

## 目 录

摘 要 .....	2
第一章 绪论 .....	3
§ 1.1 运算放大器设计概述 .....	3
§ 1.2 设计目标和性能参数要求 .....	4
第二章 二级运算放大器的设计 .....	5
§ 2.1 电路结构 .....	5
§ 2.2 性能分析 .....	5
§ 2.3 手工计算几何参数 .....	7
§ 2.4 性能参数的理论计算值 .....	10
§ 2.5 hspice 仿真 .....	11
§ 2.6 理论和仿真的对照 .....	15
第三章 全差分结构运算放大器设计 .....	16
§ 3.1 电路结构 .....	16
§ 3.2 性能分析 .....	16
§ 3.3 手工计算几何参数 .....	20
§ 3.4 性能参数的理论计算值 .....	26
§ 3.5 hspice 仿真 .....	27
§ 3.6 理论和仿真的对照 .....	31
第四章 结论和分析 .....	32
参考文献: .....	33
致 谢 .....	33

## 摘要

集成电路的诞生至今已有四十年了，1958 年美国德州仪器公司（TI）研制成功世界上第一块数字集成电路，由此宣告电子工业进入了集成电路时代。近年来，集成电路产业方兴未艾，目前已经发展到系统级芯片（SOC）阶段。随着 CMOS 工艺的进步，CMOS 电路由于其低成本、低功耗以及速度的不断提高，已经成为集成电路工艺的主流。虽然目前数字电路飞速发展，数字信号的优越性在通信等领域得到了淋漓尽致的体现，DSP 芯片得到了广泛的应用，受到了市场的追捧。由于自然界本身的信号基本上都是模拟的，所以模拟电路作为 SOC 的一部分，作为数字处理芯片与真实世界的接口，已经显示出其突出的重要性。而且，模拟电路由于其设计的复杂性，成为整个系统级芯片设计的瓶颈。而运放作为模拟电路最重要最通用的模块，其设计一般包括以下几个步骤：确定设计要求；设计或综合；仿真；几何版图设计；版图后仿真；流片；测试[2]。本文中对于运放的设计只完成前三个步骤。即在确定运放设计规范要求的基础上，通过分析性能参数与晶体管几何参数的关系，计算出各晶体管的宽长比，进而通过 hspice 软件仿真，确定设计的可行性。在设计中，为使设计得到的运放能够在稳定工作并且符合设计要求，还涉及到相位补偿、共模负反馈等问题。

本文一共四章，第一章为运放设计的概述，第二章详细介绍单端输出的二级运放的设计仿真过程，第三章介绍全差分输入双端输出运放的设计和仿真，第四章是关于运放设计的总结和分析。

**关键词：**二级运放、全差分结构、hspice 仿真、cascode 结构、相位补偿、共模反馈

## 第一章 绪论

### § 1.1 运算放大器设计概述

集成电路一般分为模拟集成电路和数字集成电路两大类，两类电路的设计方法不尽相同。近年来，随着 SOC 的发展，混合信号集成电路得到了广泛应用，并且其相关技术飞速进步。然后，模拟电路仍然被证明具有强大的生命力，其相关的设计技术仍然处于不断的深化和完善之中。

集成模拟电路设计和分立元件的模拟电路设计有显著的区别。采用分立元件的模拟电路所用的有源和无源器件并不都制造在同一块衬底上，而集成化的电路则是做在同一块芯片上的，所有有源无源器件的几何形状、尺寸何位置都在集成电路设计师的支配和控制之下，赋予设计师更大的自由度。其次，集成电路设计师不可能通过搭电路板来检验设计结果，而只能通过计算机模拟的方法确认他的设计是否达到要求。第三，集成电路设计师在设计电路时受到工艺条件的约束，必须与当时的工艺水平相兼容[2]。

运算放大器，简称运放，是模拟电路中最为通用和基础的模块。运放一般由四部分构成，包括输入级、中间级、输出级和偏置电路。本文所设计的运放采用两级结构，其中第二章采用的是双端输入，单端输出，偏置电路采用常跨导结构；第三章采用的是双端输入双端输出的全差分结构，其中在输入级中运用了双共源共栅（cascode）结构，通过提高输出阻抗达到了提高增益的效果，并且利用双端输出，提高了共模抑制比和电源抑制比。

在二级运放的设计过程中，为使相位裕度达到指标要求，需要利用频率补偿。本文采用的是 RC 密勒补偿，如图 1.1 所示。此补偿电路将把运放的输入极点往低频处推，而且将引入一个零点。通过计算，可以调整电阻 R 的取值，将零点移到左半平面，而且使零点略大于单位增益带宽，使得运放的相位裕度得到提高。

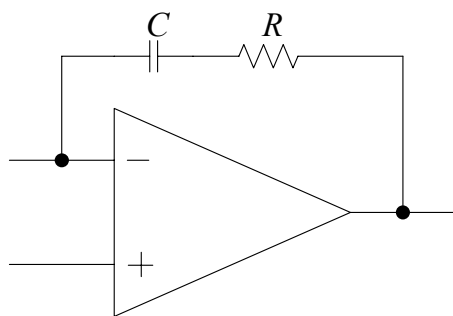


图 1.1 RC 密勒补偿

在第三章全差分输入双端输出运放的设计中，由于输出点的共模电平不确定，为使运放能够正常工作，需要给运放加上共模反馈电路。共模负反馈有以下几点要求 [3]:

- ◆ 开环增益足够大，最好能与差分开环增益相当；
- ◆ 单位增益带宽足够大，最好能接近差分单位增益带宽；
- ◆ 要有足够的相位裕度，要求回路补偿
- ◆ 共模信号检测电路要有很好的线性特性
- ◆ 与差模信号无关，即使差模信号通路是关断的。

共模负反馈的具体实现见第三章。

## § 1.2 设计目标和性能参数要求

在 0.8 $\mu\text{m}$  的一级模型的基础上设计运算放大器，设计要求达到的性能指标如下：

- ◆ 管子长度 :  $\geq 0.8 \mu\text{m}$
- ◆ 管子宽度 :  $\geq 1 \mu\text{m}$
- ◆ 芯片面积 :  $\leq 10000 \mu\text{m}^2$
- ◆ 共模输入电压固定在 :  $(V_{DD} + V_{SS}) / 2$
- ◆ 输出动态范围 :  $[0.1(V_{DD} - V_{SS}), 0.9(V_{DD} - V_{SS})]$
- ◆ 静态功耗 :  $\leq 2 \text{ mW}$
- ◆ 开环增益 :  $\geq 80\text{dB}$
- ◆ 单位增益带宽 :  $\geq 40\text{MHz}$
- ◆ 相位裕量 :  $\geq 60^\circ$
- ◆ 转换速率 :  $\geq 30\text{V}/\mu\text{s}$
- ◆ 共模抑制比 :  $\geq 60\text{dB}$
- ◆ 负电源抑制比 :  $\geq 80\text{dB}$
- ◆ 等效输入噪声 :  $\leq 300\text{nV}/\text{rt Hz} \quad @1\text{KHz}$
- ◆ 输入失调电压 :  $\leq 0.5\text{mV}$

## 第二章 二级运算放大器的设计

## § 2.1 电路结构

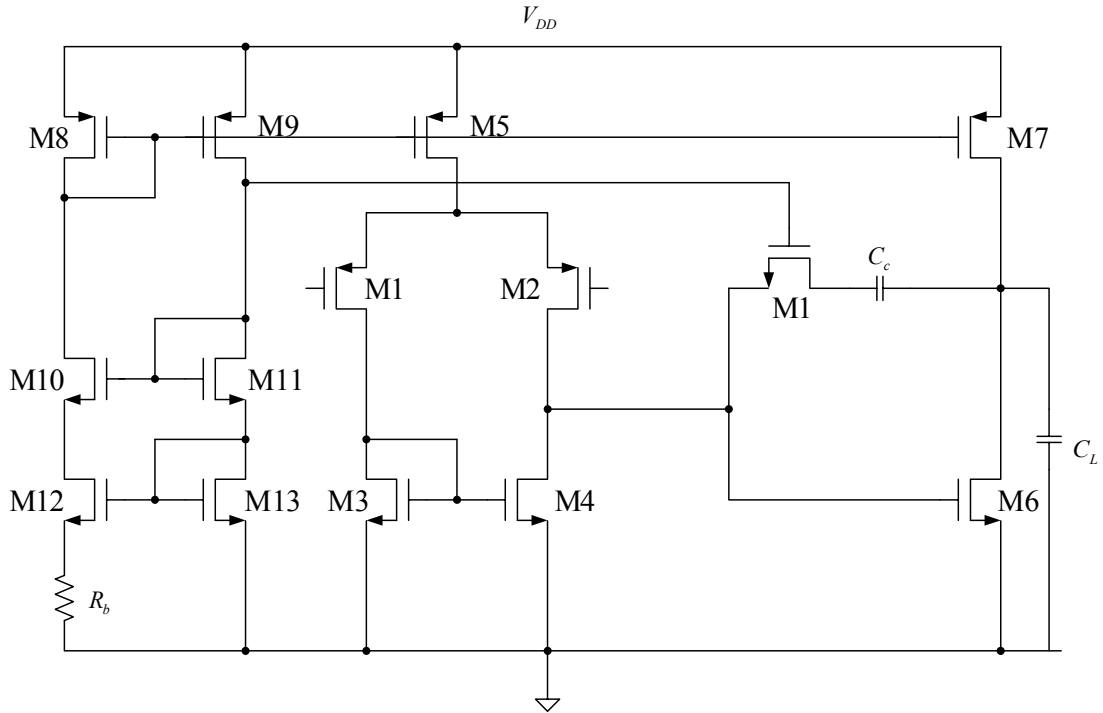


图 2.1 二级运放

二级运放的电路结构如图 1.1 所示。M1~M5 为差分输入级，M6 M7 为输出级，M8~M13 以及电阻  $R_b$  为偏置电路。M14 作为线性电阻与  $C_c$  作为补偿电路。

## § 2.2 性能分析

1. 增益： 差分级  $A_{V1} = g_{m1} \frac{1}{g_{o2} + g_{o4}}$

共源级  $A_{V2} = g_{m6} \frac{1}{g_{o6} + g_{o7}}$

运放总增益  $A_V = g_{m1} g_{m6} \frac{1}{g_{o2} + g_{o4}} \frac{1}{g_{o6} + g_{o7}} = \frac{2C_{ox}}{(\lambda_n + \lambda_p)^2} \sqrt{\frac{\mu_n \mu_p W_1 W_6}{I_1 I_6 L_1 L_6}}$

2. 频响特性： $R_{o1} = \frac{1}{g_{o2} + g_{o4}}$        $R_{o2} = \frac{1}{g_{o6} + g_{o7}}$

$$\text{共源级传递函数 } H(s) = \frac{[1 - g_{m6}(R_{on14} + \frac{1}{sC_c})]}{g_{m6}R_{01} + 1 + (\frac{1}{R_{02}} + sC_L)(R_{01} + R_{on14} + \frac{1}{sC_c})}$$

$$\text{零点: } \omega_z = \frac{1}{(\frac{1}{g_{m6}} - R_{on14})C_c}$$

$$\text{主极点 } \omega_{p1} = \frac{1}{R_{01}(1 + g_{m6}R_{02})C_c}$$

$$\text{第二极点 } \omega_{p2} = \frac{g_{m6}}{C_L}$$

$$\begin{aligned} \text{单位增益带宽 } \omega_u = A_v \times \omega_{p1} &= g_{m1}g_{m6}R_{01}R_{02} \frac{1}{R_{01}(1 + g_{m6}R_{02})C_c} \\ &\approx g_{m1}g_{m6}R_{01}R_{02} \frac{1}{R_{01}g_{m6}R_{02}C_c} = \frac{g_{m1}}{C_c} \end{aligned}$$

3. 等效输入噪声： 因为差分级有较高的增益，所以第二级所产生的等效输入噪声可忽略，差分级产生的等效输入噪声包括热噪声和 1/f 噪声[1]

$$S_n^2 = \frac{16kT}{3\sqrt{2\mu_p C_{ox}(\frac{W}{L})_1 I_1}} [1 + \sqrt{\frac{\mu_n(\frac{W}{L})_3}{\mu_p(\frac{W}{L})_1}}] + \frac{2K_p}{C_{ox}(WL)_1 f} [1 + \frac{K_n \mu_n L_1^2}{K_p \mu_p L_3^2}]$$

4. 静态功耗：

$$P = (V_{DD} - V_{SS})(I_8 + I_9 + I_5 + I_7)$$

5. 失调电压： 需保证 M3,M4,M6 电流密度相等，根据平衡公式有

$$\begin{aligned} L_3 = L_4 = L_6 \\ \frac{I_3}{W_3} = \frac{I_6}{W_6} \Rightarrow \frac{I_5}{2W_3} = \frac{I_6}{W_6} \end{aligned} \quad [2]$$

6. 偏置电路： [1]根据电流电压公式，取  $(\frac{W}{L})_{12} = 4(\frac{W}{L})_{13}$ ，可得出  $R_B = \frac{1}{g_{m13}}$

7. 共模抑制比：

$$\text{差分级的差模增益 } A_{vd} = \frac{g_{m1}}{g_{02} + g_{04}}$$

$$\text{共模增益 } A_{vc} = \frac{1}{1 + 2g_{m1}r_{05}} \frac{g_{m1}}{g_{m3}} \approx \frac{g_{05}}{2g_{m3}}$$

$$\text{所以, } CMRR = \frac{2g_{m1}g_{m3}}{(g_{02} + g_{04})g_{05}} = \frac{4C_{ox}}{(\lambda_n + \lambda_p)\lambda_p} \sqrt{\mu_n\mu_p \frac{W_1W_3}{L_1L_3I_5^2}}$$

$$8. \text{ 负电源抑制比[2]: } NPSRR = \frac{2g_{m1}g_{m6}}{(g_{02} + g_{04})g_{06}} = \frac{4C_{ox}}{(\lambda_n + \lambda_p)\lambda_n} \sqrt{\mu_n\mu_p \frac{W_1W_6}{L_1L_6I_1I_6}}$$

$$9. \text{ 转换速率: } SR = \min\left\{\frac{I_5}{C_c}, \frac{I_7}{C_c + C_L}\right\}$$

## § 2.3 手工计算几何参数

### 1. 确定补偿电容值.

为保证运放有 60 度的相位裕量,要求系统的零点  $\omega_z$  和第二极点满足以下条件:

$$\begin{cases} \omega_z \geq 10\omega_u \Rightarrow \frac{g_{m12}}{C_c} \geq 10 \frac{g_{m1}}{C_c} \\ \omega_{p2} \geq 2\omega_u \Rightarrow \frac{g_{m12}}{C_L} \geq 2 \frac{g_{m1}}{C_c} \end{cases}$$

$$C_c \geq 0.2C_L = 0.6\text{p}, \text{取 } C_c = 1.5\text{p}$$

### 2. 确定直流电流

根据静态功耗不超过 2uW 的要求,总电流不超过 400uA 。根据 slew rate 的决定条件,

$$I_5 \geq SR \times C_c = 30 \times 10^6 \times 1.5 \times 10^{-12} = 45\mu A$$

$$I_6 = I_7 \geq SR \times (C_c + C_L) = 30 \times 10^6 \times 4.5 \times 10^{-12} = 135\mu A$$

于是,大致按照以上比例分配运放两级的电流:偏置电路 10uA ; 差分级 80uA ; 第二级 280uA

### 3. 等效输入噪声:

粗略计算后发现热噪声的数量级远小于 1/f 噪声,所以后者可忽略不计。

$$\text{取 } L_1 = 1\mu, L_3 = 4\mu。$$

$$\text{平均噪声 } S_n = \sqrt{\frac{2K_p}{C_{ox}(WL)_1 f} \left[ 1 + \frac{K_n \mu_n L_1^2}{K_p \mu_p L_3^2} \right]}$$

将噪声以 300nV/us 代入, f 取 1K, 求得  $W_1 \geq 36\mu$ 。

#### 4. 带宽和极点

根据单位增益带宽度要求,  $g_{m1} = \omega_u \cdot C_c = 376\mu$ , 考虑一定余量, 取  $g_{m1} = 400\mu$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_1 = \frac{g_{m1}^2}{2I_1 \mu_p C_{ox}} = 58, \quad \text{取 } L_1 = 1\mu, \quad W_1 = 60\mu$$

要使相位裕度达到最大, 则  $\frac{\omega_{p2}}{\omega_u} = 3$

另,

$$\omega_{p2} = \frac{g_{m6}}{C_L} \Rightarrow g_{m6} = \omega_{p2} \times C_L = 2\pi \times 40 \times 3 \times 10^6 \times 3 \times 10^{-12} = 2.26 \times 10^{-3}$$

$$\text{根据 } g_{m6} = \sqrt{2I_6 \mu_n C_{ox}} \left(\frac{W}{L}\right)_6 \quad \text{求得 } \left(\frac{W}{L}\right)_6 = 88$$

取  $L_6 = 1\mu$ ,  $W_6 = 90\mu$

#### 5. 失调

$$\text{根据 } \left(\frac{W}{L}\right)_4 = \frac{I_4}{I_6} \Rightarrow \left(\frac{W}{L}\right)_4 = 12.8, \quad \text{取 } L_4 = L_3 = 4\mu, \quad W_4 = W_3 = 50\mu$$

#### 6. 动态范围

要求输出 0V 到 4.5V 变化, 所以在这个范围内, M5, M7 均在饱和区, 则将这两个管的过驱动电压定为 0.5V, 取  $L_5 = L_7 = 0.8\mu$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_5 = \frac{2I_5}{\mu_p C_{ox} (V_{gs5} - V_{thn})^2} = 19.5, \quad \text{取 } L_5 = 1\mu, \quad W_5 = 20\mu$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_7 = \left(\frac{W}{L}\right)_5 \frac{I_7}{I_5} = 70, \quad \text{取 } L_7 = 1\mu, \quad W_7 = 70\mu$$

#### 7. 偏置电路

$$\left(\frac{W}{L}\right)_8 = \left(\frac{W}{L}\right)_9 = \left(\frac{W}{L}\right)_5 \frac{I_8}{I_5} = 2.5$$



$$\text{取 } L_8 = L_9 = 1\mu, \quad W_8 = W_9 = 2.5\mu$$

### 8. 相位补偿

mos 管 M14 工作在线性区, 作为线性电阻与  $C_c$  起到相位补偿的作用。

其线性电阻值为:

$$\begin{aligned} R_{on14} &= \frac{1}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_{14} (V_{gs14} - V_{th14})} = \frac{1}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_{14} (V_{gs11} - V_{th11})} \\ &= \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_{11}}{\left(\frac{W}{L}\right)_{14}} \frac{1}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_{11} (V_{gs11} - V_{th11})} = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_{11}}{\left(\frac{W}{L}\right)_{14}} \frac{1}{g_{m11}} \end{aligned}$$

为使电路稳定工作, 可以通过控制线性电阻值, 将由补偿产生的零点移至左

半平面, 并且使  $\omega_z = 1.2\omega_u$ , 于是有  $\frac{-1}{\left(\frac{1}{g_{m6}} - R_{on14}\right)C_c} = 1.2 \frac{g_{m1}}{C_c}$

$$\Rightarrow \left(\frac{W}{L}\right)_{14} = \left(\frac{W}{L}\right)_{11} \frac{1}{g_{m11}} \frac{1}{g_{m6}^{-1} + (1.2g_{m1})^{-1}} \quad (*)$$

要求  $V_{gs14} = V_{gs11}$ ,  $V_{gs13} = V_{gs6}$ , 则有  $\frac{I_6}{I_{13}} = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_6}{\left(\frac{W}{L}\right)_{13}} \Rightarrow \left(\frac{W}{L}\right)_{13} = \left(\frac{W}{L}\right)_6 \frac{I_{13}}{I_6} = 3.2$

则 取  $L_{13} = 1\mu$ ,  $W_{13} = 3\mu$

于是  $L_{10} = L_{11} = L_{12} = L_{13} = 1\mu$ ,  $W_{10} = W_{11} = W_{13} = 3\mu$ ,  $W_{12} = 4W_{13} = 12\mu$ 。

根据 (\*) 式, 计算得到:  $\left(\frac{W}{L}\right)_{14} = 16$

取,  $L_{14} = 1\mu$ ,  $W_{14} = 16\mu$

$$R_B = \frac{1}{g_{m13}} = \frac{1}{\sqrt{2I_{13}\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_{13}}} = 12k$$

至此, 已得到所有 mos 管的几何参数。如表 1.1

Mos 管序号	W/L 计算值 (um/um)	$I_D$ (uA) (设计值)	$I_D$ (uA) (仿真值)
M1 M2	60/1	40	37
M3 M4	50/4	40	37
M5	20/1	80	74
M6	90/1	280	278
M7	70/1	280	278
M8	2.5/1	10	9.3
M9	2.5/1	10	10.2
M10	3/1	10	9.3
M11	3/1	10	10.2
M12	12/1	10	9.3
M13	3/1	10	10.2
M14	16/1	0	0

表 1.1 各 mos 管的宽长比和直流电流

## § 2.4 性能参数的理论计算值

1. 静态功耗: 1.9mW
2. 共模输入电压范围

$$V_{eff5} = \sqrt{\frac{2I_5}{\mu_p C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_5}} = 0.68V, \text{ 为使 M5 饱和, } V_{s1} = V_{d8} \leq 4.32$$

所以, 输入共模电压  $V_{ic} \leq V_{s1} - |V_{th1}| = 3.42V$ 。显然,  $V_{ic}$  的最小值接近 0。

所以, 共模输入范围是 [0V, 3.42V]

3. 开环增益

$$A_V = g_{m1} g_{m6} \frac{1}{g_{02} + g_{04}} \frac{1}{g_{06} + g_{07}} = \frac{2C_{ox}}{(\lambda_n + \lambda_p)^2} \sqrt{\frac{\mu_n \mu_p W_1 W_6}{I_1 I_6 L_1 L_6}} = 10274 = 81DB$$

4. 单位增益带宽

$$\omega_u = \frac{g_{m1}}{C_c} = 42.5\text{M}$$

## 5. 相位裕量

$$C_{gs3} = 265\text{f}, C_{gs4} = 265\text{f}, C_{gs6} = 166\text{f}, C_{gd1} = 42\text{f}, C_{gd2} = 42\text{f}, C_{gd4} = 35\text{f}。$$

$$R_{on14} = 2.4\text{k}$$

主极点对相位的贡献为 $-90^\circ$ 。零点 $\omega_z = 1.2\omega_u$

$$\text{输出极点 } \omega_{p2} = 3\omega_u, \text{ 镜像极点 } \omega_{p3} \approx \frac{g_{m3}}{C_{gs3} + C_{gs4} + C_{gd1}} = 87.4\text{M},$$

$$\text{寄生极点 } \omega_{p4} \approx \frac{1}{R_{on14}(C_{gs6} + C_{gd4} + C_{gd2})} = 273\text{M}$$

$$\text{PM} \approx 90 + \arctan \frac{\omega_u}{\omega_z} - \arctan \frac{\omega_u}{\omega_{p2}} - \arctan \frac{\omega_u}{\omega_{p3}} - \arctan \frac{\omega_u}{\omega_{p4}} = 80^\circ$$

## 6. 共模抑制比

$$\text{CMRR} = \frac{2g_{m1}g_{m3}}{(g_{02} + g_{04})g_{05}} = \frac{4C_{ox}}{(\lambda_n + \lambda_p)\lambda_p} \sqrt{\mu_n\mu_p \frac{W_1W_3}{L_1L_3I_5^2}} = 15196 = 84\text{DB}$$

## 7. 负电源抑制比

$$\text{NPSRR} = \frac{2g_{m1}g_{m6}}{(g_{02} + g_{04})g_{06}} = \frac{4C_{ox}}{(\lambda_n + \lambda_p)\lambda_n} \sqrt{\mu_n\mu_p \frac{W_1W_6}{L_1L_6I_1I_6}} = 61648 = 95\text{DB}$$

## 8. 等效输入噪声

$$S_n = \sqrt{\frac{2K_p}{C_{ox}(WL)_1 f} \left[ 1 + \frac{K_n\mu_n L_1^2}{K_p\mu_p L_3^2} \right]} = 230\text{nV} / \text{rt hz}$$

## § 2.5 hspice 仿真

## 1. 直流分析:

◆直流电流: 各 mos 管的直流电路已经在表格 1.1 中列出。下面分析与设计值的误差。可以看到, 输入级的直流电流误差较 $\frac{1}{2}$ 是有沟道长度调制效应的, 即

$$I = \frac{1}{2} \mu C_{ox} \left( \frac{W}{L} \right) V_{eff}^2 (1 + \lambda |V_{ds}|)。$$

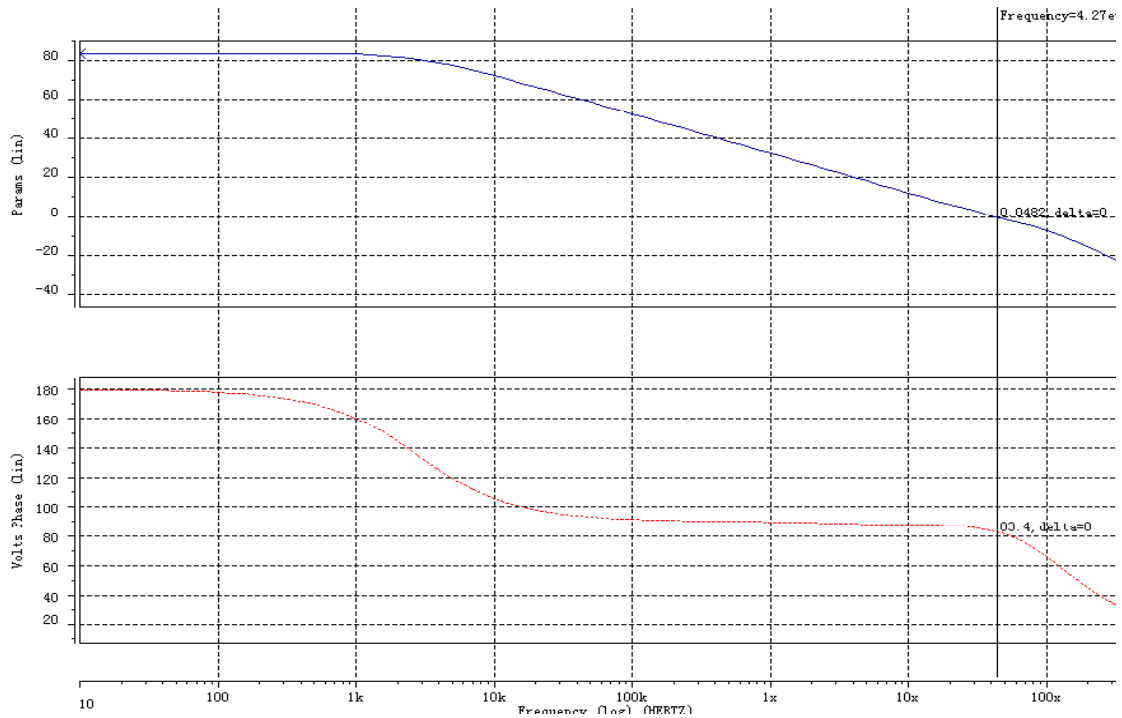


图 2.2 交流特性分析

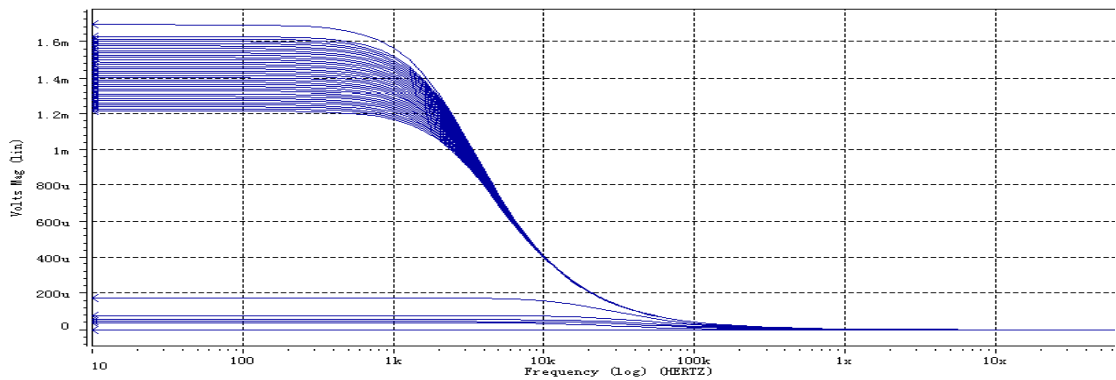


图 2.3 共模输入范围分析

在本次设计所采用的一级模型中，p 管的沟道效应调制系数为 0.06，分析三个管 M5，M7，M9 的  $V_{ds}$ ，可以看到，M9 和 M7 都达到了 2.5V 以上，而 M5 只有 1V 左右。所以导致输入级的电流偏小。

◆直流功耗： 1.8556m

◆工作状态： 除 M14 作为线性电阻处在 linear region 外，其他 mos 管均处在 saturation region.

## 2. 交流特性：

画出运放的幅频和相频曲线，见图 2.2。图中，蓝色为幅频曲线，红色为相频曲线，可以得到运放的单位增益带宽 42.7Mhz，相位裕度 83.4 度。低频时开环增益为 83.6DB。

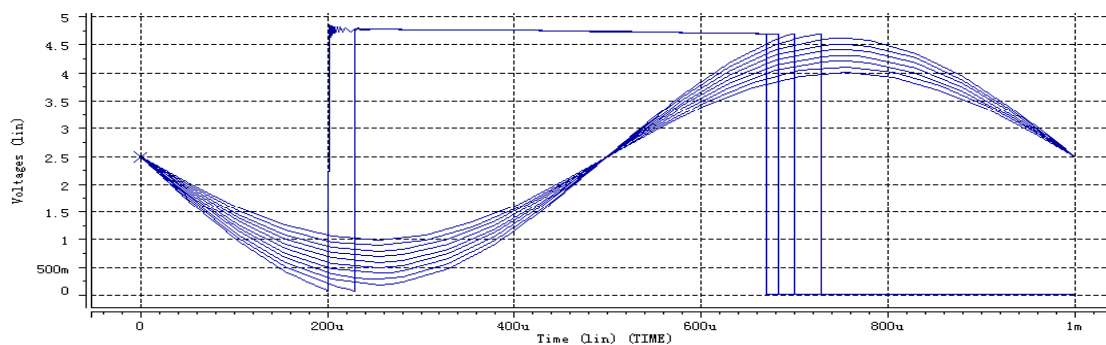


图 2.4 动态输出范围分析

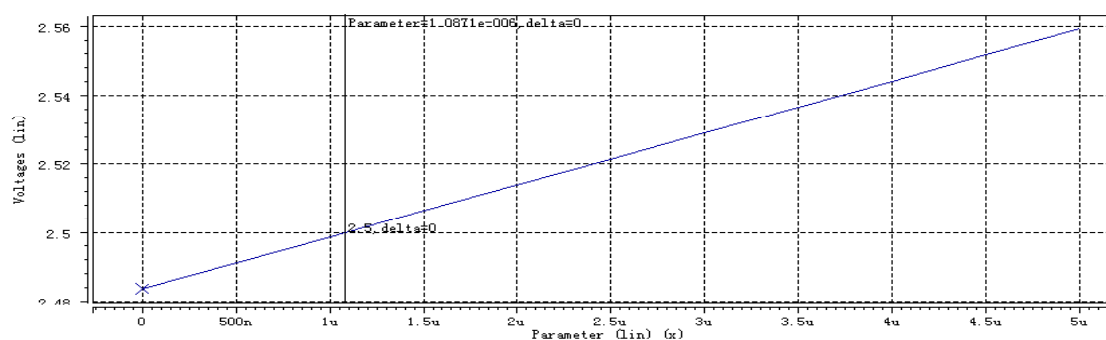


图 2.5 失调电压

### 3. 共模输入范围:

将共模输入电压从  $0\text{V}\sim 5\text{V}$ ，以  $0.1\text{V}$  步长扫描，加差模电压  $0.1\text{uV}$ ，画出幅频曲线如图 2.3。分析各曲线，共模电压从  $0\text{V}\sim 3.5\text{V}$  范围，输出电压幅值线性增长，运放处于正常工作状态。所以运放的共模输入范围为  $0\text{V}\sim 3.5\text{V}$ 。

### 4. 动态输出范围

将运放接成放大倍数为 10 的负反馈放大器，将输入电压以  $1\text{k}$  的频率， $2.5\text{V}$  的直流电平，在  $0.15\text{V}\sim 0.25\text{V}$  的幅值范围内扫描。画出输出信号如图 2.4：可以发现，在  $0.4\text{V}\sim 4.6\text{V}$  的范围内，输出信号正常工作。超出这个范围，信号产生严重失真。因此，此运放的动态输出范围为  $0.4\text{V}\sim 4.6\text{V}$ 。

### 5. 失调电压

将运放的反相端以  $2.5\text{V}$  的直流电平输入，扫描同相端与反向端之间的直流电压差，当时输出端的直流电平正好达到  $2.5\text{V}$  时，此时的同相端与反向端之间的直流电压差即为运放的输入失调电压。如图 2.5，在扫描值为  $1.08\text{uV}$  时，输出直流电平最接近  $2.5\text{V}$ 。因此失调电压为  $1.08\text{uV}$ 。

### 6. 共模抑制比

差模放大倍数与共模放大倍数的商即为共模抑制比。把运放设计成子电

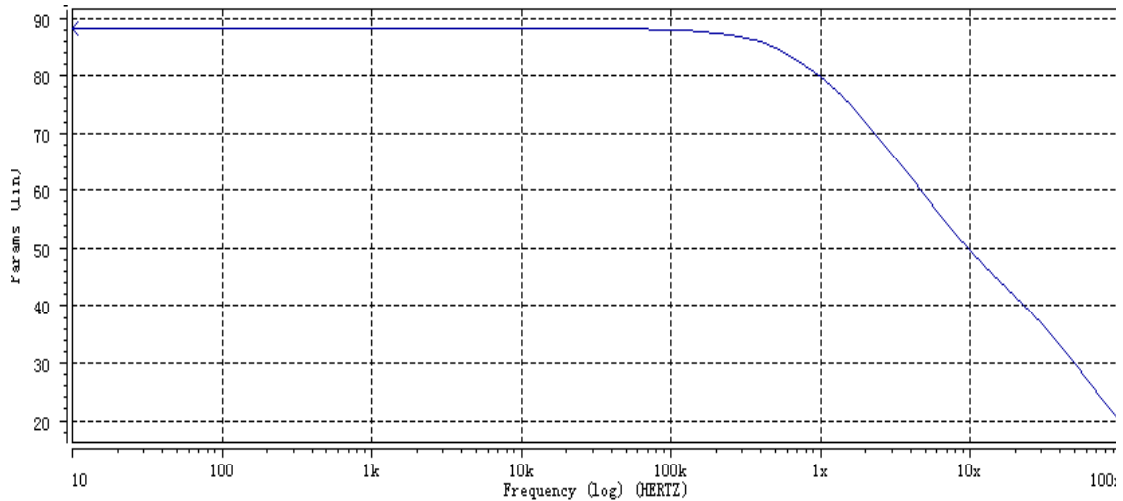


图 2.6 共模抑制比分析

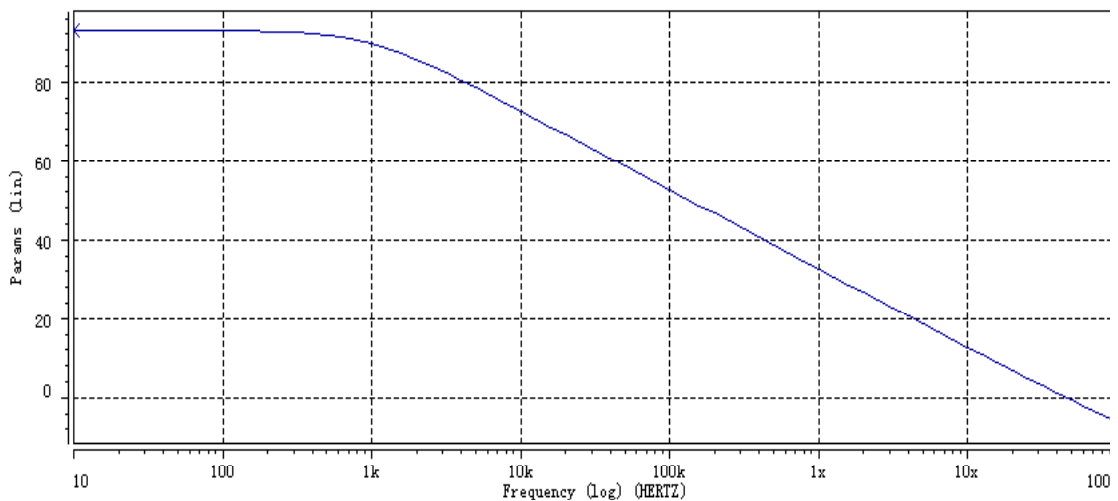


图 2.7 负电源抑制比分析

路模式，然后分两次调用子电路，分别输入等幅度  $0.1\mu\text{V}$  的差模小信号和共模小信号，然后计算两个输出信号的对数差乘以 20，就得到共模抑制比。幅频曲线如图 2.6。可以得到，低频时  $\text{CMRR}=88.2\text{DB}$ 。

#### 7. 负电源抑制比：

差模增益  $A_{vd}$ ，在负电源上加以交流小信号激励  $u_i$ ，在输出端得到  $u_o$  的输出信号，则负电源增益  $A_{v_v} = \frac{u_o}{u_i}$ 。则负电源抑制比定义为  $\text{NPSRR} = \frac{A_{vd}}{A_{v_v}}$ 。在

仿真过程中，把运放作为一个子电路，首先调用子电路在输入端加幅度为  $0.1\mu\text{V}$  的差模小信号激励，另外再调用子电路在负电源端加  $0.1\mu\text{V}$  的小信号激励，将两个输出信号的对数差乘以 20，即得到负电源抑制比  $\text{NPSRR}$ 。得到的  $\text{NPSRR}$  幅频曲线如图 2.7。由此得到低频时的  $\text{NPSRR}=93\text{DB}$

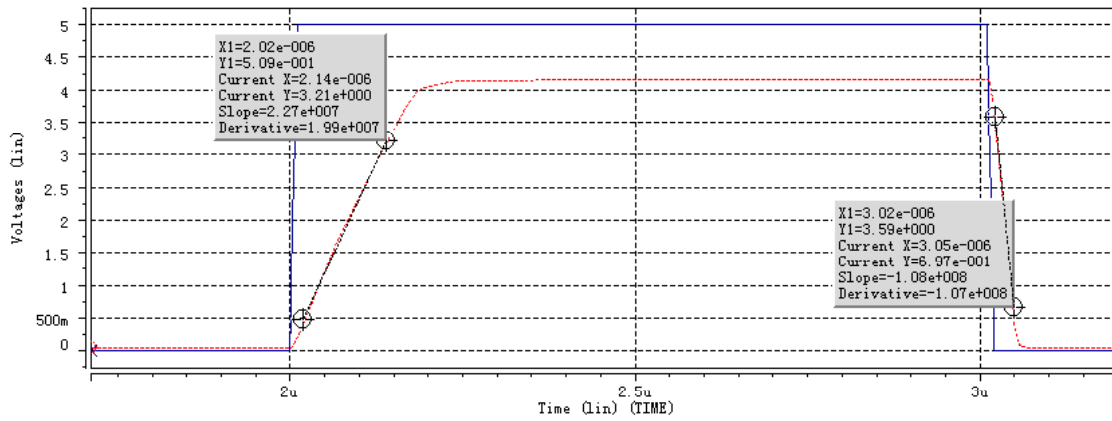


图 2.8 转换速率分析

## 8. Slew rate

讲运放接成负反馈的跟随器状态，在正相输入端加脉冲激励信号。对输出端得到的信号进行分析，测量其上升速率，得到转换速率 SR。如下图：

根据图 2.8，测得  $SR+=23\text{v/us}$  ，  $SR-=108\text{v/us}$

## 9. 噪声分析

测得 1kHz 时的等效输入噪声为  $226.7319\text{nV}/\text{rt hz}$

## § 2.6 理论和仿真的对照

性能参数	设计要求	理论值	仿真值
静态功耗	$\leq 2\text{mW}$	1.9mW	1.8556mW
共模输入范围	无	[0V, 3.42V]	[0V, 3.5V]
开环增益	$\geq 80\text{ DB}$	81DB	83.6DB
单位增益带宽	$\geq 40\text{ M}$	42.5M	42.7M
相位裕度	$\geq 60^\circ$	$80^\circ$	$83.4^\circ$
共模抑制比	$\geq 80\text{ DB}$	84DB	88.2DB
负电源抑制比	$\geq 80\text{ DB}$	95DB	93DB
等效输入噪声	$\leq 300\text{ nV/rt hz}$	230 nV/rt hz	226.7319 nV/rt hz

## 第三章 全差分结构运算放大器设计

### § 3.1 电路结构

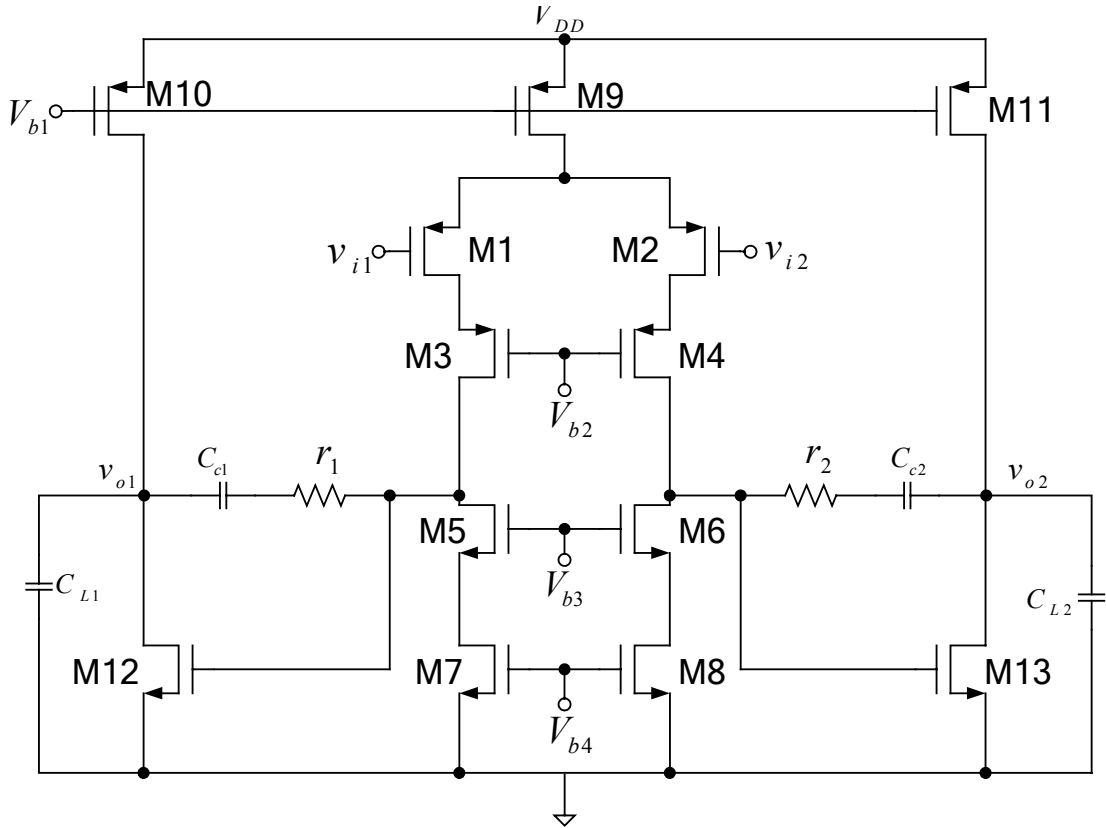


图 3.1 全差分二级运放

如图 3.1，电路采用全差分结构，5V 单电源供电。输入级为全差分共源共栅，第二级为共源放大，其中跨接在共源放大 MOS 管的栅漏两端的电阻电容其频率补偿作用。其中，M1 和 M2，M3 和 M4，M5 和 M6，M7 和 M8，M10 和 M11，M12 和 M13 具有相同的结构， $C_{c1}$  和  $C_{c2}$ ， $r_1$  和  $r_2$ ， $C_{L1}$  和  $C_{L2}$  具有相同的值。

### § 3.2 性能分析

1. 开环增益：

全差分输入级： $A_{v1} = 2g_{m1}R_{out1}$

$$\text{其中输出阻抗 } R_{out1} = (g_{m3}r_{o3}r_{o1}) \parallel (g_{m5}r_{o5}r_{o7}) = \frac{1}{\frac{g_{o3}g_{o1}}{g_{m3}} + \frac{g_{o5}g_{o7}}{g_{m5}}}$$



$$R_{out2} = \frac{1}{g_{o10} + g_{o12}}$$

$$\text{共源级 } A_{v2} = \frac{g_{m12}}{g_{o10} + g_{o12}}$$

$$\text{运放的总增益 } A_v = 2 \frac{g_{m1} g_{m12}}{(g_{o10} + g_{o12}) \left( \frac{g_{o3} g_{o1}}{g_{m3}} + \frac{g_{o5} g_{o7}}{g_{m5}} \right)}$$

## 2. 频率特性:

对于共源级, 其传递函数为:

$$H(s) = \frac{1 - g_{m12} \left( r_1 + \frac{1}{sC_{c1}} \right)}{g_{m12} R_{out1} + 1 + \left( \frac{1}{R_{out2}} + sC_{L1} \right) \left( R_{out1} + r_1 + \frac{1}{sC_{c1}} \right)}$$

于是, 可得到运放的零极点:

$$\text{零点 } \omega_z = \frac{1}{\left( \frac{1}{g_{m12}} - r_1 \right) C_{c1}}$$

$$\text{主极点 } \omega_{p1} = \frac{1}{R_{out1} (1 + g_{m12} R_{out2}) C_{c1}}$$

$$\text{输出极点 } \omega_{p2} = \frac{g_{m12}}{C_{L1}}$$

单位增益带宽 :

$$\omega_u = A_v \times \omega_{p1} = 2g_{m1} g_{m12} R_{out1} R_{out2} \frac{1}{R_{out1} (1 + g_{m12} R_{out2}) C_{c1}} \approx \frac{g_{m1}}{C_{c1}}$$

## 3. 等效输入噪声

由于输入差分级有较高的增益, 所以忽略第二级产生的等效输入噪声。

$$S_n^2 = \overline{V_{n1}^2} + \frac{g_{m7}^2}{g_{m1}^2} \overline{V_{n7}^2} = \left[ 8kT \frac{2}{3g_{m1}} + \frac{2K_p}{C_{ox}(WL)_1 f} \right] + \frac{g_{m7}^2}{g_{m1}^2} \left[ 8kT \frac{2}{3g_{m7}} + \frac{2K_N}{C_{ox}(WL)_7 f} \right]$$

## 4. 共模反馈

为了使输出端的共模电压稳定在一个符合要求的适当电平, 需要设计共模反馈电路。为使共模反馈放大电路能有足够的增益、带宽, 并且能够稳定

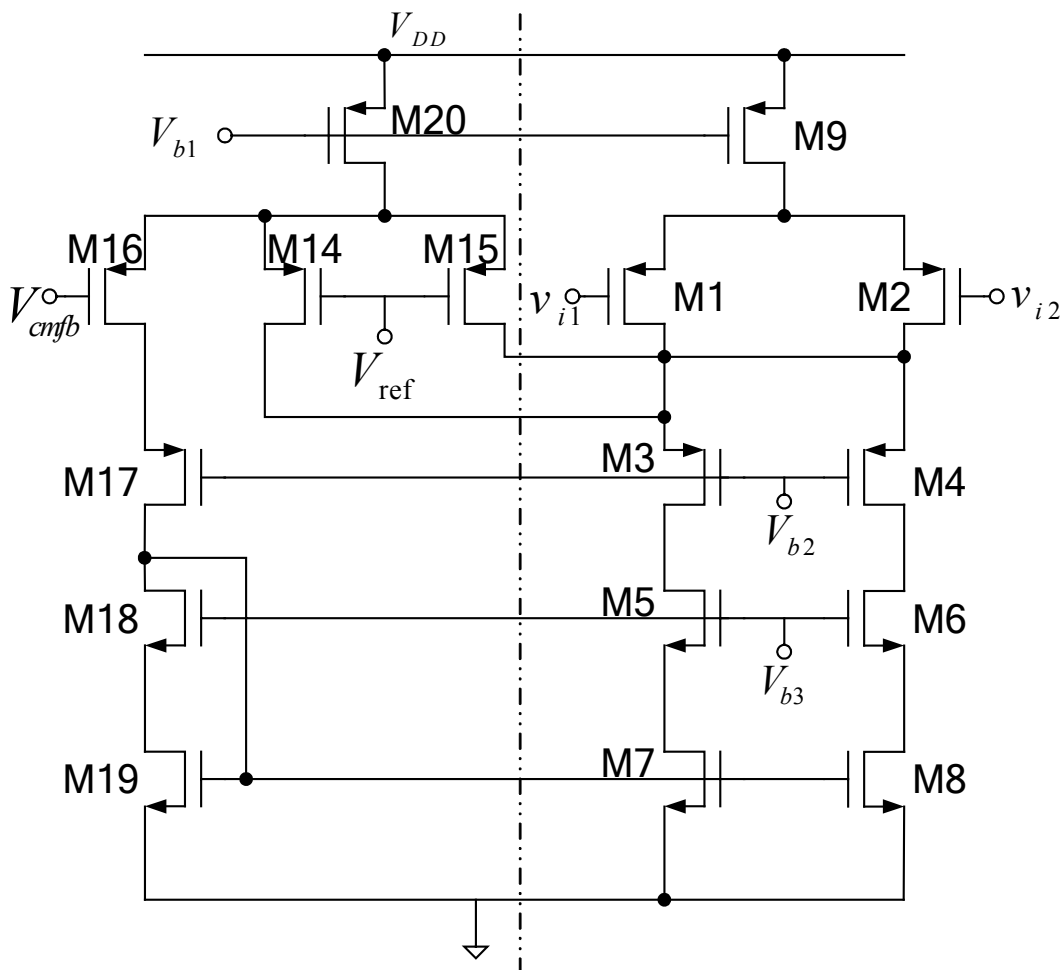


图 3.2 共模负反馈

工作，设计的共模反馈放大电路和差模运放共用了电流镜负载。如图 3.2 所示[3]：

图 3.2 中，虚线左侧为共模反馈放大电路，并且与差模运放共用了 M5~M8 的电流镜负载以及 M3、M4 级联晶体管。为使共模反馈放大电路与差模运放具有相同的增益，须使两个放大电路具有相同的直流工作点，即  $I_{16} = I_1 = 2I_{14,15}$ 。其中，M18 漏极和 M19 的栅极连接使得 M19 处于饱和区的边缘，使得第一级输出点的共模电压可以处于更低的电平。

## 5. 静态功耗

$$P = V_{DD}(I_9 + I_{10} + I_{11} + I_{20})$$

## 6. 电压偏置

为使输入信号的共模电平范围尽量大，尽可能的使 M9 的工作状态接近饱和区的边缘，而且使  $V_{b2}$  尽量低，当然，要在 M5~M8 都能工作在饱和



$$(1) \text{ 对于输入级而言, } SR = \left. \frac{dv_{out}}{dt} \right|_{\max} = \frac{I_{C_c}|_{\max}}{C_c} = \frac{I_9}{C_c}$$

考虑到共模反馈放大电路的影响, 将上式修正为  $SR = \frac{\frac{3}{2}I_1 \times 2}{C_c} = \frac{3I_9}{2C_c}$

$$(2) \text{ 对于输出级而言, } SR = \left. \frac{dv_{out}}{dt} \right|_{\max} = \frac{I_{C_c}|_{\max}}{C_c + C_L} = \frac{2I_{10}}{C_c + C_L}$$

同样, 考虑到共模反馈中输出共模电压的检测电路的电容  $C_{cmfb}$ , 将上式修正为

$$SR = \frac{2I_{10}}{C_c + C_L + C_{cmfb}}$$

所以, 运放的压摆率  $SR = \min\left(\frac{3I_9}{2C_{c1}}, \frac{2I_{10}}{C_c + C_L + C_{cmfb}}\right)$  手工计算参数。

### § 3.3 手工计算几何参数

#### 1. 确定补偿电容值:

为保证运放有 60 度的相位裕量, 要求系统的零点  $\omega_z$  和第二极点满足以下条件:

$$\begin{cases} \omega_z \geq 10\omega_u \Rightarrow \frac{g_{m12}}{C_c} \geq 10 \frac{g_{m1}}{C_c} \\ \omega_{p2} \geq 2\omega_u \Rightarrow \frac{g_{m12}}{C_L} \geq 2 \frac{g_{m1}}{C_c} \end{cases}$$

$$C_c \geq 0.2C_L = 0.6\text{p}, \text{取 } C_c = 1\text{p}$$

#### 2. 确定直流电流:

从运放的压摆率指标要求以及压摆率与直流电流的关系表达式, 可以确定直流电流的要求  $I_{20} = I_9 = \frac{2}{3}SR \cdot C_c = 20\mu\text{A}$

$$I_{10} = \frac{1}{2}SR \cdot (C_c + C_L + C_{cmfb}) = 75\mu\text{A}$$

考虑到寄生电容的影响, 预留余量, 取  $I_9 = 40\mu\text{A}$ ,  $I_{10} = 120\mu\text{A}$ 。

#### 3. 等效输入噪声:

根据对运放的性能分析，得到等效输入噪声的表达式：

$$S_n^2 = \overline{V_{n1}^2} + \frac{g_{m7}^2}{g_{m1}^2} \overline{V_{n7}^2} = \left[ 8kT \frac{2}{3g_{m1}} + \frac{2K_p}{C_{ox}(WL)_1 f} \right] + \frac{g_{m7}^2}{g_{m1}^2} \left[ 8kT \frac{2}{3g_{m7}} + \frac{2K_N}{C_{ox}(WL)_7 f} \right]$$

在 1 KHz 的频率下，热噪声相对于闪烁噪声可忽略不计。因此，等效输入噪声的表达式可简化为：

$$S_n^2 = \frac{2K_p}{C_{ox}(WL)_1 f} + \frac{g_{m7}^2}{g_{m1}^2} \frac{2K_N}{C_{ox}(WL)_7 f} = \frac{2K_p}{C_{ox}(WL)_1 f} \left( 1 + \frac{3\mu_n K_N L_1^2}{2\mu_p K_p L_7^2} \right)$$

根据性能指标要求， $S_n^2 \leq (300nV/\sqrt{Hz})^2$ ，代入上式，并且取  $L_1=1\mu$ ， $L_7=4\mu$ ，  
得出  $W_1 \geq 44\mu\text{m}$

#### 4. 输入级

◆根据单位增益带宽的要求， $g_{m1} = C_c \cdot \omega_u \geq 250\mu$ ，取  $g_{m1}=280\mu$ ，于是输入级

$$\left( \frac{W}{L} \right)_1 = \frac{g_{m1}^2}{2I_1 \mu_p C_{ox}} = 57 \quad , \quad \text{根据等效输入噪声的要求,}$$

取  $L_1=1\mu$ ， $W_1=60\mu$ 。

◆对于偏置管 M9，取有效电压  $V_{eff}=0.3\text{V}$ ，则  $\left( \frac{W}{L} \right)_9 = \frac{2I_9}{\mu_p C_{ox} V_{eff}^2} = 26$

取  $L_9=1\mu$ ， $W_9=20\mu$

◆对于 M3~M8，都取有效电压  $V_{eff}=0.3\text{V}$ ，则

$$\left( \frac{W}{L} \right)_3 = \frac{2I_3}{\mu_p C_{ox} V_{eff}^2} = 20$$

$$\left( \frac{W}{L} \right)_5 = \frac{2I_5}{\mu_n C_{ox} V_{eff}^2} = 6.4$$

$$\left( \frac{W}{L} \right)_7 = \frac{2I_7}{\mu_n C_{ox} V_{eff}^2} = 6.4$$

取  $L_3 = L_4=1\mu$ ， $W_3 = W_4=20\mu$

取  $L_5 = L_6=1\mu$ ， $W_5 = W_6=6\mu$

根据噪声要求，取  $L_7 = L_8=4\mu$ ， $W_7 = W_8=24\mu$

## 5. 输出级

根据直流电流的比例关系，
$$\left(\frac{W}{L}\right)_{10} = \frac{I_{10}}{I_9}$$

可计算得到 M10 的长宽比：
$$\left(\frac{W}{L}\right)_{10} = 60$$
，取  $L_{10}=1\mu$ ， $W_{10}=60\mu$ 。

根据对第二极点  $\omega_{p2}$  的要求,使  $\omega_{p2} = 2\omega_u \Rightarrow \frac{g_{m12}}{C_L} = 2\frac{g_{m1}}{C_c}$ ,

则  $g_{m12}=1.68\text{m}$ ,得到
$$\left(\frac{W}{L}\right)_{12} = \frac{g_{m12}^2}{2I_{12}\mu_n C_{ox}} = 113$$

取  $L_{12}=1\mu$ ， $W_{12}=113\mu$

## 6. 共模反馈电路

根据之前电路性能分析中对共模反馈特性的描述，要求

$$I_{20} = I_9$$

$$I_{16} = I_1 = I_2$$

$$I_{14} = I_{15} = \frac{1}{2}I_1$$

$$I_{17,18,19} = I_{3,5,7}$$

于是，对于 mos 管的宽长比，与电流相对应，取

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{20} = \left(\frac{W}{L}\right)_9$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{16} = \left(\frac{W}{L}\right)_1 = \left(\frac{W}{L}\right)_2$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{14} = \left(\frac{W}{L}\right)_{15} = \frac{1}{2}\left(\frac{W}{L}\right)_1$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{17} = \frac{2}{3}\left(\frac{W}{L}\right)_3, \quad \left(\frac{W}{L}\right)_{18} = \frac{2}{3}\left(\frac{W}{L}\right)_5, \quad \left(\frac{W}{L}\right)_{19} = \frac{2}{3}\left(\frac{W}{L}\right)_7$$

由此可确定： $L_{20} = L_9 = 1\mu$ ， $W_{20} = W_9 = 60\mu$

$$\begin{aligned}
L_{16} = L_1 = 1\mu & \quad , & W_{16} = W_1 = 60\mu \\
L_{14} = L_{15} = L_1 = 1\mu & \quad , & W_{14} = W_{15} = \frac{1}{2}W_1 = 30\mu \\
L_{17} = 1\mu & \quad , & W_{17} = \frac{2}{3}W_3 = 14\mu; \\
L_{18} = L_{19} = 1\mu & \quad , & W_{18} = W_{19} = 4\mu
\end{aligned}$$

## 7. 偏置电压

根据输入级中 mos 管的有效电压，计算与 wide-swing 偏置电路有关的偏置电压值。

考虑到 M7, M8 将工作在饱和区的边缘，则  $V_{ds7,8} = V_{eff7,8} = 0.3V$

考虑衬偏效应， $V_{th7} = V_{thn} + \gamma \left( \sqrt{|2\Phi_F + V_{SB}|} - \sqrt{|2\Phi_F|} \right) = 0.75V$

于是  $V_{b3} = V_{ds7} + V_{eff5} + V_{th7} = 1.35V$ 。

$V_{d17} = V_{g19} = V_{thn} + V_{eff19} = 0.7 + 0.3 = 1V$ ，为使 M17 工作在饱和区，要求  $V_{g17} \geq 0.1V$

考虑一定余量，取  $V_{b2} = V_{g17} = 0.15V$ 。

$V_{b1} = V_{DD} - (|V_{thp}| + V_{eff9}) = 5 - (0.9 + 0.3) = 3.8V$

## 8. Wide-swing 偏置电路

规定偏置电流  $I_{bias} = 10\mu A$ 。根据直流电流的比例关系，

$$\frac{\left(\frac{W}{L}\right)_{B14}}{\left(\frac{W}{L}\right)_9} = \frac{I_{bias}}{I_9}, \text{ 得到 } \left(\frac{W}{L}\right)_{B14} = 5。$$

然后，根据 wide-swing 偏置电路的特性分析，得到电路中其他 mos 管的宽长比如下：

$$\begin{aligned}
\left(\frac{W}{L}\right)_{B5} &= \left(\frac{W}{L}\right)_{B6} = \left(\frac{W}{L}\right)_{B7} = \left(\frac{W}{L}\right)_{B8} = \left(\frac{W}{L}\right)_{B13} = \left(\frac{W}{L}\right)_{B14} = 5 \\
\left(\frac{W}{L}\right)_{B4} &= \frac{1}{4} \left(\frac{W}{L}\right)_{B14} = 1.25
\end{aligned}$$

取  $L_{B5} = L_{B6} = L_{B7} = L_{B8} = L_{B13} = L_{B14} = 1\mu$ ，

$$W_{B5} = W_{B6} = W_{B7} = W_{B8} = W_{B13} = W_{B14} = 5$$

$$L_{B4} = 4\mu, \quad W_{B4} = 5\mu$$

根据偏置电压  $V_{b3}$  的要求，计算 MB12 的宽长比。考虑余量，对  $V_{b3}$  取 1.4V

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{B12} = \frac{2I_{B12}}{\mu_n C_{ox} V_{effB12}^2} = 0.4, \quad \text{取 } L_{B12} = 5\mu, \quad W_{B12} = 2\mu$$

$$\text{则 } \left(\frac{W}{L}\right)_{B10} = \left(\frac{W}{L}\right)_{B11} = 4 \left(\frac{W}{L}\right)_{B12} = 1.6,$$

$$\text{取 } W_{B10} = W_{B11} = 8\mu, \quad L_{B10} = L_{B11} = 5\mu$$

根据 wide-swing 偏置电路的特性分析，

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{B1} = \left(\frac{W}{L}\right)_{B2} = \left(\frac{W}{L}\right)_{B3}$$

$$\text{取 } L_{B1} = L_{B2} = L_{B3} = 1\mu, \quad W_{B1} = W_{B2} = W_{B3} = 2\mu$$

根据  $V_{b1}$  和  $V_{b2}$  的电压要求，得到  $V_{effB9} = V_{b1} - V_{b2} - |V_{thp}| = 2.75\text{V}$ ，

$$\text{则, } \left(\frac{W}{L}\right)_{B9} = \frac{2I_{B9}}{\mu_p C_{ox} V_{effB9}^2} = \frac{1}{13}, \quad \text{取 } W_{B9} = 1\mu, \quad L_{B9} = 10\mu$$

## 8. 频率补偿：

将零点移至左半平面使之和第二极点重合，同时消除了两者对相位裕度的影响。

$$\text{即有 } |\omega_z| = |\omega_{p2}| \Rightarrow \frac{1}{\left(-\frac{1}{g_{m12}} + r_1\right) C_{c1}} = \frac{g_{m12}}{C_{L1}} \Rightarrow r_1 g_{m12} = \frac{C_{L1} + C_{c1}}{C_{c1}}$$

$$\text{其中 } g_{m12} = \sqrt{2I_{12} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_{12}} = 1.73\text{m}, \quad r_1 = 2.3\text{k}$$

至此，已得到电路中所有 mos 管的宽长参数如表 3.1。



Mos 管序号	W/L 计算值 ( $\mu\text{m}/\mu\text{m}$ )	$I_D$ ( $\mu\text{A}$ ) 设计值	$I_D$ ( $\mu\text{A}$ ) 仿真值
M1 M2 M16	60/1	20	21
M3 M4	20/1	30	32
M5 M6	6/1	30	32
M7 M8	24/4	30	32
M9 M20	20/1	40	42
M14 M15	30/1	10	11
M17	14/1	20	21
M18 M19	4/1	20	21
M10 M11	60/1	120	133
M12 M13	120/1	120	133
MB1	2/1	10	10
MB2	2/1	10	11
MB3	2/1	10	10
MB4	5/4	10	11
MB5 MB6 MB13	5/1	10	10
MB7 MB8 MB14	5/1	10	10
MB10	8/5	10	10
MB11	8/5	10	10
MB12	2/5	10	10
MB9	1/10	10	10

表 3.1 各 mos 管的宽长比和直流电流

### § 3.4 性能参数的理论计算值

1. 静态功耗: 1.8mW

2. 共模输入范围:

根据晶体管实际宽长比, 计算得到:

$$V_{eff1} = \sqrt{\frac{2I_1}{\mu_p C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_1}} = 0.13V, \quad V_{eff9} = \sqrt{\frac{2I_9}{\mu_p C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_9}} = 0.34V,$$

$$V_{effB9} = \sqrt{\frac{2I_{B9}}{\mu_p C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_{B9}}} = 1.7V,$$

$$V_{icmax} = V_{DD} - V_{eff9} - |V_{thp}| - V_{eff1} = 3.63V$$

$$V_{d1} = V_{b2} + |V_{thp}| + V_{eff1} = V_{b1} - V_{effB9} - |V_{thp}| + |V_{thp}| + V_{eff1} = V_{b1} - V_{effB9} + V_{eff1} = 2.13V$$

$$V_{icmin} = V_{d1} - |V_{thp}| = 1.23V$$

所以共模输入范围为[1.23V, 3.63V]

3. 开环增益:

$$g_{m3} = \sqrt{2I_3 \mu_p C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_3} = 204\mu, \quad g_{m5} = \sqrt{2I_5 \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_5} = 193\mu$$

$$g_{o1} = \lambda_p I_1 = 1.2\mu, \quad g_{o3} = \lambda_p I_3 = 1.8\mu, \quad g_{o5} = g_{o7} = \lambda_n I_5 = 0.9\mu$$

$$g_{o10} = \lambda_p I_{10} = 7.2\mu, \quad g_{o12} = \lambda_n I_{12} = 3.6\mu$$

$$A_v = 2 \frac{g_{m1} g_{m12}}{(g_{o10} + g_{o12}) \left( \frac{g_{o3} g_{o1}}{g_{m3}} + \frac{g_{o5} g_{o7}}{g_{m5}} \right)} = 5.9 \times 10^5 = 115DB$$

4. 单位增益带宽:

$$\omega_u = \frac{g_{m1}}{C_c} = 45.8M$$

5. 相位裕度

输入极点对相位的贡献为 $-90^\circ$ , 输出极点 $\omega_{p2} = 2\omega_u$ , 零点 $\omega_z = 1.2\omega_u$ ,

$$\text{cascode 点处的极点 } \omega_{p3} \approx \frac{g_{m3}}{C_{gs3} + C_{gd1}} = 400\text{M} ,$$

$$\text{寄生极点 } \omega_{p4} \approx \frac{1}{r_1(C_{gs12} + C_{gd3} + C_{gd5})} = 200\text{M} ,$$

$$PM = 90^\circ + \arctan \frac{\omega_u}{\omega_z} - \arctan \frac{\omega_u}{\omega_{p2}} - \arctan \frac{\omega_u}{\omega_{p3}} - \arctan \frac{\omega_u}{\omega_{p4}} \approx 80^\circ$$

## 6. 转换速率

$$SR = \min \left( \frac{3I_9}{2C_{c1}}, \frac{2I_{10}}{C_c + C_L + C_{cmfb}} \right) = 48\text{V/us}$$

## 7. 共模抑制比，电源抑制比

由于运放双端输出，所以理论上共模抑制比和电源抑制比为无穷大。

## 8. 等效输入噪声

$$S_n = \sqrt{\frac{2K_p}{C_{ox}(WL)_1 f} \left( 1 + \frac{3\mu_n K_N L_1^2}{2\mu_p K_P L_7^2} \right)} = 245\text{nV/rt hz} .$$

## § 3.5 hspice 仿真

### 1. 直流分析:

◆直流电流：各 mos 管的直流电路已经在上一表格中列出。由于共模输出电平稳定在 2.5V，因此第二级  $|V_{ds10}| = 2.5\text{V}$ ，而设计的宽摆幅偏置电路具有  $|V_{dsb14}| = V_{effB14}$  的特性， $|V_{ds9}|$  也仅为 1.5V 左右，所以使得 M10 具有更为显著的沟道长度调制效应。因此第二级电流比设计值偏大。

◆直流功耗： 1.9852m

◆直流功耗：在设计时，以下晶体管工作在饱和区的边缘：MB7,MB8,MB14, MB11,M7,M8,M19。仿真结果，M7,M8,M19 工作在线性区，但是  $V_{ds}$  和  $V_{eff}$  相差大约 2%，可以认为工作在设定的区域，不影响放大电路正常工作。出于同样状态的还有 MB11。除此之外，其他晶体管均工作在饱和区。

### 2. 交流特性分析:

由图 3.4 交流特性的幅频曲线和相频曲线，分析得到运放的单位增益带宽为 47.1M，相位裕度为  $71.5^\circ$ ，低频开环增益 112DB。

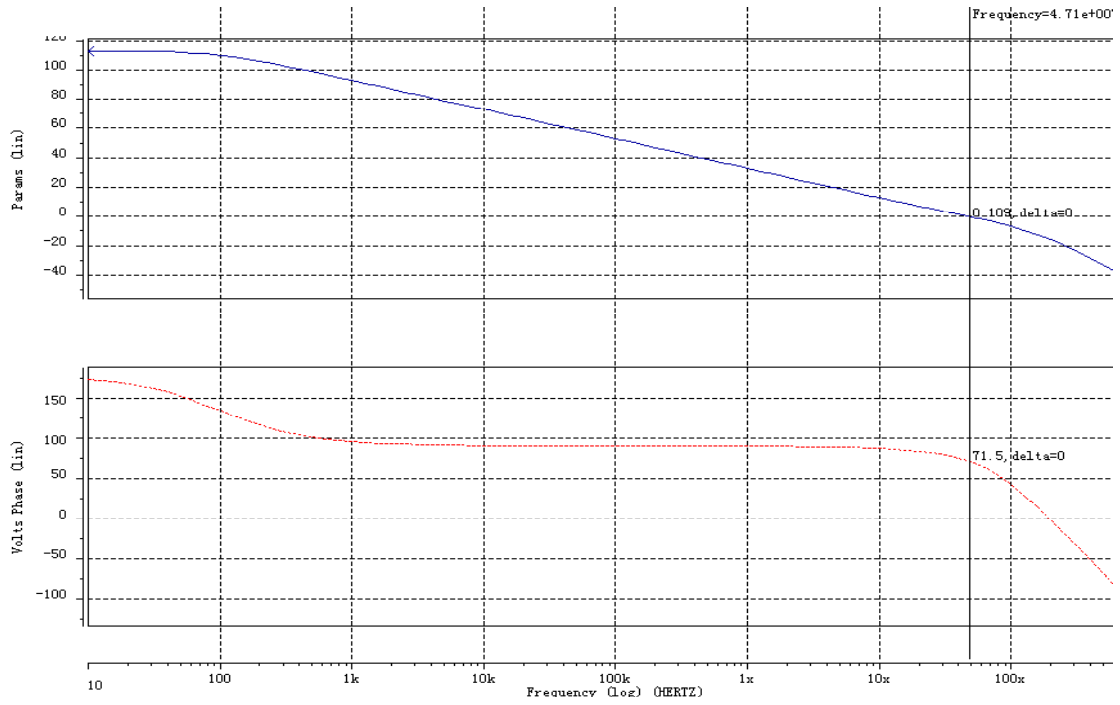


图 3.4 交流特性分析

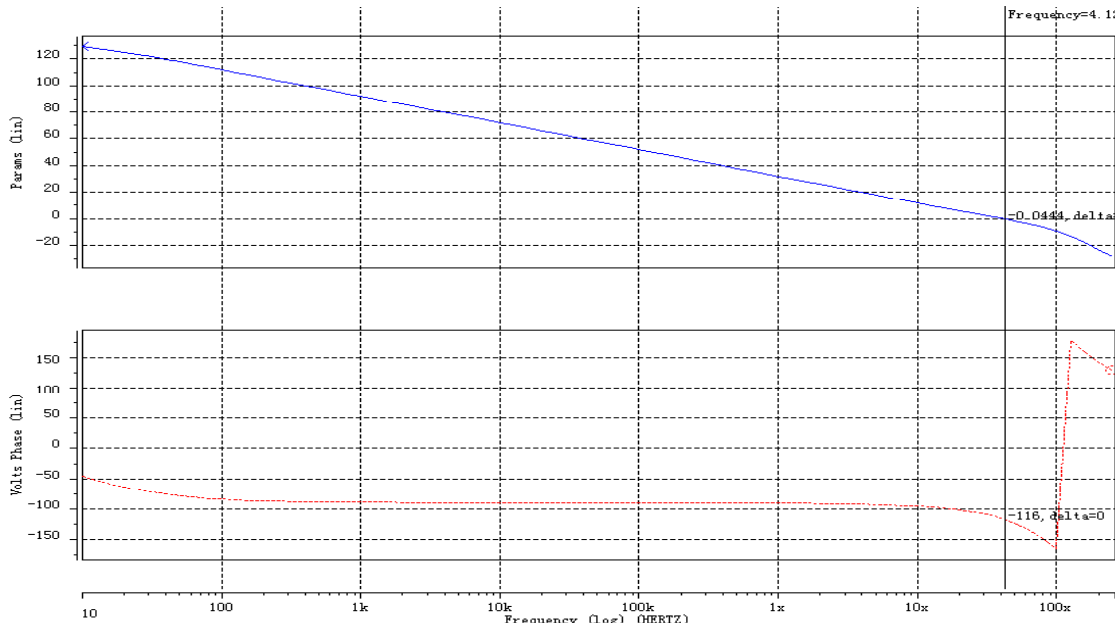


图 3.5 共模反馈交流特性分析

### 3. 共模反馈

由共模反馈的交流特性分析图 3.5 可以得到，共模反馈电路的低频增益为 126DB，相位裕量为  $64^\circ$ ，单位增益带宽 41.3M。

### 4. 共模输入范围

将共模输入电压在 0~5V 范围之内，以 0.1V 的步长扫描，同时加 0.1u 的差模信号，得到的输出信号幅值如图 3.6 所示。

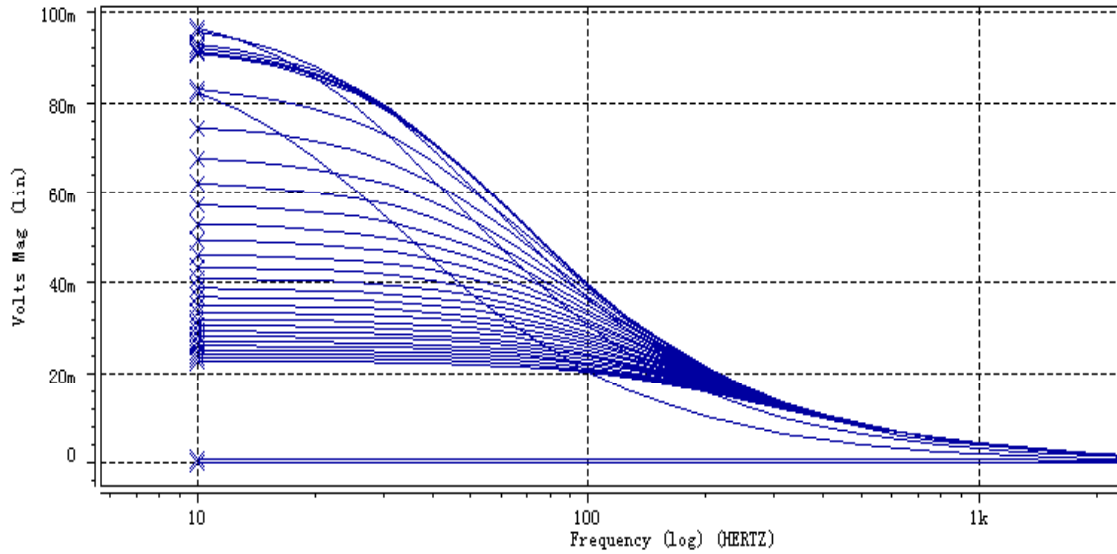


图 3.6 共模输入范围分析

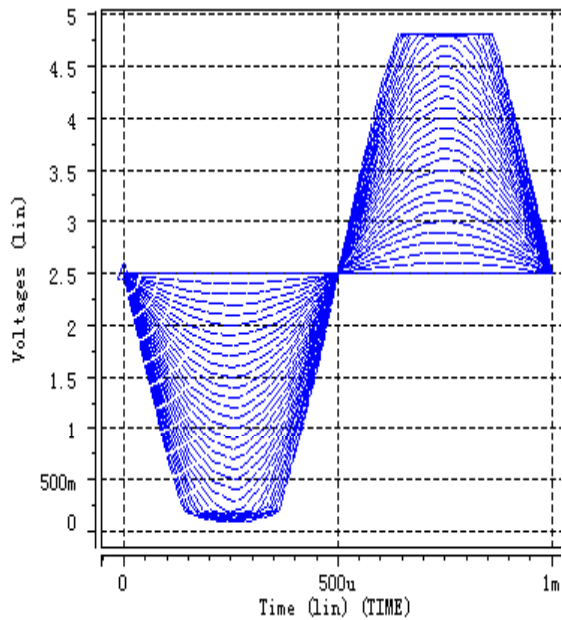


图 3.7 动态输出范围（单端）

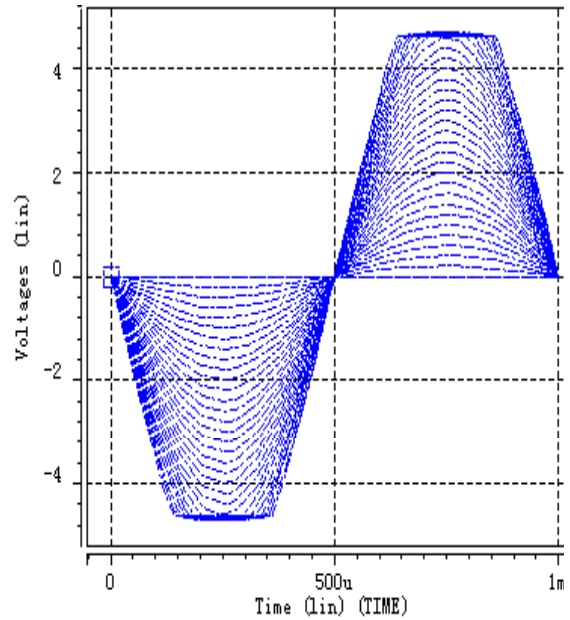


图 3.8 动态输出范围（双端）

根据对图 3.6 分析，在 1V~3.8V 范围内，运放能够正常放大信号。所以得到共模输入范围 [1V, 3.8V]。

#### 4. 动态输出范围

图 3.7 为单端输出时的动态范围分析图，可以得到输出无失真条件下的动态输出范围为[0.2V, 4.8V]。图 3.8 为双端输出时的动态范围分析图，可以得到输出无失真条件下的动态输出范围为[-4.6V, 4.6V]。

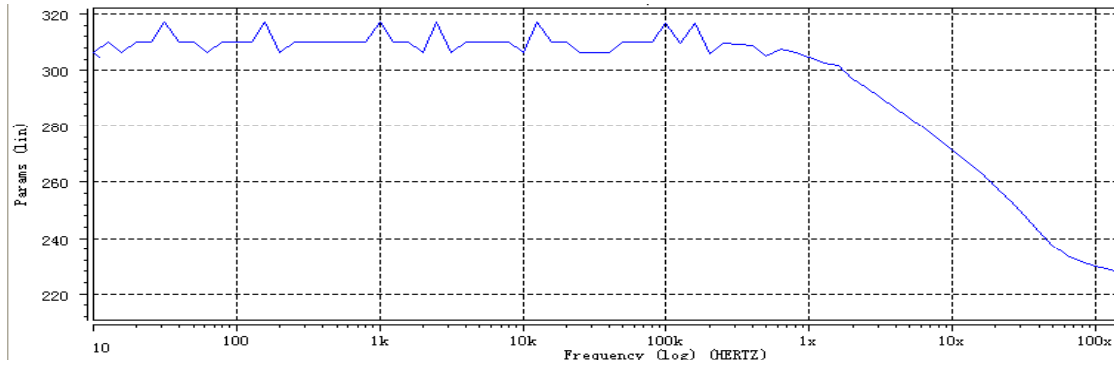


图 3.9 共模抑制比分析

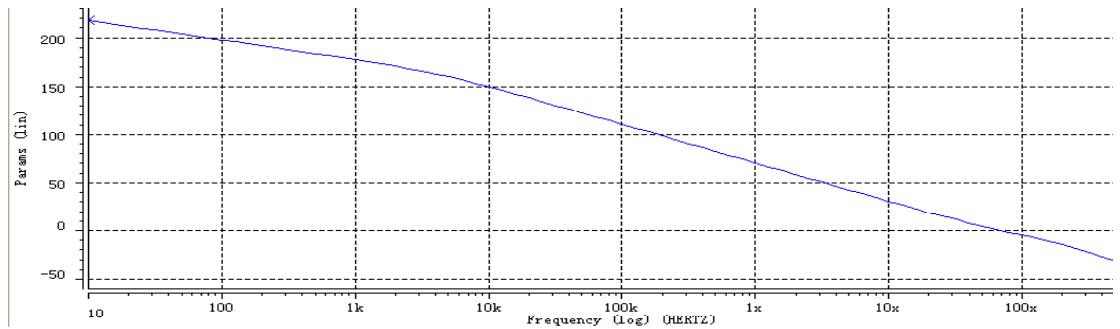


图 3.10 电源抑制比分析

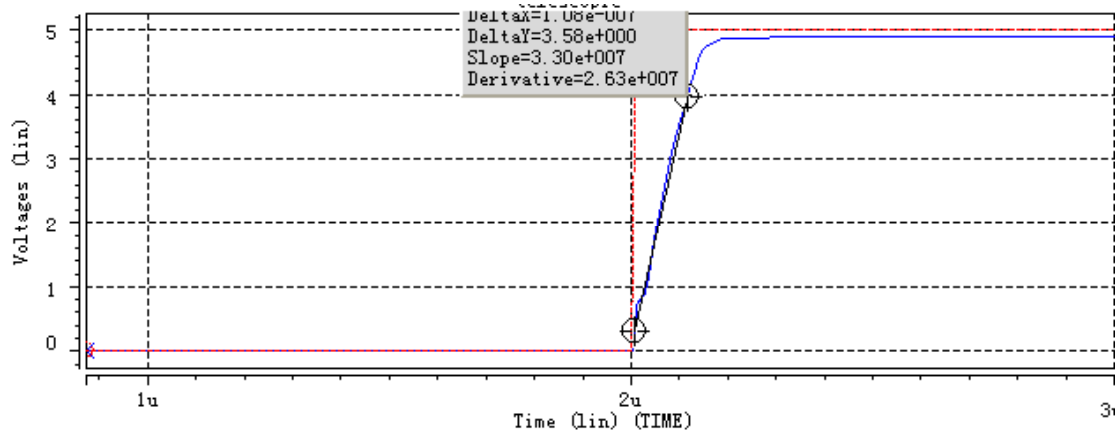


图 3.11 转换速率分析

### 5. 共模抑制比

根据共模抑制比的仿真结果图 3.9，可以得到低频时的共模抑制比  $CMRR \approx 310\text{DB}$ 。

### 6. 电源抑制比

从图 3.10 的仿真结果可以得到，运放的电源抑制比  $PSRR=215\text{DB}$ 。

### 7. 转换速率

从图 3.11 的仿真结果得到运放的转换速率  $SR=33.0\text{V/us}$ 。

### 8. 噪声分析

在 1kHz 的频率下，运放的等效输入噪声为 276.9735nV /rt hz

### § 3.6 理论和仿真的对照

性能参数	设计要求	理论值	仿真值
静态功耗	$\cong 2\text{mW}$	1.8mW	1.9852mW
共模输入范围	无	[1.23V, 3.63V]	[1V, 3.8V]
开环增益	$\cong 80\text{ DB}$	115DB	113DB
单位增益带宽	$\cong 40\text{ M}$	45.8M	47.1M
相位裕度	$\cong 60^\circ$	$80^\circ$	$71.5^\circ$
转换速率	$\cong 30\text{V}/\mu\text{s}$	48 V/ $\mu\text{s}$	33.0 V/ $\mu\text{s}$
共模抑制比	$\cong 80\text{ DB}$	$\infty$	310DB
负电源抑制比	$\cong 80\text{ DB}$	$\infty$	215DB
等效输入噪声	$\cong 300\text{ nV}/\text{rt hz}$	245 nV/rt hz	276.9735 nV/rt hz

## 第四章 结论和分析

在前面两章中，详细介绍了二级运放的设计过程，并且给出了设计得到的电路的仿真结果。通过对比理论计算得到的性能参数和实际仿真结果，发现两者还是相当接近的。当然，由于在计算时，在一级模型的基础上忽略了沟道长度调制效应，使得直流工作电流产生了偏差，对电路的性能产生了一定影响。要想得到更为精确的设计结果，需要将仿真得到的各 mos 管的直流工作点考虑到设计计算之中，并且重新计算 mos 管的几何参数。这样反复之后，设计的精度可以主次得到提高。

从理论和仿真值的对照表中我们可以看到，运放转换速率 SR 的理论值和仿真值相对误差比较大。在运放的设计过程中，使用的是计算 SR 的简化模型。而实际上运放的压摆率具有大信号特性，小信号分析并不适用[6]。

比较第二章的二级运放和第三章的全差分输入双端输出运放的仿真结果，可以看到，在相对比较接近的支流功耗之下，后者明显具有更高的开环直流增益、共模抑制比、电源抑制比，这和设计之初的设想是一致的，这些也正是双端输出运放的优势所在。但是由于后者需要有共模反馈电路来稳定输出点的共模电平，并且需要更的电压偏置点更多，因此运放的总体结构更为复杂。同时，输入级的 telescopic 结构也使得对电源 VDD 有更高的要求，因为要保证每一个 mos 管都工作饱和区，即  $V_{ds} \geq V_{eff}$ ，这给低电压运放的设计带来了困难。

在设计计算的时候，往往开始没有考虑寄生电容的影响。但是，如果 mos 管的面积比较大，导致有较大的寄生电容的时候，寄生极点的对电路相位裕度的影响可能是非常大的，有时候甚至比输出极点的影响还要显著。因此，在设计初期就要详尽分析会产生极点的寄生电容，并尽可能地使这些寄生电容减到最小，从而消除寄生极点的不利影响。



## 参考文献:

- [1]. Behzad Razavi 著, 陈贵灿等译 《模拟 CMOS 集成电路设计》, 西安交通大学出版社 2003.9
- [2]. P.E.艾伦, D.R.霍尔伯格著, 王正华, 叶小琳译 《CMOS 模拟电路设计》, 科学出版社, 1995
- [3]. M. Banu , J. M. Khoury ,and Y. Tsvividis , “Fully differential operational amplifiers with accurate output balancing”, IEEE Journal of Solid-State Circuits , Vol.23 ,pp.1410-1414, Dec .1988
- [4]. 唐长文, 《通信系统混合信号 VLSI 设计》课程设计报告: “全差分运算放大器设计” , 2003 年 12 月
- [5]. 唐长文, 博士生学位专业课程-VLSI “CMOS 运算放大器设计优化方法研究” , 2002 年 12 月
- [6]. F. Wang and R. Harjani , “An improved model for slewing behavior of opamps,” IEEE Trans.Circuits Syst. II, Analog Digit. Signal Process.,vol.42,no.10,Oct.1995.

## 致 谢

首先要感谢我的指导我完成此次毕业设计的唐长文老师, 他的严格要求和悉心指导使我获益匪浅, 同时, 他严谨治学的精神和认真细致的态度, 对我有很大的触动, 必然对我将来深入的学习研究集成电路设计有很大的帮助。

其次, 何捷博士以及廖友春、王静光两位师兄, 不仅在学术上给了我很大的帮助, 而且在精神上给了我真挚的支持和鼓励, 谨向他们表示衷心的感谢。