CMOS二级运放电路补充

- 相位裕量
- 极点分离技术（电容Cc密勒补偿作用）
- 设计方程

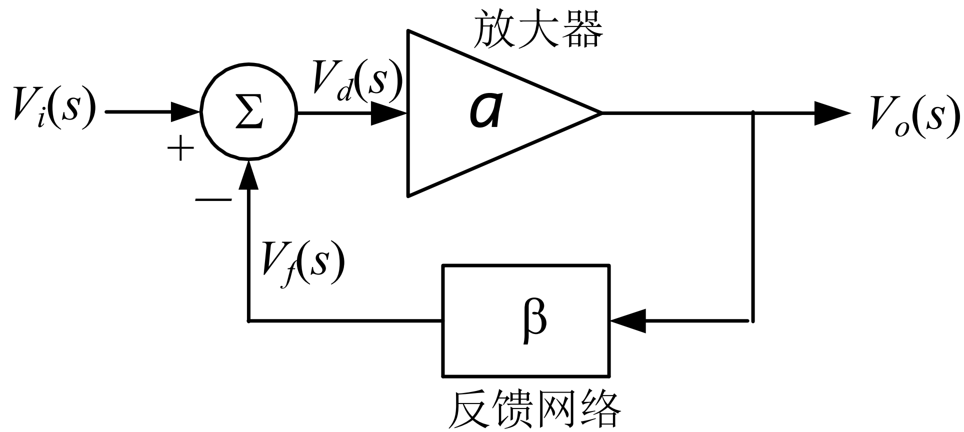
负反馈放大器的稳定性

放大器传递函数，
或开环增益

$$\frac{V_o(s)}{V_d(s)} = a(s)$$

反馈网络传递函数
或反馈系数

$$\frac{V_f(s)}{V_o(s)} = \beta(s)$$



反馈放大器传递函数，
或闭环增益

$$A_f(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{a(s)}{1+a(s)\beta(s)} = \frac{a(s)}{1+T(s)}$$

$T(s) = a(s)\beta(s)$ 称为环路增益

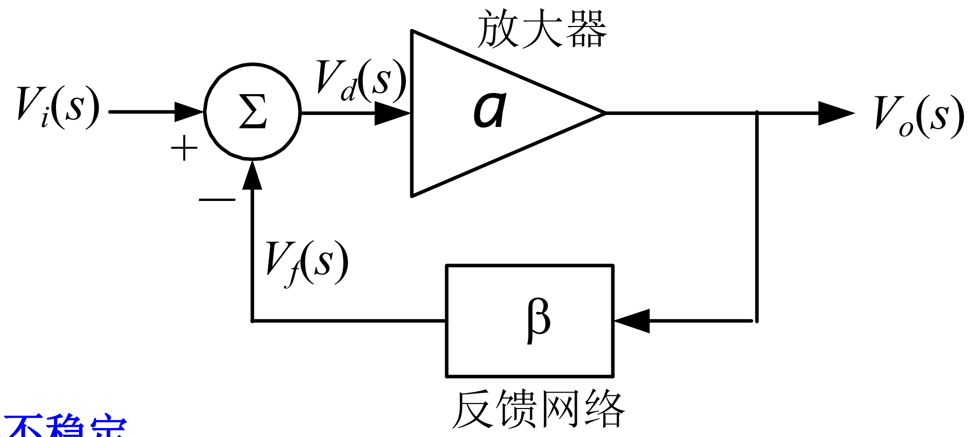
令**s=j**ω，就得到相应量的频率特性

$$A_f(j\omega) = A_f(s)\big|_{s=j\omega} = \frac{a(j\omega)}{1+T(j\omega)}$$

$$T(j\omega) = T(s)\big|_{s=j\omega} = \left|T(j\omega)\right|\angle\varphi(j\omega)$$ 式中 $$\angle\varphi(j\omega) = \arg\left(T(j\omega)\right)$$

负反馈放大器的稳定性

$$A_f(j\omega)=\frac{a(j\omega)}{1+T(j\omega)}$$



如果 $T(j\omega)=1e^{\pm j\pi}$

闭环增益 $A_f(j\omega)\to\infty$ ，系统将不稳定。

以下两种情况闭环增益为有限值，系统是稳定的。

(1)当 $|T(j\omega)|=1$ ，或 $|T(j\omega)|=0dB$ 时， $\arg T(j\omega)<\pi$

(2)或当 $\arg T(j\omega)=\pm\pi$ 时，而 $|T(j\omega)|<1$ ，或 $|T(j\omega)|<0dB$

相位裕量与增益裕量

系统稳定的两种情况

(1) 当 $\left|T(j\omega)\right|=1$ ，或 $\left|T\left(j\omega\right)\right|=0dB$ 时，

$$\arg T(j\omega)<\pi$$

当 $\left|T(j\omega)\right|=1$ 时，相位裕量

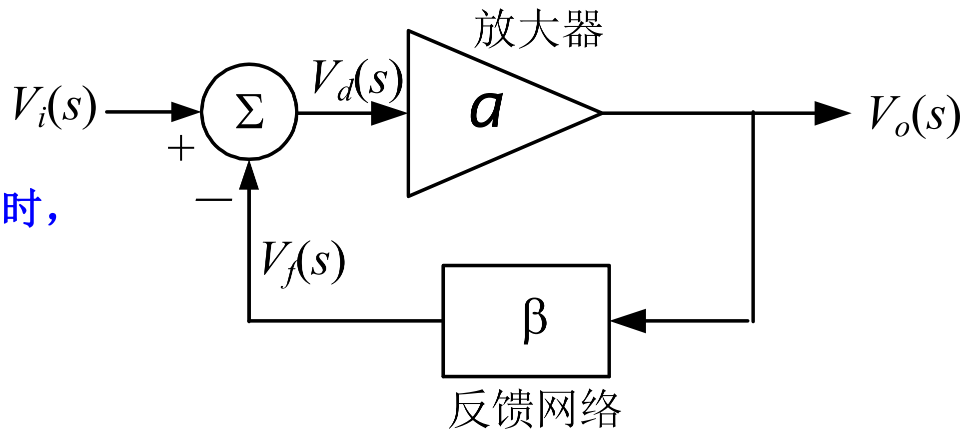
$$\varphi_m=180^\circ-\left|\arg\left(T(j\omega)\right)\right|>45^\circ$$

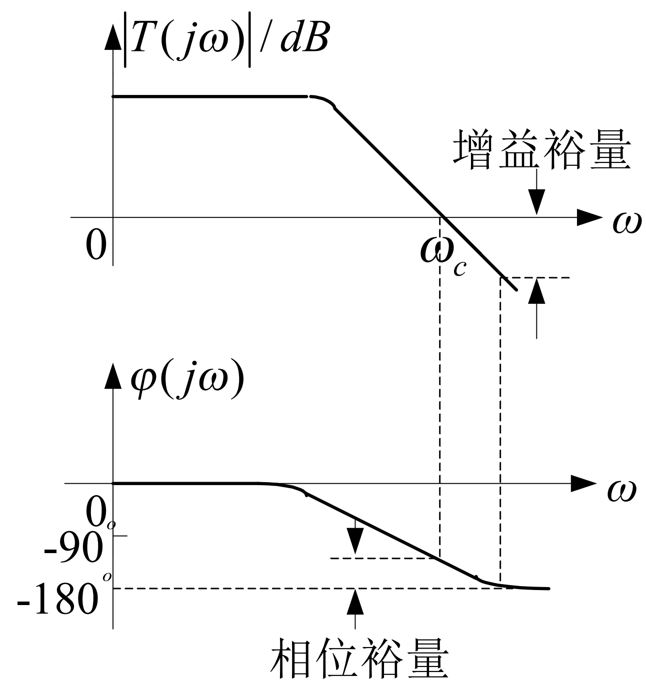
(2) 或当 $\arg T(j\omega)=\pm\pi$ 时，而

$\left|T(j\omega)\right|<1$ ，或 $\left|T(j\omega)\right|<0dB$

当 $\arg\left(T(j\omega)\right)=\pm\pi$ 时，增益裕量

$$G_m=-20\lg\left|T(j\omega)\right|>0dB$$





一阶系统绝对稳定

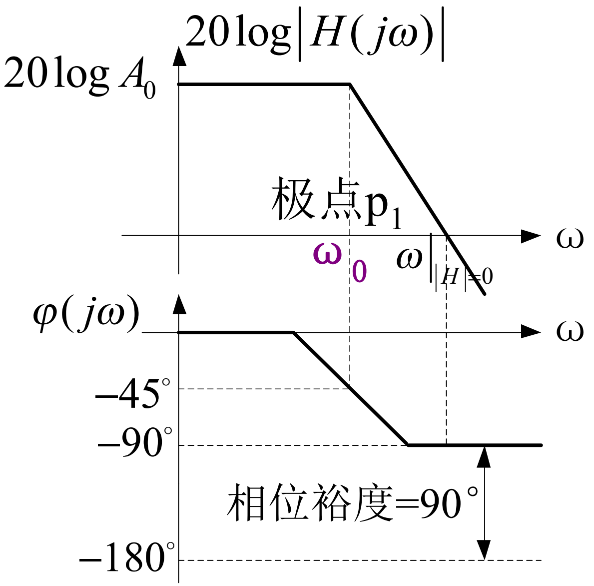
一阶系统 $\quad H(s)\big|_{s=j\omega} = \dfrac{A_0}{1 + j\omega/\omega_0}$

相位裕度至少90°，系统稳定

$$\omega = 0 \rightarrow \left|H(j\omega)\right| = A_0,\quad \varphi(j\omega)=0$$

$$\omega = \omega_0 \rightarrow \left|H(j\omega)\right| = A_0/\sqrt{2},\quad \varphi(j\omega)=-45^\circ$$

$$\omega \rightarrow \infty \rightarrow \left|H(j\omega)\right| = 0,\quad \varphi(j\omega)=-90^\circ$$



二阶系统稳定性

二阶系统

$$H(s)\big|_{s=j\omega}=\frac{A_0}{(1+j\omega/\omega_{01})(1+j\omega/\omega_{02})}$$

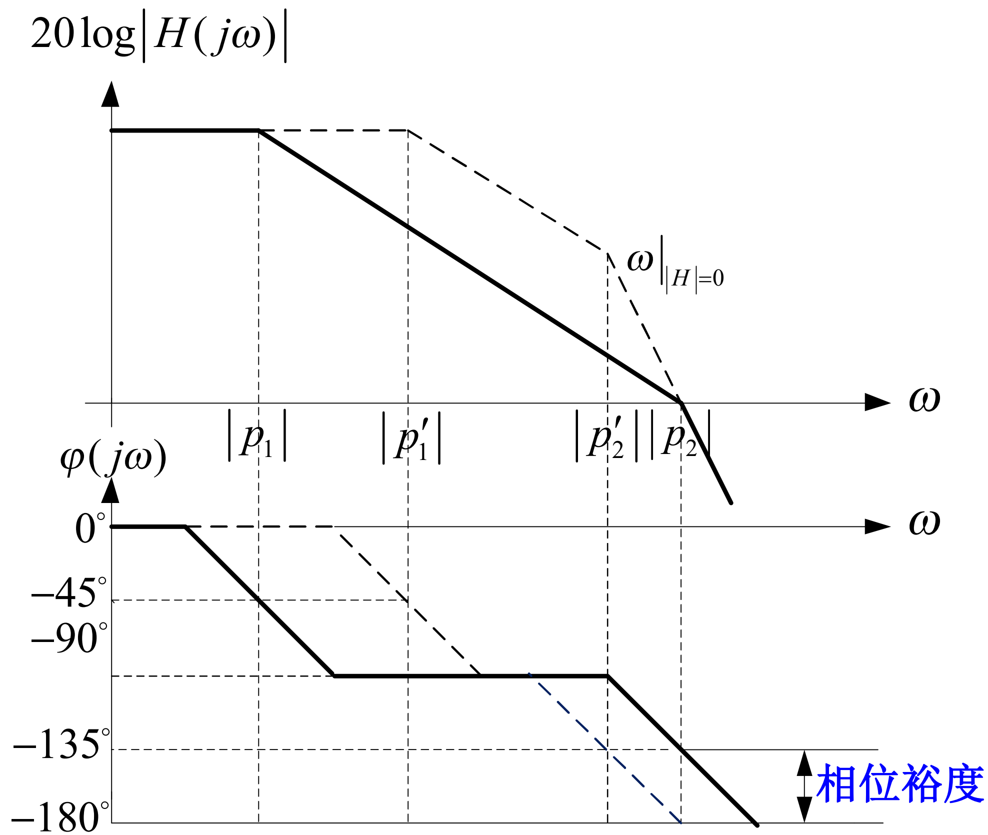
当 $\omega\big|_{|H|=0}$ 落在两极点频率 ω_{01}、 ω_{02}

之间，系统相位裕度大于45°，

系统才是稳定的。

虚线所示系统，极点频率为 $|p_1'|$、$|p_2'|$ 表示，$\omega\big|_{|H|=0}$ 的点落在两极点频率外，没有相位裕量，系统不稳定

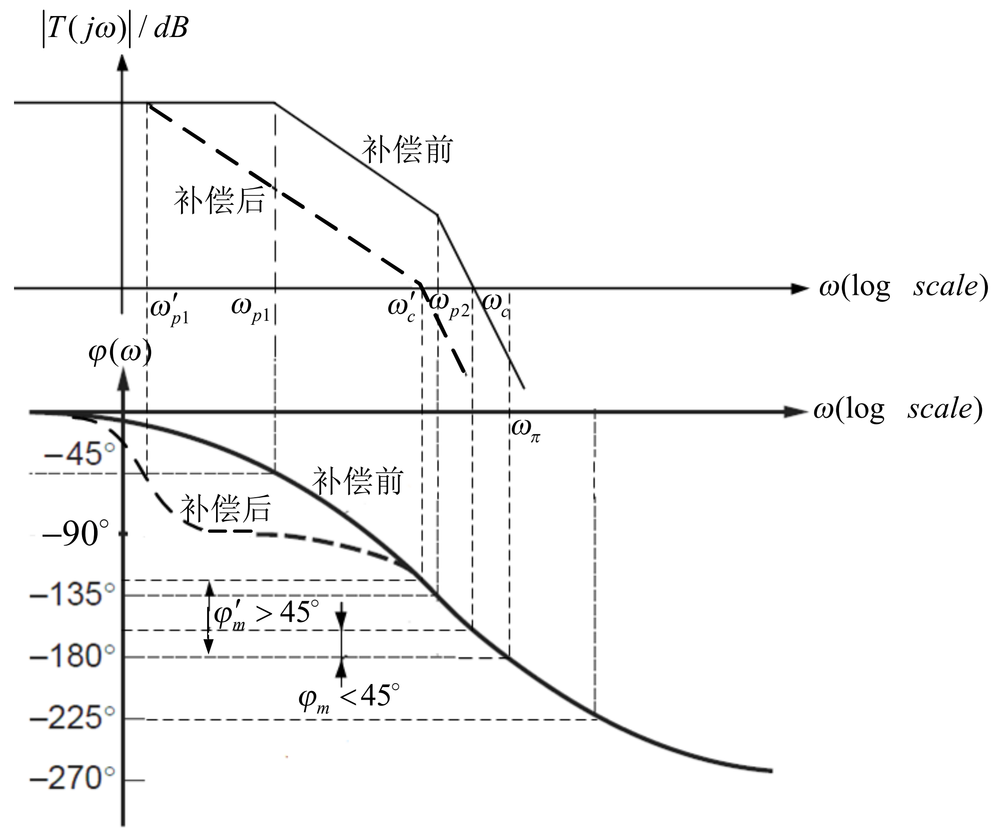
实线所示系统，极点频率为 $|p_1|$、$|p_2|$ 表示，$\omega\big|_{|H|=0}$ 的点刚好落在两极点频率之间，相位裕度等于45°，系统稳定



极点分离补偿技术

实线所示的是未经补偿的系统波特图。

从相频特性可知这是有3个极点的系统，第3个极点频率较高，幅频特性没有反映出来。增益交点频率ω $_c$不在两极点频率ω $_{p1}$与ω $_{p2}$之间，比ω $_{p2}$还大，即ω $_c$>ω $_{p2}$，因而图中指示的相位裕度φ $_m$<45° 。



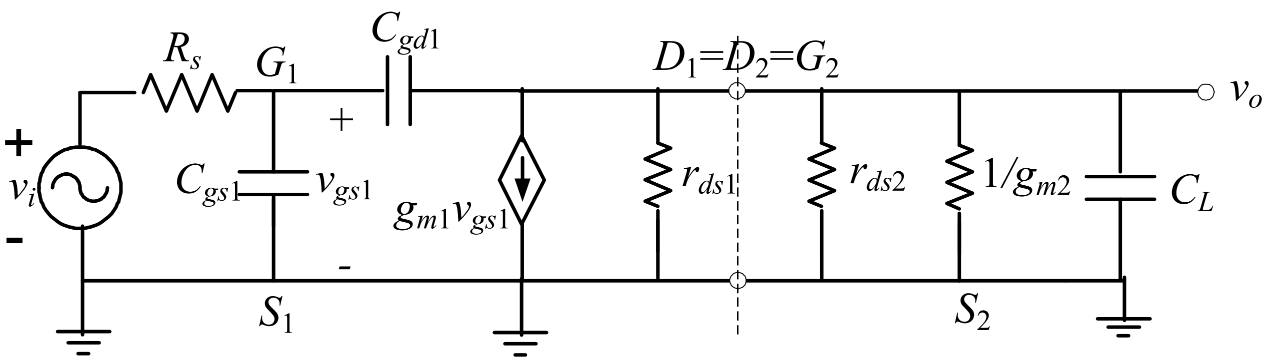
极点分离补偿技术的基本思想是，采取某种措施使第1极点(主极点ω $_{p1}$)向左移到 ω'_{p1} ，此时系统的

波特图如图中的虚线所示。采取补偿技术后，增益交点频率 ω'_c

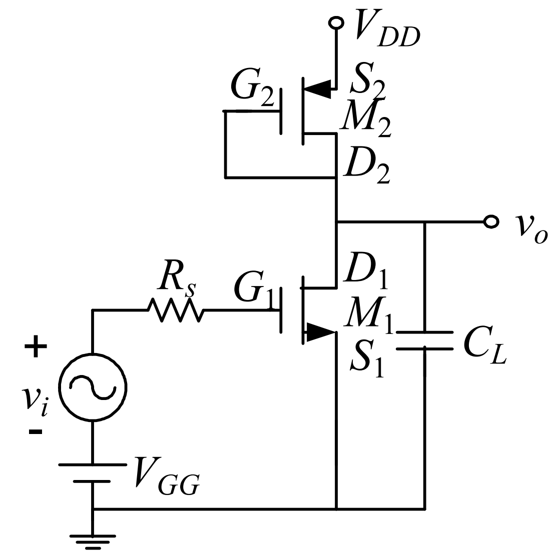
移到 ω'_{p1} 与ω $_{p2}$之间，相位裕度 φ'_m >45° ，系统稳定。

因为这种补偿技术使两极点之间的间距更大，故称之为极点分离补偿。

共源放大电路高频响应

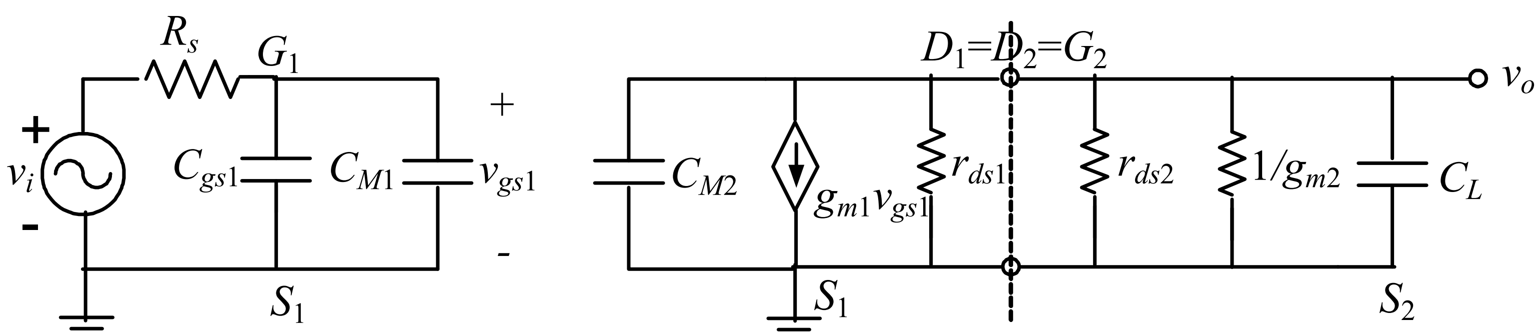


交流小信号等效电路



PMOS二极管负载

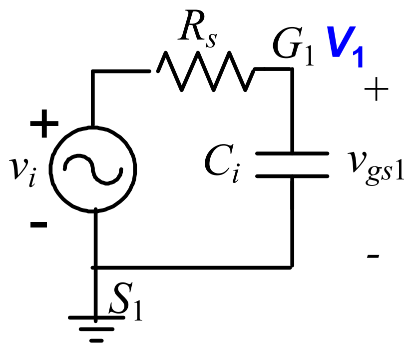
应用密勒定理化简

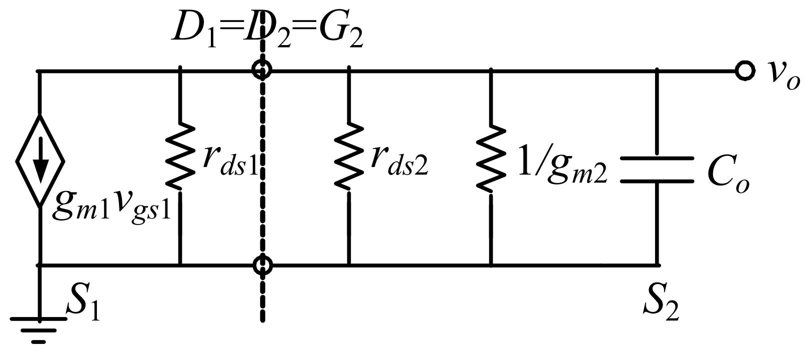


$$\left(C_{M_1}=C_{gd_1}\left[1-A(s)\right]\right)\gg C_{gd_1}$$

$$\left(C_{M_2}=C_{gd_1}\left(1-\frac{1}{A(s)}\right)\right)\approx C_{gd_1}$$

高频响应





$$C_i = C_{gs1} + C_{M1} \qquad C_o = C_{M2} + C_L$$

围绕结点G_1、输出节点V_o列写KCL方程

$$\left.\begin{aligned} &\frac{V_1 - V_i}{R_s} + sC_iV_1 = 0 \\ &g_{ds1}V_o + g_{ds2}V_o + sC_oV_o + g_{m1}V_1 + g_{m2}V_o = 0 \end{aligned}\right\} \rightarrow$$

$$G(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -\frac{g_{m1}}{g_{m2} + g_{ds1} + g_{ds2}} \frac{1}{(1 + sC_iR_s)} \frac{1}{\left(1 + sC_o \dfrac{1}{g_{m2} + g_{ds1} + g_{ds2}}\right)}$$

高频响应

$$G(s)=\frac{V_o(s)}{V_i(s)}=-\frac{g_{m1}}{g_{m2}+g_{ds1}+g_{ds2}}\frac{1}{(1+sC_iR_s)}\frac{1}{\left(1+sC_o\dfrac{1}{g_{m2}+g_{ds1}+g_{ds2}}\right)}$$

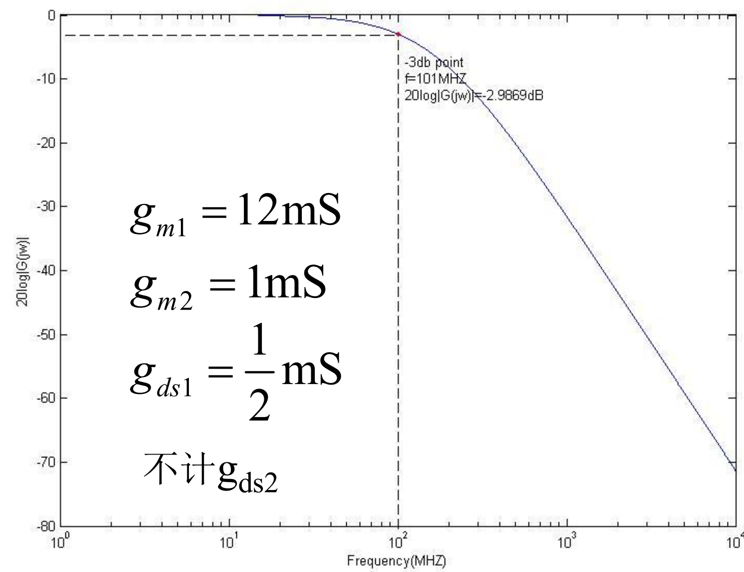
$$\tau_i=R_sC_i \qquad \tau_o=\frac{1}{g_{m1}+g_{ds1}+g_{ds2}}C_o$$

$$\omega_i=1\big/\tau_i,\ \omega_o=1\big/\tau_o$$

$$G(j\omega)=G(s)\big|_{s=j\omega}$$

$$=-\frac{g_{m1}}{g_{m2}+g_{ds1}+g_{ds2}}\frac{1}{\left(1+\dfrac{j\omega}{\omega_i}\right)}\frac{1}{\left(1+\dfrac{j\omega}{\omega_o}\right)}$$

$$\boxed{\begin{aligned}\omega_i&=1/\tau_i=800\times10^6\,\text{rad/s}\\ \omega_o&=1/\tau_o=1350\times10^6\,\text{rad/s}\end{aligned}}$$



$g_{m1}=12\text{mS}$

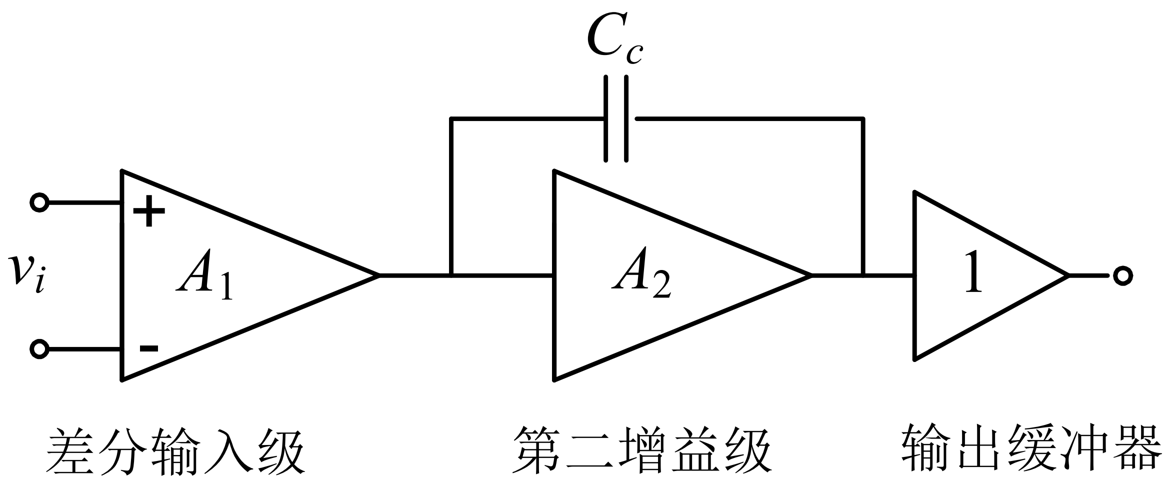
$g_{m2}=1\text{mS}$

$g_{ds1}=\frac{1}{2}\text{mS}$

不计g_{ds2}

由于存在C_{gd}，极点减小，但是输入极点减小更加明显 → **极点分离**

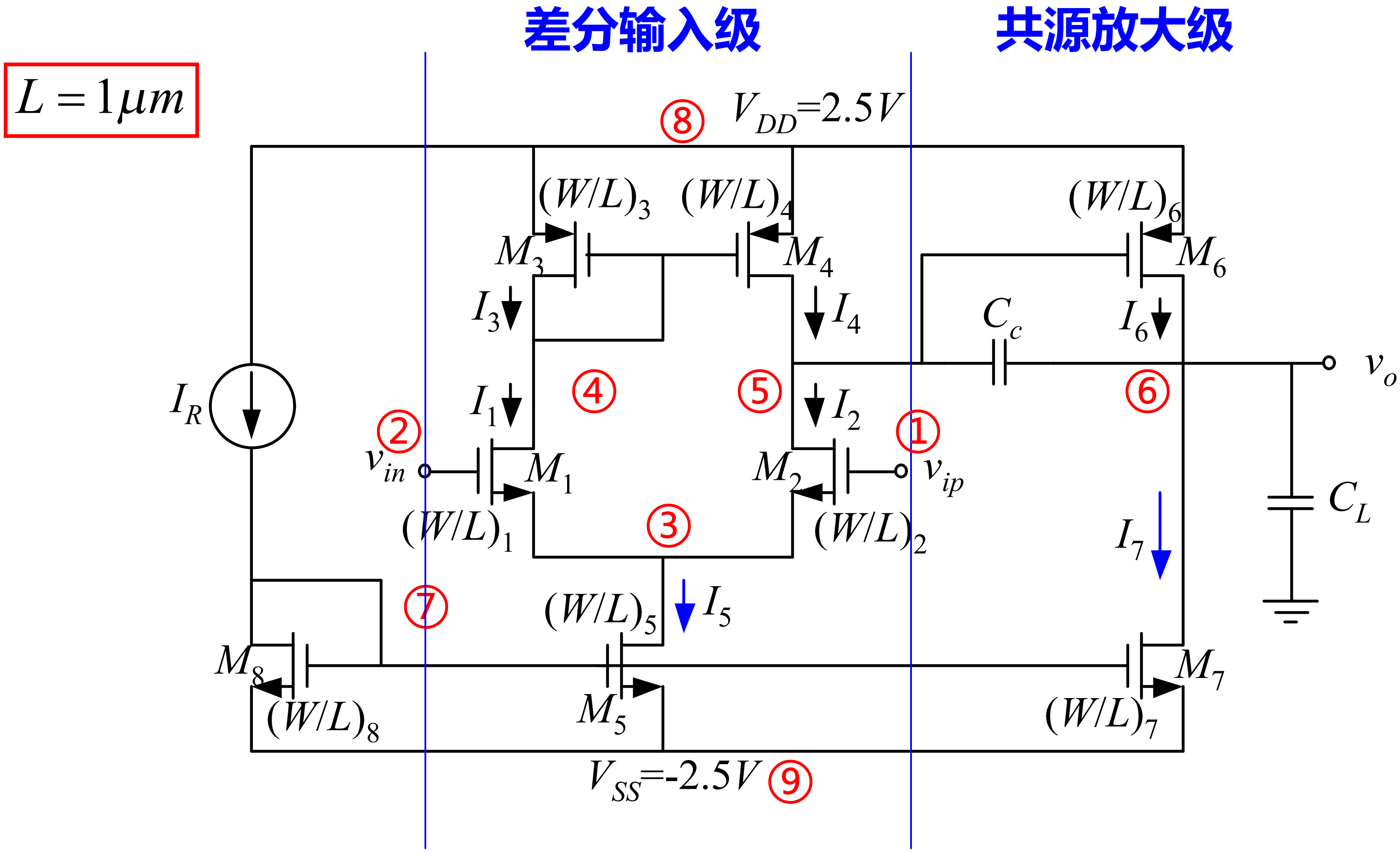
二级运放原理框图



1. 差分输入单端输出级
2. 有源负载共源放大级
3. 输出缓冲器

- 电容C_c，密勒补偿电容
  - 与共源放大管自身的C_{gd}并联
  - **极点分离**
  - 电容越大C_c，第二级增益越大，极点分离作用越明显

二级运放电路


差分输入级
共源放大级
$L = 1\mu m$
⑧ V_{DD}=2.5V
$(W/L)_3$
$(W/L)_4$
$(W/L)_6$
M_3
M_4
M_6
I_3
I_4
C_c
I_6
v_o
I_R
④
⑤
⑥
I_1
I_2
②
①
v_{in}
M_1
M_2
v_{ip}
$(W/L)_1$
③
$(W/L)_2$
C_L
I_7
⑦
$(W/L)_5$
I_5
M_8
M_7
$(W/L)_8$
M_5
$(W/L)_7$
V_{SS}=-2.5V ⑨

二级运放设计方程

确保相位裕度大于60°要求：

$$C_c \ge 0.22C_L (a) \qquad \frac{g_{m6}}{g_{m2}} > 10 (b)$$

单位增益带宽 $GBW = \dfrac{g_{m1}}{C_c} (c)$

摆率方程 $SR \approx \dfrac{I_5}{C_c} (d)$

差分放大级增益 $A_{v1} = -\dfrac{g_{m1}}{g_{ds2} + g_{ds4}} (e)$

共源放大级增益 $A_{v2} = -g_{m6} \dfrac{1}{g_{ds6} + g_{ds7}} (f)$

总增益

$$A_{v1} = A_{v1} A_{v2} = \frac{g_{m1}}{g_{ds2} + g_{ds4}} \frac{g_{m6}}{g_{ds6} + g_{ds7}} (g)$$

共模输入范围

$$V_{cm,\max} = V_{DD} - \sqrt{\frac{I_5}{\beta_3}} - |V_{T03}|(\max) + V_{T1}(\min) (h)$$

其中 $\beta_3 = \mu_{o.p} C_{ox} \left(\dfrac{W}{L} \right)_3$

$$V_{cm,\min} = V_{SS} + V_{DS5,sat} + V_{GS1}$$

其中 $\beta_1 = \mu_{o.n} C_{ox} \left(\dfrac{W}{L} \right)_1$

$$V_{DS5} = V_{in}(\min) - V_{SS} - \sqrt{\frac{I_5}{\beta_1}} - V_{T1}(\max) (i)$$

共模抑制比

$$CMRR = \frac{A_{vd}}{A_{vc}} = \frac{2 g_{m1} g_{m3}}{(g_{ds2} + g_{ds4}) g_{ds5}} (j)$$

二级运放设计方程

零点与极点：

零点 $z = \frac{g_{m6}}{C_c}$ (k)

第一极点 $p_1 \approx \frac{1}{g_{m6} R_1 R_2 C_c}$ (l)

第二极点 $p_2 \approx \frac{g_{m6}}{C_1 + C_2}$ (m)

静态功耗 $P = (V_{DD} - V_{SS})(I_5 + I_6)$ (n)

此组设计方程中，电路各性能参数均表示为跨导 g_m、漏源输出电导 g_{ds}，以及电流I的函数，或直接表示成栅极宽度W、长度L的函数。因为 g_m、g_{ds}，I与(W、L)的函数关系是确定的，所以此组设计方程都可用关于W、L的函数 表示

此组设计方程就是确定二级运放器件参数的约束条件当然，上述约束条件并非完全，还可以列出其它的约束条件，如建立时间、电源电压抑制比，噪声、占用芯片面积等

问题是提供约束条件的方程数大于待求的未知量(C_c与(W/L)i，i=1，2,…，8)。

业已提出了多种确定待求变量的方法，差别是选取哪几个方程确定待求变量。

下面推荐艾仑(P.E.Allen CMOS Analog Circuit Design)提出的方法