

浙江大学



电子电路基础专题研究报告

课程名称： 电子电路基础

题 目： 心电信号放大电路研究

姓名与学号：

年级与专业： 20 级 电子科学与技术

指导教师： 周金芳

目录

1	引言	3
1.1	心电信号放大电路研究背景与意义	3
1.2	滤波器研究意义	4
2	心电信号放大电路的系统级设计	5
2.1	系统级设计方案	5
2.1.1	设计指标	5
2.1.2	电路架构	5
2.1.3	前置放大电路	6
2.1.4	右腿驱动电路	7
2.1.5	共模屏蔽驱动电路	7
2.1.6	高通滤波器	8
2.1.7	低通滤波器	9
2.1.8	陷波器	9
2.1.9	末级放大器	10
2.2	仿真结果及结果分析	11
2.2.1	前置放大电路与右腿驱动电路效果仿真	11
2.2.2	高通滤波器效果仿真	13
2.2.3	低通滤波器效果仿真	14
2.2.4	由高通滤波器串联得到的带通滤波器效果仿真	15
2.2.5	陷波电路仿真	16
2.2.6	末级放大电路仿真	17
3	电压型二级运算放大器设计	18
3.1	电压型二级运放设计	18
3.2	电压型运算放大器电路设计方程	19
3.3	手工确定参数	21
3.4	电压型运算放大器仿真结果	23
3.4.1	工作点分析	23
3.4.2	直流扫描分析	23
3.4.3	开环增益、增益带宽积与相位裕量测试	24
3.4.4	压摆率测试	25
3.4.5	共模输入范围	25
3.4.6	共模抑制比	26
3.4.7	功耗	26
3.5	改进后的电压型运算放大器电路设计及仿真结果	27
3.5.1	设计指标	27
3.5.2	电路各模块的优化	27
3.5.3	运算放大器的仿真	30

4	模拟滤波器基础	37
4.1	根据滤波器功能分类.....	37
4.2	逼近方式	38
4.3	模拟滤波器的幅频特性	42
5	简单二级运放在滤波器中的应用	44
5.1	一阶有源 RC 滤波器.....	44
5.2	二阶有源低通滤波器.....	45
5.3	二阶有源高通滤波器.....	46
5.4	二阶有源带通滤波器.....	47
6	基于带源极负反馈的差分对跨导的模拟滤波器设计	49
6.1	Gm-C 积分器	49
6.2	有源可调电阻器与有源电感器	50
6.3	基于 Gm-C 的三阶低通滤波器设计	51
6.4	Gm-C 复数滤波器	52
6.5	复数模拟滤波器仿真.....	54
6.5.1	跨导单元电路的建立和仿真	54
6.5.2	低通滤波器的建立和仿真.....	55
6.5.3	复数滤波器的建立和仿真.....	55
7	个人感想	57
	参考文献.....	59

1 引言

1.1 心电信号放大电路研究背景与意义

心电信号是生物医学信号里最重要的信号之一，也是人类最早研究并应用于临床医学的生物电信号之一，它比其他生物电信号更易于检测并且具有较直观的规律性，能实时反应人体的健康状况，所以检测心电信号能有效地将人体的实时状态数字化的体现出来。

要设计心电信号处理电路，首先要了解心电信号的特点。心电信号主要特点如下：

1. 微弱性。至多为 mV 量级，最小在 μV 量级。
2. 低频特性。心电信号的能量在几百赫以下。
3. 高阻抗特性。人体作为信号源，阻抗可达几十千欧。

所以在测量上具有以下难点：

1. 干扰强。测量心电信号会有来自生物体内的，如肌内干扰、呼吸干扰等；来自体外的，如工频干扰、因不良接地等引入的其它外来串扰等。
2. 干扰信号与心电信号本身频带重合(如工频干扰)，无法直接使用带通滤波去除干扰，故需使差分放大器的共模抑制比高。
3. 近场检测。离开体表微小距离就基本上检测不到信号。
4. 电极极化电压引起基线漂移。测量电极与生物体之间会产生直流电压，引起基线漂移，所以在前置放大电路中增益不能过大。

1.2 滤波器研究意义

诞生于 1917 年的滤波器是一种选频网络,它以某种规定的方式将输入信号变换成所要的输出信号,这种变换使某些频率的信号通过,而其他频率的信号则受到阻塞或者衰减。

近百年来,滤波器的理论和技术一直不断发展和完善:从无源分立 RLC 元件开始,经历了集成线性元件、混合集成电路和单片集成电路等一系列发展历程。随着滤波器在现代通信系统、控制和测量系统当中的广泛应用,滤波器的理论和技术越来越被工业界和学术界所重视。

2 心电信号放大电路的系统级设计

2.1 系统级设计方案

2.1.1 设计指标

- 电压放大倍数：1000，误差 $\pm 5\%$ ；
- -3dB 低频截止频率：0.05Hz；
- -3dB 高频截止频率：100Hz，误差 $\pm 10\text{Hz}$ ；
- 频带内响应波动：在 $\pm 3\text{dB}$ 以内(不包含 $50\text{Hz} \pm 5\text{Hz}$)；
- 共模抑制比：大于 80dB(含 1.5m 长的屏蔽导联线，共模输入电压范围： $\pm 7.5\text{V}$)；
- 差模输入电阻：大于 $5\text{M}\Omega$ 。

2.1.2 电路架构

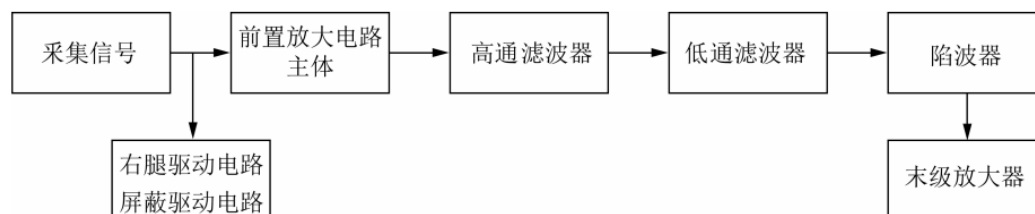


图 2-1 心电信号处理电路结构方案

- 采用二级放大方案（因为前端电压放大系数过大会导致基线漂移，一般将放大倍数选为 10，所以有必要再增加一个末级放大器）；
- 以仪表放大器为主体，同时伴有右腿驱动电路、屏蔽驱动电路的前置放大器架构以抑制共模，提高共模抑制比；
- 采用高通滤波器来滤除电极之间的直流偏置信号；

- 采用低通滤波器滤除高频噪声成分；
- 采用陷波器滤除电源线干扰。

2.1.3 前置放大电路

AD620 将分立的三运放集成到一块芯片上，有着如下优点：

- 使用方便：增益只须通过一个外部电阻设置；
- 低功耗，最大工作电流 1.3mA；
- 出色的直流性能：如共模抑制比高：93dB(min;G=10)；
- 出色的交流特性：120kHz(G=100)带宽；0.01%建立时间为 15μs；
- 噪声电压低：0.28μVpp(0.1 ~ 10Hz)。

$$\text{差分增益 } G_d = 1 + \frac{R_1 + R_2}{R_G}$$

增益电阻 R1 和 R2 被精确确定为 24.7kΩ

$$G_d = 1 + \frac{49.4k\Omega}{R_G}$$

封装引脚与内部等效如下图：

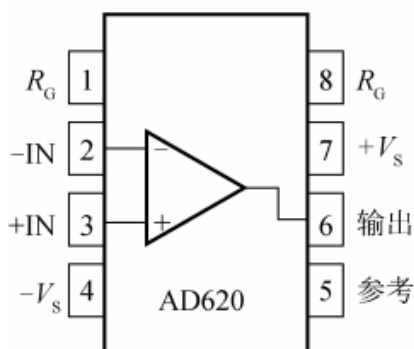


图 2-2 封装引脚顶视图

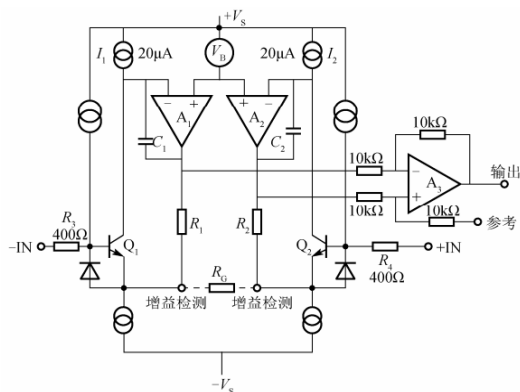


图 2-3 内部电路原理框图

2.1.4 右腿驱动电路

右腿驱动电路对受到共模干扰的心电信号共模分量采样，放大并反相，再反馈到体表，以降低体表的共模干扰电压。

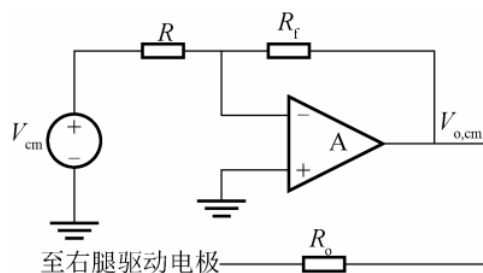


图 2-4 右腿驱动电路

$V_{o,cm}$ 表示采样得到的反映人体体表共模干扰电平的信号。

该信号经反相放大器放大，再反馈到右腿驱动电极。此反馈电压与原体表电压反相，如果反相放大器增益大小适当，原体表电压就被反馈电压抵消，从而大大降低了体表共模干扰电压的电平。

2.1.5 共模屏蔽驱动电路

体表电极与前置放大器（或者缓冲放大器）之间是由多股细而柔软的单芯屏蔽导联线连接的，常把导联线的屏蔽层接地。

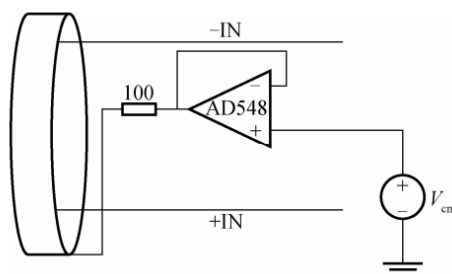


图 2-5 共模屏蔽驱动电路

图中 V_{cm} 表示采样得到的反映人体体表共模干扰电平的信号（即右腿驱动电路的输出电压）。该共模信号经同相放大器放大后驱动导

联线的屏蔽层。

信号通过导联线传输时，在导联线的中芯线与屏蔽网之间存在着一定数量的分布电容，其造成的差分相移将影响前置放大器的共模抑制比(CMRR)。所以只要同相放大器器增益大小适当，屏蔽层共模电位等于芯线共模干扰电位，则屏蔽层与芯线间没有电位差，就大大减小电缆电容和杂散电容造成的差分相移，从而保证前置放大器有高的共模抑制比(CMRR)。

2.1.6 高通滤波器

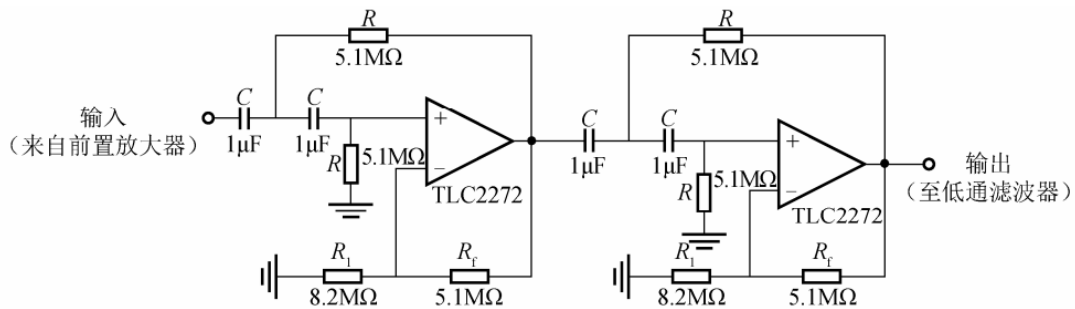


图 2-6 高通滤波器

带内电压增益 $A_v = 1 + \frac{R_f}{R_1}$

截止频率 $f_p = \frac{1}{2\pi RC}$

品质因数 $Q = \frac{1}{3-A_v}$

取 $Q = 0.707$ ，则 $A_v = 1.568$ ，由此得 $\frac{R_f}{R_1} = 0.586$ 。

取 $R_1 = 8.2M$ 考虑到常用电阻基值，取 $R_f = 5.1M$ 。

R 和 C 的选择要满足截止频率为 $0.03Hz$ 。取 $C = 1\mu F$ ，考虑到常用电阻基值， $R = 5.1M\Omega$ 。

2.1.7 低通滤波器

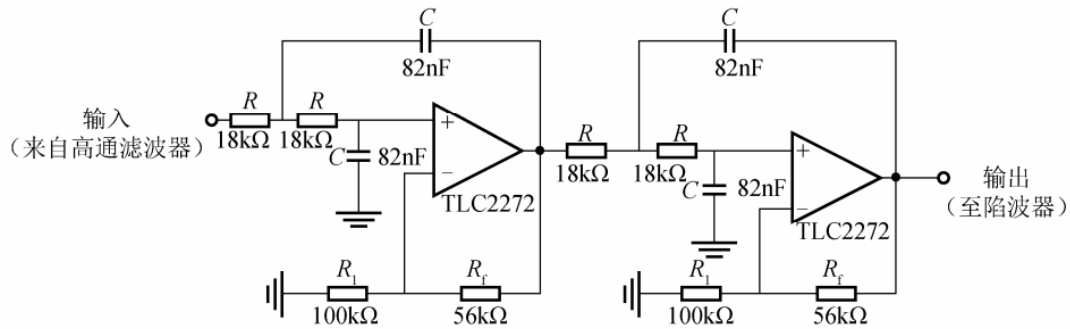


图 2-7 低通滤波器

带内电压增益 $A_v = 1 + \frac{R_f}{R_1}$

截止频率 $f_p = \frac{1}{2\pi RC}$

品质因数 $Q = \frac{1}{3-A_v}$

取 $Q = 0.707$ ，则 $A_v = 1.568$ ，由此得 $\frac{R_f}{R_1} = 0.586$ 。

取 $R_1 = 100k$ 考虑到常用电阻基值，取 $R_f = 56k$ 。

R 和 C 的选择要满足截止频率为 $100Hz$ 。取 $C = 82nF$ ，考虑到常用电阻基值， $R = 18k\Omega$ 。

2.1.8 陷波器

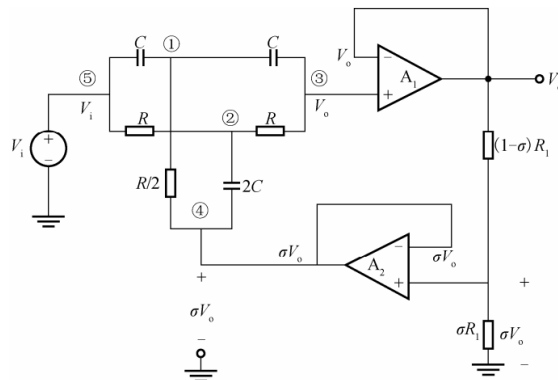


图 2-8 陷波器

$$H(j\omega) = \frac{-\omega^2 R^2 C^2 + 1}{-\omega^2 R^2 C^2 + 4j\omega RC(1-\sigma) + 1} = \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega^2 - \omega_0^2 - 4j\omega\omega_0(1-\sigma)}$$

取电容 $C = 47nF$ ，零点频率 $f_z = 50Hz$ ，考虑到常用电阻基值取 $R = 68k\Omega$ ， $\sigma = 0.9$

级连的带通滤波器带内增益为 16.1dB，低频截止频率 $f_{pL} = 0.04Hz$ ，高频截止频率 $f_{pH} = 84Hz$

2.1.9 末级放大器

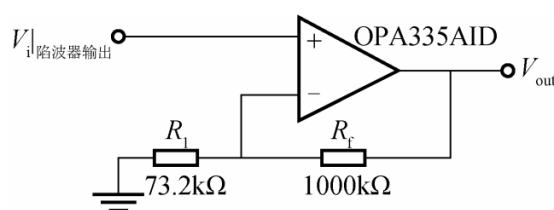


图 2-9 末级放大器

前置放大电路的增益设为 10.8，由级连的低通和高通滤波器构成的带通滤波器，通带功率增益为 16.1dB，电压放大系数则为 6.38。所以这两部分提供的电压放大倍数为 68.904 倍。

系统设定的整体放大倍数为 1000，故末级放大电路的电压放大倍数应为 $1000/68.904 = 14.5$ 倍。

末级放大器取同相放大器结构，如选 $R_f = 1000k$ ， $R_1 = 73.2k$ ，则理想情况下末级放大系数为 14.7 倍（实际末级放大系数要小一些）。

2.2 仿真结果及结果分析

2.2.1 前置放大电路与右腿驱动电路效果仿真

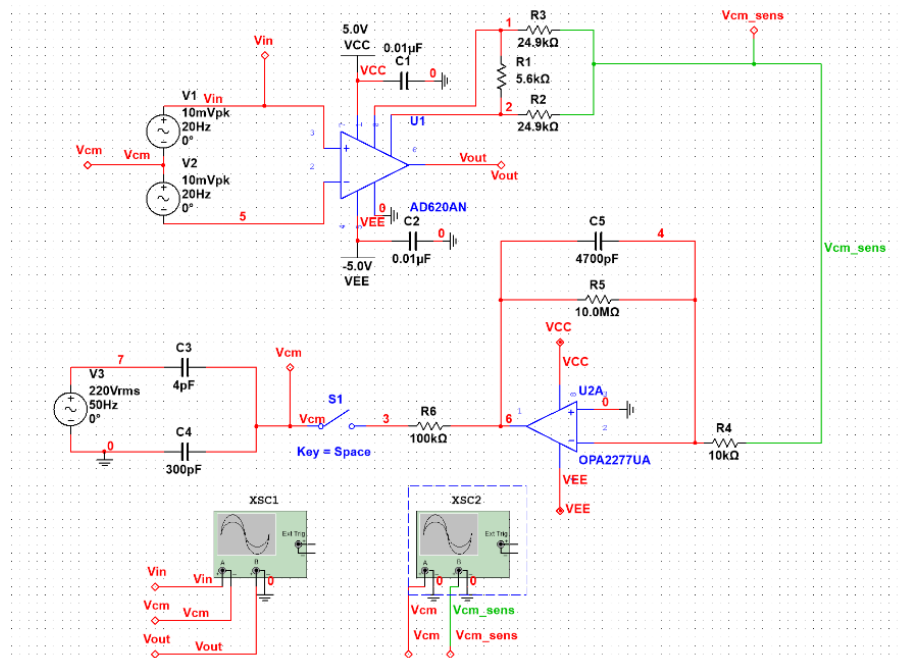


图 2-10 前置放大器化简电路

采用如图 2-10 所示的简化电路，左臂导联线、右臂导联线输入的心电信号用峰值为 10mV 的信号源代替，并省略了电压跟随器 U1A, U1B。共模干扰信号为电容分压器输出的市电信号。市电信号有效值为 220V，峰值约为 311V，分压后输出的共模干扰电压约为 4.09V，比模拟的心电信号大 46.21dB。可以通过看 XSC1 探求差分信号的放大倍数，看 XSC2 探求共模信号的变化情况。

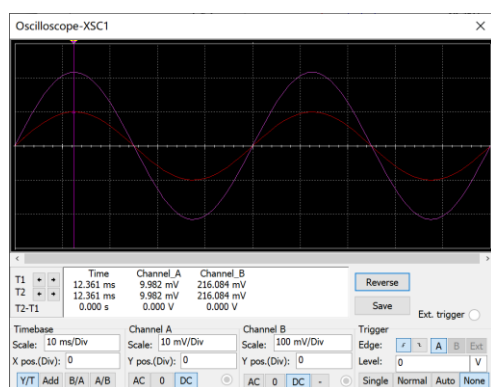


图 2-11 心电信号图

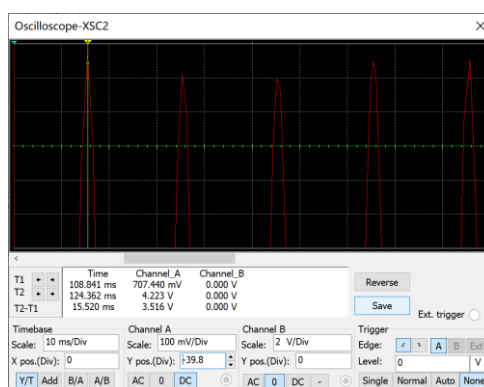


图 2-12 S1 断开时的输出

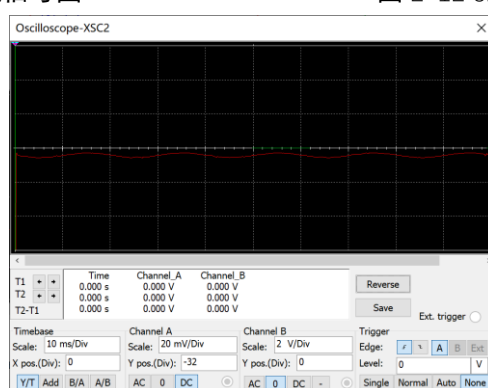


图 2-13 S1 闭合后的输出

如图为 Multisim 仿真结果，其中图 2-11 为心电信号放大结果，图 2-12 为 S1 断开时的仿真结果，以共模输出为主，图 2-13 为 S1 闭合，即接入右腿驱动电路后的仿真结果，输出基本为正弦波，共模分量得到抑制，差模分量放大。

2.2.2高通滤波器效果仿真

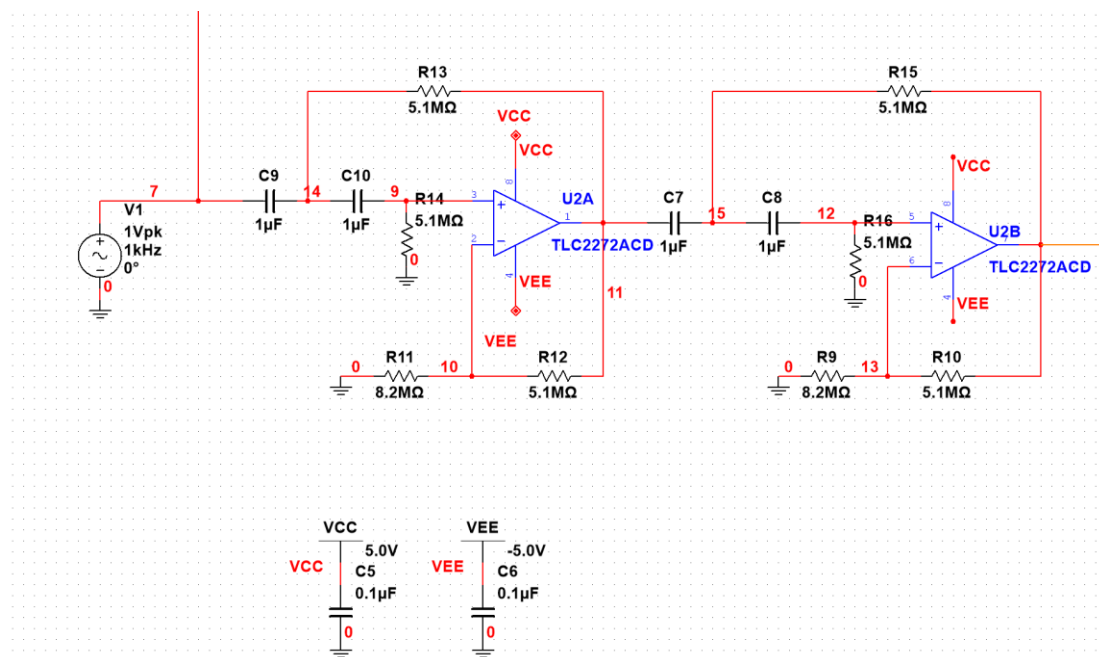


图 2-14 高通滤波器电路图

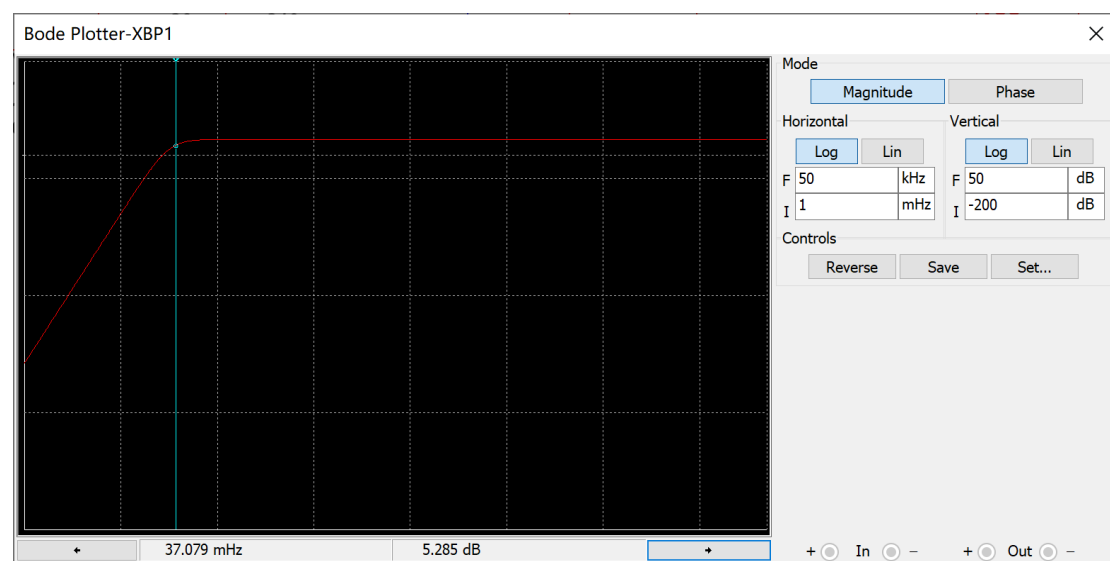


图 2-15 高通滤波器仿真

高通滤波器的增益最大约为 8.3dB，如图，截止频率约为 0.037Hz。

2.2.3低通滤波器效果仿真

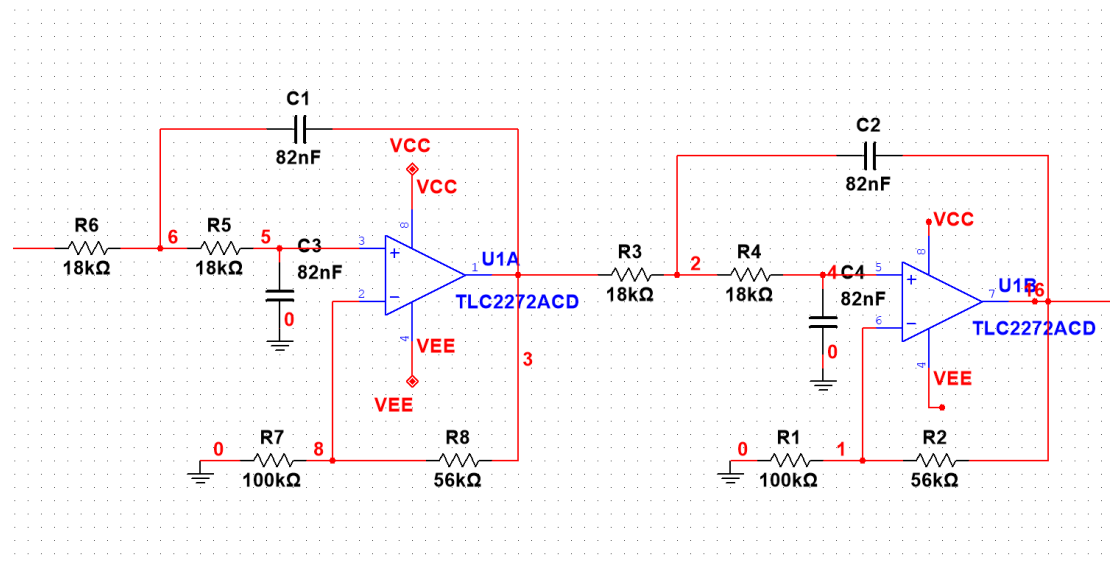


图 2-16 低通滤波器电路图

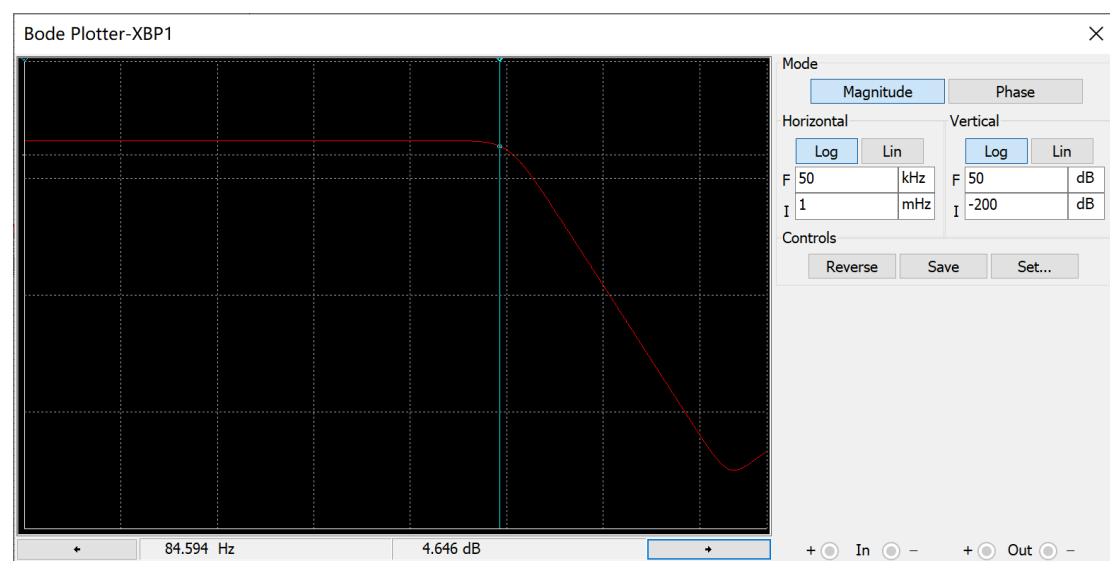


图 2-17 低通滤波器仿真

低通滤波器的增益最大约为 7.7dB，如图，截止频率约为 84.5Hz。

2.2.4由高低通滤波器串联得到的带通滤波器效果仿真

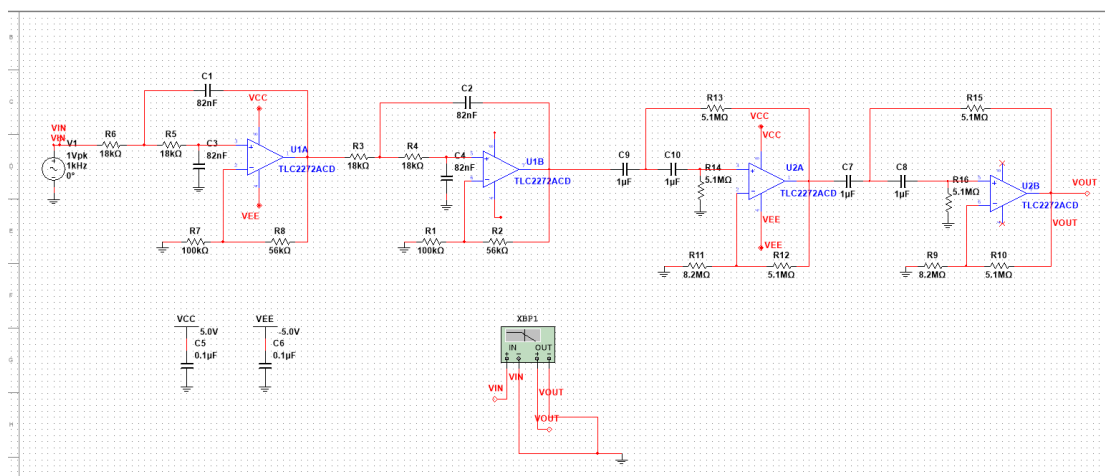


图 2-18 由高低通滤波器串联得到的带通滤波器

将四阶低通滤波器与高通滤波器串联，从而让频率过高的分量与频率过低的分量无法通过，达到带通的效果。

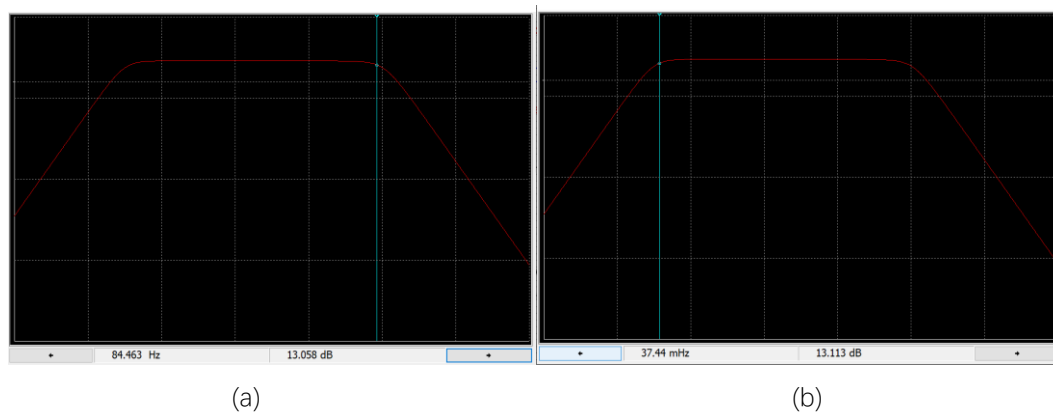


图 2-19 带通滤波器波特图仿真

取下降 3dB 处频率分析得：带通范围约为 0.037Hz~84.5Hz，带内增益为 16.1dB。

2.2.5陷波电路仿真

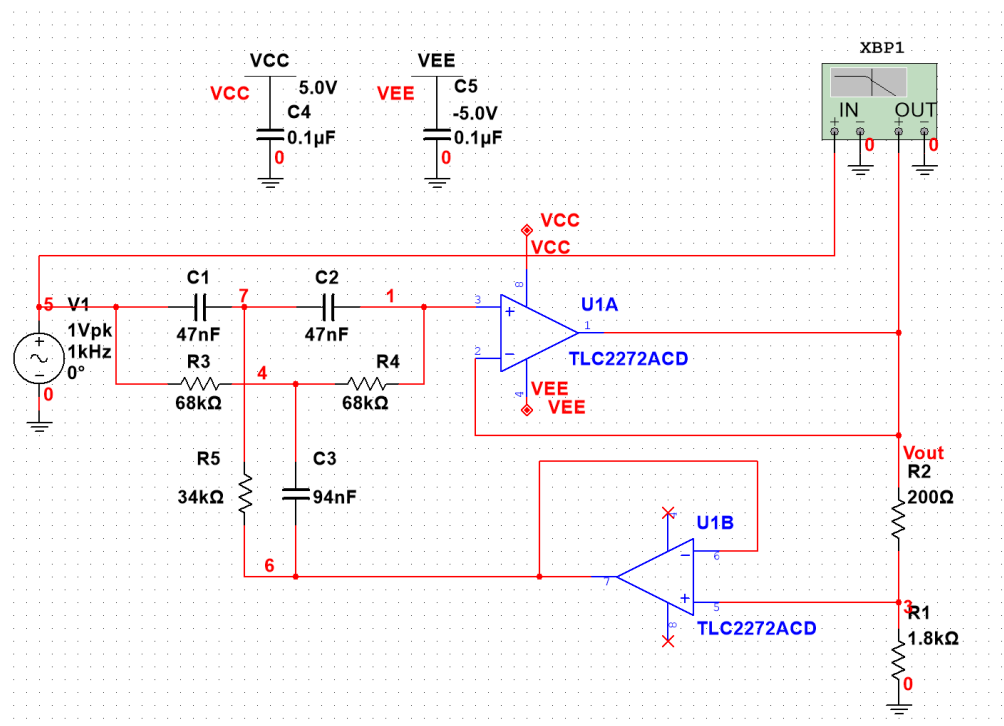


图 2-20 陷波电路仿真

由前面的分析，陷波器的系统函数为：

$$H(j\omega) = \frac{-\omega^2 R^2 C^2 + 1}{-\omega^2 R^2 C^2 + 4j\omega RC(1-\sigma) + 1} = \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega^2 - \omega_0^2 - 4j\omega\omega_0(1-\sigma)}$$

式中， $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ ，为特征角频率。选择合适的 RC，让 50Hz 的信号无法通过。

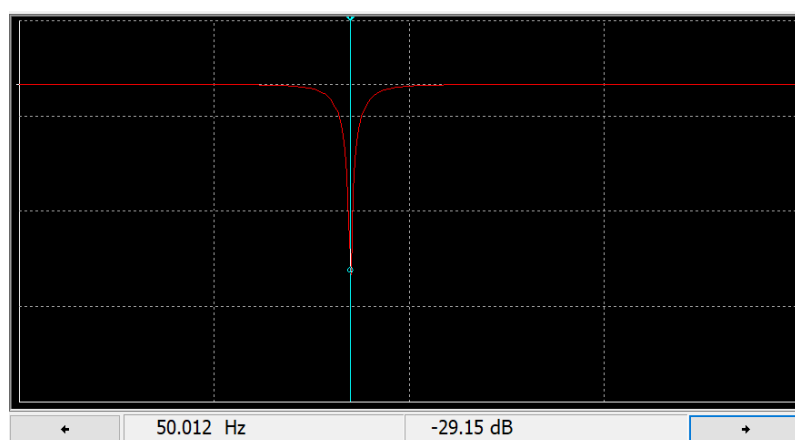


图 2-21 陷波器仿真结果

如图，得到该陷波器对 50Hz 的工频有 -29.18dB 的衰减。

2.2.6 末级放大电路仿真

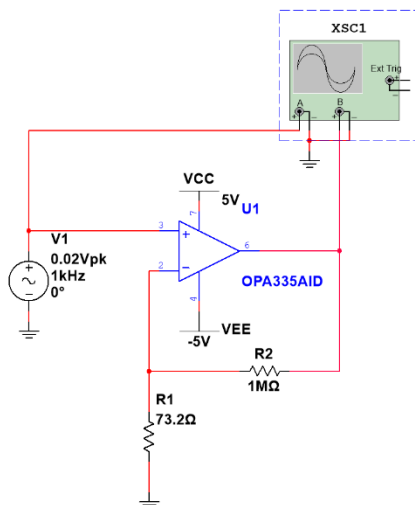


图 2-22 末级放大电路

通过前面的电路，最终还需要约 23.2dB 的增益，通过设置同相放大器中电阻的参数，选用如图 2-22 所示电路。

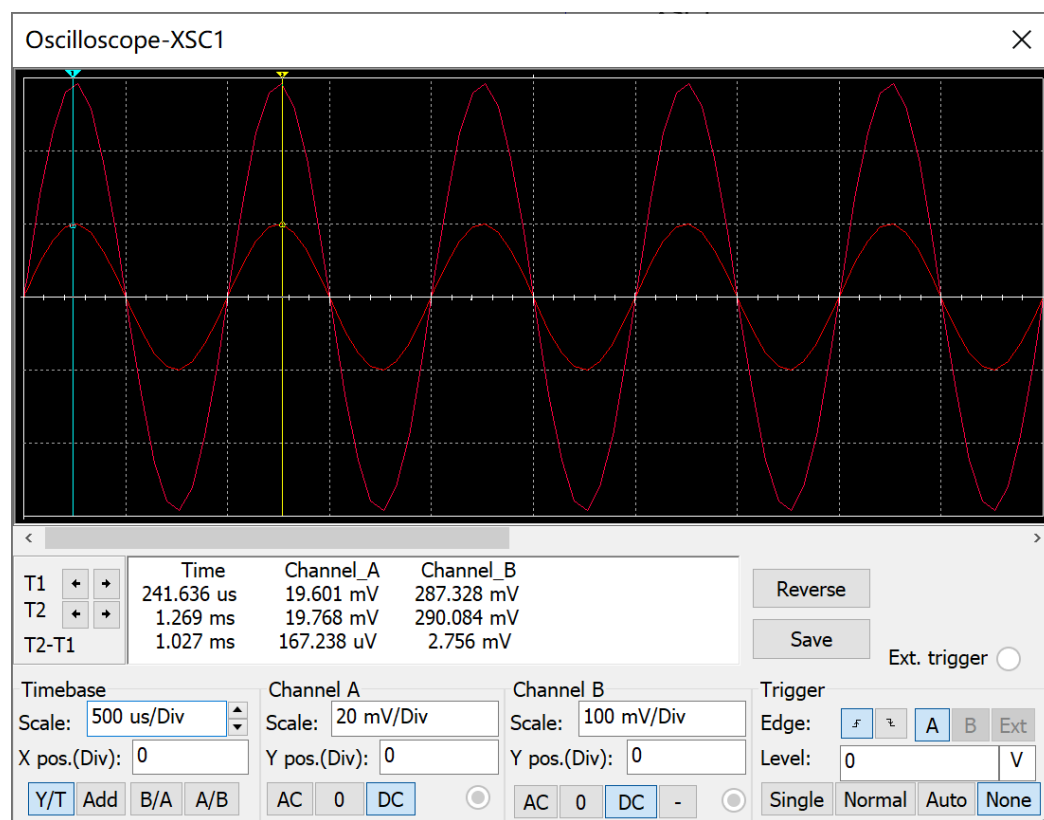


图 2-23 末级放大电路仿真结果

输出时域波形如图 2-23，放大倍数 $A_v = \frac{290.084}{19.768} = 14.67$ ，约为 23dB。

3 电压型二级运算放大器设计

3.1 电压型二级运放设计

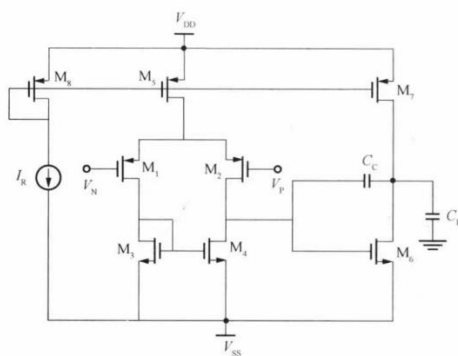


图 3-1 电压型二级运放电路图

主要性能指标：

直流增益 $A_{V0} > 5000 (73.97dB)$;

增益带宽积 $GBW = 10MHz$;

输入共模范围 $ICMR = -1 \sim +2V$;

负载电容 $C_L = 10pF$;

摆率 $SR > 15V/\mu S$;

共模抑制比 $CMRR > 80dB$;

输出电压摆幅 ± 2 ;

双电源供电： $V_{DD} = 2.5V, V_{SS} = -2.5V$;

功耗 $P_{diss} < 2mW$ 。

3.2 电压型运算放大器电路设计方程

确保相位裕量大于 60° 的要求：

$$C_c \geq 0.22C_L \quad (2.1)$$

$$\frac{g_{m6}}{g_{m2}} > 10 \quad (2.2)$$

单位增益带宽：

$$GBW = \frac{g_{m1}}{C_c} \quad (2.3)$$

摆率方程：

$$SR \approx \frac{I_5}{C_c} \quad (2.4)$$

差分放大级差模增益：

$$A_d = \frac{g_{m1}}{g_{ds2} + g_{ds4}} \quad (2.5)$$

共源放大级增益：

$$A_2 = -g_{m6} \frac{1}{g_{ds6} + g_{ds7}} \quad (2.6)$$

总增益：

$$A_t = A_d A_2 = - \frac{g_{m1}}{g_{ds2} + g_{ds4}} \frac{g_{m6}}{g_{ds6} + g_{ds7}} \quad (2.7)$$

共模输入范围：共模电压最大时，M5 处于饱和临界状态；共模电压最小时，M3，M4 进入饱和临界状态。

$$V_{cm} \leq V_{DD} - |V_{DS5}| - |V_{GS1}|, \quad |V_{GS1}| - |V_{TH1}| = \sqrt{\frac{I_5}{\beta_1}} \quad (2.8)$$

$$V_{cm} \geq V_{SS} + V_{GS3} - |V_{TH1}|, V_{GS3} - V_{TH3} = \sqrt{\frac{I_5}{\beta_3}} \quad (2.9)$$

由数学恒成立问题可知：

$$V_{cm,max} = V_{DD} - |V_{DS5}| - \sqrt{\frac{I_5}{\beta_1}} - |V_{TH1}|(max) \quad (2.10)$$

$$V_{cm,min} = \sqrt{\frac{I_5}{\beta_3}} + V_{SS} + V_{TH3}(max) - |V_{TH1}|(min) \quad (2.11)$$

共模抑制比：

$$CMRR = \frac{A_d}{A_{cm}} = \frac{2g_{m1}g_{m3}}{(g_{ds2} + g_{ds4})g_{ds5}} \quad (2.12)$$

静态功耗：

$$P = (V_{DD} - V_{SS})(I_5 + I_6) \quad (2.13)$$

3.3 手工确定参数

1. 选定补偿电容 C_c

由式 (3.1) 且 $C_L = 10pF$, 取

$$C_c = 3pF$$

2. 计算 $(W/L)_3$ 、 $(W/L)_4$

由式 (3.4) 计算 I_5 。

$$I_5 = C_c \cdot (SR) = 30\mu A$$

然后按照式 (3.10) 计算得

$$(W/L)_3 = \frac{I_5}{\mu_n C_{ox} [V_{DD} + V_{in}(max) - |V_{T03}|(max) + |V_{T01}|(min)]^2}$$

由 $\mu_n C_{ox} = 110\mu A/V^2, V_{DD} = 2.5V$,

$V_{T03}(max) = 0.85V, |V_{T01}|(min) = 0.55V$ 代入得

$$(W/L)_3 = (W/L)_4 \approx 6.82$$

$$\text{取}(W/L)_3 = (W/L)_4 = 7$$

3. 计算 $(W/L)_1$ 、 $(W/L)_2$

由式 (3.3) 得 $g_{m1} \approx 94.3\mu S$ 。

$$(W/L)_1 = (W/L)_2 = \frac{g_{m1}^2}{2\mu_p C_{ox} I_1} \approx 5.92$$

$$\text{取}(W/L)_1 = (W/L)_2 = 6$$

4. 计算 $(W/L)_5$

由式 (3.11) 得

$$V_{DS5,sat} = V_{cm,min} - V_{SS} - V_{GS1} = -0.33V$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_5 = \frac{2I_5}{\mu_p C_{ox} V_{ds5,sat}^2} = 11$$

5. 计算 $(W/L)_6$

由 (3.2), 取 $g_{m6} = 943\mu S$ 。

$$g_{m4} = 2\sqrt{\frac{110 \times 10^{-6}}{2} \times 7 \times (15 \times 10^{-6})} \approx 152\mu S$$

$$\text{取}(W/L)_6 = 44$$

6. 计算 $(W/L)_7$

先计算 I_6 。

$$I_6 = \frac{g_{m6}^2}{2\mu_n C_{ox} \cdot (W/L)_6} = 93.04\mu A$$

M5 与 M7 栅源电压相等, 故有

$$(W/L)_7 = (W/L)_5 \times \frac{I_6}{I_5} \approx 34$$

7. 计算 $(W/L)_8$

设电流源电流为 $45\mu A$, 故

$$(W/L)_8 = (W/L)_5 = 11$$

3.4 电压型运算放大器仿真结果

3.4.1 工作点分析

运放需要保证 MOS 管工作在饱和区，通过改变 V_{GS} 改变其电流，控制电路状态。

subckt	x1	x1	x1	x1	x1	x1
element	1:m1	1:m2	1:m3	1:m4	1:m5	1:m6
model	1:p08	1:p08	1:n08	1:n08	1:p08	1:n08
region	Saturati	Saturati	Saturati	Saturati	Saturati	Saturati
id	-15.3485u	-15.3485u	15.3485u	15.3485u	-30.6971u	101.0065u
ibs	0.	0.	0.	0.	0.	0.
ibd	35.5005f	35.5005f	-12.1536f	-12.1536f	20.5151f	-28.7285f
vgs	-995.2790m	-995.2790m	891.4312m	891.4312m	-1.0164	891.4312m
vds	-2.6038	-2.6038	891.4312m	891.4312m	-1.5047	2.1071
vbs	0.	0.	0.	0.	0.	0.
vth	-697.1376m	-697.1376m	697.4274m	697.4274m	-697.1376m	697.4274m
vdsat	-298.1414m	-298.1414m	194.0038m	194.0038m	-319.2574m	194.0038m
vod	-298.1414m	-298.1414m	194.0038m	194.0038m	-319.2574m	194.0038m
beta	345.3441u	345.3441u	815.5979u	815.5979u	602.3445u	5.3673m
gam_eff	570.0000m	570.0000m	400.0000m	400.0000m	570.0000m	400.0000m
gm	102.9614u	102.9614u	158.2291u	158.2291u	192.3029u	1.0413m
gds	679.0228n	679.0228n	592.8035n	592.8035n	1.4275u	3.7262u
gmb	32.8728u	32.8728u	37.9282u	37.9282u	61.3971u	249.5999u
cdtot	17.0590f	17.0590f	40.4299f	40.4299f	29.1091f	208.0047f
cgtot	13.1791f	13.1791f	15.2217f	15.2217f	23.5311f	92.2678f
cstot	40.9343f	40.9343f	67.1791f	67.1791f	64.0612f	432.7102f
cbtot	46.6127f	46.6127f	94.3466f	94.3466f	71.7525f	553.5990f
cgs	10.9099f	10.9099f	12.6822f	12.6822f	20.0015f	79.7167f
cgd	1.3699f	1.3699f	1.5599f	1.5599f	2.4729f	9.9752f

subckt	x1	x1
element	1:m7	1:m8
model	1:p08	1:p08
region	Saturati	Saturati
id	-101.0065u	-30.0000u
ibs	0.	0.

图 3-2 直流工作点仿真截图

由上图可知，所有 MOS 管均工作在饱和区。

3.4.2 直流扫描分析

对运放做直流扫描，观察运放的直流工作点如图 3-3 所示。

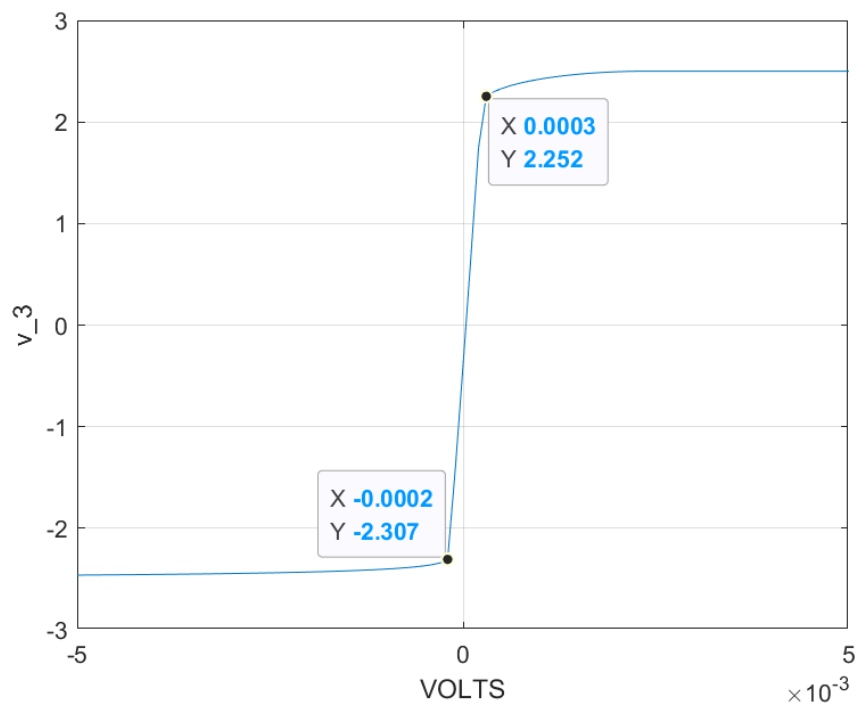


图 3-3 直流扫描仿真

由上图可知，电压摆幅约为-2.3V-2.2V。

3.4.3 开环增益、增益带宽积与相位裕量测试

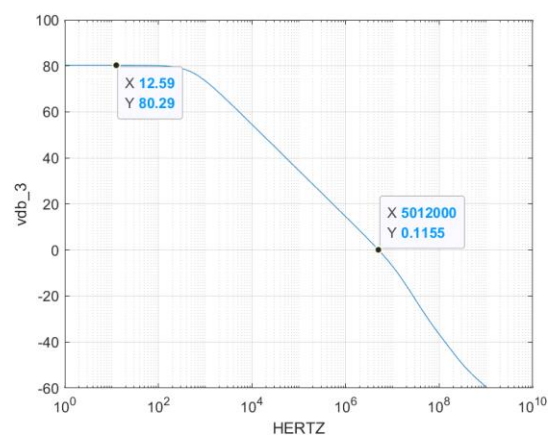


图 3-4 幅频特性图

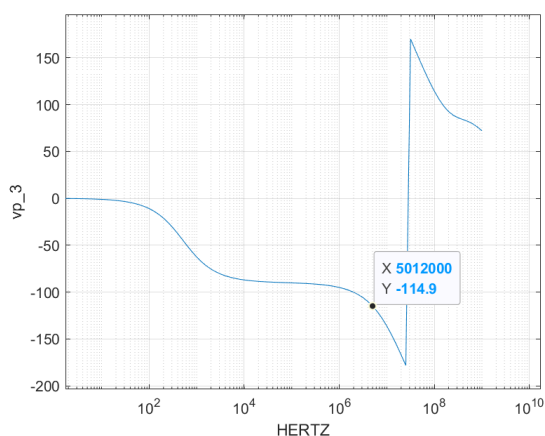


图 3-5 相频特性图

由仿真结果可以看出，增益达到 80db，增益带宽积约为 5MHz，相位裕量对应为 65.1° ，满足要求。

3.4.4 压摆率测试

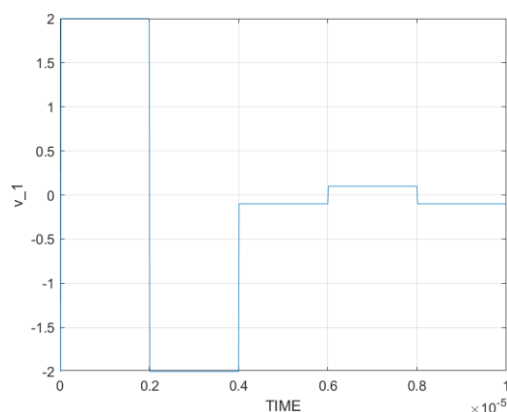


图 3-6 输入信号

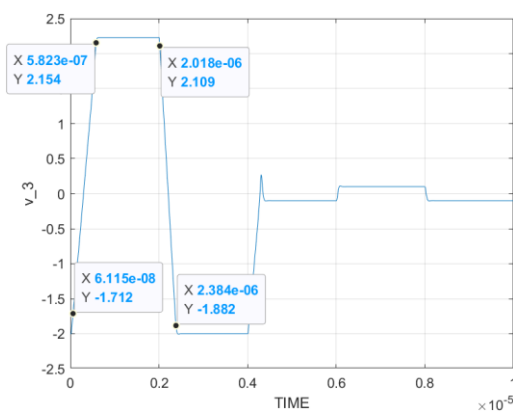


图 3-7 输出信号

由上图可得上行压摆率 $7.4V/\mu s$ ，下行压摆率 $-10.1V/\mu s$ 。

3.4.5 共模输入范围

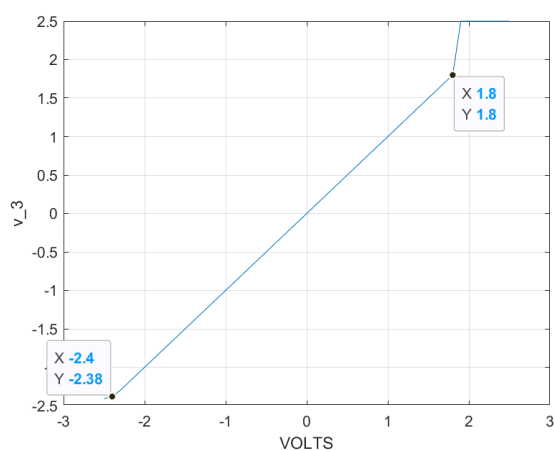


图 3-8 电压图

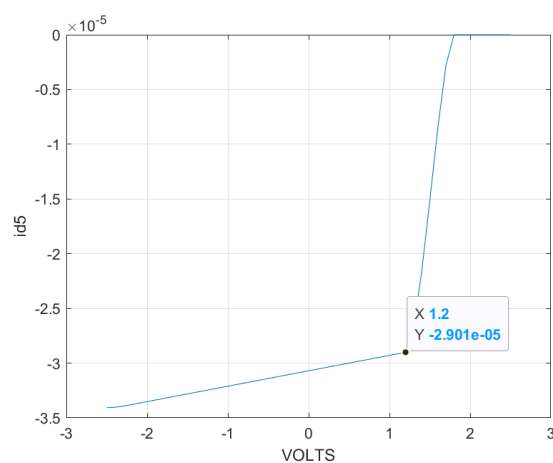


图 3-9 M5 电流图

由上图可得，电压小于 $-2.4V$ 时输出饱和。查看 M5 的输出特性曲线，当输入电压高于 $1.2V$ 时 M5 进入线性区。所以共模输入范围为 $-2.4V \sim 1.2V$ 。

3.4.6 共模抑制比

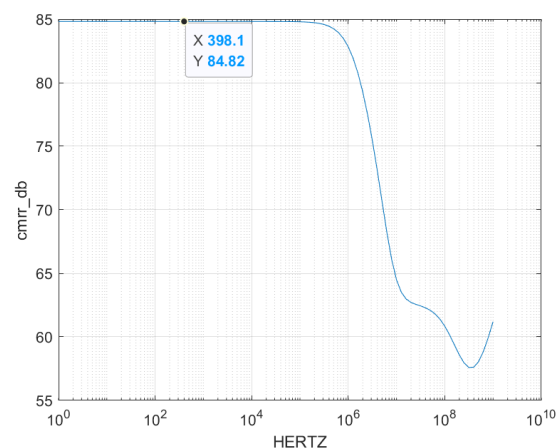


图 3-10 幅频特性图

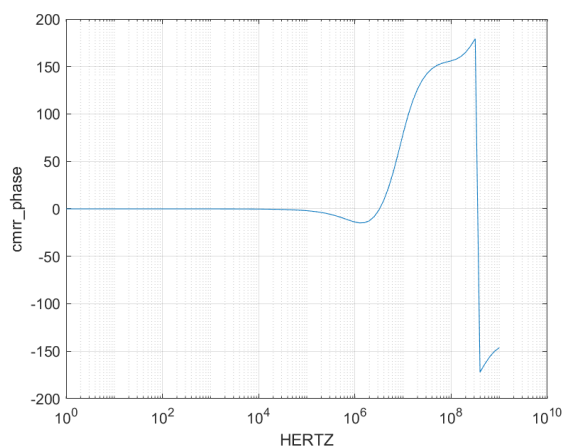


图 3-11 相频特性图

共模抑制比 CMRR=84dB。

3.4.7 功耗

$$P_{diss} = 5V \times 30.6971\mu A + 5V \times 101.0065\mu A + 5V \times 30.0000\mu A \approx 0.8mW < 2mW$$

满足要求。

```

subckt x1 x1 x1 x1 x1 x1
element 1:m1 1:m2 1:m3 1:m4 1:m5 1:m6
model 1:p08 1:p08 1:n08 1:n08 1:p08 1:n08
region Saturati Saturati Saturati Saturati Saturati Saturati
id -15.3485u -15.3485u 15.3485u 15.3485u -30.6971u 101.0065u
ibs 0. 0. 0. 0. 0. 0.
ibd 35.5005f 35.5005f -12.1536f -12.1536f 20.5151f -28.7285f
vgs -995.2790m -995.2790m 891.4312m 891.4312m -1.0164 891.4312m
vds -2.6038 -2.6038 891.4312m 891.4312m -1.5047 2.1071
vbs 0. 0. 0. 0. 0. 0.
vth -697.1376m -697.1376m 697.4274m 697.4274m -697.1376m 697.4274m
vdsat -298.1414m -298.1414m 194.0038m 194.0038m -319.2574m 194.0038m
vod -298.1414m -298.1414m 194.0038m 194.0038m -319.2574m 194.0038m
beta 345.3441u 345.3441u 815.5979u 815.5979u 602.3445u 5.3673m
gam_eff 570.0000m 570.0000m 400.0000m 400.0000m 570.0000m 400.0000m
gm 102.9614u 102.9614u 158.2291u 158.2291u 192.3029u 1.0413m
gds 679.0228n 679.0228n 592.8035n 592.8035n 1.4275u 3.7262u
gmb 32.8728u 32.8728u 37.9282u 37.9282u 61.3971u 249.5999u
cdtot 17.0590f 17.0590f 40.4299f 40.4299f 29.1091f 208.0047f
cgtot 13.1791f 13.1791f 15.2217f 15.2217f 23.5311f 92.2678f
cstot 40.9343f 40.9343f 67.1791f 67.1791f 64.0612f 432.7102f
cbtot 46.6127f 46.6127f 94.3466f 94.3466f 71.7525f 553.5990f
cgs 10.9099f 10.9099f 12.6822f 12.6822f 20.0015f 79.7167f
cgd 1.3699f 1.3699f 1.5599f 1.5599f 2.4729f 9.9752f

```

```

subckt x1 x1
element 1:m7 1:m8
model 1:p08 1:p08
region Saturati Saturati
id -101.0065u -30.0000u
ibs 0. 0.
ibd 39.4407f 13.8574f
vgs -1.0164 -1.0164
vds -2.8929 -1.0164

```

图 3-12 仿真截图计算功耗

3.5 改进后的电压型运算放大器电路设计及仿真结果

基于 3.1 和 3.2 运算放大器的基础，本节将设计一个带有 35 个晶体管构成的二级运算放大器，进一步优化运算放大器的性能。

3.5.1 设计指标

- 差分直流增益 $A_v > 110dB$
- 单位增益带宽 $U_{GB} > 35MHz$
- 负载电容 $C_1 = 4pF$
- 相位裕度 $PM > 60^\circ$
- 差分压摆率 $SR > 100V/\mu s$
- 共模电平 $V_{cm} = 1.65V (V_{DD} = 3.3V)$
- 差分输出动态范围 $DR > 70dB$
- 等效输入噪声 $V_{noise,ref} < 40nV/\sqrt{Hz}$

3.5.2 电路各模块的优化

1. 偏置电路

在前一版本的运算放大器中，出于简单考虑，只使用了最简单的电流镜模型，如下图。如果在简单电流镜的输出晶体管上叠加一个 Cascode 晶体管，这个晶体管可以大幅提高电流镜的输出电阻，降低输出电流随输出电压的变化。但是为了保证 M3 工作在饱和区，M3 的晶体管的源漏电压要大于过驱动电压，这减小了电流镜的输出摆

幅。因此为了降低 Cascode 电流镜对输出电压摆幅的基本要求，同时保留其输出电阻高的优点，采用了一种低压高摆幅 Cascode 电流镜。它比普通 Cascode 的最小输出电压低了一个晶体管的阈值电压。

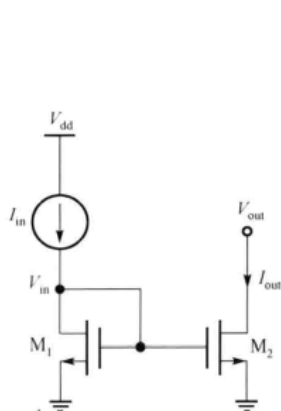


图 3-13 普通电流镜电路图

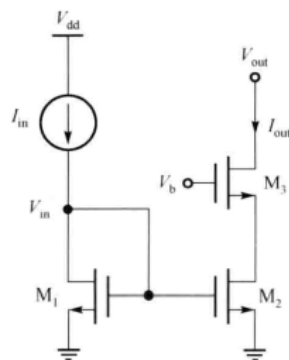


图 3-14 Cascode 电流镜

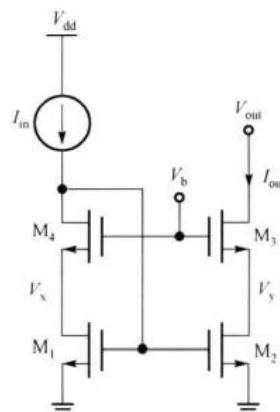


图 3-15 低压 Cascode 电流镜

基于这种低压高摆幅的 Cascode 电流镜，我们设计如下偏置电路：

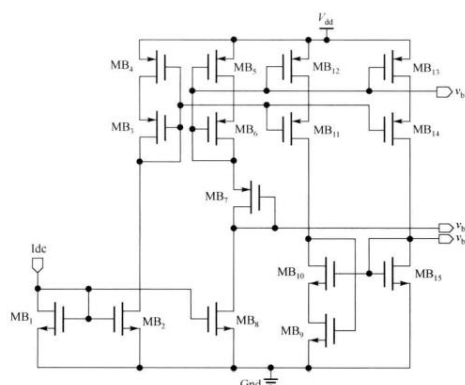


图 3-16 采用的高摆幅电流镜偏置电路

2. 加入共模负反馈

为了稳定全差分运算放大器输出共模电压，必须设计共模负反馈电路，但需要注意以下几点：

(1) 共模负反馈的开环直流增益要求足够大，最好与差分开环直流增益相当；

(2) 共模负反馈的单位增益带宽也要求足够大，最好接近差分单位

增益带宽；

(3) 共模信号检测要求具有很好的线性特性；

(4) 共模负反馈与差模信号无关，即使差模信号通路是关断的。

下面是一种简单的共模负反馈电路实现结构。该结构共用了共模反馈电路和主运算放大器输入级中电流镜的输出负载，既降低了功耗又保证了交流特性与主运算放大器的一致。

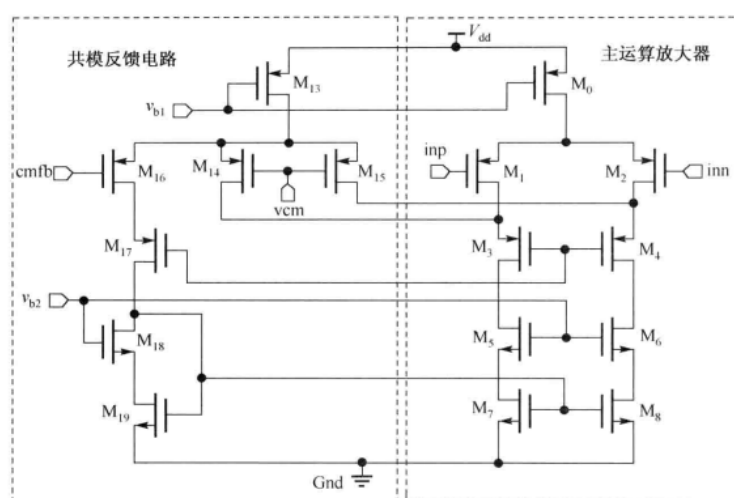


图 3-17 共模负反馈电路实现结构

3. 两级运算放大器的改进

在这一版本，为了得到更高的增益，我们在第一级放大采用套筒式共源共栅放大器。同时由于运放设计成双端输出，需要将第一级放大后的两个输出接入第二级的共源放大级。其中 M1 和 M2 管为输入差分对管，M3~M6 为共源共栅晶体管，M7、M8 和 M0 为电流源晶体管，增益公式为： $A_v = g_{m1}[(g_{m3}r_{o3}r_{o1}) \parallel (g_{m5}r_{o5}r_{o7})]$

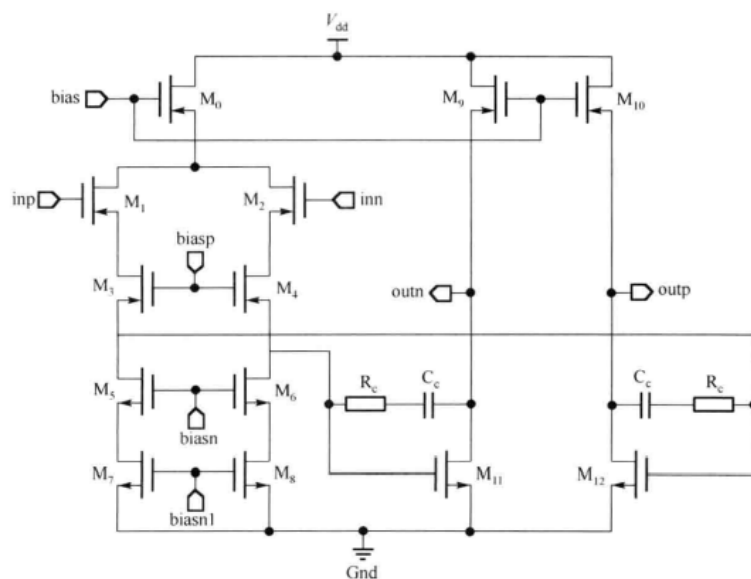


图 3-18 运放改进电路图

最终得到的运算放大器电路图如下：

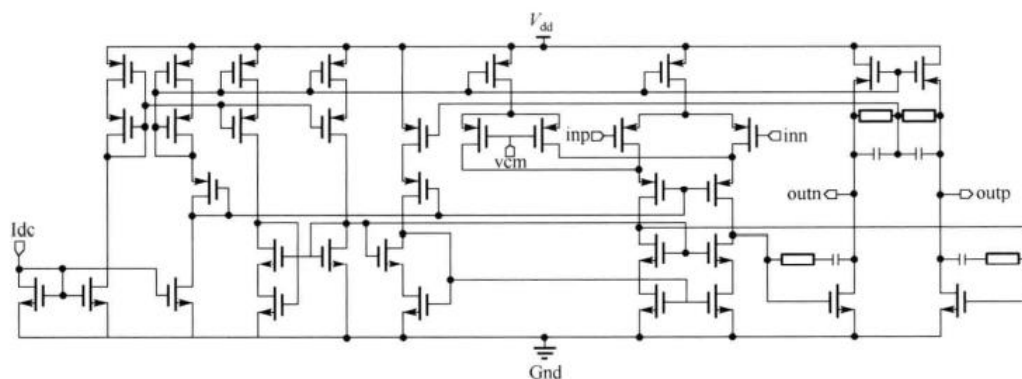


图 3-19 两级米勒补偿运算放大器电路图

3.5.3 运算放大器的仿真

1. 交流特性仿真

如图 3-20 得直流增益为 127dB，相位裕度为 80.59°，单位增益带宽为 65.9MHz。

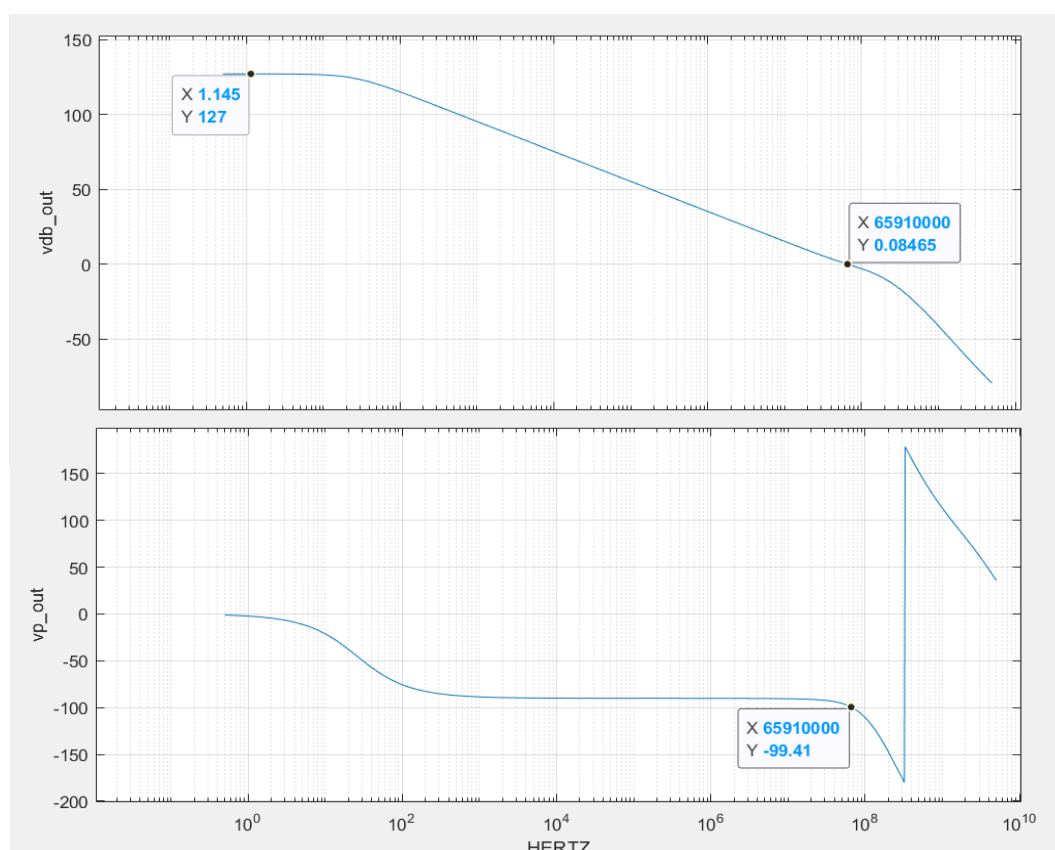


图 3-20 波特图

噪声分析结果如下：运算放大器的等效输入噪声为 $44.36nV/\sqrt{Hz}$ ，等效输出噪声为 $51.37uV/\sqrt{Hz}$ 。

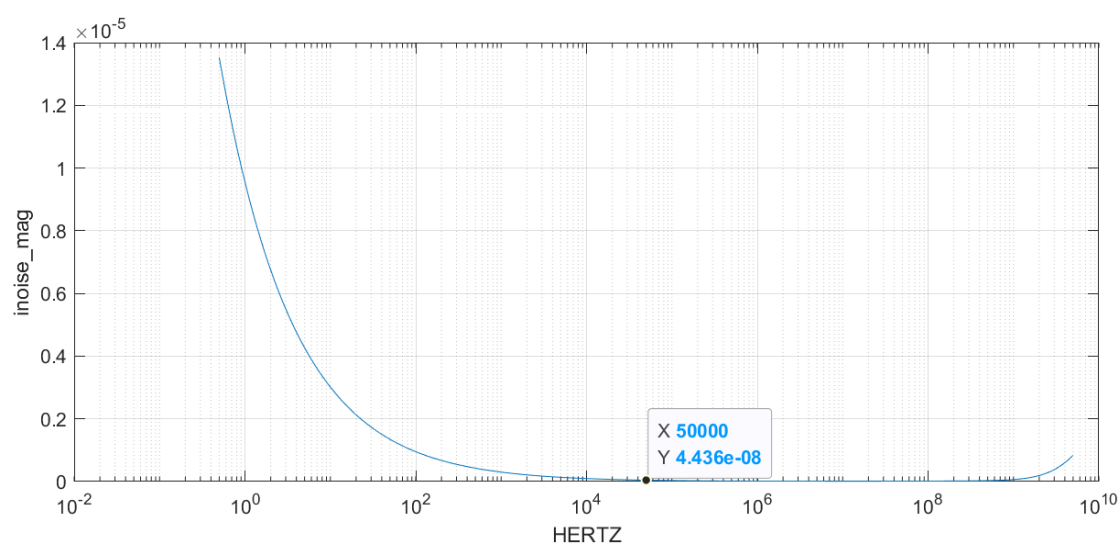


图 3-21 运放的等效输入噪声仿真结果

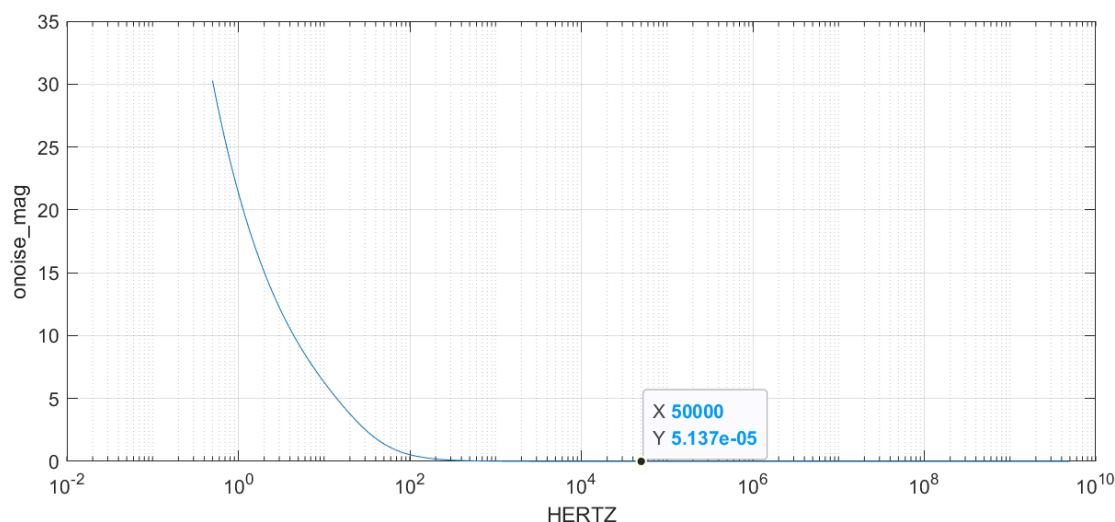


图 3-22 运放的等效输出噪声仿真结果

完成仿真结果后，查看 lis 文件，发现除 Cascode 电流镜作负载的 MOS 管工作在线性区外，其他 MOS 管工作在饱和区，且可以看到各 MOS 管的直流工作点，以下是部分 MOS 管的参数：

subckt	x1	x1	x1	x1	x1	x1
element	1:mm44	1:mm38	1:mm37	1:mm42	1:mm43	1:mm41
model	0:p33	0:p33	0:p33	0:p33	0:p33	0:p33
region	Saturati	Saturati	Saturati	Saturati	Saturati	Saturati
id	-10.1920u	-161.4249u	-161.4249u	-80.4878u	-322.4004u	-80.4878u
ibs	9.0168a	52.4608a	69.8384a	26.3944a	1.5437a	26.3944a
ibd	9.4151a	52.5623a	2.5624f	26.4451a	130.7639a	26.4451a
vgs	-1.0927	-1.2607	-1.4370	-1.2597	-1.0275	-1.2597
vds	-1.0927	-557.6054m	-1.3866	-557.6305m	-390.2536m	-557.6305m
vbs	382.3659m	390.2536m	947.8591m	390.2536m	0.	390.2536m
vth	-859.7713m	-864.5582m	-1.0915	-864.2751m	-677.9295m	-864.2751m
vdsat	-209.6926m	-332.7712m	-302.7340m	-332.2664m	-286.7606m	-332.2664m
vod	-232.9512m	-396.1565m	-345.4860m	-395.4713m	-349.5337m	-395.4713m
beta	432.1197u	2.5383m	3.1979m	1.2694m	6.6878m	1.2694m
gam_eff	819.0232m	820.2973m	801.9603m	819.9844m	835.8973m	819.9844m
gm	80.3533u	752.1605u	873.4690u	375.6323u	1.6978m	375.6323u
gds	119.7748n	7.1830u	1.4539u	3.5773u	33.7370u	3.5773u
gmb	36.3126u	344.2015u	345.5952u	171.7984u	890.5831u	171.7984u
cdtot	8.7342f	57.1959f	64.1537f	28.6222f	164.9617f	28.6222f
cgtot	41.9744f	252.5797f	331.2033f	126.6237f	637.6053f	126.6237f
cstot	52.7663f	319.8124f	401.3180f	159.9798f	848.7115f	159.9798f
cbtot	29.3654f	174.8348f	194.9189f	87.7922f	513.7063f	87.7922f
cgs	35.2014f	217.1588f	288.0067f	108.6163f	538.1158f	108.6163f
cgd	3.2238f	19.9488f	25.8513f	9.9683f	52.6101f	9.9683f

图 3-23 二级运放仿真结果

2. 运算放大器闭环压摆率仿真

运算放大器闭环压摆率的仿真需要对运算放大器进行配置成闭环并且为单位增益形式，在信号输入端加入阶跃信号，通过对输出信

号的大信号进行测量得到放大器的闭环压摆率，电路图如图 3-24 所示：

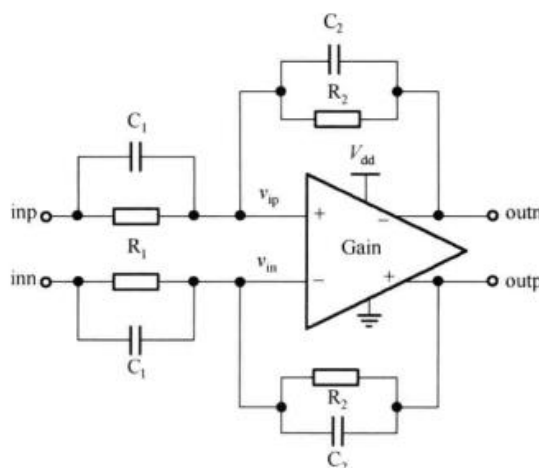


图 3-24 运算放大器闭环压摆率仿真配置图

仿真计算得压摆率为 $106.4\text{V}/\mu\text{s}$ ，符合设计指标要求。

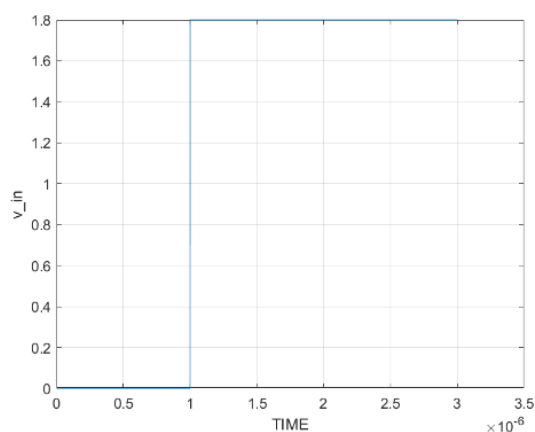


图 3-25 输入电压波形

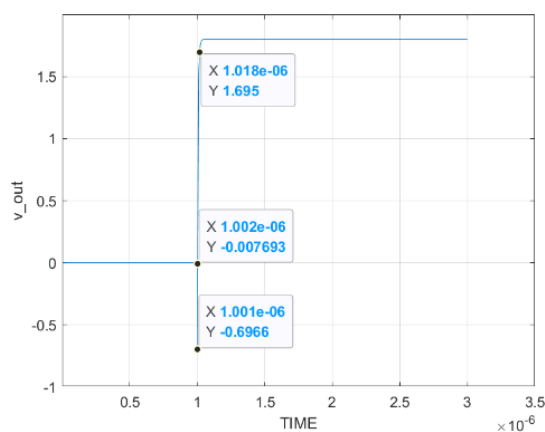


图 3-26 输出电压波形

3. 运算放大器共模抑制比仿真

运算放大器共模抑制比的仿真需要两个运算放大器，一个放大器得到输入-输出差模增益，另一个放大器得到输入-输出共模增益。然后通过运算得到共模抑制比。电路图如图所示：

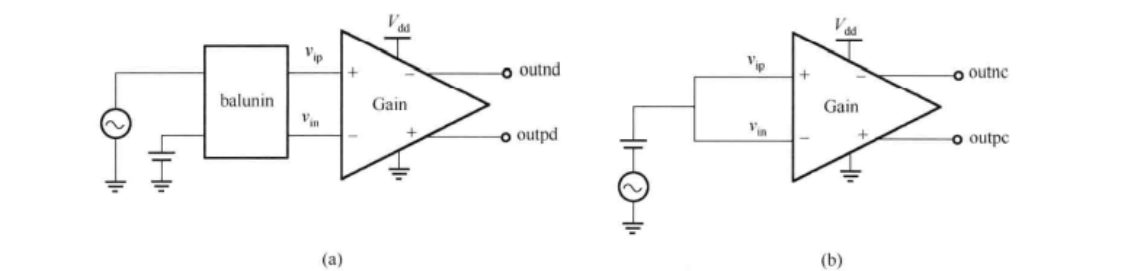


图 3-27 运算放大器 CMRR 仿真配置图

观察仿真结果可得共模抑制比在 10kHz 处为 146.1dB。

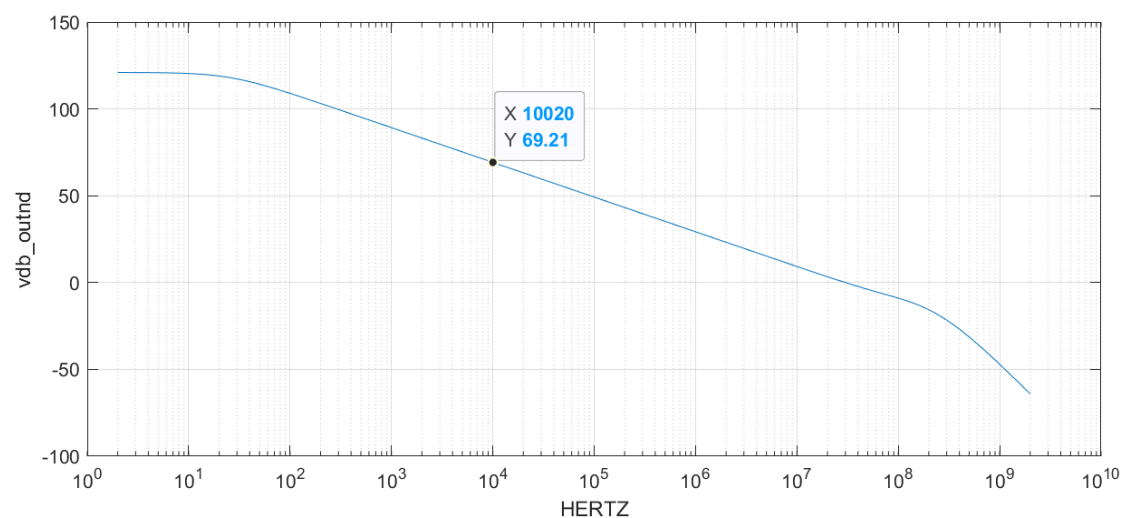


图 3-28 运算放大器输入-输出差模增益

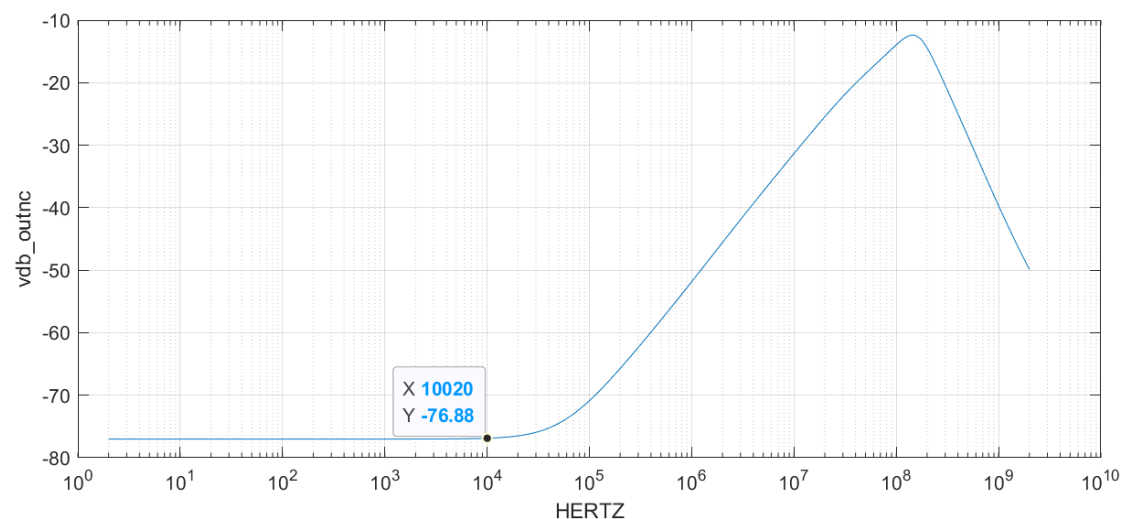


图 3-29 运算放大器输入-输出共模增益

4. 运算放大器建立时间仿真

运算放大器建立时间的仿真需要将运算放大器配置成闭环电压放大器形式，通过在信号输入端加入阶跃电压，通过观察信号输出端

的时域信号建立到一定精度（例如 0.1%）所需的时间，电路图如下：

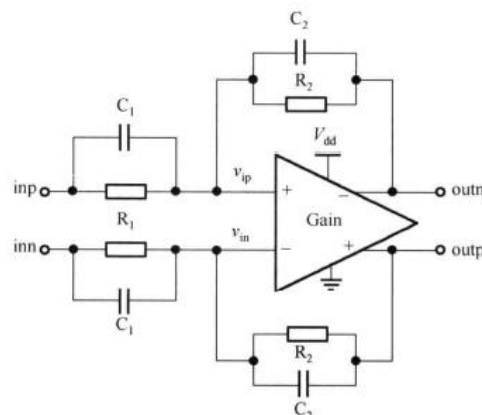


图 3-30 运算放大器建立时间仿真配置图

由于设置的输入是周期为 10us 的方波，稳定精度 0.5%范围内运算放大器正向与反向的建立时间均约为 50ns，满足设计指标。

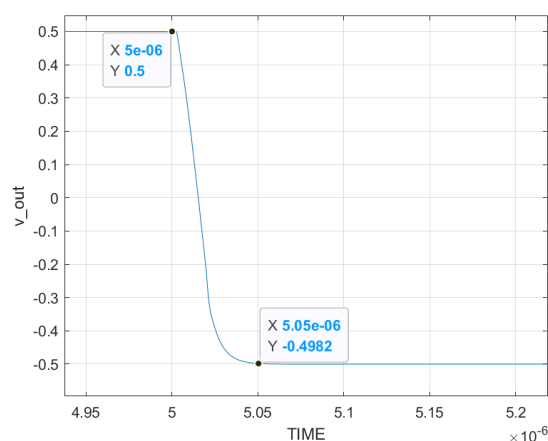


图 3-31 运算放大器反向建立时间

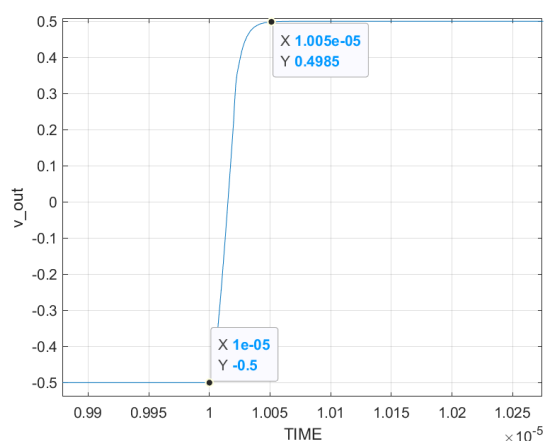


图 3-32 运算放大器正向建立时间

5. 运算放大器输出动态范围仿真

运算放大器输出动态范围的仿真需要将运算放大器配置成闭环电压放大器形式，在信号输入端加入单频正弦信号。通过观察信号输出端的信号质量，并通过对信号进行傅里叶变换，得到各谐波分量，从结果可以看出，指标满足设计要求。

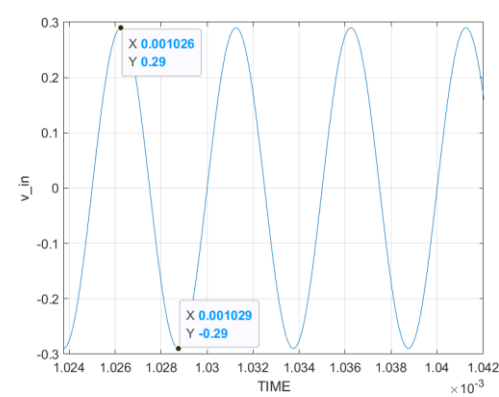


图 3-33 输入波形图

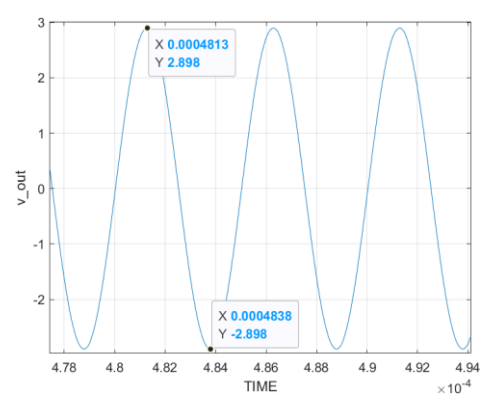


图 3-34 输出波形图

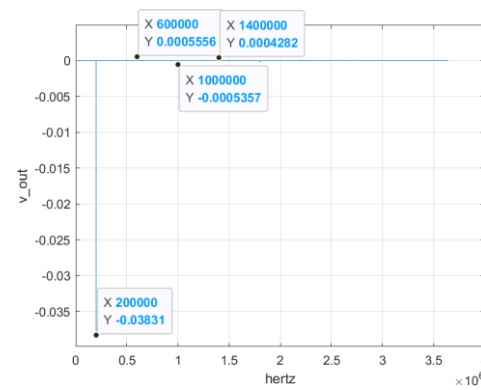


图 3-35 对输出做傅里叶变换

4 模拟滤波器基础

4.1 根据滤波器功能分类

模拟滤波器根据功能可分为低通、高通、带通、带阻和全通滤波器。

1. 低通滤波器：定义截止频率 f_p ，低于此频率的信号幅度可以无衰减（衰减较大幅度较为恒定），高于此频率的信号被衰减，在理想情况下，信号可以衰减到零。低通滤波器的幅频特性如图 4-1（a）所示。
2. 高通滤波器：定义截止频率 f_p ，低于此频率的信号幅度理想情况下可以衰减到零，高于此频率的信号幅度可以无衰减。高通滤波器的幅频特性如图 4-1（b）所示。
3. 带通滤波器：定义截止频率 f_{p1} 和 f_{p2} ，并且 $f_{p1} < f_{p2}$ ，低于频率 f_{p1} 和高于频率 f_{p2} 的信号幅度在理想情况下可以衰减到零，高于 f_{p1} 低于 f_{p2} 频率的信号幅度可以无衰减。带通滤波器的幅频特性如图 4-1（c）所示。
4. 带阻滤波器：定义截止频率 f_{p1} 和 f_{p2} ， $f_{p1} < f_{p2}$ ，低于频率 f_{p1} 和高于频率 f_{p2} 的信号幅度可以无衰减（衰减较大幅度较为恒定），高于 f_{p1} 低于 f_{p2} 频率的信号幅度在理想情况下可以衰减到零。带阻滤波器的幅频特性如图 4-1（d）所示。
5. 全通滤波器：全通滤波器的幅频特性在整个频率范围内恒定保持为 1，即所有频率信号都无衰减，而滤波器的相频特性在整

个频率范围内保持线性，全通滤波器的幅频、相频特性如图 4-1 (e) 所示。

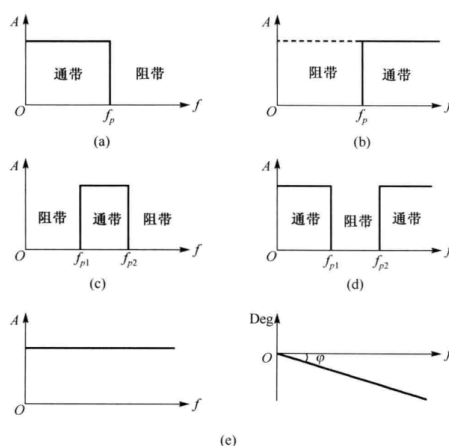


图 4-1 模拟滤波器的幅频特性

4.2 逼近方式

逼近是滤波器设计的一种方法，由于理想滤波器不可实现，可以根据应用条件选择合适的逼近方法来实现。模拟滤波器根据逼近方式可分为巴特沃兹逼近、切比雪夫逼近、椭圆逼近和贝塞尔逼近。

巴特沃兹逼近：其逼近方法是使得在 $\omega=0$ 处具有最大平坦度，并且在截止频率 ω_n 附近变成圆弧形，通常称为最大平坦度逼近。这种滤波器在其通带内具有单调的幅频特性曲线，在过渡带略有起伏，而群延时特性较为平坦；滤波器阻带按 -20dB/dec 斜率单调递减，阻带衰减特性较缓。巴特沃兹逼近具有全极点特性，其所有极点都在单位圆上，其增益幅度响应应该满足式 (4.1)，而采用这种逼近实现的滤波器所用的阶数 L 可采用式 (4.2) 表示。

$$|H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 (\omega/\omega_c)^{2n}}} \quad (3.1)$$

$$L = \frac{\lg((10^{0.1A_{SB}} - 1)/(10^{0.1A_{PB}} - 1))}{2\lg(f_s/f_p)} \quad (3.2)$$

其中, A_{SB} 和 A_{PB} 分别为规定的最小阻带抑制和最大通带衰减, f_s 和 f_p 分别为阻带和通带频率, ω_c 为截止频率。图 4-2 为不同阶数 $\varepsilon = 1$ 时的巴特沃兹逼近响应曲线。

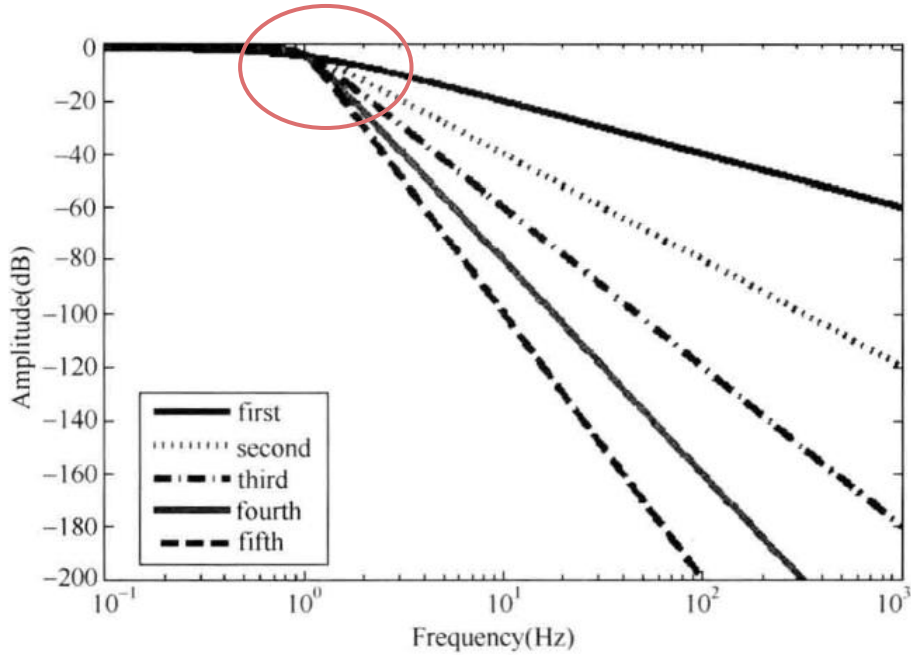


图 4-2 不同阶数巴特沃兹频率响应曲线

切比雪夫逼近：其逼近方法在通带或阻带具有等幅波纹和下降速率较快的过渡带，其阻带抑制与巴特沃兹基本相同，仍然按 -20dB/dec 的速率下降，同时其群延时在通带和过渡带有较大的起伏，通带内信号失真较大。切比雪夫低通滤波器也是全极点滤波器，其极点落在单位圆内的椭圆曲线上。如果一个 L 阶切比雪夫近似的截止频率为 ω_c ，且满足式 (4.3)，其增益幅度响应应该满足式(4.4)。

$$A_{\max} = 10\lg(1 + \varepsilon^2) \quad (3.3)$$

$$|H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 C_L^2(\omega/\omega_c)}} \quad (3.4)$$

式 (4.4) 中, $C_L(\omega/\omega_c)$ 称为 L 阶切比雪夫多项式, 其定义如式 (4.5) 所示。

$$\begin{aligned} C_L(\omega/\omega_c \leq 1) &= \cos[L \arccos(\omega/\omega_c)] \\ C_L(\omega/\omega_c \geq 1) &= \cosh[L \arccos(\omega/\omega_c)] \end{aligned} \quad (3.5)$$

其中, A_{SB} 和 A_{PB} 分别为规定的最小阻带抑制和最大通带衰减, f_s 和 f_p 分别为阻带和通带频率, ω_c 为截止频率。图 4-3 为不同阶数 1dB 纹波切比雪夫逼近响应曲线。

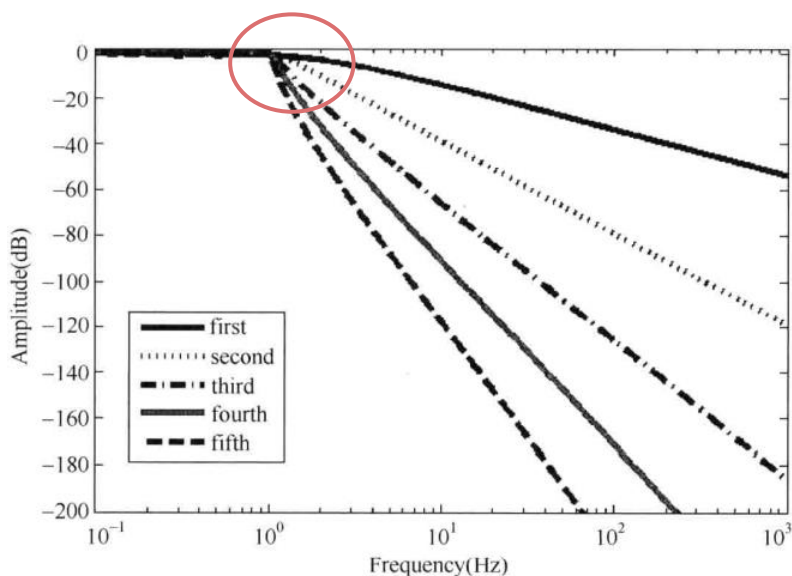


图 4-3 不同阶数的切比雪夫逼近响应曲线

切比雪夫逼近方法中还有一种反切比雪夫逼近。与切比雪夫逼近不同的是, 其通带具有较高的平坦度, 其群延时特性相对平坦, 而阻带存在纹波; 相似点为具有基本相同的过渡带滚降率。其极点分布特性与切比雪夫具有某种对称关系。对于相同设计要求的逼近方法, 两者需要的阶数基本相同。

椭圆逼近: 椭圆逼近以通带和阻带存在等幅波纹为代价获得更快的过渡带下降速率, 但是其通带内的群延时起伏较大, 造成信号的

相位失真比较严重。由于这种逼近方式的传递函数中包含共轭零点,可以获得较高的极点 Q 值。对于同样的过渡带滚降率而言,椭圆滤波器需要的阶数最少。

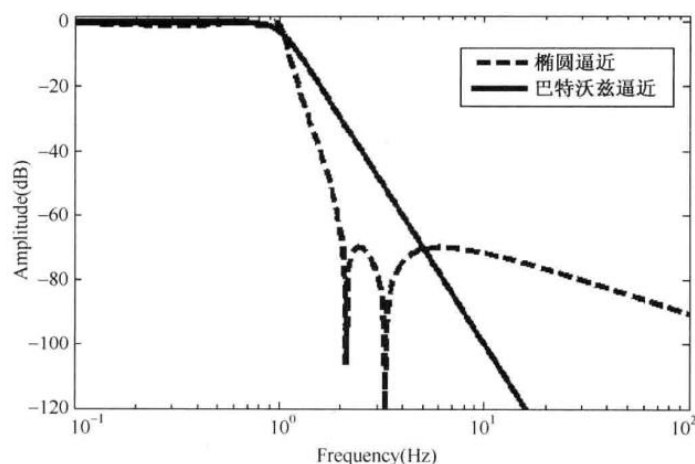


图 4-4 三阶椭圆逼近与巴特沃兹逼近的比较结果

贝塞尔逼近: 由于以上三类逼近都可以得到较为理想的滤波器幅频特性, 但是有时应用需要在通带内提供恒定的群延时特性。贝塞尔逼近可以得到较为理想的相位、群延时特性, 信号在带内的相位失真最小。贝塞尔逼近具有较慢的滚降率, 采用这种逼近的滤波器过渡带滚降率下降较慢, 幅度选择性较差。一般情况下幅频特性较好的逼近, 其相位特性都较差。

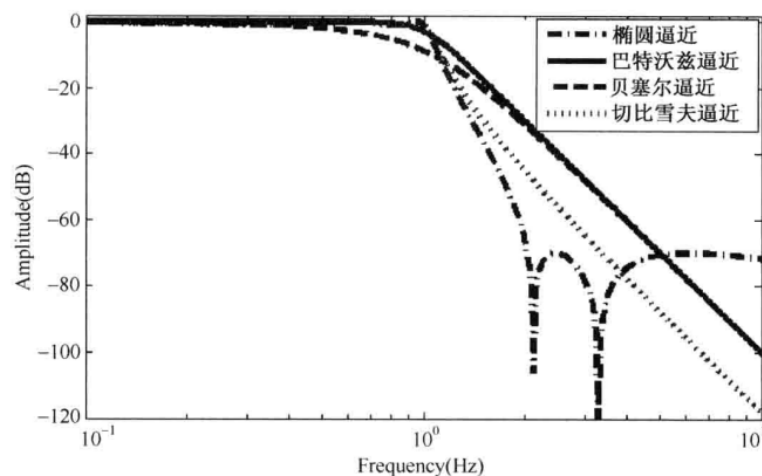


图 4-5 不同逼近类型的频率特性曲线

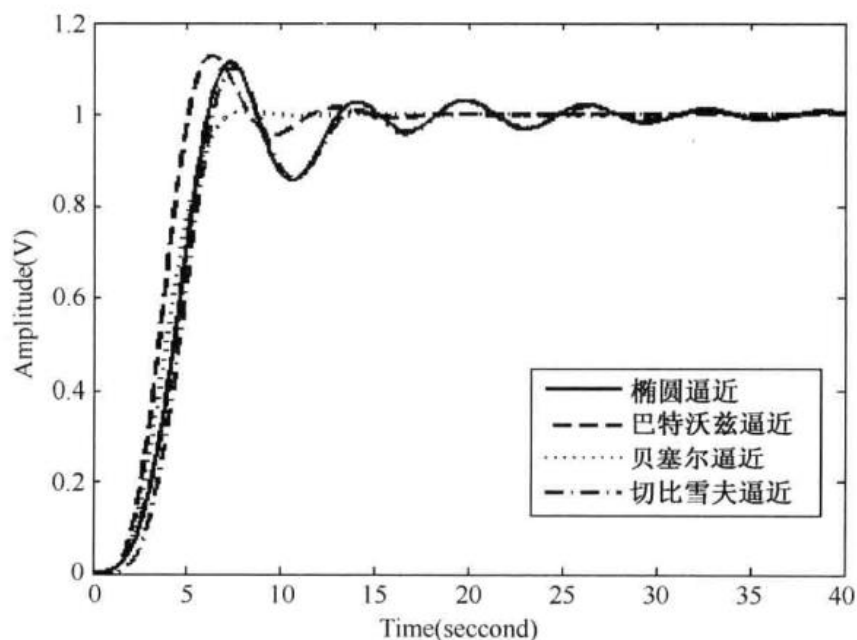


图 4-6 不同逼近类型的阶跃响应曲线

从图 4-5 和图 4-6 中可以看出，四种不同的逼近方法，贝塞尔逼近的相位特性最好，阶跃特性振荡最小；而椭圆逼近具有最陡峭的过渡带滚降率，而巴特沃兹逼近具有通带最大平坦度。

4.3 模拟滤波器的幅频特性

理想滤波器的频率特性是不可能实现的，实际的滤波器需要采用逼近方法来实现，其幅频特性曲线如图 4-7 所示。

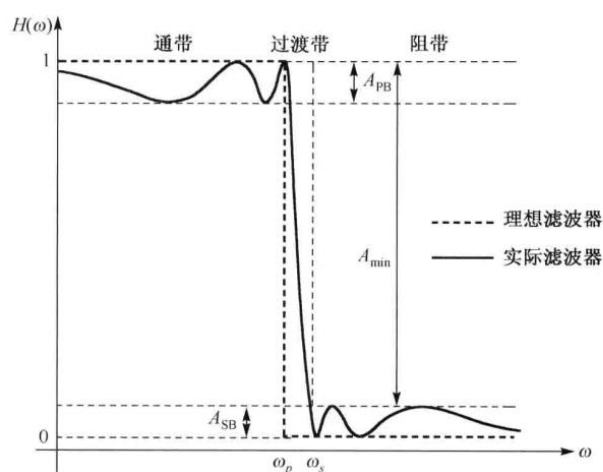


图 4-7 模拟滤波器的幅频特性曲线

图 4-7 分别显示出了理想滤波器和实际滤波器的幅频特性曲线。可以看到，对信号几乎没有衰减或衰减较小的频率范围为滤波器的通带，通带增益不必为一个固定的值，可以为一个最大的幅度变化范围，这个范围 A_{PB} 称为通带最大纹波；图 4-7 所示的滤波器通带频率从直流抑制延伸到 ω_p ， ω_p 称为通带截止频率；幅度特性曲线在经过 ω_p 后会迅速下降进入到阻带，阻带是一个幅度衰减的频率区域，阻带频率从 ω_s 开始，阻带采用最小的衰减进行标定 A_{\min} ，定义为最小衰减幅度或阻带抑制；频率从 ω_p 到 ω_s 之间的区域称为过渡带，其比值 ω_s/ω_p 衡量了滤波器幅度响应的陡峭程度，称为选择性因子或滚降率。一般情况下，可以通过增大滤波器通带纹波来提高过渡带的滚降率。另外，增加滤波器的阶数也可以增大过渡带的陡峭程度。

5 简单二级运放在滤波器中的应用

5.1 一阶有源 RC 滤波器

将八个 MOS 管的二级运放封装为 cdl 文件，再进行滤波器的连接，做仿真。

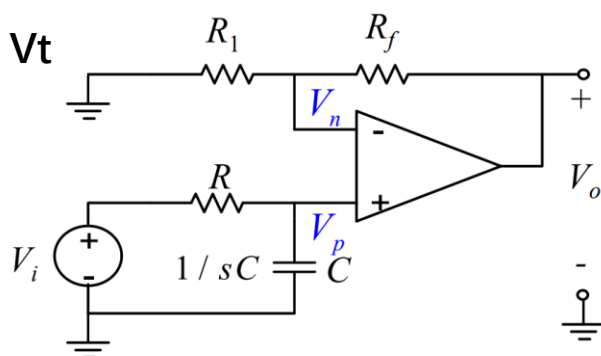


图 5-1 一阶有源 RC 滤波器电路图

取 $R=R_1=1\text{k}\Omega$, $C=1\mu\text{F}$, $R_f=10\text{k}\Omega$ 。

$$\text{系统函数 } H(s) = \frac{A_v}{1 + RCs}$$

截止频率 $\frac{1}{RC}$ 约为 159Hz。

在第一次测试中发现输出有误，原因是该电路的 V_n 与 V_p 输入处没有隔直电容，导致 $V_n \neq V_p$ ，与理想计算情况有差别。查阅原先的设计后可知运放两输入端之间的电压差值应在 -0.1V 到 0.1V 之间，调试后发现在 $V_i=0.05\text{V}$ 时低通滤波器可以正常工作。

为提高输入电压，将 V_t 处接入 1V 的电压，则 V_i 处可以相应提高 1V 的电压。

最后的仿真结果如图 5-2 所示。增益约为 20.6dB，带宽 158Hz。

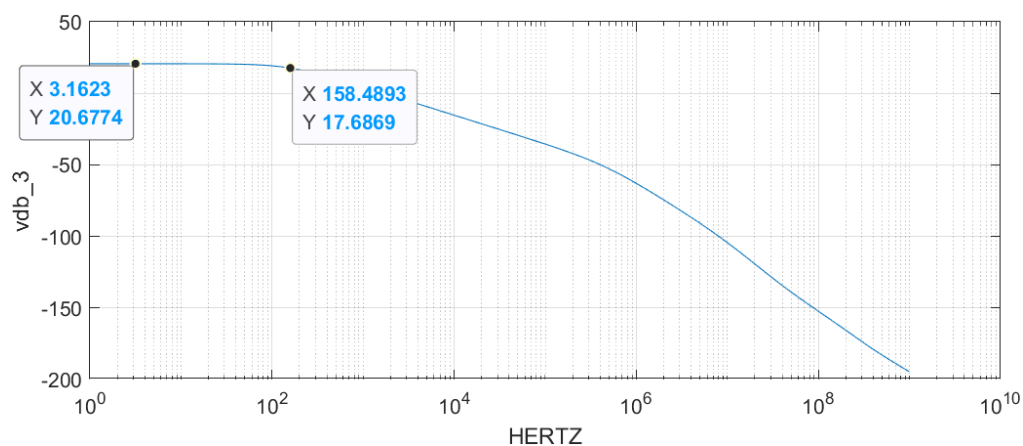


图 5-2 幅频特性仿真截图

5.2 二阶有源低通滤波器

采用的电路图如图 5-3 所示（运放为自己设计的八 MOS 管简单运放）。

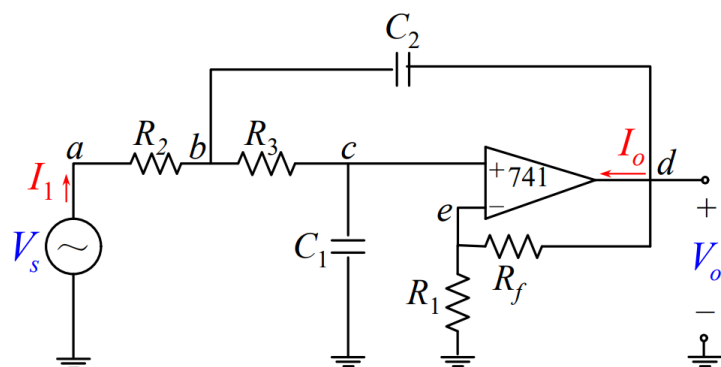


图 5-3 二阶有源低通滤波器电路图

取 $R_1=100\text{k}\Omega$, $R_2=R_3=18\text{k}\Omega$, $R_f=56\text{k}\Omega$, $C_1=C_2=82\text{nF}$ 。

$$\text{系统函数 } H(s) = \frac{1 + \frac{R_f}{R}}{(sCR)^2 + s2CR - sCR_f + 1} \circ$$

理论截止频率约为 107Hz。

由于电路本身输入端存在电容，可以起到隔直作用，所以输入电压的直流部分没有相应要求。取为 1V。

仿真得到滤波器的通带内增益约 3.83dB，带宽约 107Hz。

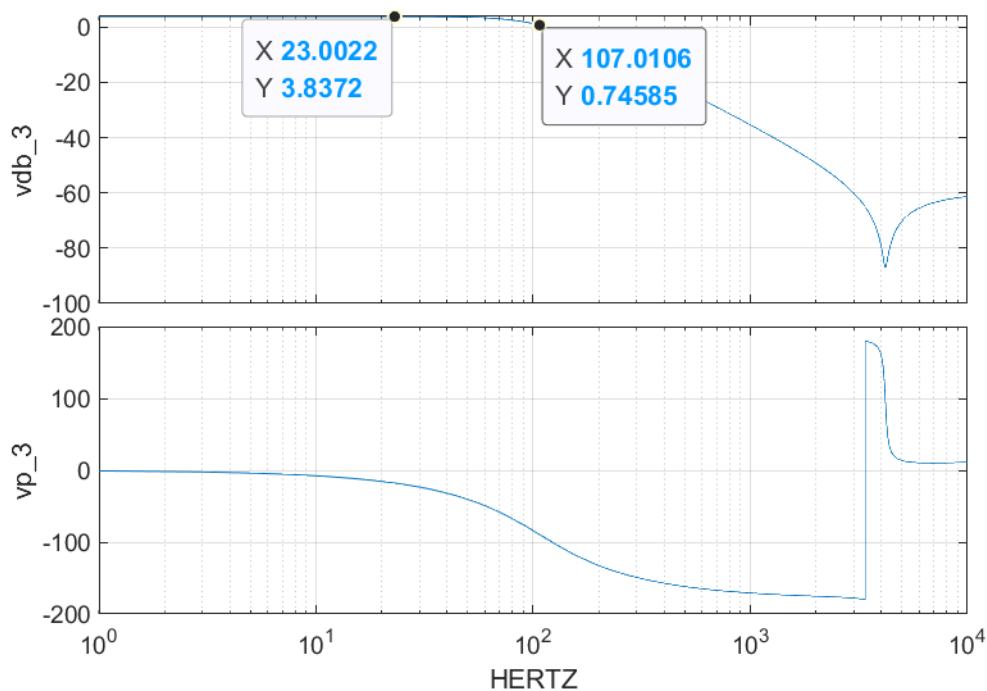


图 5-4 二阶有源低通滤波器波特图

5.3 二阶有源高通滤波器

采用的电路图如图 5-5 所示（运放为自己设计的八 CMOS 管简单运放）。

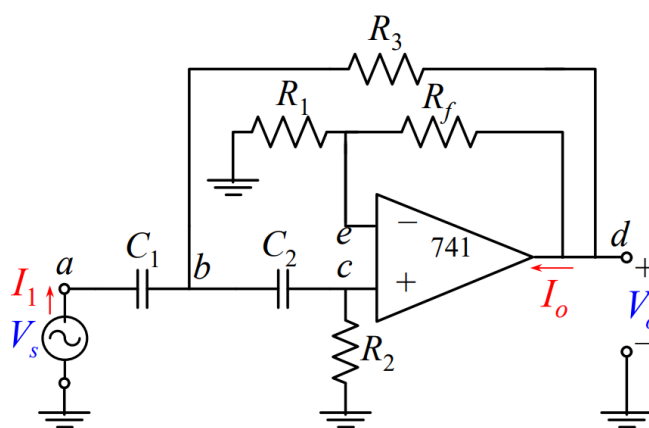


图 5-5 二阶有源高通滤波器

取 $R_1=8.2\text{M}\Omega$, $R_2=R_3=R_f=5.1\text{M}\Omega$, $C_1=C_2=1\mu\text{F}$, $V_s=1\text{V}$ 。

$$\text{系统函数 } H(s) = \frac{\mu s^2}{s^2 + (3 - \mu) \frac{1}{CR} s + \left(\frac{1}{CR}\right)^2}。$$

仿真得到波特图如图 5-6 所示，通带增益约 4.2dB，带宽约 30mHz。

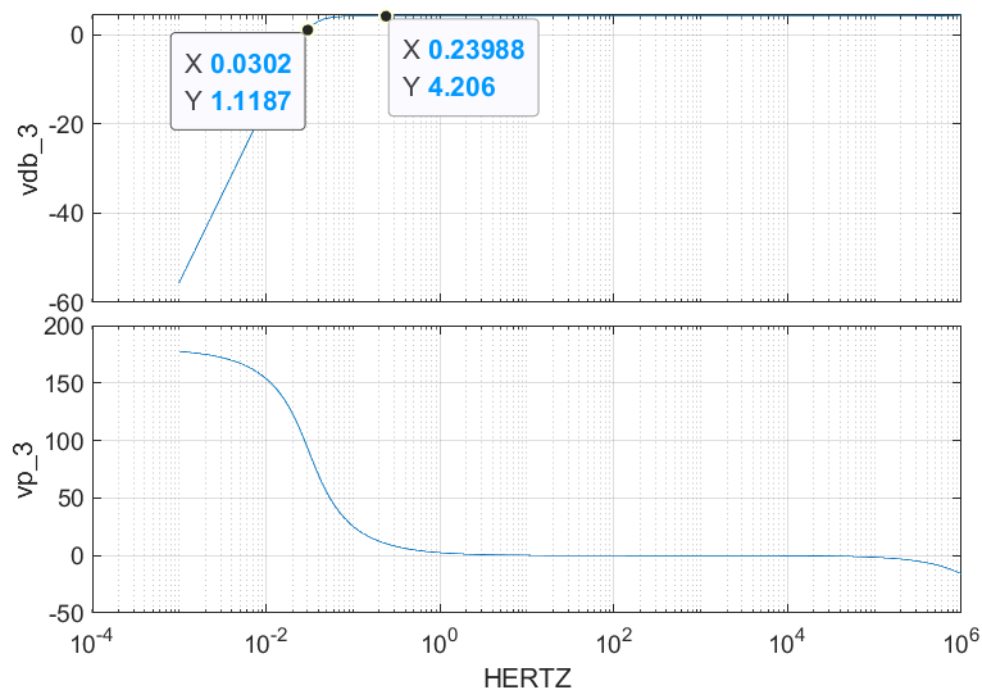


图 5-6 二阶有源高通滤波器波特图

5.4 二阶有源带通滤波器

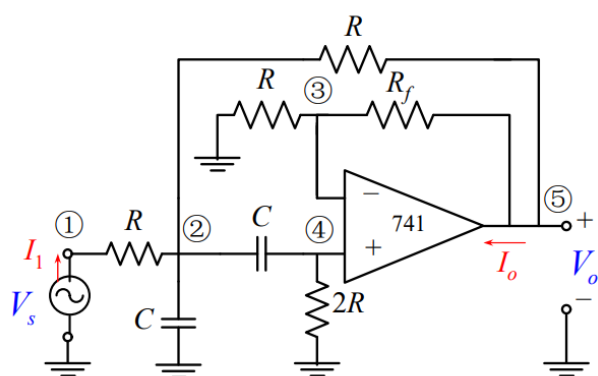


图 5-7 带通滤波器电路图

取 $R_1=R_2=R_3=20\text{k}\Omega$ ， $R_4=40\text{k}\Omega$ ， $R_f=20\text{k}\Omega$ ， $C_1=C_2=0.01\mu\text{F}$ ， $V_s=1\text{V}$ 。

$$\text{系统函数 } H(s) = \frac{s\mu CR}{1 + (3 - \mu)sCR + (sCR)^2} \circ$$

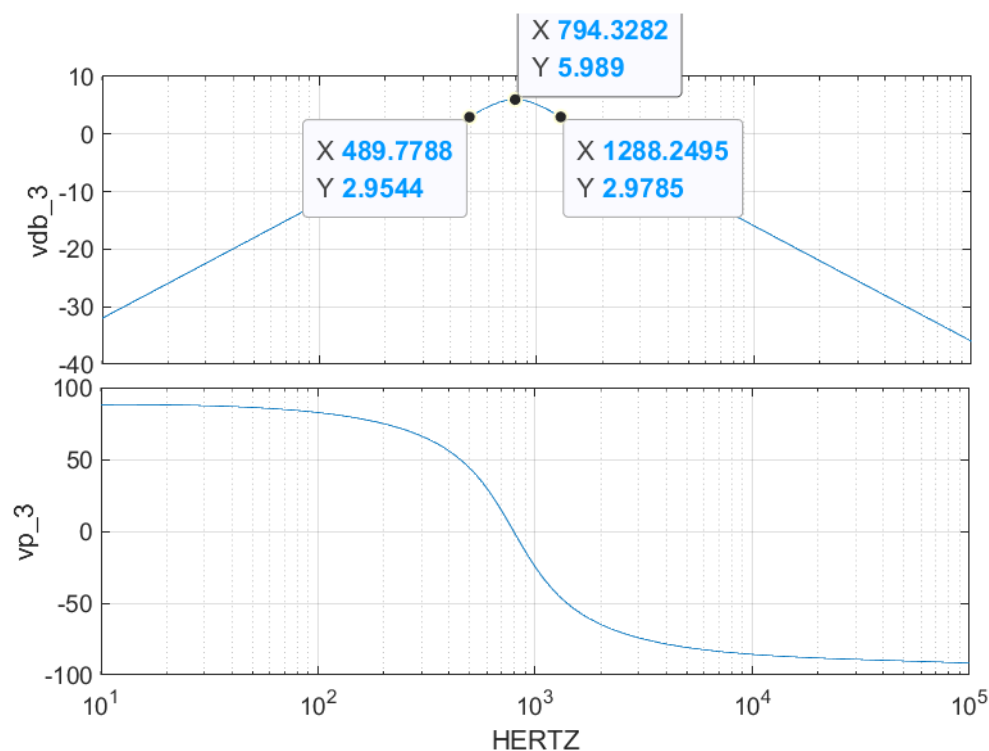


图 5-8 带通滤波器波特图

仿真得到波特图如图 5-8 所示，通带增益约 6dB，通带范围为 490Hz~1288Hz。

由 $Q = \mu\omega_n s$ ，改变 R_f 的取值就可以改变带通滤波器的品质因数。如图 5-9，由上至下 Q 值降低。

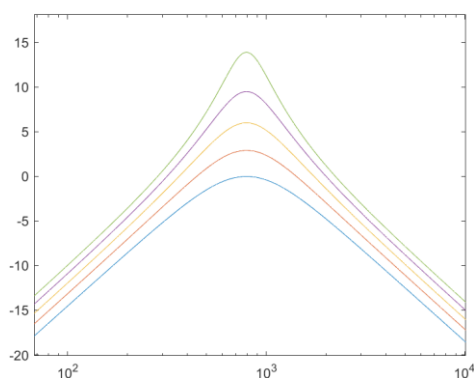


图 5-9 不同品质因数对应的幅频特性图

由图 5-9 可以看出，Q 值越大，带宽越小，带通滤波器的选择性越好。

6 基于带源极负反馈的差分对跨导的模拟滤波器设计

6.1 Gm-C 积分器

当采用运算放大器作为有源器件时，由于运放增益有限且带宽有限，所以工作频率较高时往往需要采用跨导器作为有源器件。由跨导器和电容器构成的积分器称为 Gm-C 积分器，其结构图如图 6-1 所示。

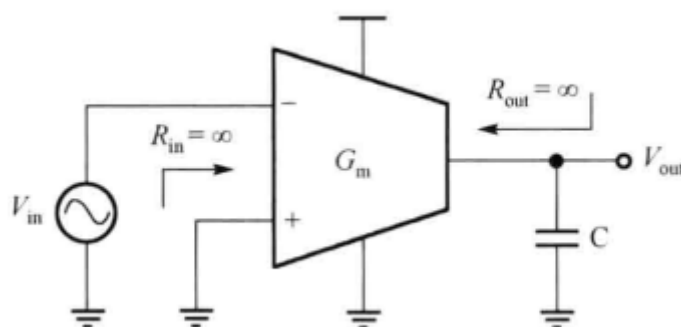


图 6-1 Gm-C 积分器电路图

系统函数为 $H(s) = \frac{G_m}{sC}$ 。

由于 Gm-C 积分器是开环工作的，而且输出的是电流，不需要低阻抗输出级，内部电路也无需级间电容补偿，输出极点就是电路的主极点，因此具有良好的高频特性。

但需要注意的是，开环工作则需保证跨导器有较大的线性化范围。

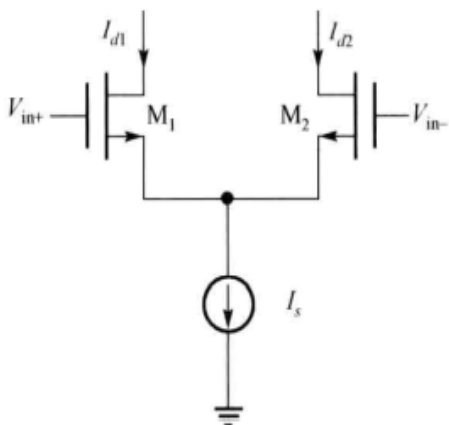


图 6-2 MOS 差分对的增益和线性度未线性化

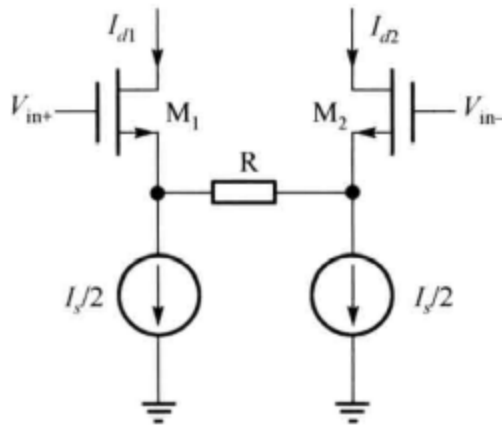


图 6-3 采用电阻源退化增加线性度

为增加线性度，可以采用电阻源退化，基本电路图如图 6-3。

对比线性化前后的等效跨导和线性度，假设 $g_m R_S = 9$ ，则等效跨导变为原来的 $1/10$ ，而线性度却提高了 1000 倍，这是可以接受的。

6.2 有源可调电阻器与有源电感器

在集成电路设计时，由于电阻与电感器件会占很大的面积，而跨导器的有源模拟电阻与电感时高频性能优异，占芯片面积小，且具有可调的特点，因此研究跨导器等效电阻与电感具有重要意义。

图 6-4 和图 6-5 给出了电阻和电感的等效跨导电路，容易得到等效电阻为：

$$R_{eq} = V_{in}/I_{in} = 1/G_m$$

对于电感器电路图，输入阻抗满足：

$$Z_{in} = V_{in}/I_{in} = \frac{sC}{G_{m1}G_{m2}}$$

因此等效的模拟电感为：

$$L = \frac{C}{G_{m1}G_{m2}}$$

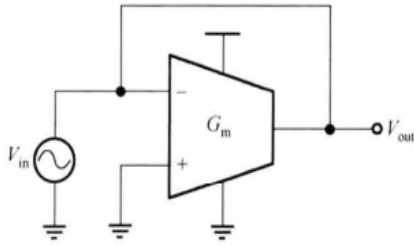


图 6-4 电阻器等效跨导电路

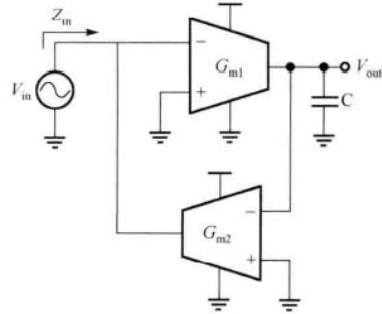


图 6-5 电感器等效跨导电路

6.3 基于 Gm-C 的三阶低通滤波器设计

无源的三阶高通滤波器原型如图 6-6。

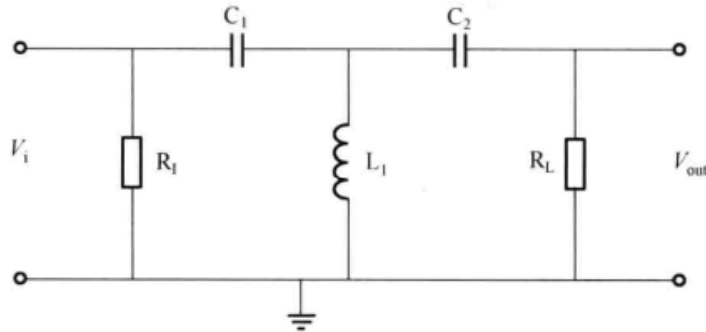


图 6-6 无源的三阶高通滤波器原型

该电路的系统函数为：

$$H(s) = \frac{s^3 L_1 R_L C_1 C_2}{s^3 L_1 R_L C_1 C_2 + s^2 L_1 (C_1 + C_2) + s C_2 R_L + 1}$$

用上节中的等效的跨导替代三阶低通滤波器，可以得到 Gm-C 低通滤波器的电路图，如图 6-7。

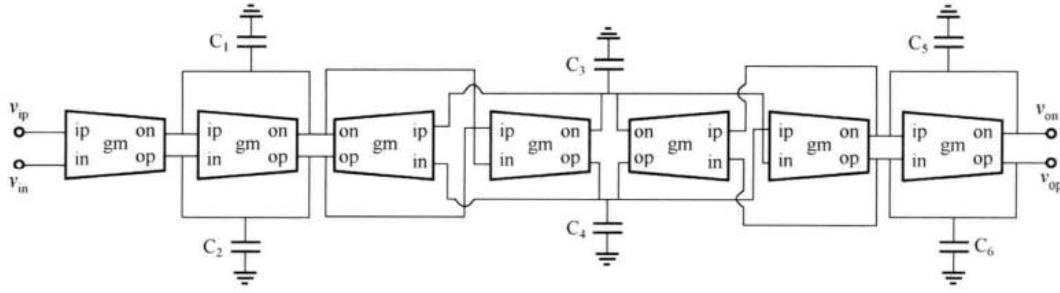


图 6-7 Gm-C 低通滤波器的电路图

6.4 Gm-C 复数滤波器

对于一阶 Gm-C 复数滤波器，输入的复信号，需要有两个信号来分别代表这个信号的实部与虚部，设输入的复信号实部为 x_{iI} ，虚部为 x_{iQ} ，则两端的输出为：

$$X_{oI} = (X_{iI}\omega_0 C - X_{oQ}\omega_{IF} C) \cdot \frac{1}{sC}$$

$$X_{oQ} = (X_{iQ}\omega_0 C + X_{oI}\omega_{IF} C) \cdot \frac{1}{sC}$$

将两路输出相加，可得到最终的单端输出为：

$$X_o = X_{oI} + jX_{oQ} = \frac{\omega_0}{s - j\omega_{IF}} \cdot X_i$$

如果采用差分方式，电路结构则如图 6-9 所示。

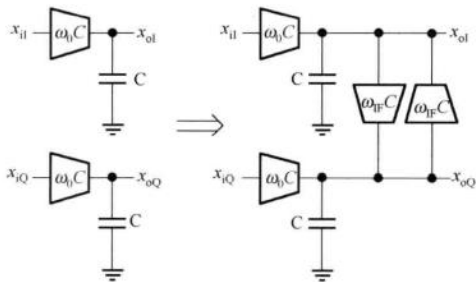


图 6-8 一阶复数滤波器

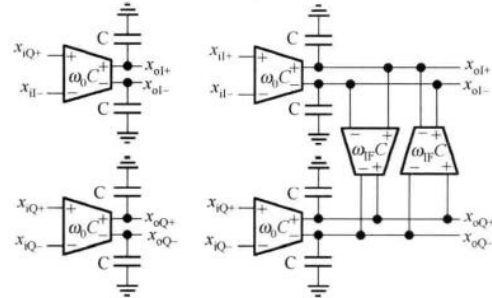


图 6-9 采用差分方式的一阶复数滤波器

将 6.3 中的三阶低通滤波器进行适当频移，我们便可以得到三阶复数 Gm-C 滤波器，电路图如图 6-10。

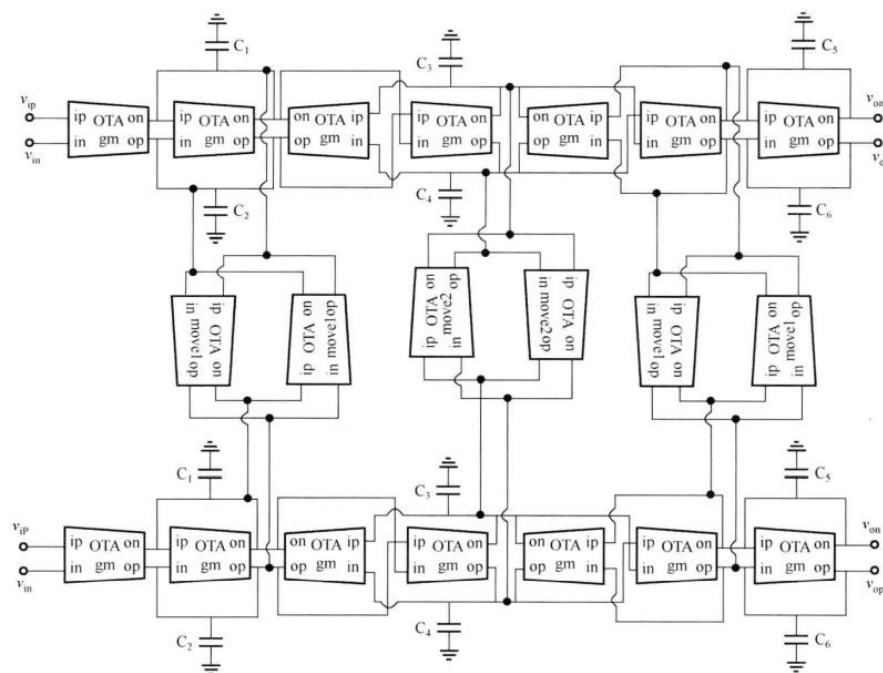


图 6-10 三阶复数 Gm-C 滤波器

6.5 复数模拟滤波器仿真

仿真部分由小组成员完成，仅记录结果。

6.5.1跨导单元电路的建立和仿真

复数滤波器中跨导单元采用带源级负反馈的差分对跨导结构，具体电路如图 6-11 所示。

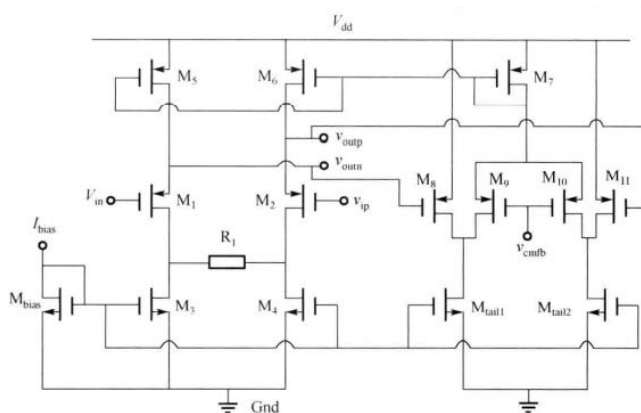


图 6-11 带源级负反馈的差分对跨导结构

带源级负反馈的差分对跨导由输入管 M_1 、 M_2 和 R_1 组成， M_{bias} 、 M_3 和 M_4 构成尾电流源， M_7 、 M_8 、 M_9 、 M_{10} 、 M_{11} 、 M_{tail1} 和 M_{tail2} 组成共模反馈电路，稳定输出直流共模电平。

仿真得到跨导单元单位增益带宽为 31.6MHz, 相位裕度为 86.2°, 满足稳定工作的要求, 在中心频率 6MHz 时, 等效输入噪声约为 $42\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, 等效输出噪声约为 $104\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。

查看小信号传输函数，可以读出单边增益为 33.5990，输入阻抗为 1.000e+20，输出阻抗为 204.3222k。

对不同输入幅度下的跨导特性仿真得到在输入信号为 $\pm 7\text{mV}$ 范围内，跨导值保持为常数 61.6μ 。

6.5.2 低通滤波器的建立和仿真

完成跨导单元的建立后，就可以进行 gm-c 三阶低通滤波器的设计和仿真了，根据图 6-7 中的电路结构，建立 gm-c 三阶低通滤波器仿真网表 gm_c_3th_lowpass.sp。

仿真结果得到低通滤波器单边输出带内增益为 -6.5dB，带内增益平坦，-3dB 带宽约为 4.57MHz。在带内约 4MHz 时，等效输入噪声为 $171nV/\sqrt{Hz}$ ，等效输出噪声为 $37.4nV/\sqrt{Hz}$ 。

完成仿真后查看小信号传输函数，可以读出单边增益为 -237.3640m，输入阻抗为 1.000e+20，输出阻抗为 1.7835k。

对低通滤波器进行频谱分析（即 FFT 仿真），以验证频谱精度。可以计算得到，低通滤波器带内信号频谱为 $20\log_{10}(0.002118) = -53.5dB$ ，噪声底板约为 $20\log_{10}(5.065e-8) = -145.9dB$ 。动态范围约为 90dB。

6.5.3 复数滤波器的建立和仿真

复数滤波器就是在低通滤波器的电路基础上加入移频单元，完成低通向带通的转换，为了方便进行多种仿真的建立，我们依据图 6-10 中的电路结构，建立三阶复数滤波器电路网表 gm_c_3th_bandpass.cdl，进行交流特性仿真。

仿真结果得到复数滤波器带宽从 2.19MHz 到 10.3MHz，带内纹波小于 1dB。在带内中心频率 6MHz 时，等效输入噪声为 $199.2nV/\sqrt{Hz}$ ，等效输出噪声为 $23.8nV/\sqrt{Hz}$ 。

查看小信号传输函数可读出单边增益为-27.5733m，输入阻抗为1.000e+20，输出阻抗为674.7482。

完成交流特性仿真后，在对复数滤波器进行频谱分析以验证频谱精度。计算得到，复数滤波器带内6MHz频率时信号频谱为 $20\log_{10}(0.0002855) = -70.9\text{dB}$ ，噪声底板约为 $20\log_{10}(2.835e-7) = -131\text{dB}$ 。动态范围接近60dB。

7 个人感想

在这次专题研究中，我们对心电信号放大电路做了比较深入的探讨，并由此延伸拓展了复数滤波器的相关内容。

我们采用课本的学习顺序，自顶向下地做拆解。在系统级层面对各个功能需求做相应的模块设计，再对每个模块电路分析研究，最后选取滤波器部分做电路级分析。

在系统级模块，我从宏观层面了解了电路工作原理，观察 multisim 仿真又学习了一些仿真技巧。在电路级模块，从运放的电路级原理出发，组合了滤波器的简单应用，最后进行模拟滤波器的相关学习和仿真。通过对我们自己设计的 8MOS 管连入电路的仿真，得到了符合预期的结果。

在运放部分将原先的 8MOS 管运放改进成 35MOS 管类型，并对两者加以比较。35MOS 管运放前端通过 cascode 电流镜提供偏置电流，加了一个共模负反馈模块抑制共模分量，再用套筒式共源共栅放大电路极大提高放大倍数，实现了更稳定的输出特性。

复数滤波器的部分是之前没有接触过的，我们学习了 Gm-C 积分器的原理，并通过“替换”、“移频”两大步骤将简单的无源滤波器改进为有源复数滤波器。

在整个研究过程中我们也遇到了不少问题。之前对电路有一些想当然的总体理解，没有细究每个小部分的具体效果，在这次研究中做了比较细致仿真分析，得到了一些与原来想的不太一致的事实结

果。在这学习复数滤波器过程中，参考书中的部分电路结构存在问题，我们要试着自己学习、分析，去理解电路并加以修改。

总体而言，我在这门课上收获了很多，也对电子电路基础产生了兴趣，愿意在之后深入学习相关知识。

参考文献

- [1] 陈抗生, 周金芳. 模拟电路基础. 北京: 科学出版社, 2019.11.
- [2] 陈铖颖, 尹飞飞, 范军编著. CMOS 模拟集成电路设计与仿真实例 基于 Hspice. 北京: 电子工业出版社, 2014.04.
- [3] 东尚清. 可调带宽低功耗超带宽 Gm-C 低通滤波器的研究与设计[D]. 复旦大学, 2013.