示为：

$$v_o = \left(\frac{R_p}{R_2 + R_p} \right) \left(\frac{R_1 + R_F}{R_1} \right) v_{i2} - \frac{R_F}{R_1} v_{i1}$$

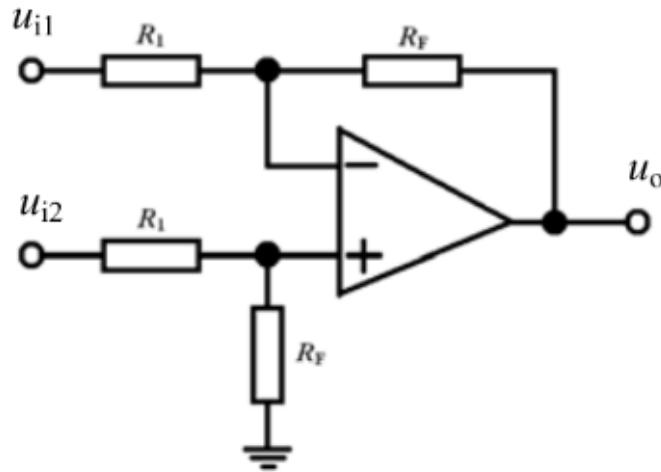


图 2: 差动放大器原理图

在实验设计中，通常取电阻对称，即 $R_1 = R_2$ 且 $R_F = R_p$ 。此时公式简化为：

$$v_o = \frac{R_F}{R_1}(v_{i2} - v_{i1})$$

从而实现对两个输入信号的减法运算。

3. 增益带宽积 (GBP)

对于单极点响应的运放，其开环增益与带宽的乘积为常数。在闭环状态下，也有 $|A_{vf}| \cdot f_H \approx GBP$ 。这意味着电路的增益越高，其通频带宽度越窄。

四、实验方案设计与参数计算

1. 反相放大电路

要求 $R_i \geq 15k\Omega$ 且 $|A_v| = 15$ 。

- 选取 $R_1 = 20k\Omega$ （满足输入电阻要求）。
- 由 $|A_v| = R_f/R_1 = 15$ ，计算得 $R_f = 15 \times 20k\Omega = 300k\Omega$ 。
- 平衡电阻 $R_p = R_1//R_f \approx 18.75k\Omega$ ，实验取标称值 $18k\Omega$ 。

2. 算术运算电路

目标： $V_o = 1.8(V_{i1} - V_{i2})$ 。

- 采用差分放大结构，需满足 $\frac{R_f}{R_1} = 1.8$ 。
- 选取 $R_1 = R_2 = 20k\Omega$ 。
- 计算反馈电阻 $R_f = 1.8 \times 20k\Omega = 36k\Omega$ 。
- 取 $R_f = R_p = 36k\Omega$ 。

3. 增益带宽积

R_1 固定为 $10k\Omega$ ，通过改变 R_f 调整增益分别为 -1, -10, -100。

五、实验仪器设备

1. 数字示波器、函数信号发生器
2. 电源
3. 集成运算放大器、电阻若干、实验用电路板
4. 计算机及 OrCAD 仿真软件

六、实验步骤、调试过程、实验数据记录

1. 反相放大器设计研究

(1) 直流特性测量 (DC Coupling)

输入直流信号，测量数据如下：

- 输入 $V_i = 585.9\text{mV}$ ，输出 $V_o = -9.843\text{V}$ 。
- 实测增益 $A_v = -9.843/0.5859 \approx -16.80 \text{ V/V}$ 。
- 输出波形如下图所示 (DC 耦合，输出未饱和)。

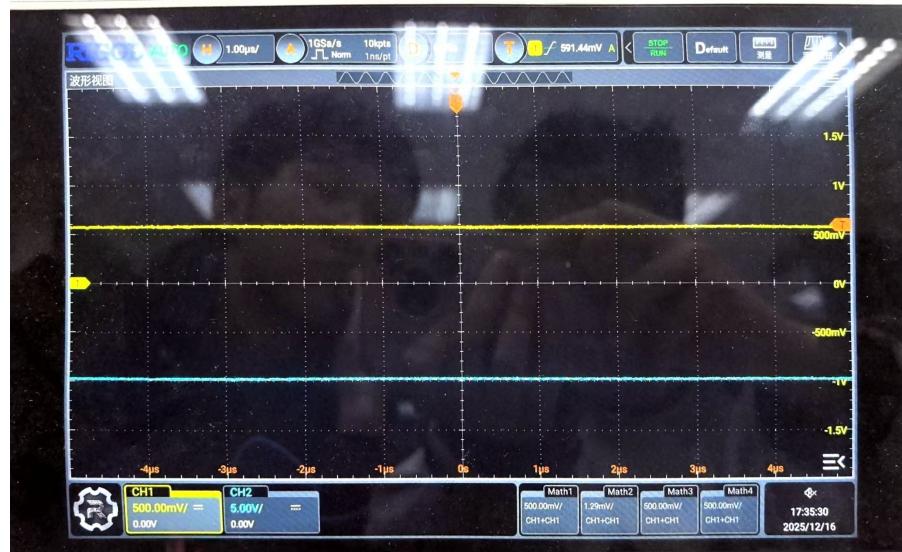


图 3：反相放大器直流测量波形

(2) 交流特性测量 (AC Signal)

输入 $f = 2.5\text{kHz}$ 正弦波，测量数据如下：

- 输入峰峰值 $V_{ipp} = 153.1\text{mV}$ 。
- 输出峰峰值 $V_{opp} = 2.351\text{V}$ 。
- 实测增益 $A_v = 2.351/0.1531 \approx 15.36 \text{ V/V}$ 。

相比直流测量，交流增益（15.36）与设计值（15）更为接近，误差仅为 2.4%。



图 4：反相放大器交流测量波形

2. 算术运算电路设计

(1) 仿真结果

根据 PPT 中的 Design B 方案进行电路设计与仿真，结果如下。图 ?? 展示了仿真电路图及对应的输出波形。

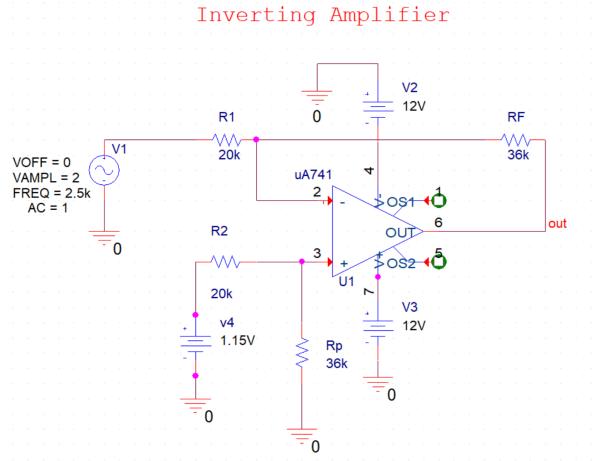


图 5: 算术运算电路仿真电路图

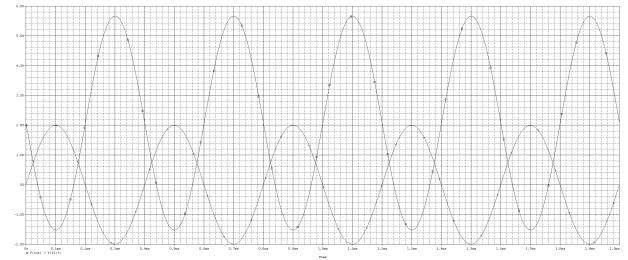


图 6: 算术运算电路仿真波形

仿真数据读数：输出电压 $V(out) = 3.172V$ ，输入端电位差 $V_{i1} - V_{i2} \approx 1.748V$ 。计算得仿真增益 $Av \approx 3.172/1.748 \approx 1.81$ ，与理论设计值 1.8 符合良好。

(2) 实测数据与波形

实验分别在交流耦合和直流耦合下观察输出信号 (V_{i1} 直流, V_{i2} 交流)。图 7 为示波器光标测量界面，图 8,9 为两种耦合方式的对比。

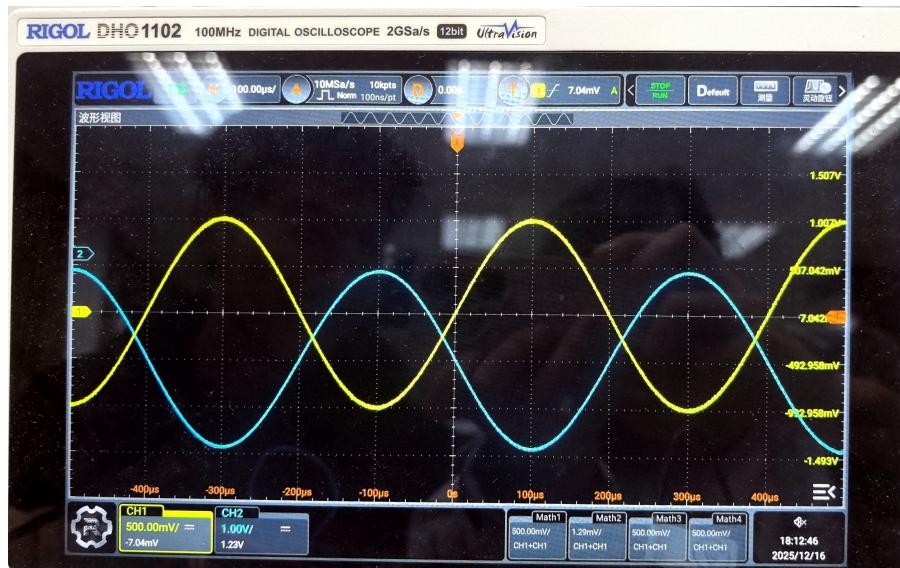


图 7: 算术运算电路波形

- 直接测量输入输出增益由图 7, 输入信号的幅度为 1.007V, 而由图 9 输出信号的直流耦合测定结果, 输出信号的幅度为 1.896V; 因此增益 $A_v = \frac{1.896}{1.007} = 1.88V/V$, 验证了 $V_o = 1.8V_{DC} - 1.8v_{ac}$ 的运算关系。
- 交流耦合 (AC Coupling): 滤除直流分量后, 测量交流峰峰值。顶部值 $B_Y = 1.914V$
- 直流耦合 (DC Coupling): 观察总输出信号。示波器光标读数: 顶部值 $A_Y = -288.8mV$ 。由于输入包含直流分量, 输出呈现为带有直流偏置的正弦波, 直流分量为两个峰值相减, 大小为 2.203V。因此直流分量约为 $\frac{\Delta Y}{A_v} = 1.17V$

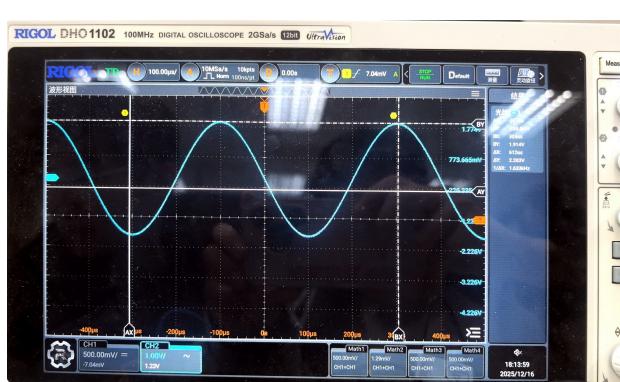


图 8: 输出信号交流耦合

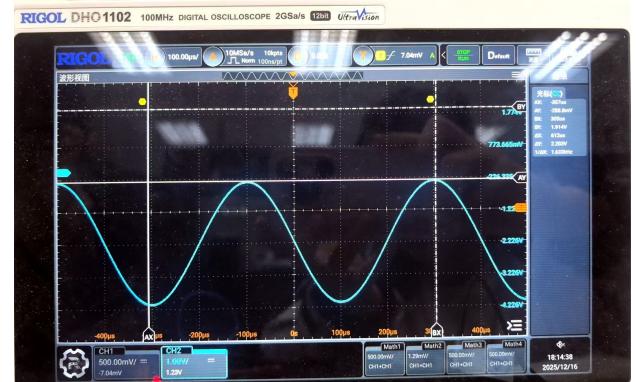


图 9: 输出信号直流耦合

3. 增益带宽积研究

固定 $R_1 = 10k\Omega$, 改变 R_f 设置不同增益, 进行频率响应仿真与测试。

仿真波形与分析

对电路进行 AC Analysis (交流扫描), 测量 -3dB 截止频率 f_H 。

1. 第一组: $R_f = 10k\Omega$ ($|A_v| = 1$)

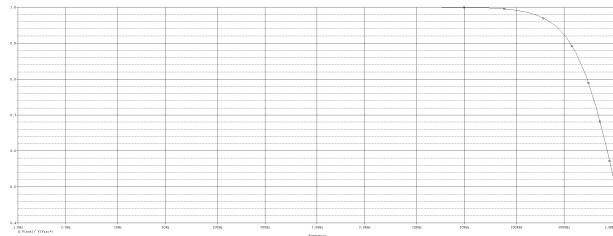


图 10: $\text{Av}=1$ 幅频特性曲线

	Evaluate	Measurement	Value
▶	<input checked="" type="checkbox"/>	Cutoff_Lowpass_-3dB(V(out)/ V(Vin...)	649.5765170911k
	<input checked="" type="checkbox"/>	Max(V(out)/ V(Vin:+))	999.9897091850m

图 11: $\text{Av}=1$ 截止频率读数

分析: 低频增益约为 1 V/V (0 dB)。光标读数显示, 幅度下降 3dB 时的频率为 **649.6 kHz**。

2. 第二组: $R_f = 100k\Omega$ ($|A_v| = 10$)

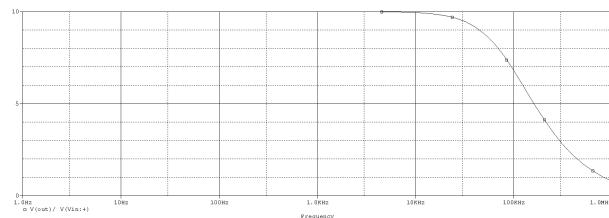


图 12: $\text{Av}=10$ 幅频特性曲线

	Evaluate	Measurement	Value
▶	<input checked="" type="checkbox"/>	Cutoff_Lowpass_-3dB(V(out)/ V(Vin...)	92.6189665651k
	<input checked="" type="checkbox"/>	Max(V(out)/ V(Vin:+))	9.9994320163

图 13: $\text{Av}=10$ 截止频率读数

分析: 低频增益约为 10 V/V (20 dB)。光标读数显示, 截止频率为 **92.6 kHz**。相较于 $\text{Av}=1$ 时, 带宽大约减小了 7 倍。

3. 第三组: $R_f = 1M\Omega$ ($|A_v| = 100$)

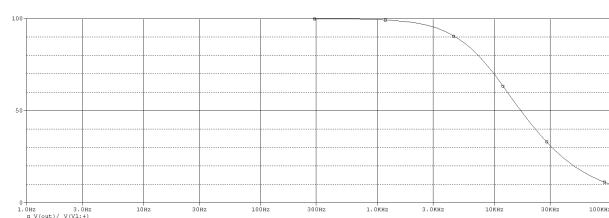


图 14: $\text{Av}=100$ 幅频特性曲线

	Evaluate	Measurement	Value
	<input checked="" type="checkbox"/>	Max(V(out)/ V(V1:+))	99.9484210188
	<input checked="" type="checkbox"/>	Cutoff_Lowpass_-3dB(V(out)/ V(V1:...)	9.7242872121k

图 15: $\text{Av}=100$ 截止频率读数

分析：低频增益约为 100 V/V (40 dB)。光标读数显示，截止频率为 9.7 kHz 。带宽进一步减小，符合增益与带宽成反比的规律。

实测数据对比

将仿真数据与实测数据整理如下表：

表 1：增益带宽积测量数据表

R_f	理论 $ A_v $	仿真 f_H	实测幅度变化 (V_{opp})	实测 f_H	实测 GBP
10k	1	649.6k	$24.57\text{mV} \rightarrow 17.37\text{mV}$	487 kHz	487 kHz
100k	10	92.6k	$247.5\text{mV} \rightarrow 173.25\text{mV}$	73 kHz	730 kHz
1M	100	9.7k	$2.517\text{V} \rightarrow 1.78\text{V}$	7.5 kHz	750 kHz

七、数据分析与讨论

1. 实验结果分析

- 反相放大电路：**在低频段 (2.5kHz) 下，实测增益 15.36 与设计值 15 吻合度较高，相对误差约 2.4%。而在直流测量中，实测增益约为 16.8，误差显著增大。这表明电路对交流信号的放大精度较高，但直流性能受到运放非理想特性（如失调电压）的显著影响。
- 算术运算电路：**通过 DC/AC 耦合模式的对比，清晰展示了运放对直流和交流信号的线性叠加能力。实测的交流增益 1.88 与设计值 1.8 基本一致，验证了差分电路作为减法器的功能以及线性叠加原理的正确性。
- 增益带宽积 (GBP)：**实验数据表明，随着闭环增益 $|A_v|$ 的增加 ($1 \rightarrow 10 \rightarrow 100$)，电路的带宽 f_H 显著下降 ($487\text{k} \rightarrow 73\text{k} \rightarrow 7.5\text{k}$)。计算所得的 GBP 在 487kHz 至 750kHz 之间。虽然受限于高频下的寄生电容和测量误差，GBP 数值存在一定波动，但总体趋势符合“增益与带宽成反比 ($|A_v| \cdot f_H \approx C$)”的规律。

2. 误差来源与分析

本次实验中，实测数据与理论值存在一定偏差，主要误差来源分析如下：

1. 集成运放的非理想特性

- **输入失调电压 (V_{IO}) 与偏置电流 (I_{IB}):** 理论计算假设运放为理想器件 ($V_{IO} = 0, I_{IB} = 0$)。然而 μA741 实际存在约 $1 \sim 5\text{mV}$ 的输入失调电压。在直流耦合测量中，该误差电压会被电路放大，其输出误差可表示为 $\Delta V_o \approx (1 + \frac{R_f}{R_1})V_{IO}$ 。
- **实验验证:** 在反相放大实验中，直流增益 ($|A_v| \approx 16.8$) 显著高于交流增益 ($|A_v| \approx 15.36$)。这是因为交流测量通过电容隔直，滤除了 V_{IO} 的累积影响，而直流测量中 V_{IO} 被当作有效信号放大，叠加在输出端，导致计算出的等效增益偏大。

2. 无源元件的参数公差

- 实验中使用的色环电阻通常具有 $\pm 5\%$ 的误差。
- **增益误差:** 反相放大增益 $|A_v| = R_f/R_1$ 。若 R_f 实际值偏大而 R_1 偏小，实际增益可能达到 16.5 V/V ，这直接解释了增益偏离设计值 15 V/V 的现象。
- **共模抑制比下降:** 在算术运算电路中，公式 $V_o = \frac{R_f}{R_1}(V_{i2} - V_{i1})$ 成立的前提是电阻桥臂严格匹配 ($R_f/R_1 = R_p/R_2$)。电阻的微小不对称会导致共模信号无法被完全抵消，从而引入计算误差。

3. 高频下的寄生效应

- 在增益带宽的研究中，当设置 $R_f = 1\text{M}\Omega$ 时，实测截止频率 (7.5kHz) 导致计算出的 GBP (750kHz) 与低增益组存在差异。
- **原因:** 实验电路板插孔之间存在寄生电容 C_s 。当反馈电阻 R_f 高达 $1\text{M}\Omega$ 时，寄生电容会在反馈回路中形成一个极点 $f_p = \frac{1}{2\pi R_f C_s}$ 。该极点会使电路带宽在运放本身截止之前提前下降，导致高增益下的带宽测量值小于理论预期。

4. 仪器测量误差 (Measurement Error)

- **读数误差:** 示波器光标读数主要依赖观察者判断波峰波谷位置，存在人为视觉误差。

八、结论

本次实验成功设计并验证了反相放大电路和算术运算电路。实验结果表明，集成运放能够精确地实现模拟信号的比例、加减运算。同时，通过频率响应测试，验证了运放增益带宽积为常数的特性，这对我们在实际工程中进行高增益或宽带放大电路设计具有重要的指导意义。

九、心得与体会

通过本次实验，我不仅掌握了运放外围电路参数的计算方法，还熟悉了示波器 AC/DC 耦合模式在混合信号测量中的应用。在增益带宽积的测量中，我深刻体会到了运放性能指标之间的制约关系，即不能同时追求极高的增益和极宽的带宽，需要根据实际需求进行权衡。

十、思考题

- 用运算放大器构成的负反馈电路其输出电阻可认为零，那么它能直接驱动电阻为 8Ω 的负载吗？为什么？

答：不能。

虽然引入深度电压负反馈可以显著降低电路的输出电阻 ($R_o \approx 0$)，使输出电压在理论上不随负载变化，但这仅在运放的最大输出电流范围内成立。

通用型集成运放（如 $\mu A741$ ）的最大输出电流 I_{om} 通常在 $20mA \sim 25mA$ 左右。若驱动 8Ω 负载产生 $10V$ 的电压，根据欧姆定律 $I = U/R = 10/8 = 1.25A$ ，这远超运放的电流输出能力。强行连接会导致运放进入过流保护状态、输出波形严重失真，甚至因过热损坏器件。驱动低阻负载需在运放后级增加功率放大电路。

- 在同相电压跟随器电路中，设集成运放的最大输出电压为 $\pm 12V$ ，转换速率为 $0.5V/\mu s$ ，输入正弦信号。当输入信号的频率为 $1kHz$ 时，其最大不失真输出电压的幅度是多少？为了使最大不失真输出电压的幅度达到 $8V$ ，信号的最高频率是多少？

答：

- 当 $f = 1kHz$ 时，最大幅度为 $12V$ 。

最大不失真输出电压受电源电压和转换速率双重限制。由 SR 决定的最大幅值 $V_{om} = \frac{SR}{2\pi f} = \frac{0.5 \times 10^6}{2\pi \times 10^3} \approx 79.6V$ 。然而，运放的电源限制了最大输出摆幅为 $\pm 12V$ 。由于 $12V < 79.6V$ ，因此瓶颈在于电源电压，最大不失真幅度为 $12V$ 。

(b) 当幅度达到 $8V$ 时，最高频率约为 $9.95kHz$ 。

此时主要受转换速率限制，根据公式 $f_{max} = \frac{SR}{2\pi V_{om}}$ 计算：

$$f_{max} = \frac{0.5 \times 10^6 V/s}{2\pi \times 8V} \approx 9947Hz \approx 9.95kHz$$

3. 反相比例放大电路中，电阻 R_1 的取值不可太小（如几十 Ω ），为什么？

答：在反相比例放大电路中，由于虚地特性，电路的输入电阻 $R_i \approx R_1$ 。若 R_1 取值过小：会对前级信号源造成严重的负载效应。若信号源存在内阻 R_s ，大部分信号电压会降落在内阻上，导致实际输入运放的信号衰减。

通常 R_1 取值在 $1k\Omega$ 至 $100k\Omega$ 之间为宜。

4. 若要设计一个 $A_{vf} = 20$ 的同相放大电路，用于放大频率为 $150kHz$ 的正弦信号，运放选用 $\mu A741$ 可以吗？选用 $LM318$ 可以吗？为什么？若放大频率为 $1500kHz$ 的正弦信号呢？

答：根据增益带宽积常数特性： $GBP \approx |A_{vf}| \cdot f_H$ 。查阅资料可知： $\mu A741$ 的 $GBP \approx 1MHz$ ， $LM318$ 的 $GBP \approx 15MHz$ 。

(a) 放大 $150kHz$ 信号：所需 $GBP_{req} = 20 \times 150kHz = 3MHz$ 。

- $\mu A741$ ($1MHz < 3MHz$)：不可以。增益会大幅下降，无法维持 20 倍。
- $LM318$ ($15MHz > 3MHz$)：可以。

(b) 放大 $1500kHz$ ($1.5MHz$) 信号：所需 $GBP_{req} = 20 \times 1.5MHz = 30MHz$ 。

- $\mu A741$ ($1MHz < 30MHz$)：不可以。
- $LM318$ ($15MHz < 30MHz$)：不可以。虽然比 741 好，但仍无法满足 $30MHz$ 的带宽需求，需选用更高速的运放。