

# 第一次 CMOS 作业

1、推导下单管构成的四类放大器的输入/输出阻值的情况（如电压放大器的输入高阻、输出低阻）。

答：（1）电压放大器

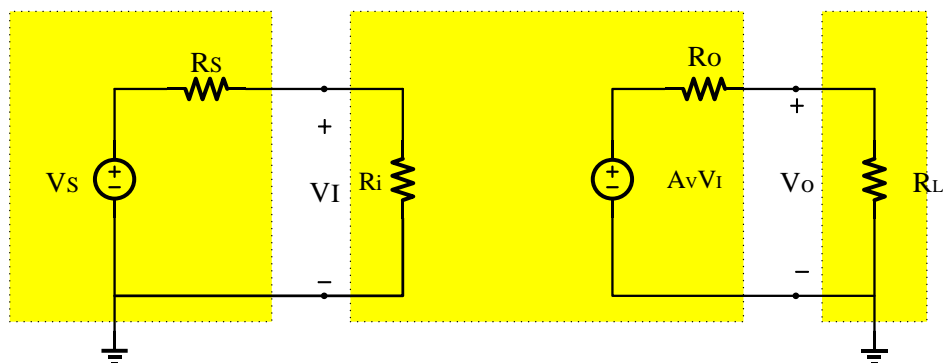


图 1 电压放大器

如图 1 所示为电压放大器的等效小信号模型， $R_S$  表示为信号源内阻， $R_i$  为输入阻抗， $R_o$  表示为输出阻抗， $R_L$  为负载。由图可知电压放大器的增益为：

$$\frac{V_O}{V_S} = \frac{V_O}{V_I} \frac{V_I}{V_S} = A_v \frac{R_i}{R_i + R_S} \frac{R_L}{R_L + R_o} \quad (1.1)$$

公式 (1.1) 可知，电压放大器获得高增益需要使  $R_i$  的取值尽量大， $R_o$  的取值尽量小。所以电压放大器具有输入高阻，输出低阻。

（2）电流放大器

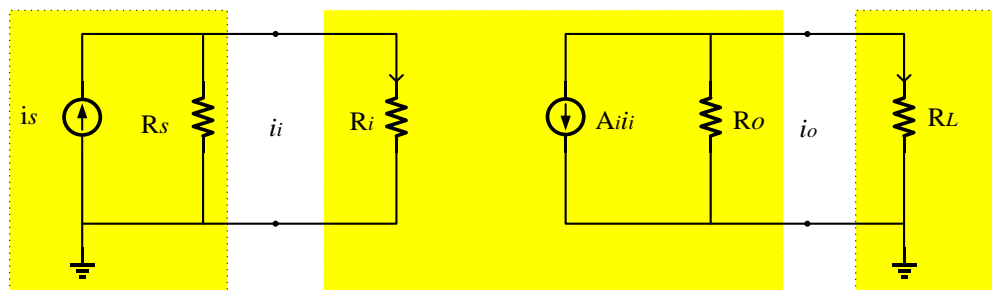


图 2 电流放大器

如图 2 所示为电流放大器的等效小信号模型， $R_S$  表示为信号源内阻， $R_i$  为输入阻抗， $R_o$  表示为输出阻抗， $R_L$  为负载。由图可知电流放大器的增益为：

$$\frac{i_o}{i_s} = A_i \frac{R_S}{R_i + R_S} \frac{R_o}{R_L + R_o} \quad (1.2)$$

由公式 (1.2) 可知，电流放大器获得高增益需要使  $R_i$  的取值尽量小， $R_o$  的取值尽量大。所以电流放大器具有低输入阻值，高输出阻值。

（3）跨导放大器

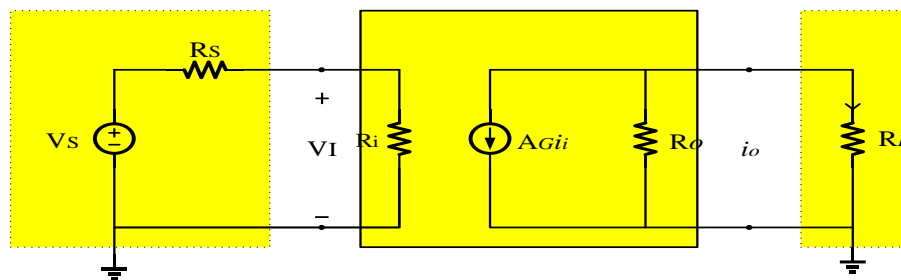


图 3 跨导放大器

由跨导放大器的小信号等效模型可知跨导放大器的增益为：

$$\frac{i_o}{V_s} = A_G \frac{R_i}{R_i + R_s} \frac{R_o}{R_L + R_o} \quad (1.3)$$

由公式(1.3)可知，跨导放大器需要获得高增益应使  $R_i$  和  $R_o$  都应该尽量大。所以跨导放大器具有高输入阻值，高输出阻值。

#### (4) 跨阻放大器

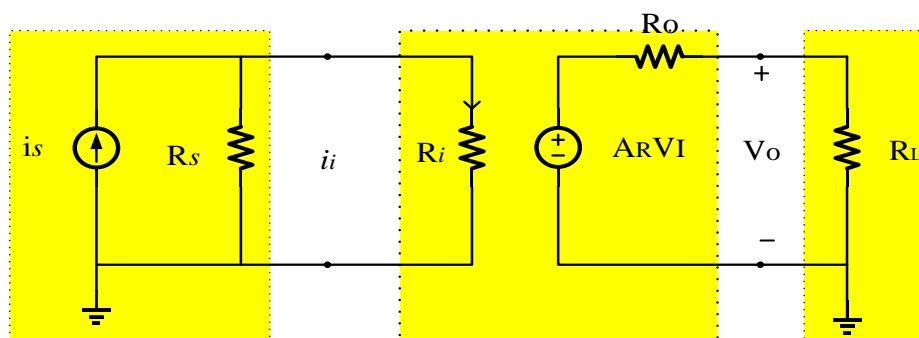


图 4 跨阻放大器

由跨阻放大器的小信号等效模型可以得出增益为：

$$\frac{V_o}{i_s} = A_R \frac{R_s}{R_i + R_s} \frac{R_L}{R_L + R_o} \quad (1.4)$$

由公式(1.4)可知跨阻放大器获得高增益需要  $R_i$  和  $R_o$  的取值都尽量小。所以跨阻放大器具有低输入阻值，低输出阻值。

综上所述，四类放大器的输入/输出阻值的情况为：

放大器类型	输入变量	输出变量	输入阻抗	输出阻抗
电压放大器	$V_s$	$V_o$	高	低
电流放大器	$i_s$	$i_o$	低	高
跨导放大器	$V_s$	$i_o$	高	高
跨阻放大器	$i_s$	$V_o$	低	低

2、MOS 管可作为放大元件的原因是什么？忽略沟道长度调制效应，写出 NMOS 管在饱和区和线性区的 I-V 特性方程；并根据跨导的定义，分别写出饱和区和线性区跨导的表达式，比较二者的大小。MOS 管具有多种属性，在不同的工作条件约束下，MOS 管在电路中有哪些用法？分别举例说明。

答：MOS 为三端口器件、 $g_m \gg g_d$  为形成增益的物理根源。

饱和区：

$$I_{DS} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left( \frac{W}{L} \right) (V_{GS} - V_{TN})^2 \quad (2.1)$$

线性区：

$$I_{DS} = \mu_n C_{ox} \left( \frac{W}{L} \right) \left[ (V_{GS} - V_{TN}) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right] \quad (2.2)$$

饱和区跨导：

$$g_{m,sat} = \mu_n C_{ox} \left( \frac{W}{L} \right) (V_{GS} - V_{TN}) \quad (2.3)$$

线性区跨导：

$$g_{m,res} = \mu_n C_{ox} \left( \frac{W}{L} \right) V_{DS} \quad (2.4)$$

大小关系：

$$g_{m,sat} > g_{m,res} \quad (2.5)$$

### 3、分析比较 BJT 管和 MOS 管及其构成电路的优缺点。

答：BJT 为双极型晶体管，两种载流子参与导电，且载流子在半导体内迁移，迁移率高，所以其跨导较大；较高的跨导和较低的寄生电容使得 BJT 的高频特性通常比 MOS 器件好；BJT 为电流控制器件 需要有一定的输入电流，所以其输入阻抗有限，同时也造成 BJT 电路的功耗较大；BJT 电路中调节的参数通常为发射结面积，所以其版图面积较大，集成度较低；

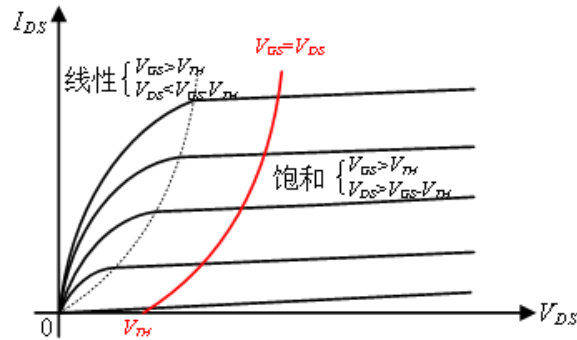
MOS 管仅一种载流子参与导电，且载流子在器件表面运动，迁移率低，所以跨导较低；较低的跨导和较大的寄生电容使得 MOS 管的本征截止频率相比 BJT 较小；MOS 管为电压控制器件，其输入电阻非常大，仅在开关过程中会消耗能量，因此其功耗较小；MOS 管电路中需要调节的参数通常为 W/L，集成度较高。

### 4、(a) 在 NMOS 管输出特性曲线中标出电阻区与饱和恒流区的曲线，注明条件；

(b) 同时在图中画出该 MOS Diode 管的输出特性曲线，注明条件；

(c) 用 MOS 管构造出尽量接近理想特性的恒流源与恒压源，请问哪种难度或代价更大？说明原因。

答：(a)、(b)



(c)、恒压源的难度更大，当 MOS 管作为恒流源的时其等效内阻为  $r_o$ ，对此可以通过 cascode 结构轻松的提高其等效内阻，实现更好的恒流特性。但当 MOS 管作为恒压源的时其等效跨导为  $g_m$ ，阻抗为  $1/g_m$ ，降低阻抗只能通过增大电流或者增大宽长比的方法(增加跨导)，对于设计来说代价太大

## 5、有源器件与无源器件的区别，试举例说明。

答：1、无源器件都是两端口器件，像电阻、电感、电容。有源器件除了二极管是两端口器件，其他都是三端口器件，像 BJT 和 MOSFET。

2、无源器件是线性元件，可以进行信号的线性处理。而有源器件是非线性器件，在不同的工作状态下可以进行信号非线性处理和线性处理。例如，在 MOS 管做开关应用时，就是做非线性处理。而在小信号放大时，是做线性放大。

3、无源器件可以在无静态偏置的条件下工作，而有源器件工作必须需要静态工作点，例如 PN 结正常导通需要有一个 0.7V 的导通电压。

## 第二次 CMOS 作业

### 1. Miller 补偿的原理？补偿效果及特点，存在的问题及改进方法，两级放大器补偿电容、电阻选取以及前后级跨导分配原则，补偿后的性能评估。

答：跨接在放大器的输入端和输出端的电容，称为密勒电容，记为  $C_M$ 。对密勒电容进行等效分析，可以等效为输入端等效到地的电容  $C_{M1}$  和输出端等效到地的电容  $C_{M2}$ 。如图 1 所示，

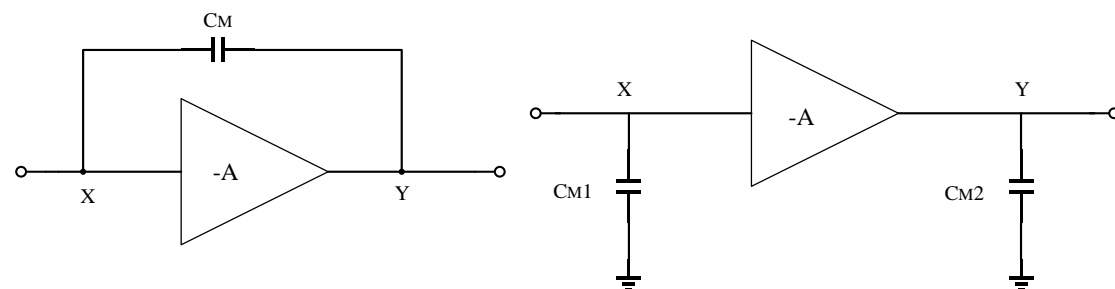


图 1 密勒效应

由密勒定理可知，

$$C_{M2} = (1 - A^{-1}) C_M \approx C_M \quad (2.6)$$

$$C_{M1} = (1 - A) C_M \approx |A| C_M \quad (2.7)$$

密勒电容可以增大放大器输入端的电容值，而输出端的电容变化不大。这样密勒电容便可以减小主极点频率，增大次极点频率。这里以两级放大器为例，如图 2：

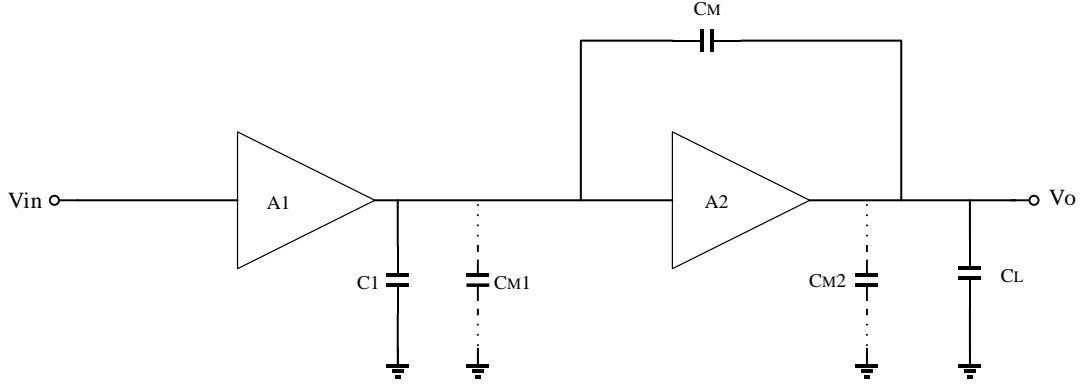


图 2 两级放大器密勒补偿的等效原理图

这里第一级的跨导为  $g_{m1}$ ，第二级跨导为  $g_{m2}$ 。第一级输出阻抗为  $r_{o1}$ ，第二级输出阻抗为  $r_{o2}$ 。第一级负载电容为  $C_1$ ，第二级负载电容为  $C_L$ 。设电路在密勒补偿前的主，次极点为  $p_1, p_2$ 。

$$|p_1| = \frac{1}{r_{o1} C_1} \quad (2.8)$$

$$|p_2| = \frac{1}{r_{o2} C_L} \quad (2.9)$$

设第一级增益为  $A_1$ ，第二级增益为  $A_2$ ，

$$|A_1| = g_{m1} r_{o1} \quad (2.10)$$

$$|A_2| = g_{m2} r_{o2} \quad (2.11)$$

对于第二级来说， $C_M$  不仅改变了输出端的电容，还可以改变第二级的输出阻抗。如图 2，因为  $C_M$  值一般在皮法量级，这样在中高频的条件下，可以看成输入端与输出端短接，这样第二级的输出阻抗由  $r_{o2}$  变成  $1/g_{m2}$ 。即

$$r_{o2}' = \frac{1}{g_{m2}} \quad (2.12)$$

设密勒补偿之后的主、次极点为  $p_1', p_2'$ 。

$$|p_1'| \approx \frac{1}{r_{o1} |A_2| C_M} \quad (2.13)$$

$$|p_2'| \approx \frac{g_{m2}}{C_L + C_M} \quad (2.14)$$

则传输函数为

$$A_v = \frac{A_1 A_2}{\left(1 + \frac{S}{p_1'}\right) \left(1 + \frac{S}{p_2'}\right)} \quad (2.15)$$

在两级增益为 1 时，即  $A_v=1$ ，其对应的频率点为单位增益带宽  $UGB$ ，由于  $p_1'$  远小于  $UGB$ ，则  $p_1'$  相位移为  $-90^\circ$ 。为了满足相位裕度为  $60^\circ$  的条件，

$$\arctan\left(\frac{UGB}{p_2'}\right) \leq 30^\circ \quad (2.16)$$

$$|p_2'| \geq \sqrt{3}UGB \quad (2.17)$$

为了留有一定的余量，则

$$|p_2'| \geq 2UGB \quad (2.18)$$

这里的单位增益带宽采用单极点近似，

$$UGB = |A_1 A_2 p_1'| = \frac{g_{m1}}{C_M} \quad (2.19)$$

这里由公式（1-9）、（1-13）和（1-14）可知

$$C_M \geq \frac{C_L}{\left(\frac{g_{m2}}{2g_{m1}}\right) - 1} \quad (2.20)$$

这里只要  $g_{m2} \gg g_{m1}$ ，有利于频率补偿，有利于  $C_M$  降低。

由图 2 可知，密勒电容补偿还可以形成零点，这个零点是由于前馈通路形成的。

$$S = Z = \frac{g_{m2}}{C_M} \quad (2.21)$$

这个是 RHP 零点，会增大相位移，降低相位裕度，使系统稳定性降低。这里可以通过将零点推向  $UGB$  点外的十倍以上，这样 RHP 零点的影响可以忽略不计。也可以通过加上调零电阻  $R_z$ ，使 RHP 零点转换成 LHP 零点。如图 3 所示

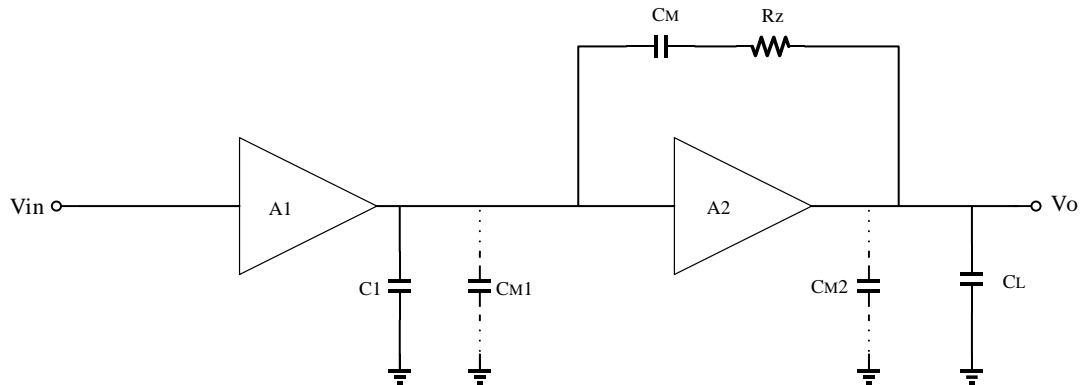


图 3 加上调零电阻  $R_z$  的两级放大器密勒补偿的原理图

这时零点为：

$$S = Z = -\frac{1}{(g_{m2}R_Z - 1)} \frac{g_{m2}}{C_M} \quad (2.22)$$

只要  $R_Z > \frac{1}{g_{m2}}$ ，就可以使 RHP 零点变成 LHP 零点。但是  $R_Z$  也不能太大，不然输入端输出端近似短路的特性就不存在了。补偿前后的幅频和相频曲线如图 4:

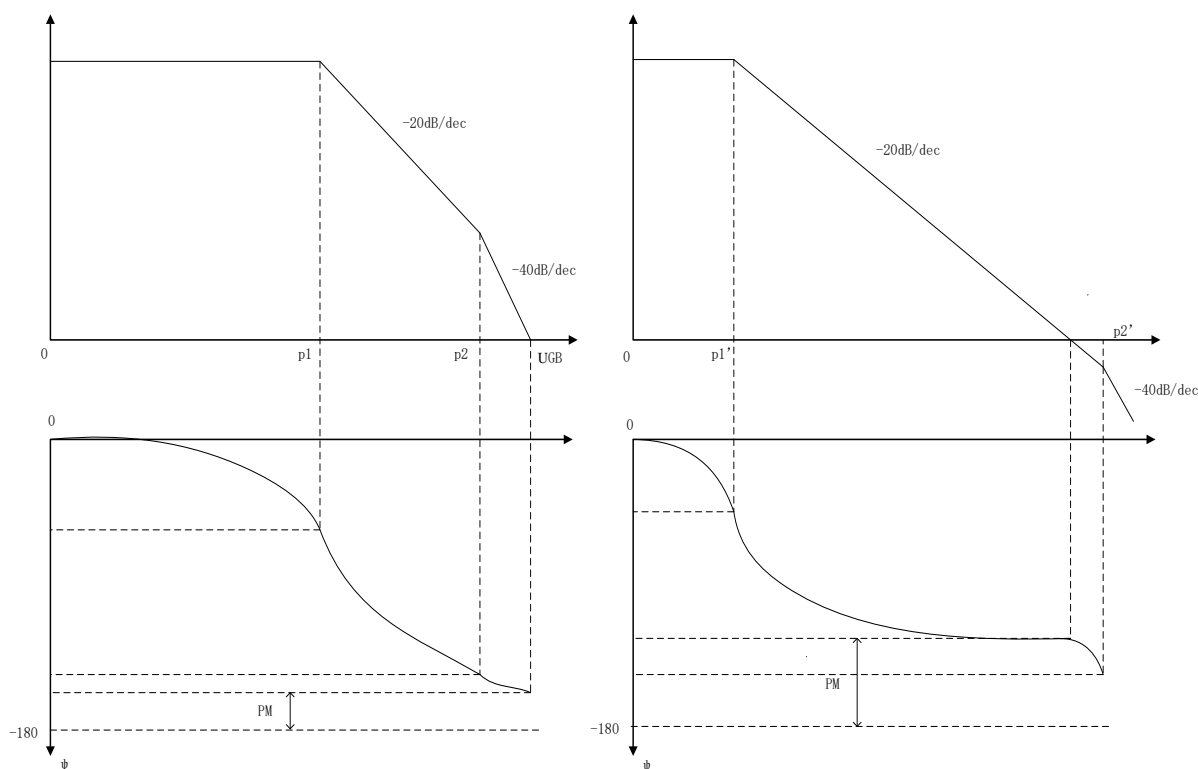


图 a 密勒补偿前的幅频相频曲线      图 b 密勒补偿后的幅频相频曲线  
图 4 频率补偿前后增益的 AC 特性曲线

综上：补偿电容要求  $C_M \geq \frac{C_L}{\left(\frac{g_{m2}}{2g_{m1}}\right) - 1}$ ，调零电阻  $R_Z > \frac{1}{g_{m2}}$ ，

跨导分配原则： $g_{m2} \geq 2g_{m1}$ 。

## 2. 单端单级放大器 and 多级差分放大器在闭环应用中的异同；

答：相同之处：基本的开闭环电路理论对二者均适用，如均有四种开环结构和四种反馈类型，均有 16 种组合类型；都会因开闭环在输入、输出处的类型失配而导致源载效应的产生。

不同之处：单端单级放大器与多级差分放大器相比增益较低，电路分析中的虚短、虚断的程度有差别；

单端单级反馈结构存在前馈通路，会进入前向耦合增益；而多级差分结构输

入输出之间有隔离，一般无前馈增益；

单端单级反馈会直接改变器件的属性和特性，造成输入信号驱动的多样性变化，电路特性会产生复杂变化，而多级差分则无此现象。

3. 对于 NMOS 差分输入的两级电压增益放大电路，已知差分输入级跨导和输出导纳分别为  $g_{m1}=50\mu S, g_{dT1}=0.5\mu S$ ，后级跨导和输出导纳分别为  $g_{m2}=200\mu S, g_{dT2}=5\mu S$ 。第一级输出负载电容为  $C_1=1pF$ ，电路输出负载  $C_L=1pF$ 。

(1) 求电路低频直流增益  $A_{V0}$  和主、次极点；

(2) 为提高系统的稳定性，在电路前后两级之间添加密勒电容  $C_M=5pF$ ，计算此时的系统单位增益带宽积 GBW；

(3) 引入  $C_M$  后电路产生 RHP 零点，要消除此零点可与其串联电阻  $R_M$ ，问  $R_M$  取值有何要求。

答：这里的公式借用第 1 题推导的结论。

(1) 设第一级增益为  $A_1$ ，第二级增益为  $A_2$ ，则低频直流增益为：

$$A_{V0} = |A_1 A_2| = \frac{g_{m1} g_{m2}}{g_{dT1} g_{dT2}} = 4000 \quad (3.1)$$

主极点为：

$$p_1 = -\frac{g_{dT1}}{C_1} = -5 \times 10^5 \text{ rad/s} \quad (3.2)$$

次极点为：

$$p_2 = -\frac{g_{dT2}}{C_L} = -5 \times 10^6 \text{ rad/s} \quad (3.3)$$

(2) 通过密勒补偿后，系统可以近似看出单极点系统，此时的单位增益带宽为：

$$UGB = A_{V0} p_1' = \frac{g_{m1}}{C_M} = 10^7 \text{ rad/s} \quad (3.4)$$

在高频时，由于密勒电容的前馈作用，次极点变成：

$$p_2' = -\frac{g_{m2}}{C_L + C_M} = -3.33 \times 10^7 \text{ rad/s} \quad (3.5)$$

因为  $|p_2'| > 3.33 UGB$ ，单极点系统近似成立。则此时的系统单位增益带宽

积 GBW 为  $10^7 \text{ rad/s}$ 。

(3) 由第 1 题可知，零点为：

$$Z = -\frac{1}{(g_{m2} R_M - 1)} \frac{g_{m2}}{C_M} \quad (3.6)$$

为了消除 RHP 零点的影响，把 RHP 零点转换成 LHP 零点，为此可以取的调零电阻为：

$$R_M > \frac{1}{g_{m2}} = 5k\Omega \quad (3.7)$$



#### 4. 系统收敛与稳定性的概念，PM 与 GM 的概念与相互关联，受零极点的调制关系。

答：

1)：在数学上的定义的收敛为有界输入，有界输出。数学上的系统稳定性和收敛性是等价的。在时域的反映为系统的输出信号能逐步达到稳定的状态，不会逐渐发散导致发散振荡、也不会出现等幅振荡。在工程上的稳定性等价于系统的快速收敛。瞬态响应收敛，但是响应时间过长，工程上也是不会被接受的，在实际的工程中无实用价值。工程上收敛过慢的系统，认为是非稳定系统。

2) 使环路增益的幅值为 1 和使环路增益的相位为 $-180^\circ$  两个频率在系统稳定性有着重要作用。两个分别为增益交点和相位交点。相位裕度 PM 是指：环路增益为 1 时远离正反馈的程度，就是在增益为 1 的点与 $-180^\circ$  的相位差，其值越大则系统稳定性越好。增益裕度 GM 是指：环路正反馈时环路增益低于 1 的程度，即在相位为 $-180^\circ$  时，环路增益与 1 的距离，其值越小则稳定性越好。在稳定系统中，增益交点肯定在相位交点之前。

3) 当频率从 0 开始逐渐增加时，幅频曲线从低频增益  $20\log_{10}|A_{v0}|$  开始为一条直线，每遇到一个极点频率，幅频曲线就会下降，下降的速率为 $-20\text{dB}/十倍频$ ；每遇到一个零点，幅频曲线就会上升，上升的速率为 $+20\text{dB}/十倍频$ ；

当频率从 0 开始逐渐增加时，相频响应曲线从低频开始，每一个零级点对相频曲线的影响：对于 LHP 极点，极点频率为  $p$ 。相位在  $0.1p$  时开始减小，当减小到  $p$  时，相位减小  $45^\circ$ ，在  $10p$  处减小近似为  $90^\circ$ 。对于 LHP 零点，频率为  $z1$ ，相位在  $0.1z1$  开始增加，在频率  $z1$  时，增加的相位为  $45^\circ$ ，在  $10z1$  处增加的相位近似为  $90^\circ$ 。对于 RHP 零点来说，频率为  $z2$ 。相位在  $0.1z2$  开始减小，在频率  $z2$  时，减小的相位为  $45^\circ$ ，在  $10z2$  频率处，减小的相位近似为  $90^\circ$ 。对于 LHP 极点，会使相位交点和增益交点向原点移动。若右平面零点位于 UGB 内，则增益交点被推向高频，相位交点向原点移动，PM、GM 均变差，系统稳定性严重恶化。左平面零点会使增益交点增大，相位交点也增大。若 LHP 零点与 LHP 极点频率相近，则他们的效应会相互抵消，故有时会采用该方式进行频率补偿。

5. 已知两级放大器开环传递函数为 
$$A_{OL}(S) = \frac{A_{v0}}{\left(1 + \frac{S}{p1}\right)\left(1 + \frac{S}{p2}\right)}$$
，其中  $A_{v0}$  为开

环运放的低频增益， $p1$ 、 $p2$  为 LHP 主极点，闭环负反馈系数  $\frac{\sqrt{3}}{4} \leq F \leq 1$ 。

1) 试推导出开环 OL、闭环 CL 具体表达式,并说明开闭环阻尼因子大小的相对关系；

2) 在满足相位裕度  $PM=60^\circ$  的条件下，试证明闭环极点为一对共轭复极点；若闭环极点仍为两个分离的实数极点，则开环次极点  $p2$  应满足什么条件；

3) 证明开环放大器采用单极点近似的  $0\text{dB}$  带宽总是比实际的  $0\text{dB}$  带宽大；

答：

无论是开环还是闭环，两级放大器的传输函数的标准形式：

$$A_v(S) = \frac{A_{v0}}{1 + \frac{2\xi}{\omega_0}S + \frac{1}{\omega_0^2}S^2} \quad (5.1)$$

(1) 对于开环系统：

$$A_{v\_OL}(S) = \frac{A_{v0}}{1 + \left(\frac{1}{P_1} + \frac{1}{P_2}\right)S + \left(\frac{1}{P_1P_2}\right)S^2} \quad (5.2)$$

则  $\omega_{0\_OL} = \sqrt{P_1P_2}$  ,  $\frac{2\xi_{OL}}{\omega_{0\_OL}} = \frac{1}{P_1} + \frac{1}{P_2}$  , 则开环的阻尼因子可表示为：

$$\xi_{OL} = \frac{1}{2} \left( \sqrt{\frac{P_1}{P_2}} + \sqrt{\frac{P_2}{P_1}} \right) \quad (5.3)$$

对于闭环系统：

$$A_{v\_CL}(S) = \frac{A_{v\_OL}(S)}{1 + FA_{v\_OL}(S)} = \frac{1}{F + A_{v\_OL}^{-1}(S)} \quad (5.4)$$

将式 (5.2) 带入到 (5.4) 可得：

$$A_{v\_CL}(S) = \frac{A_{v0}}{\left[ P_1P_2(1 + FA_{v0}) \right]^{-1} S^2 + (P_1^{-1} + P_2^{-1})(1 + FA_{v0})^{-1} S + 1} \quad (5.5)$$

则  $\frac{2\xi_{CL}}{\omega_{0\_CL}} = \left( \frac{1}{P_1} + \frac{1}{P_2} \right) \frac{1}{1 + FA_{v0}}$  , 其中  $\omega_{0\_CL} = \sqrt{P_1P_2(1 + FA_{v0})}$

因此闭环的阻尼因子为：

$$\xi_{CL} = \frac{1}{2\sqrt{1 + FA_{v0}}} \left( \sqrt{\frac{P_1}{P_2}} + \sqrt{\frac{P_2}{P_1}} \right) = \frac{\xi_{OL}}{\sqrt{1 + FA_{v0}}} \quad (5.6)$$

(2) 令式 (5.1) 的分母等于 0 可以得到闭环系统的极点，

$$-P_{1,2} = S = \xi_{CL}\omega_{0\_CL} \left( -1 \pm \sqrt{1 - \frac{1}{\xi_{CL}^2}} \right) \quad (5.7)$$

其中  $\xi_{CL} = \frac{1}{2\sqrt{1 + FA_{v0}}} \left( \sqrt{\frac{P_1}{P_2}} + \sqrt{\frac{P_2}{P_1}} \right) \approx \frac{1}{2} \sqrt{\frac{P_2}{P_1(1 + FA_{v0})}}$  , 在满足相位裕度 PM=60°

时，次级点应该满足  $P_2 = 2UGB = 2A_{v0}P_1$  , 这时的闭环阻尼因子  $\xi_{CL} \approx \frac{1}{\sqrt{2F}}$  , 又因

为  $\frac{\sqrt{3}}{4} \leq F \leq 1$  , 所以  $\xi_{CL} < 1$  。此时的闭环极点为一对共轭复极点。

若闭环极点仍为两个分离的实数极点，则  $\xi_{CL} > 1$ ，即开环次极点  $p_2$  应该满足

$$P_2 > 4(1 + FA_{V0})P_1 \approx 4UGB \quad。$$

(3) 多极点系统，方程  $|A_v(j\omega)| = \frac{GBW}{\omega \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{p_2}\right)^2}}$  的解  $\omega$ ，即为  $UGB$ ，注意分母根

号内大于 1，因此  $GBW/UGB > 1$ 。

### 第三次 CMOS 作业

一、请作图分析共源放大器采用①线性电阻、②MOS 二极管、③恒流源作为负载的负载特性曲线，并对比说明高增益共源放大器采用何种负载比较合适，并说明理由。（以 NMOS 作为放大管为例）

答：图1（a）、1（b）、1（c）分别为线性电阻、MOS二极管、恒流源作为负载的负载特性曲线。

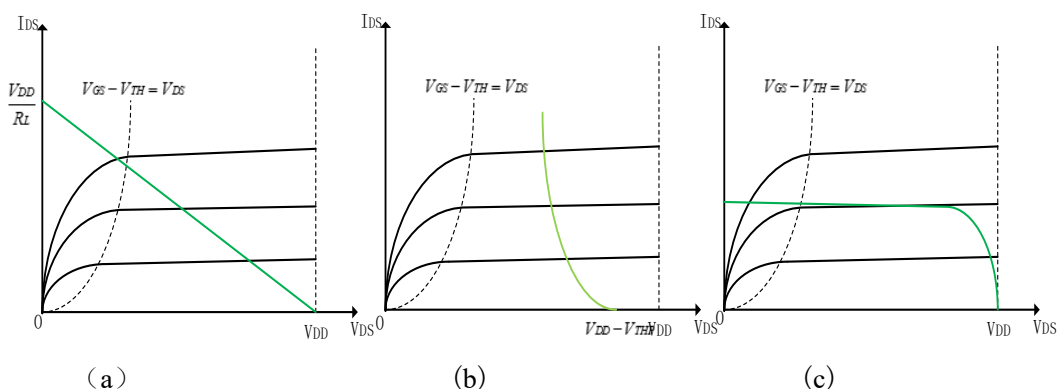
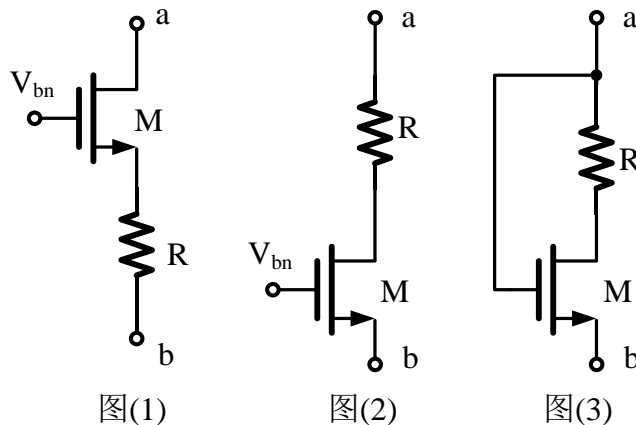


图 1 负载特性曲线

从图 1 中可以看出，对于线性电阻作为负载时，因为电阻为无源器件，交直流阻抗相同，电阻阻值增加会降低静态工作点，降低输出摆幅。对于 MOS 二极管作为负载时，虽然它的交直流阻抗分离，但是由于其交流阻抗低，增益不会很大。对于恒流源负载来说，其为有源器件，交直流阻抗分离，较小的直流阻抗可以确定合适的静态工作点，很大的交流阻抗可以实现高增益，因此对于高增益共源放大器采用恒流源作为负载。

二、固定偏压  $V_{bn}$  将 MOS 管工作在饱和恒流区下，且  $r_d \gg R$ ， $r_{ab}$  为 a 看到 b (AC 接地) 的交流阻抗， $r_{ba}$  为 b 看到 a (AC 接地) 的交流阻抗，求：

- (1) 写出图(1)的  $r_{ab}$  与  $r_{ba}$  阻抗表达式，判断两者关系？
- (2) 写出图(2)的  $r_{ab}$  与  $r_{ba}$  阻抗表达式，判断两者关系？
- (3) 判断图(3)的  $r_{ab}$  与  $r_{ba}$  阻抗关系，请直接写出其表达式。
- (4) 图(3)中 b 点接地，a 点注入电流，设注入电流从 0 逐渐增大，说明电阻两端点电位随电流上升而变化的特性，并分析 MOS 管能否进入线性电阻区。



$$(1) \quad r_{ab} = g_m r_d R + r_d + R \quad r_{ba} = R + 1/g_m \quad r_{ab} > r_{ba}$$

$$(2) \quad r_{ab} = R + r_d \quad r_{ba} = \frac{R + r_d}{1 + g_m r_d} \quad r_{ab} > r_{ba}$$

$$(3) \quad r_{ab} = \frac{R + r_d}{1 + g_m r_d} \quad r_{ba} = \frac{R + r_d}{1 + g_m r_d} \quad r_{ab} = r_{ba}$$

(4) 当一开始有电流后，电阻的两端点电位均随着电流的增加上升。

当 M 管进入强反型饱和区后，随着电流增加，上端点电位缓慢上升，下端点电位再随着电流的增加而先上升后下降。

当 M 管随着电阻两端电压增大而进入线性区后，电阻上端电位迅速上升，下端点电位随着电流的增加而缓慢上升。

可以进入，当电阻两端的电压差大于  $V_{th}$  后，MOS 管进入线性区。

三、例举两种低压宽摆幅 cascode 电流镜的实现方式，分别分析两种结构的器件参数选取依据，并比较两种结构的优劣。

1) 实现方式一

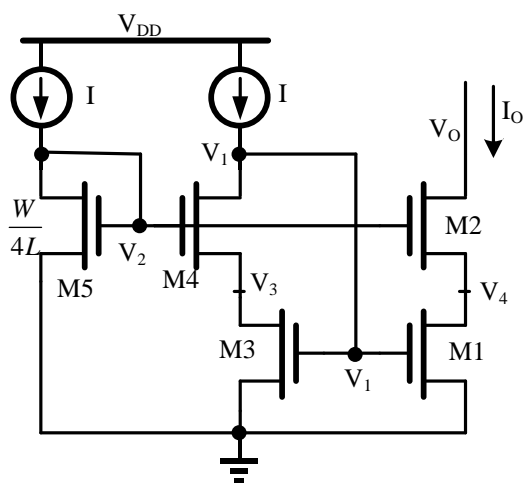


图 3-1 低压宽摆幅 Cascode 电流镜电路示意图一

低压宽摆幅 Cascode 电流镜的一种实现方法如图 3-1 所示，其中 M1 与 M2 构成 Cascode 结构，M3、M4 和 M5 构成偏置结构为 Cascode 结构提供偏压，此外，使用两个相同的恒流源代替线性电流镜定义偏置电路的两条支路的电流比为 1:1，且等于输出电流  $I_O$ 。此外，令 M1、M2、M3 与 M4 管完全相同，即其开启电压均为  $V_{TH}$ ，宽长比均为  $W/L$ 。而 M5 管的开启电压也为  $V_{TH}$ ，但其宽长比为  $W/4L$ 。对以上参数的选取分析验证如下：

为使电路正常工作，则所有的 MOS 管都需工作在饱和恒流源区，为保证摆幅，所有的 MOS 管均工作在临界饱和的状态。因流过 M3 管与 M4 管的电流相同，其宽长比也相同，由  $I_{DS} = \frac{1}{2}k\Delta^2$ ，可知二者的过驱动电压相同均为  $\Delta$ ，从而  $V_{GS3} = V_{GS4}$ 。对 M3 管而言，其工作在饱和状态，则  $V_{GS3} - V_{TH} = V_{DS3} = \Delta$ ，即

$$V_1 - V_{TH} = V_3 = \Delta \quad (5.8)$$

而 M4 也工作在临界饱和区，即  $V_{GS4} - V_{TH} = V_{DS4} = \Delta$ ，此时

$$V_2 = V_{GS4} + V_3 \quad (5.9)$$

将  $V_{GS4} = \Delta + V_{TH}$ ，与式(5.8)代入上式可得：

$$V_2 = \Delta + V_{TH} + V_1 - V_{TH} \quad (5.10)$$

因此， $V_2$  与  $V_1$  的关系为  $V_2 = V_1 + \Delta$ ，即只要  $V_2$  比  $V_1$  大一个过驱动电压  $\Delta$ ，即可满足 M3 管、M4 管同时工作在饱和恒流源区。此时，对于 M5 管而言，其栅源电压为：

$$V_{GS5} = V_2 = V_3 + V_{GS4} = 2\Delta + V_{TH} \quad (5.11)$$

此时，其过驱动电压  $\Delta_5 = V_{GS5} - V_{TH} = 2\Delta$ ，因流过 M5 的电流与流过 M3 和 M4 的电流相等，则

$$I = \frac{1}{2}k' \left( \frac{W}{L} \right)_5 (2\Delta)^2 = \frac{1}{2}k' \left( \frac{W}{L} \right) \Delta^2 \quad (5.12)$$

所以 M5 管的宽长比为：

$$\left( \frac{W}{L} \right)_5 = \frac{W}{4L} \quad (5.13)$$

以上即为满足 M5 管工作在饱和恒流源区的条件。

因  $I = I_O$ ，对于 M1 管，其栅源电压  $V_{GS}$ 、宽长比均与 M3 管相同，若其亦处于临界饱和状态，由 MOS 管饱和区电流公式及式(5.8)可知：

$$V_4 = V_{DS1} = V_3 = \Delta \quad (5.14)$$

此时，M2 管和 M4 管的  $V_{GS}$ 、宽长比均相同，当 M2 管也处于临界饱和状态时，其漏源电压  $V_{DS2} = \Delta$ ，因设定所有的 MOS 管均工作在临界饱和状态，故此时输出电压的最小值为：

$$V_{O,\min} = V_4 + V_{DS2} = 2\Delta \quad (5.15)$$

对应最大的输出摆幅：

$$V_{\text{swing,max}} = V_{DD} - 2\Delta \quad (5.16)$$

其中  $\Delta$  为 MOS 管处于临界饱和时的过驱动电压。

## 2) 实现方式二

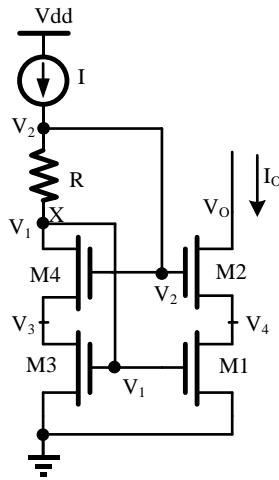


图 3-2 低压宽摆幅 Cascode 电流镜电路示意图二

第二种实现低压宽摆幅 Cascode 电流镜的电路示意图如图 3-2 所示，其中 M1 与 M2 构成 Cascode 结构，M3、M4 与电阻 R 构成偏置结构，并使用理想电流源来定义偏置结构的电流大小为  $I$ 。令 M1、M2、M3 与 M4 管均相同，即其开启电压均为  $V_{TH}$ ，宽长比均为  $w/L$ 。同样，为保证输出电压摆幅，令所有 MOS 管均工作在临界饱和区。因流过 M3、M4 管的电流相同，两管的宽长比也相同，由 MOS 管饱和恒流源区电流公式可知，二者的过驱动电压也相同即  $\Delta_3 = \Delta_4 = \Delta$ 。为保证 M3 与 M4 管均工作在饱和恒流源区，电阻 R 的取值为  $\Delta/I \leq R \leq V_{TH}/I$ 。现对以上器件参数的选取验证分析如下。

由条件知电路中所有的 MOS 管均工作在临界饱和区，对 M4 管而言，其工作在饱和恒流源区的条件为  $V_{GS4} - V_{TH} \leq V_{DS4}$ ，对应图 3-2 中相应的节点电压的关系为

$$V_2 - V_3 - V_{TH} \leq V_1 - V_3 \quad (5.17)$$

$$V_2 - V_1 \leq V_{TH} \quad (5.18)$$

因此只有满足式(5.18)的条件时, M4 才工作在饱和恒流源区, 此时电阻取最大值为

$$R_{\max} = \frac{V_R}{I} = \frac{V_2 - V_1}{I} \leq \frac{V_{TH}}{I} \quad (5.19)$$

同样地, M3 管也要工作在饱和恒流源区, 即  $V_{GS3} - V_{TH} \leq V_{DS3}$ , 对应图 3-2 中相应的节点电压的关系为

$$V_1 - V_{TH} \leq V_3 \quad (5.20)$$

由图 3-2 可知  $V_2 = V_3 + V_{GS4}$ , 当 M4 处于临界饱和区,  $V_{GS4} - V_{TH} = V_{DS4} = \Delta$ , 此时  $V_3 = V_2 - \Delta - V_{TH}$ , 代入式(5.20)中可得

$$V_2 - V_1 \geq \Delta \quad (5.21)$$

当  $V_2 - V_1 = \Delta$  时 M3 管处于临界饱和恒流源区, 此时电阻取最小值为

$$R_{\min} \leq \frac{V_R}{I} = \frac{V_2 - V_1}{I} = \frac{\Delta}{I} \quad (5.22)$$

因此电阻的取值为  $\Delta/I \leq R \leq V_{TH}/I$ , 小于这个范围会使 M3 管进入线性电阻区, 超出这个范围会使 M4 管进入线性电阻区。

因 M1、M2、M3 与 M4 完全相同, 故当 M3 与 M4 处于临界饱和时, M1 与 M2 也可处于临界饱和, 对应取到输出电压的最小值  $V_{O,\min} = V_{DS1} + V_{DS2} = 2\Delta$ , 即最大输出摆幅为:

$$V_{\text{swing,max}} = V_{DD} - 2\Delta \quad (5.23)$$

其中  $\Delta$  为 MOS 管处于临界饱和时的过驱动电压。

综上所述, 可以发现, 两种实现方式最终输出的最小电压与对应的最大摆幅均相同, 均实现了低压宽摆幅的效果; 不同的是方式一的电路采用了三条支路, 而方式二仅有两条支路, 故方式一对应的电路功耗较大。方式二通过引入电阻而减少了一条支路, 但电阻阻值的选取有一定的范围, 超出范围会使 M3 或 M4 管进入线性区, 且电阻易受工艺影响而产生漂移, 这会严重影响电路的性能, 造成输出摆幅的下降。此外, 在方式二中, 因要保证 M3 管工作在饱和, 故  $V_1 = V_{GS1} = \Delta + V_{TH}$ , 即输入 X 处的电压被钳位在  $\Delta + V_{TH}$ , 造成输入的摆幅下降。

#### 四、差分放大器采用差分输入有什么优点? 采用尾电流又有什么优点和不足?

答: 1) 差分放大器采用差分输入可以抑制共模输入, 具有很高的共模抑制比, 从而可以抑制共模噪声, 同时对电源噪声及环境噪声具有更强的抗干扰能力; 增大了输出电压的摆幅; 此外, 与单端的同类电路相比, 差动电路的优势还包括偏置电路更简单和更高的线性度。

2) 尾电流的存在可以抑制输入共模电平的变化对M1管和M2管的工作及输出电平的影响,提高了输入共模信号的范围,对提高共模抑制比有一定的作用;尾电流决定了对输出负载电容进行充放电的电流,从而影响电压变化的速率,当尾电流增大时,对应的速率可以提高、带宽会增加,动态线性范围也会增大;但尾电流增大会使电路增益降低,因此,尾电流的选取要兼顾电路的速度与精度。

**五、简述:①模拟电路中零极点的形成机制;②模拟电路系统稳定性产生的根源及具体解决办法。**

答:①零级点形成机制:对于电压驱动来说,RC串联谐振引起极点,RC并联谐振引起零点。对于电流驱动来说,RC并联谐振引起极点,RC串联谐振引起零点。此外,在存在前馈支路下,前馈支路产生的前馈电流与主通路电流叠加恰好为0,此时输出为0,产生零点。

②模拟电路系统稳定性产生的根源及具体解决办法:IC中存在很多的寄生电容,电容的容抗随频率而变化,这是电路存在频率特性的根源,也是模拟线性系统稳定性产生的根源。

具体的解决方法:

- 1、零级相消;
- 2、密勒电容补偿。压缩主极点,扩展次级极点。

## 第四次 CMOS 作业

**1、说明  $\Delta V/R$  型两路自偏置结构产生的偏置电流与直流电源电压  $V_{DD}$  近似**

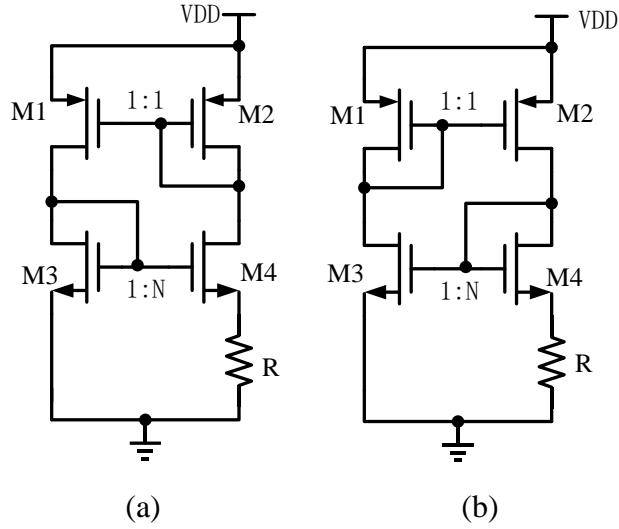
**无关的原因,当电源电压存在小信号扰动时,为何电流的变化很小?**

答:R 引入非线性电流镜,非线性程度由 R 决定,在饱和状态不变的条件下与电源无关,除 0 点外,与线性电流镜产生唯一的交点,交点位置与电源  $V_{DD}$  无关,如  $\Delta V_{BE} = V_T \ln N$ 。

自偏置结构中每条支路均包含一个 MOS Diode 低阻恒压源和一个高阻 MOS 恒流源,当电源电压扰动时,扰动电压绝大部分落在高阻恒流源上,低阻 MOS 管  $V_{GS}$  变化极小,引起的电流变化很小。

**2、如下图所示,判断图 (a) 和图 (b) 哪个电路结构是正确的。如果图 (a 或 b) 正确,请推导出支路电流表达式。如果不正确,为什么?(PS:请从反馈角度和环路增益来考虑,需要具体的等式)。**





答：图2 (a) 正确。

由于M1、M2的宽长比是1：1，那么 $I_1=I_2=I$ ，那么电阻R上的电流就是I，则：

$$I = \frac{V_{GS3} - V_{GS4}}{R} \approx \frac{\Delta_3 - \Delta_4}{R} = \frac{1}{R} \left( \sqrt{\frac{2I}{k_3}} - \sqrt{\frac{2I}{k_4}} \right) \quad (2.1)$$

其中 $\Delta_3$ 、 $\Delta_4$ 为M3、M4的过驱动电压，这里：

$$N = \frac{k_4}{k_3} \quad (2.2)$$

那么可以等到支路静态电流为

$$I \approx \frac{2}{k_4 R^2} (\sqrt{N} - 1)^2 \quad (2.3)$$

这里还可以求得：

$$g_{m3} R = 2 \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{N}} \right) \quad (2.4)$$

$$g_{m4} R = 2 (\sqrt{N} - 1) \quad (2.5)$$

这里由于R的存在，使 $V_{GS3} > V_{GS4}$ ，由于两支路电流相等，所以N是大于1的。

对于图 (b) 来说，同上计算步骤，静态电流为

$$I \approx \frac{2}{k_4 R^2} (\sqrt{N} - 1)^2 \quad (2.6)$$

所以利用静态电流分析是无法区别哪种结构是正确的。

环路分析：切断电压环路相应节点，并加入一小信号启动电压，用于计算环路电压增益，如图2.1所示

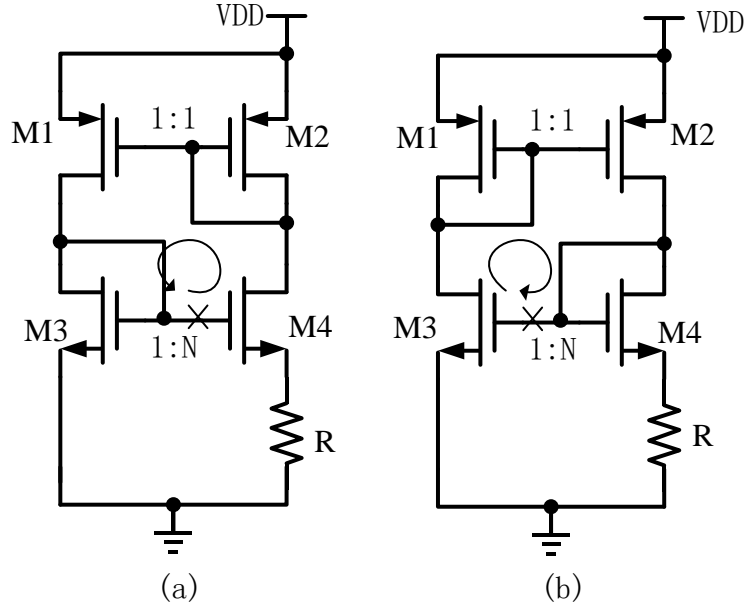


图2.1 环路分析

对于图2.1 (a) 来说，环路电压增益为

$$A_{loop(a)} \approx \frac{G_{m4}}{g_{m2}} \frac{g_{m1}}{g_{m3}} \quad (2.7)$$

这里由于两支路电流相等， $g_{m1} = g_{m2}$ ， $G_{m4}$ 是M4和电阻R构成的复合跨导，其大小为

$$G_{m4} \approx \frac{g_{m4}}{1 + g_{m4}R} \quad (2.8)$$

那么式 (2.7) 可以化简为

$$A_{loop(a)} \approx \frac{\sqrt{N}}{1 + g_{m4}R} \quad (2.9)$$

在刚开始启动时，两支路的电流值趋于0，则 $g_{m4}$ 趋于0，则环路增益为

$$A_{loop(a)} \approx \sqrt{N} \quad (2.10)$$

由于N大于1，则环路增益大于1，电路可以启动。

随着时间的推移，支路电流逐渐增大，现考虑平衡时的情况。将式 (2.5) 带入到式 (2.9)，可以得：

$$A_{loop(a)} \approx \frac{1}{2 - \frac{1}{\sqrt{N}}} \quad (2.11)$$

则在平衡时环路增益小于1，可以稳定。

对于图2.1 (b) 来说，环路电压增益为

$$A_{loop(b)} \approx \frac{g_{m3}}{g_{m1}} g_{m2} \left( \frac{1}{g_{m4}} + R \right) = \frac{1}{\sqrt{N}} + g_{m3}R \quad (2.12)$$

在刚开始启动时，两支路电流的电流值趋于0，则 $g_{m3}$ 趋于0，此时的环路增益

$$A_{loop(b)} \approx \frac{1}{\sqrt{N}} \quad (2.13)$$

环路增益小于1，电路无法启动。

另一方面，电路可以启动，将式（2.4）带入到式（2.12）中，可得：

$$A_{loop(b)} \approx 2 - \frac{1}{\sqrt{N}} \quad (2.14)$$

即环路电压增益大于1，此时电路状态必定发散。

综上所述，(a) 结构既可以启动，也可以稳定，而 (b) 结构既不能自行启动，也不能稳定。

### 3、 OP（多级放大器）常采用的组成结构以及每一级采用该结构的电路依据（提示：比如说第一级常采用 DP 结构）。

答：图3.1为多级放大器的结构：

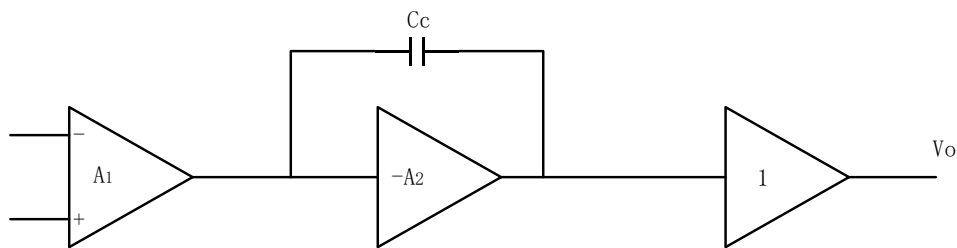


图3.1 多级放大器的结构

第一级：第一级结构常采用DP结构，DP差分对用来解决共模信号的问题。对于大信号来说，主要解决共模范围问题。对于小信号来说，主要是共模增益和较大的CMRR共模抑制比。

第二级：第二级结构通常采用CS或者CG结构，与第一级DP结构相互配合，增大多级放大器的增益。

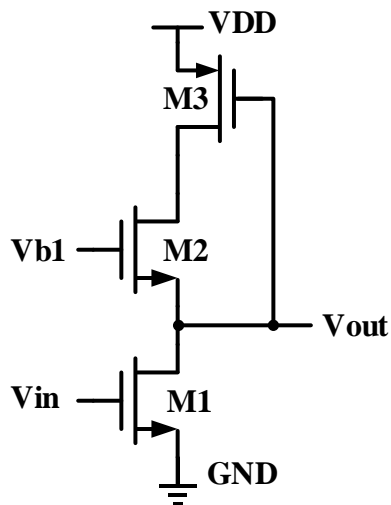
第三级：第三级也叫作输出级，采用 CD 结构或者 push-pull 结构，起到提高多级放大器的驱动能力的作用和隔离的作用。为后级电路进行阻抗匹配，防止下一模块的低输入阻抗将多级放大器的整体增益拉低。

### 4、 CS-CG 和 CS-CS 的比较 (可以从多方面考虑，电路的优缺点等)。

答：CS - CG 与 CS - CS 的比较可以从以下几个方面展开。输出阻抗：CS - CG 会有更高的输出阻抗。增益：CS - CG 放大器，与两级的 CS 放大器相比具有相近的增益。输出摆幅：CS - CG 放大器受结构的限制，输出摆幅较小。对电源要求：CS - CG 放大器不适合在低电压下工作。功耗：CS - CG 放大器只有一条支路，因此功耗也会小一些。频率特性：CS - CG 与 CS - CS 都有两个极点，但是 CS - CS 放大器的主极点和次级点距离较近，因此频率特性比较差，一般需要米勒补偿或者其它类型的补偿才能正常工作，而 CS - CG 放大器的次级点在很高的频率，所以不需要额外的频率补偿，也能具有不错的性

能。

5、图中 3 个 MOS 管均工作在饱和区，试推导该电路的小信号电压增益；



$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{g_{m1}r_{o1}(r_{o2}+r_{o3})}{r_{o1}[1+(g_{m2}-g_{m3})r_{o2}]+(r_{o2}+r_{o3})(1+g_{m3}r_{o1})} = -\frac{g_{m1}r_{o1}(r_{o2}+r_{o3})}{r_{o1}+r_{o2}+r_{o3}+g_{m2}r_{o1}r_{o2}+g_{m3}r_{o1}r_{o3}}$$

## 第五次 CMOS 作业

1、用两种方法计算图 1 所示电路  $V_{in}$  到  $V_{out}$  的电压传输函数。

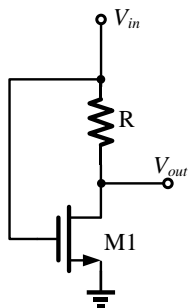


图 1

答：① 小信号等效电路，如图 1.1 所示，

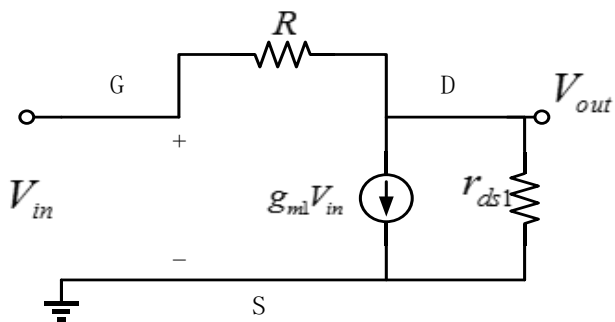


图 1.1 小信号等效电路

这里有基尔霍夫电流定律可知，

$$\frac{V_{in} - V_{out}}{R} = g_{m1} V_{in} + \frac{V_{out}}{r_{ds1}} \quad (2.15)$$

这里电路  $V_{in}$  到  $V_{out}$  的电压传输函数为：

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1 - g_{m1} R}{1 + g_{d1} R} \quad (2.16)$$

②这里运用叠加定理，把栅和电阻连接的线断开，如下图 1.2 所示：

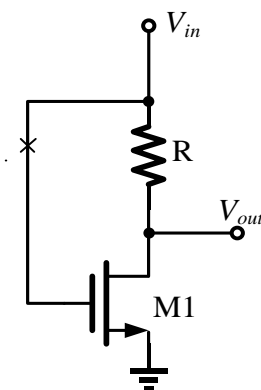


图 1.2

首先把  $V_{in}$  加在电阻的上侧，MOS 管栅级接固定电平，小信号交流地，这时  $V_{in}$  到  $V_{out}$  的电压传输函数为：

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{r_{ds1}}{r_{ds1} + R} \quad (2.17)$$

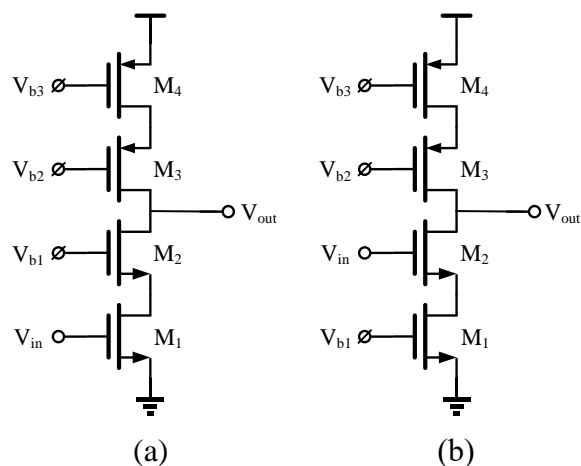
把  $V_{in}$  接在 MOS 管的栅极，电阻上侧接固定电平，这时便构成了以电阻为负载的共源放大器， $V_{in}$  到  $V_{out}$  的电压传输函数为：

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{g_{m1}}{g_{d1} + g_R} \quad (2.18)$$

综合式 (1.3) 和 (1.4) 可知， $V_{in}$  到  $V_{out}$  的电压传输函数为：

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1 - g_{m1} R}{1 + g_{d1} R} \quad (2.19)$$

- 2、对于如下两电路，假设各个管子均工作在饱和区且忽略体效应，试分别求出两个电路的 ①等效跨导；②电压增益。（用  $g_{mi}$ 、 $r_{oi}$  等参数表示， $i$  代表管子标号，给出精确表达式）



答：①对于图 a 来说，电路图可以改成如图 2.1

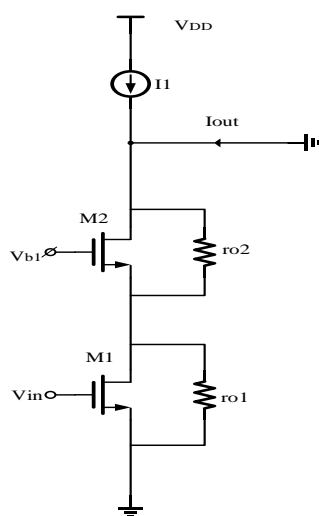


图 2.1

因为 M1 所产生的小信号电流中的一部分被电阻  $r_{o1}$  分流到地，电路中实际的  $G_m$  要略微小于  $g_{m1}$ 。

$$I_{out} = g_{m1} V_{in} \frac{r_{o1}}{r_{o1} + \frac{1}{g_{m2}} \parallel r_{o2}} \quad (2.1)$$

因此整体的跨导为：

$$G_{m1} = \frac{g_{m1} r_{o1} (g_{m2} r_{o2} + 1)}{g_{m2} r_{o1} r_{o2} + r_{o1} + r_{o2}} \quad (2.2)$$

对于图 b 来说，在交流小信号的条件下，M1 管可以看成交流电阻  $r_{o1}$ ，从  $V_{out}$  向下看的等效小信号电路为图 2.2

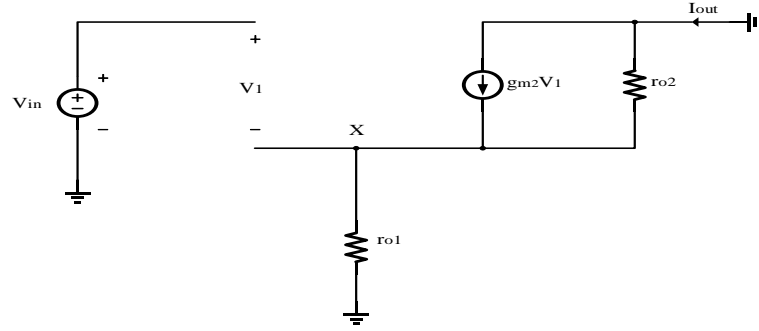


图 2.2 小信号等效电路

我们看出流过  $r_{o1}$  的电流为  $I_{out}$ ，所以  $V_{in} = V_1 + I_{out}r_{o1}$ 。所以在 X 节点的电流相加可得：

$$I_{out} = g_{m2}V_1 - \frac{I_{out}r_{o1}}{r_{o2}} = g_{m2}(V_{in} - I_{out}r_{o1}) - \frac{I_{out}r_{o1}}{r_{o2}} \quad (2.3)$$

由此可得：

$$G_{m2} = \frac{I_{out}}{V_{in}} = \frac{g_{m2}r_{o2}}{r_{o1} + r_{o2} + g_{m2}r_{o1}r_{o2}} \quad (2.4)$$

可以看出  $G_{m2}$  是小于  $g_{m2}$  的。

②对于图 a 来说，在小信号情况下，从输出端向上看的电阻为  $R_{up}$ ，向下看的电阻为  $R_{down}$ 。则两个电阻分别为：

$$R_{up} = r_{o3} + r_{o4} + g_{m3}r_{o3}r_{o4} \quad (2.5)$$

$$R_{down} = r_{o1} + r_{o2} + g_{m2}r_{o1}r_{o2} \quad (2.6)$$

总的输出电阻  $R_{out}$  为：

$$R_{out} = R_{up} \parallel R_{down} = (r_{o3} + r_{o4} + g_{m3}r_{o3}r_{o4}) \parallel (r_{o1} + r_{o2} + g_{m2}r_{o1}r_{o2}) \quad (2.7)$$

则电压增益为：

$$A_v = -G_{m1}R_{out} = -\frac{g_{m1}r_{o1}(g_{m2}r_{o2} + 1)(r_{o3} + r_{o4} + g_{m3}r_{o3}r_{o4})}{r_{o1} + r_{o2} + r_{o3} + r_{o4} + g_{m2}r_{o1}r_{o2} + g_{m3}r_{o3}r_{o4}} \quad (2.8)$$

对于图 b 来说，在小信号情况下，从输出端向上看的电阻为  $R_{up}$ ，向下看的电阻为  $R_{down}$ 。则两个电阻分别为：

$$R_{up} = r_{o3} + r_{o4} + g_{m3}r_{o3}r_{o4} \quad (2.9)$$

$$R_{down} = r_{o1} + r_{o2} + g_{m2}r_{o1}r_{o2} \quad (2.10)$$

总的输出阻抗  $R_{out}$  为：

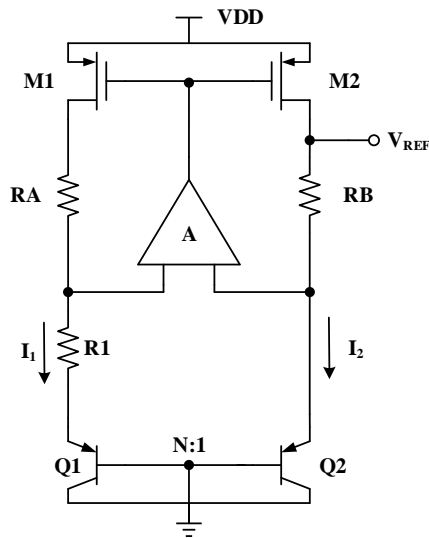
$$R_{out} = R_{up} \parallel R_{down} = (r_{o3} + r_{o4} + g_{m3}r_{o3}r_{o4}) \parallel (r_{o1} + r_{o2} + g_{m2}r_{o1}r_{o2}) \quad (2.11)$$

则电压增益为：

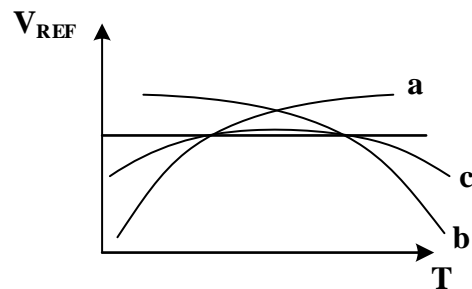
$$A_v = -G_{m2}R_{out} = -\frac{g_{m2}r_{o2}(r_{o3} + r_{o4} + g_{m3}r_{o3}r_{o4})}{r_{o1} + r_{o2} + r_{o3} + r_{o4} + g_{m2}r_{o1}r_{o2} + g_{m3}r_{o3}r_{o4}} \quad (2.12)$$

3、下图是一个基于运放的电压模带隙基准，其中  $R_A=R_B$ ：

- (1)、判断运放的极性；
- (2)、推导  $V_{ref}$  的表达式；说明  $R_A$ ， $R_B$  电阻的作用。
- (3)、基准电压随温度的变化的三种趋势如图(b)所示，指出其中合理的变化曲线，并对不合理的曲线提出修改方式。
- (4)、该基准输出端能否通过电阻分压的方式获得多个基准值？说明原因。如果要实现可接电阻负载的基准结构，如何修改此结构？



(a)



(b)

(1)、左 + 右 -

(2)、 $V_{ref} = V_{BE} + \frac{R_B}{R_1} V_T \ln N$  降低电流失调

(3)、c 对于 a、正温度系数偏大，减小  $R_B$  或  $N$ ；对于 b、负温度系数偏大，增加  $R_B$  或  $N$

(4)、不能；电阻分流；加 BUFFER 或者是漏驱动改为源驱动。

4、采用 CMOS 反相器构成的奇数级环形振荡器，可振荡的最小级数是几级？为什么？并请从时域角度解释环振频率随延迟单元级数增加而下降的原因。

答：3 级；若奇数环振级数为 1 级，则相当于把一个反相器首尾相连，不能形成正反馈。当奇数级环振级数为 3 时，除了延迟单元产生的  $-180^\circ$  相移外，可以利用 3 个 RC 网络产生  $-180^\circ$  相移，从而形成正反馈，所以奇数级环振最小级数为 3 级；

时域角度：每个延迟单元的延迟时间为  $T$ ， $N$  个延迟单元构成的奇数级环振的周期为  $2NT$ ，因此随着延迟单元的级数增加，奇数级环振的周期变大，频率下降。

5、差分比较器和差分运放的区别与联系

答：在电路和工作方式上，都有区别和联系；

比较器是在大信号和开环应用，因此不需要频率补偿，而且输出级采用 INV 做



整形和缓冲，提供输出信号；在瞬态延迟没有严格要求的情况下，比较器的增益级数不限；另外为了加速翻转，减小延迟，比较器内部可以增加各种交叉耦合对的正反馈结构。

运放是小信号闭环负反馈应用，因此增益级数严格受限在 2~3 级以内，通常需要加频率补偿，输出级通常为 CS 宽摆幅输出或者采用 CD 缓冲输出，摆幅更小，即放大器的输出不可能在  $0 \sim V_{DD}$ 。