

解：

$$R_{OUT} \approx A \cdot g_{m3} \cdot r_{o3} r_{o1}$$

而 A 即为点 X 到点 P 的增益： $A = g_{m5} \cdot R_{OUT1}$

很容易求得此折叠共源共栅放大器（辅助放大器）的输出阻抗为：

$$R_{OUT1} \approx (g_{m11} \cdot r_{o11} r_{o13}) \parallel [g_{m7} \cdot r_{o7} (r_{o5} \parallel r_{o9})]$$

最终总的输出阻抗等于：

$$\begin{aligned} R_{OUT} &= A \cdot g_{m3} \cdot r_{o3} r_{o1} \\ &= g_{m3} \cdot r_{o3} r_{o1} \cdot g_{m5} \{ (g_{m11} \cdot r_{o11} r_{o13}) \parallel [g_{m7} \cdot r_{o7} (r_{o5} \parallel r_{o9})] \} \end{aligned}$$

2、计算如图 2 电路的增益。（15 分）

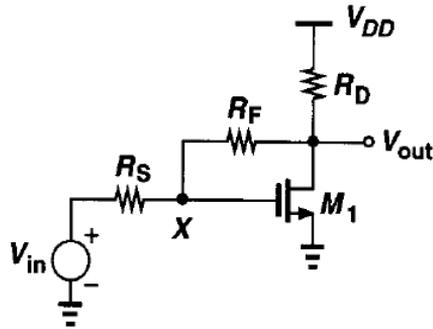
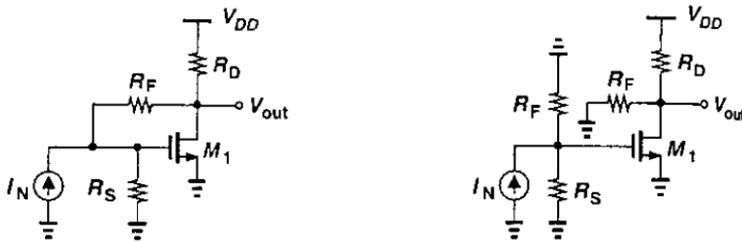


图 2

解：

此电路当中，电阻 R_f 检测输出电压并向 X 节点返回一个逾七成正比的电流，因此这种反馈可以看作是电压—电流型。通过诺顿等效来代替 V_{in} 和 R_s 如下图左，并把 R_s 看作是主放大器的输入电阻，断开环路如下图右，忽略沟道长度调制效应的影响，则开环增益为：



$$R_{O,OPEN} = \left. \frac{V_{OUT}}{I_{IN}} \right|_{open} = -(R_S \parallel R_F) \cdot g_m \cdot (R_D \parallel R_F)$$

这里 $I_{IN} = V_{IN} \cdot R_S$ ，电路的环路增益为 $Y_{21} R_{O,OPEN}$ 。且由于反馈网络仅

由 R_f 组成， $Y_{21} = \frac{-1}{R_F}$ 。因此，电路的电压增益等于：

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{-1}{R_F} \cdot \frac{(R_S \parallel R_F) \cdot g_m \cdot (R_D \parallel R_F)}{1 + (R_D \parallel R_F) \cdot g_m \cdot R_S / (R_S + R_F)}$$

3、某电路的传输函数如下式所示，其中 $\omega_{p1} \ll \omega_{p2}$ 。（10分）

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} \approx \frac{-g_{m1}R_S g_{m9}R_L(1-s\frac{C_C}{g_{m9}})}{1 + s g_{m9}R_L R_S C_C + s^2 R_L R_S (C_E C_L + C_C C_L)}$$

- a) 确定其零点 f_z 、主极点 f_{p1} 、非主极点 f_{p2} ;
 b) 若低频小信号增益 $A_{v0}=5000$, $f_{p1}=1.2\text{KHz}$, $f_{p2}=20\text{MHz}$, $f_z=50\text{MHz}$, 计算相位裕度。

解:

a) 由系统传输函数

$$H(s) = \frac{A_0}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)} = \frac{A_0}{1 + \left(\frac{1}{\omega_{p1}} + \frac{1}{\omega_{p2}}\right)s + \frac{1}{\omega_{p1}} \cdot \frac{1}{\omega_{p2}} s^2}$$

由 $\omega_{p1} \ll \omega_{p2}$ 可知，一次项系数主要由 $\frac{1}{\omega_{p1}}$ 决定。则有：

$$\frac{1}{\omega_{p1}} \approx g_{m9}R_L R_S C_C$$

$$\text{相应的主极点为 } f_{p1} = \frac{1}{2\pi g_{m9}R_L R_S C_C}$$

又由二次项系数为 $\frac{1}{\omega_{p1}} \cdot \frac{1}{\omega_{p2}}$ 可知，非主极点等于

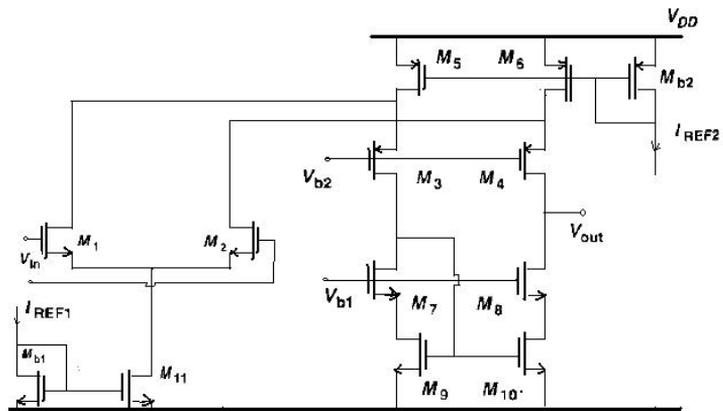
$$f_{p2} = \frac{\omega_{p2}}{2\pi} = \frac{g_{m9}C_C}{2\pi(C_E C_L + C_C C_L)}$$

$$\text{零点等于 } f_z = \frac{\omega_z}{2\pi} = \frac{g_{m9}}{2\pi C_C}$$

b) $GBW = A_0 \cdot f_{p1} = 6 \times 10^6$ 其中零点较远可暂不考虑其影响，则有：

$$\begin{aligned} PM &= 90^\circ - \tan^{-1}\left(\frac{GBW}{f_{p2}}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{GBW}{f_z}\right) \\ &= 90^\circ - \tan^{-1}\left(\frac{6 \times 10^6}{20 \times 10^6}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{6 \times 10^6}{50 \times 10^6}\right) \approx 66^\circ \end{aligned}$$

- 4、画出折叠共源共栅运算放大器的电路图，要求如下：差分输入（NMOS 差分对），单端输出，输出摆幅尽可能不受 MOSFET 阈值电压的限制。（10分）



- 5、 共源共栅运算放大器如图 3。相关参数如下： $\mu_n C_{ox}=60\mu A/V^2$ ， $\mu_p C_{ox}=30\mu A/V^2$ ， $\lambda_n=0.1V^{-1}(L=0.5\mu m)$ ， $\lambda_p=0.2V^{-1}(L=0.5\mu m)$ ， $V_{thn}=|V_{thp}|=0.7V$ ，忽略体效应 ($\gamma=0$)， $V_{DD}=3.3V$ ，负载电容 $C_L=5pF$ ， $I_{SS}=200\mu A$ 。各MOSFET的过驱动电压 V_{dsat} 如下：M1~M4 为 0.2V，其余MOSFET均为 0.3V。（25分）

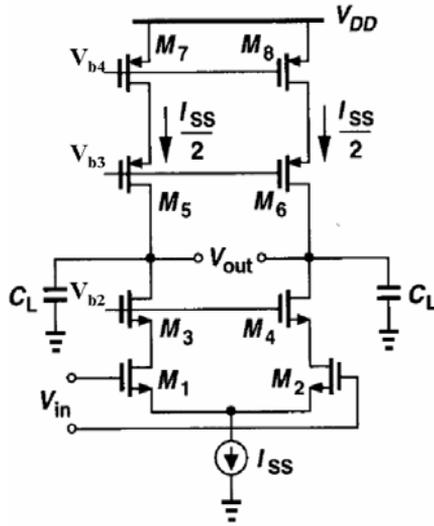


图 3

- 请计算该运放的 GBW、SR；
- 若 $V_{b3}=1.9V$ ， $V_{b2}=1.6V$ ，分别计算共模输入信号范围、输出信号摆幅；
- $\lambda \propto 1/L$ ，要求低频小信号增益大于 2000，且 L 为 $0.5\mu m$ 的整数倍，确定各晶体管的尺寸；
- 上述尺寸时，计算该运放的增益 A_{v0} ；
- 考虑热噪声与 $1/f$ 噪声，写出运放的输入等效噪声。

解：

a) 该放大器低频小信号增益 $A_0 = g_{m1} \cdot R_{OUT}$ 主极点 $f_{p1} = \frac{1}{2\pi R_{OUT} C_L}$

其中 $g_{m1} = \frac{2I_{D1,2}}{V_{dsat1,2}} = 1ms$

则 $GBW = A_0 f_{p1} = \frac{g_{m1}}{2\pi C_L} \approx 3.1847 \times 10^7 Hz$ $SR = \frac{I_{SS}}{C_C} = 4 \times 10^7$

- b) 输入信号范围：为保证 M1、M2 工作于饱和区，则输入电平应满足：

$$V_{in} \geq V_{GS1} + V_{dsatss} = 1.1V$$

同理，为保证 M3、M4 工作于饱和区则：

$$V_{in} \leq V_{b2} - V_{GS3,4} + V_{thn} = 1.4V$$

输出信号范围：为保证 M3、M4 工作于饱和区，则输入电平应满足：

$$V_{out} \geq V_{b2} - V_{thn} = 0.9V$$

同理，为保证 M5、M6 工作于饱和区则：

$$V_{out} \leq V_{b3} - V_{thp} = 2.6V$$

所以输出信号摆幅为 $2 \times (2.6 - 0.9) = 3.4V$

c) 如前所述， $A_0 = g_{m1} R_{OUT}$ ，则有 $R_{OUT} \geq 2 \times 10^6$

因此，应当适当增大管子的尺寸，但为了避免在信号通路尤其是输入端引入过大的寄生电容，此处采取增大负载管的尺寸，此处主要增大 PMOS 的尺寸：

对于 M1-M4， $L=0.5\mu m$ ，对于 M5-M8， $L=0.5\mu m$ ，则有

$$g_{m3,4} = \frac{2I_{D3,4}}{V_{dsat3,4}} = 1ms \quad g_{m5,6} = \frac{2I_{D5,6}}{V_{dsat5,6}} = \frac{2}{3}ms$$

$$r_{o1-4} = \frac{1}{\lambda_n I_{D1,2}} = 100K\Omega \quad r_{o5-8} = \frac{1}{\lambda_p I_{D5,6}} = 100K\Omega$$

$$R_{OUT} = (g_{m5,6} r_{o5,6} r_{o7,8}) \parallel (g_{m3,4} r_{o3,4} r_{o1,2}) \quad \text{将上述结果代入式中可得：}$$

$$R_{OUT} \approx 4.012 \times 10^6 \text{ 满足前述要求}$$

$$\text{则有} \left(\frac{W}{L}\right)_{1-4} \approx \frac{2I_{D1,2}}{\mu_n C_{OX} V_{dsat}^2} \approx \frac{42}{0.5}, \quad \left(\frac{W}{L}\right)_{5-8} \approx \frac{2I_{D5,6}}{\mu_n C_{OX} V_{dsat}^2} \approx \frac{75}{1}$$

d) 增益 $A_0 = g_{m1,2} R_{OUT} = 4012$

e) 运放输入等效噪声：

热噪声和闪烁噪声主要由共源管 M1、M2 和负载管 M7、M8 提供：

$$\text{热噪声：} \overline{V_{n1}^2} = 2 \times 4KT \times \frac{2}{3} \frac{g_{m1,2} + g_{m7,8}}{g_{m1}}$$

$$\text{闪烁噪声为：} \overline{V_{n2}^2} = 2 \times \frac{K_N}{(WL)_{1,2} C_{OX} f} + 2 \times \frac{K_P}{(WL)_{7,8} C_{OX} f} \cdot \frac{g_{m7,8}^2}{g_{m1}^2}$$

则总噪声等于：

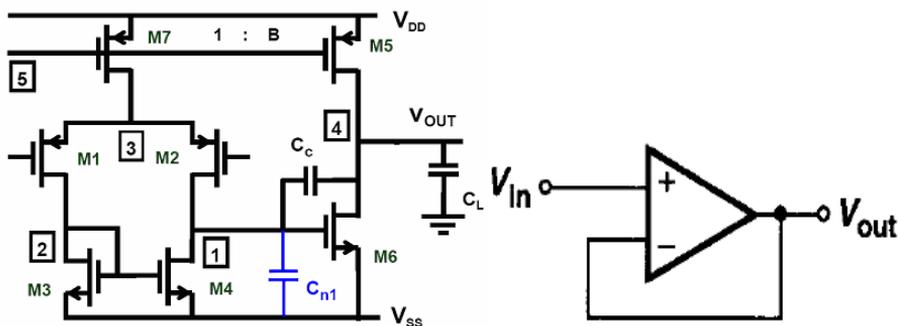
$$\overline{V_n^2} = 2 \times 4KT \times \frac{2}{3} \frac{g_{m1,2} + g_{m7,8}}{g_{m1}^2} + 2 \times \frac{K_N}{(WL)_{1,2} C_{OX} f} + 2 \times \frac{K_P}{(WL)_{7,8} C_{OX} f} \cdot \frac{g_{m7,8}^2}{g_{m1}^2}$$

6、两级 Miller 补偿的运算放大器如图 4 (a) 所示。相关参数如下：
 $V_{thn}=|V_{thp}|=0.7V$ ， $\mu_n C_{ox}=60\mu A/V^2$ ， $\mu_p C_{ox}=30\mu A/V^2$ ， $C_{ox}=3fF/\mu m^2$ ，
 $\lambda_n=0.1V^{-1}(L=0.5\mu m)$ ， $\lambda_p=0.2V^{-1}(L=0.5\mu m)$ ，忽略体效应 ($\gamma=0$)， $V_{DD}=3.3V$ ，
 $C_L=10pF$ 。过驱动电压 (V_{dsat}) 如下：M1~M4、M6 为 0.2V，M5、M7 为

0.3V。非主极点 $f_{p2} \approx 3GBW \approx \frac{g_{m6}}{2\pi C_L (1 + \frac{C_{n1}}{C_C})}$ ，而 $C_C=4C_{n1}$ 。单位增益接

法 (如图 4 (b) 所示) 时，若 V_{in} 为阶跃信号，跳变量为 2V，要求输出信号的稳定时间 (要求稳定精度 $\varepsilon < 0.1\%$) 小于 200ns。(30 分)

- 估算增益带宽积 GBW (考虑 20% 余量)；
- 估算 M6 的跨导 g_{m6} ；
- 确定所有晶体管的宽长比；
- 负载电容 C_L 增加时，对本运放的相位裕度有何影响，并请解释原因；
- 只考虑热噪声，写出运放的输入等效噪声。



(a) 两级 Miller 补偿运算放大器
图 4

(b) 单位增益接法

解：

$$a) \quad GBW \approx \frac{g_{m2}}{2\pi C_C} \approx \frac{I_{D7}}{2\pi C_C V_{dsat}} \quad SR = \frac{I_{D7}}{C_C}$$

$$t_{total} \approx \frac{\Delta V}{SR} + \frac{\ln(\frac{1}{\varepsilon})}{2\pi\beta GBW} \approx \frac{C_C}{I_{D7}} (\Delta V + \ln(\frac{1}{\varepsilon}) \times V_{dsat})$$

将相应的值代入可得： $t_{total} \approx \frac{C_C}{I_{D7}} \times 3.38 < 200ns$

$$\text{其中，} t_{0.01\%} < \frac{1.38}{3.38} \approx 81.66ns$$

$$GBW > \frac{\ln 1000}{2\pi} \times \frac{1}{t_{0.01\%}} \approx 13.5 \text{MHz} \quad \text{考虑设计余量可得 } GBW=18 \text{MHz}$$

$$b) \quad GBW \approx \frac{g_{m2}}{2\pi C_C} \quad f_{p2} \approx 3GBW \approx \frac{g_{m6}}{2\pi C_L (1 + \frac{C_{n1}}{C_C})} \approx 54 \text{MHz}$$

$$\text{取 } C_C \approx 4C_{n1}, \text{ 则 } g_{m6} \approx 2\pi C_L \times \frac{5}{4} \times 3GBW \approx 4.24 \text{ms}$$

$$c) \text{ 由上述 } g_{m6} \text{ 可得: } I_{D6} \approx 424 \mu\text{A}$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_6 \approx \frac{2I_{D6}}{\mu_n C_{OX} V_{dsat}^2} \approx \frac{177}{0.5}$$

$$\text{此时, } C_{n1} \approx \frac{2}{3} W_6 L_6 C_{OX} \approx 0.177 \text{pF}$$

考虑 MOSFET 寄生电容等的影响, 将其取为 0.2pF 则 $C_C \approx 0.8 \text{pF}$

$$\text{即 } g_{m2} \approx 2\pi C_C \times GBW \approx 90.432 \mu\text{s}$$

$$I_{D1} = 9.0432 \mu\text{A} \quad I_{D7} = 18.0864 \mu\text{A}$$

确定各管宽长比可得:

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{1,2} \approx \frac{2I_{D1,2}}{\mu_p C_{OX} V_{dsat1}^2} \approx \frac{8}{0.5}$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{3,4} \approx \frac{2I_{D3,4}}{\mu_n C_{OX} V_{dsat3}^2} \approx \frac{4}{0.5}$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_5 \approx \frac{2I_{D5}}{\mu_p C_{OX} V_{dsat5}^2} \approx \frac{315}{1}$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_7 \approx \frac{2I_{D7}}{\mu_p C_{OX} V_{dsat7}^2} \approx \frac{14}{1}$$

d) 负载电容 CL 的增大, 非主极点频率下降, 相位裕度 PM 减小。

e) 两级运放中来自第二级的噪声通常可忽略, 这是因为在参考主要输入时, 将其除以第一级增益。

因此总的热噪声可仅考虑第一级运放产生的热噪声:

$$\overline{V_n^2} = \overline{V_n^2}|_{1-4} = 2 \times 4KT \times \frac{2}{3} \frac{g_{m1} + g_{m3}}{g_{m1}^2}$$