

AIC复习提纲 (第32讲)

授课教师：鲁文高

Email: wglu@pku.edu.cn

第二章 器件模型

- MOSFET的I-V特性
 - 饱和区电流公式
 - 线性区电流公式
 - 沟道长度调制效应
 - MOSFET的小信号模型
 - 低频小信号模型：图2.36
 - g_m 、 r_o 的表达式
 - 完整小信号模型：图2.38
-

MOSFET的I-V特性

$$\text{饱和区: } I_D = \frac{1}{2} \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})^2$$

$$\text{沟长调制: } I_D = \frac{1}{2} \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})^2 (1 + \lambda V_{DS})$$

$$\text{线性区: } I_D = \mu C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{th}) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right]$$

$$\text{深线性区: } I_D = \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th}) V_{DS}$$

$$\text{线性电阻: } R_{on} = \frac{1}{\mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})}$$

几个常用的表达式

$$\text{饱和区: } I_D = \frac{1}{2} \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})^2$$

$$V_{dsat} = V_{GS} - V_{th}$$

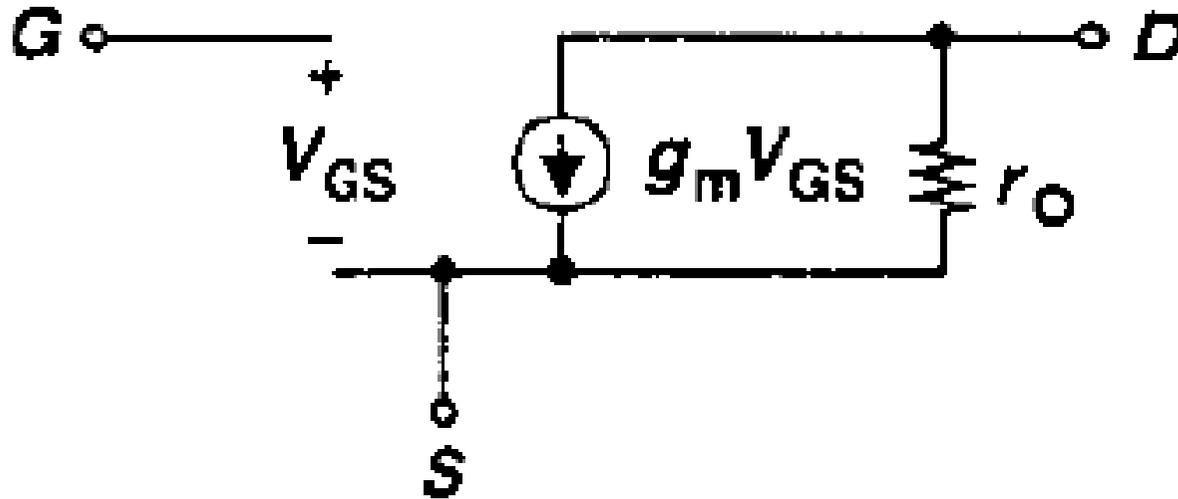
$$g_m = \mu C_{ox} \frac{W}{L} V_{dsat} = \frac{2I_D}{V_{dsat}} = \sqrt{2I_D \mu C_{ox} \frac{W}{L}}$$

$$r_o = \frac{1}{\lambda I_D}$$

$$g_m r_o = \frac{2}{\lambda \times V_{dsat}} = \frac{1}{\lambda} \times \sqrt{\frac{2\mu C_{ox} \frac{W}{L}}{I_D}}$$

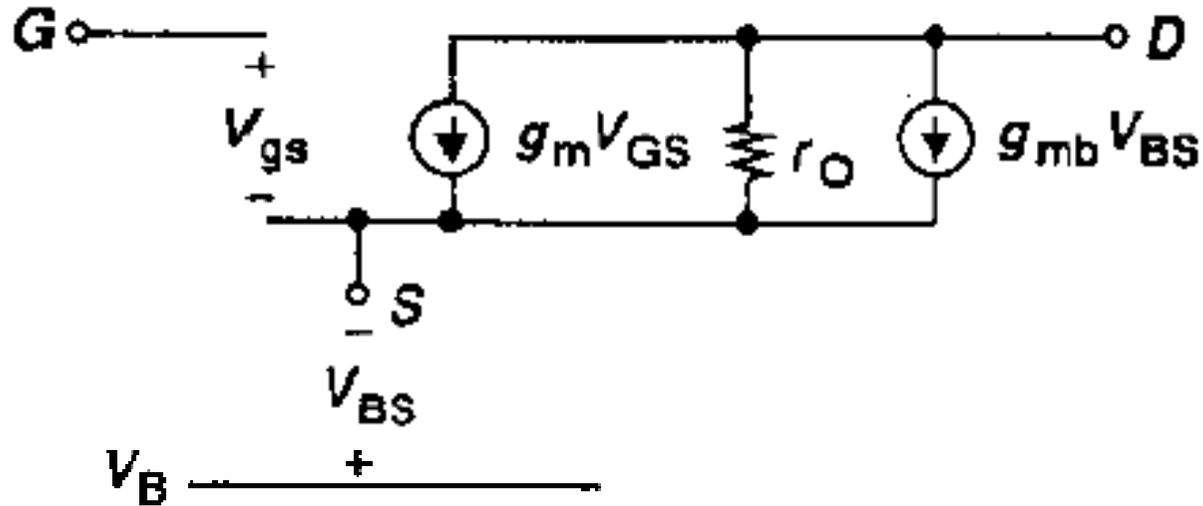
$$\lambda \propto \frac{1}{L}$$

MOSFET小信号模型（1）



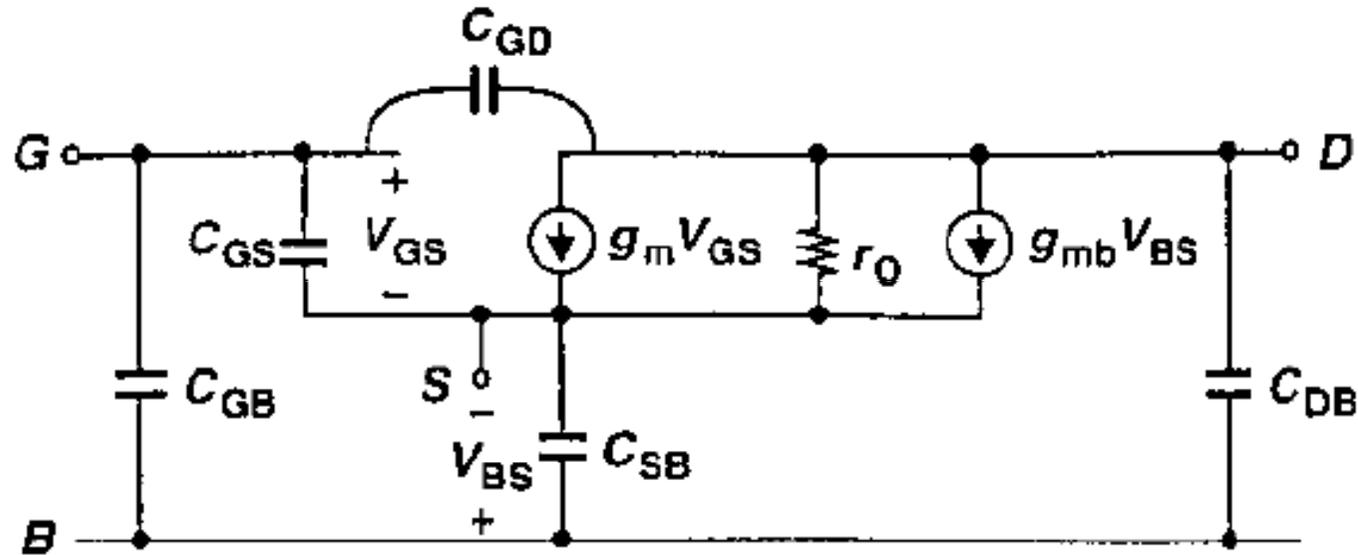
- $V_{BS}=0$ 时的低频小信号模型
 - 用于计算输出电阻、低频小信号增益
-

MOSFET小信号模型（2）



- 考虑衬偏效应时的**低频**小信号模型
- 用于计算输出电阻、低频小信号增益

完整的MOSFET小信号模型



- 用于计算各节点的时间常数
- 找出极点

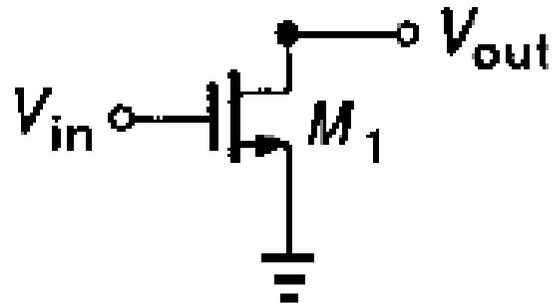
第三章 单级放大器

- 共源级
 - 共漏级
 - 共栅级
 - 共源共栅级
-

共源级

- 电阻负载
 - 电流源负载
 - 二极管接法的MOSFET负载
 - 源级负反馈
-

共源MOSFET



$$V_{gs} = V_1 = V_{in}$$

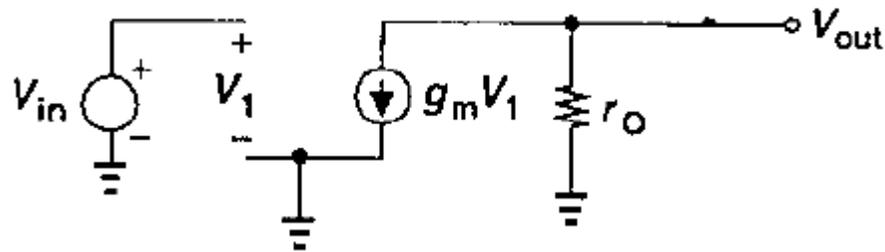
$$R_{out} = \left. \frac{V_{out}}{I_{out}} \right|_{V_{in}=0}$$

$$\because V_{in} = 0 \text{ 时, } I_{out} = \frac{V_{out}}{r_o}$$

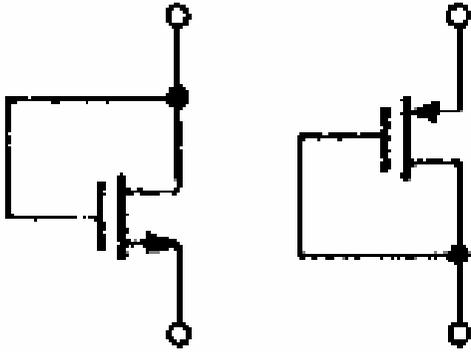
$$\therefore R_{out} = r_o$$

单管增益

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -g_m r_o$$

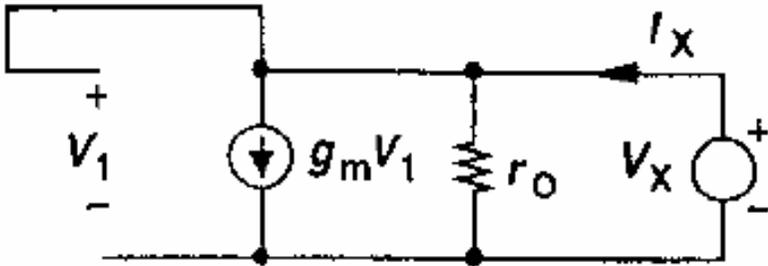


二极管接法的MOSFET

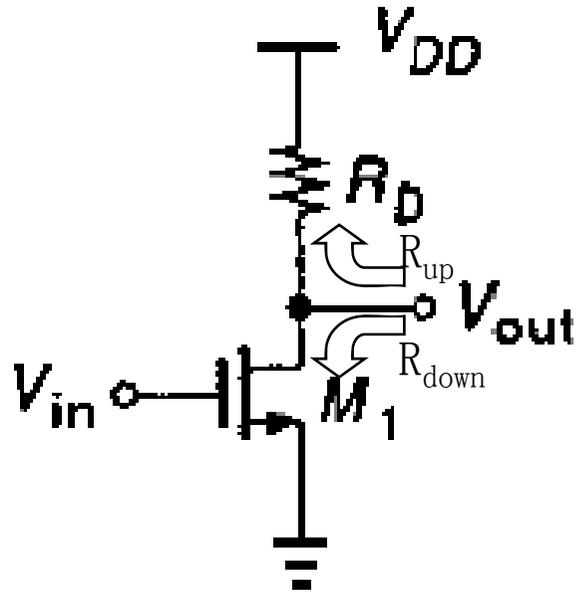


$$R_{out} = \frac{1}{g_m + \frac{1}{r_o}}$$

$$\approx \frac{1}{g_m} \quad (g_m r_o \gg 1)$$



带电阻负载的共源级



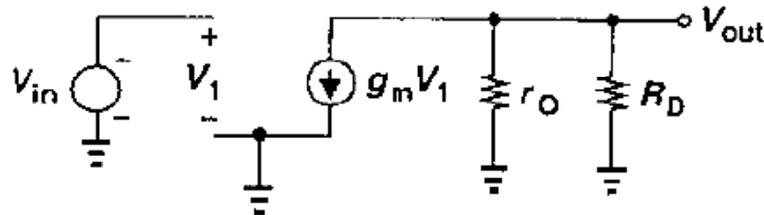
$$R_{up} = R_D$$

$$R_{down} = r_o$$

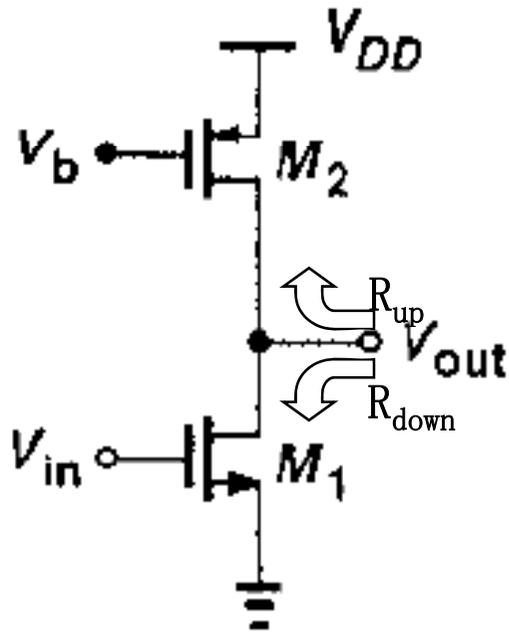
$$R_{out} = R_{up} \parallel R_{down} = (R_D \parallel r_o)$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -g_m R_{out} = -g_m (R_D \parallel r_o)$$

$$\approx -g_m R_D \quad (R_D \ll r_o)$$



电流源负载的共源级



$$R_{up} = r_{o2}$$

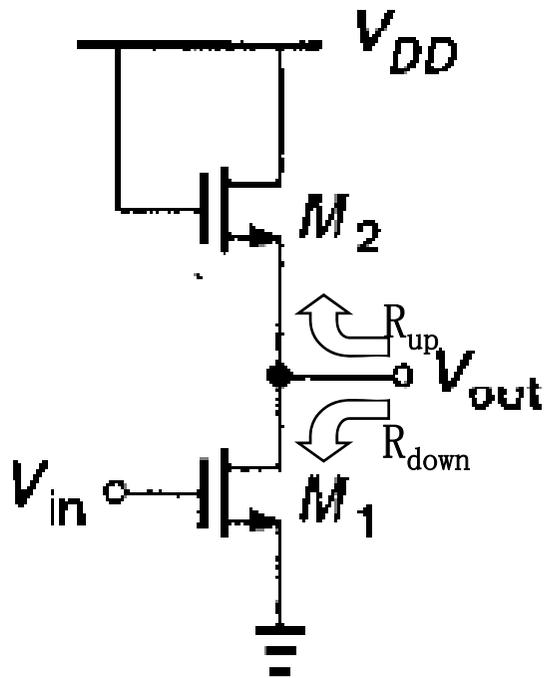
$$R_{down} = r_{o1}$$

$$R_{out} = R_{up} \parallel R_{down} = r_{o2} \parallel r_{o1}$$

$$A_{v0} = -g_{m1} R_{out}$$

$$= -g_{m1} (r_{o2} \parallel r_{o1})$$

二极管接法MOSFET负载的共源级



$$R_{up} \approx \frac{1}{g_{m2}}$$

$$R_{down} = r_{o1}$$

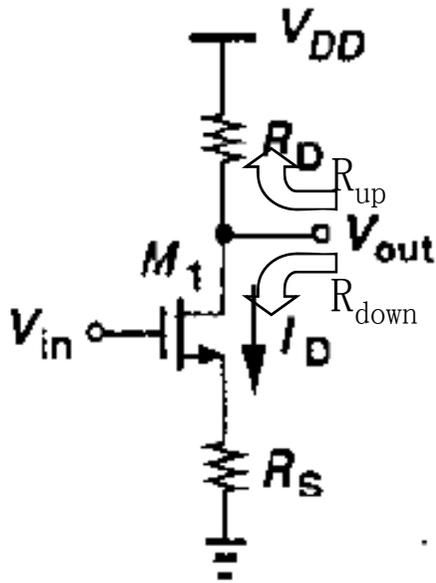
$$R_{out} = R_{up} \parallel R_{down} \approx \frac{1}{g_{m2}} \parallel r_{o1}$$

$$\approx \frac{r_{o1}}{1 + g_{m2}r_{o1}}$$

$$\approx \frac{1}{g_{m2}} \quad \left(\frac{1}{g_{m2}} \ll r_{o1} \right)$$

$$A_{v0} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -g_{m1}R_{out} \approx -\frac{g_{m1}}{g_{m2}}$$

带源极负反馈的共源级



$$G_m = \frac{g_m}{1 + g_m R_S}$$

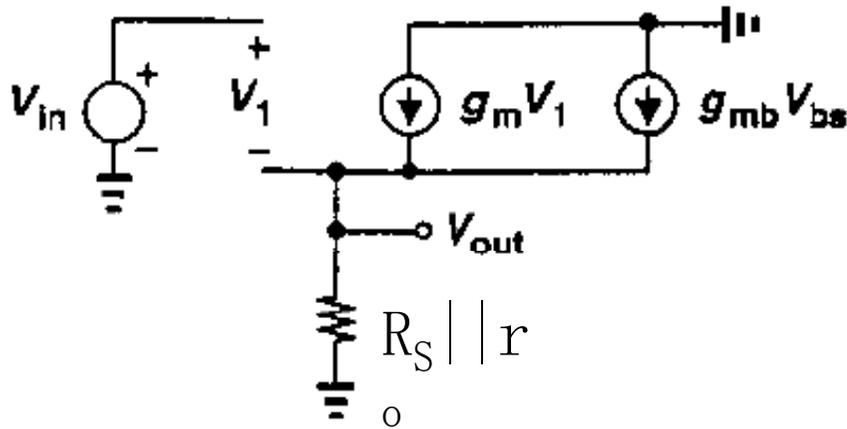
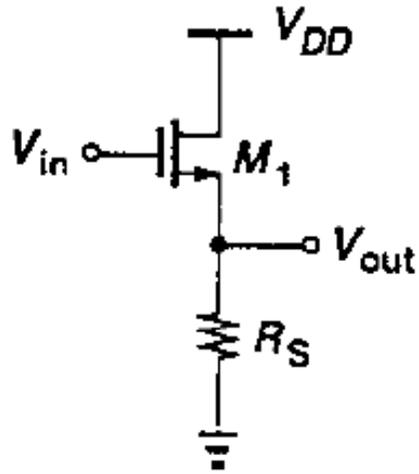
$$R_{up} = R_D$$

$$R_{down} \approx g_{m1} r_{o1} R_S$$

$$\therefore R_{out} = R_{up} \parallel R_{down} \approx R_D \quad (R_{down} \gg R_{up})$$

$$A_{v0} = -G_m R_{out} \approx -\frac{g_m}{1 + g_m R_S} R_D \approx -\frac{R_D}{R_S} \quad (g_m R_S \gg 1)$$

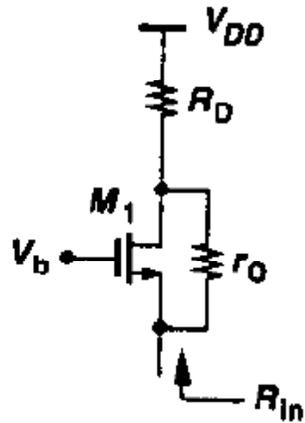
共漏MOSFET（源跟随器）



$$R_{out} \approx \frac{1}{g_m + g_{mb}}$$

$$A_{v0} = \frac{g_m}{\frac{1}{R_S \parallel r_o} + g_m + g_{mb}}$$

共栅管的输入电阻

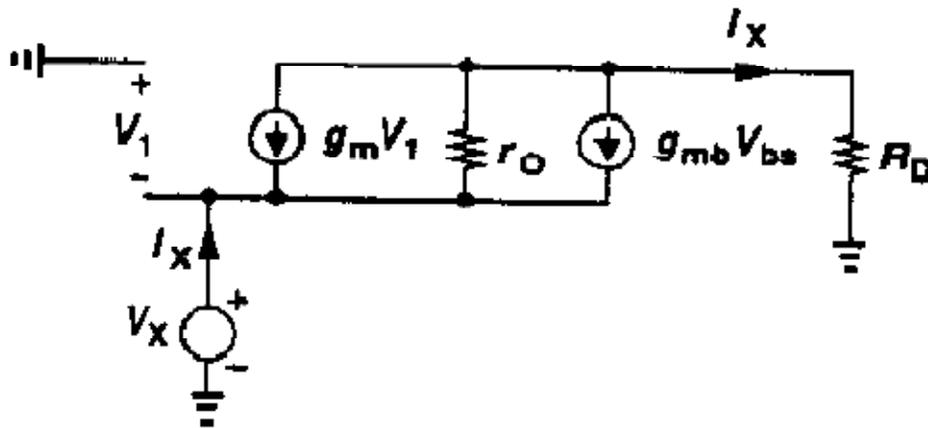


$$V_1 = 0 - V_X$$

$$V_{bs} = 0 - V_X$$

$$R_D I_X + r_o (I_X - (g_m + g_{mb}) V_X) = V_X$$

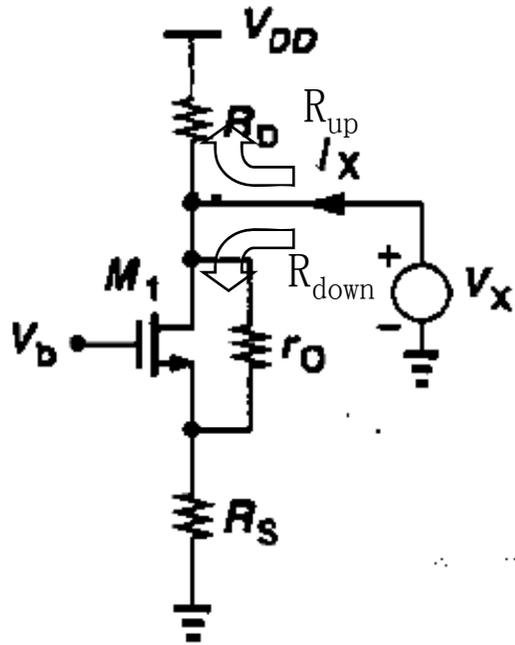
$$\frac{V_X}{I_X} = \frac{R_D + r_o}{1 + (g_m + g_{mb}) r_o}$$



共栅管用做电流放大器

没必要计算其电压放大倍数

共栅管的输出电阻



参考源极负反馈电阻的共源级

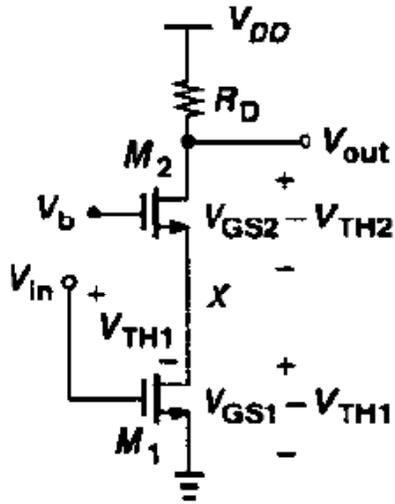
$$R_{out} = \frac{V_X}{I_X} = R_{up} \parallel R_{down}$$

$$R_{up} = R_D$$

$$R_{down} = R_S + r_o + (g_m + g_{mb})r_o R_S$$

$$\approx (g_m + g_{mb})r_o R_S$$

共源共栅级的输出阻抗（1）

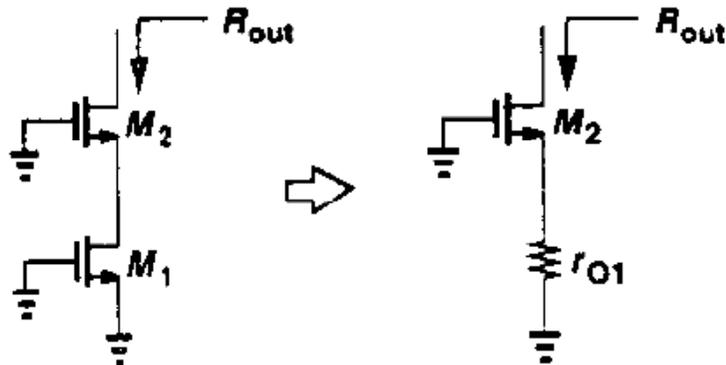


参考源极电阻负反馈的 共源级电路

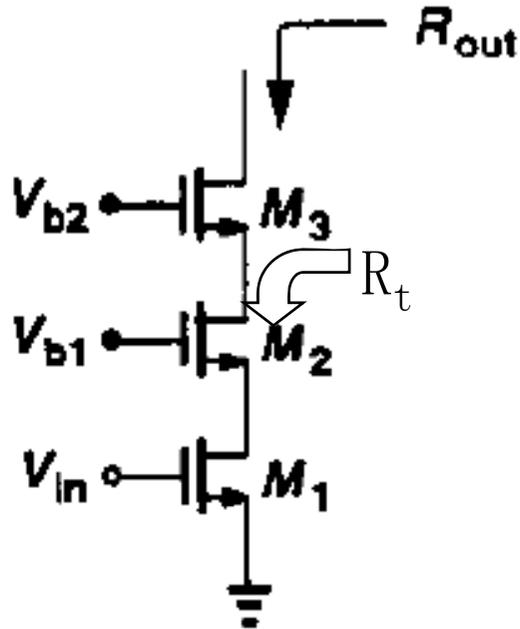
$$R_{out} = r_{o1} + r_{o2} + (g_{m2} + g_{mb2})r_{o2}r_{o1}$$

$$\approx (g_{m2} + g_{mb2})r_{o2}r_{o1}$$

$$\approx g_{m2}r_{o2}r_{o1} \quad (\text{忽略衬偏效应})$$



共源共栅级的输出阻抗（2）



参考源极电阻负反馈的共源级电路

$$R_t = r_{o1} + r_{o2} + (g_{m2} + g_{mb2})r_{o2}r_{o1}$$

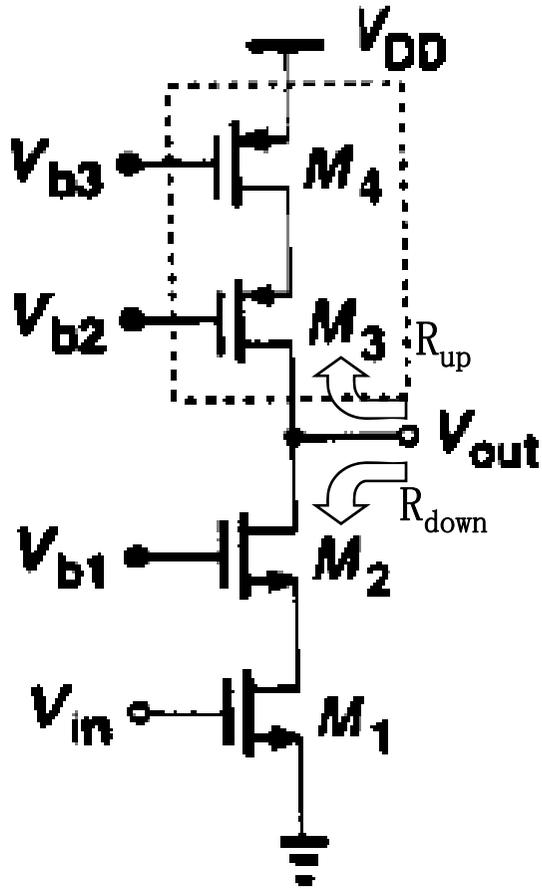
$$\approx (g_{m2} + g_{mb2})r_{o2}r_{o1}$$

$$\approx g_{m2}r_{o2}r_{o1} \quad (\text{忽略衬偏效应})$$

$$R_{out} \approx g_{m3}r_{o3}R_t$$

$$\approx g_{m3}r_{o3}g_{m2}r_{o2}r_{o1}$$

共源共栅级的输出阻抗 (3)



$$R_{up} \approx g_{m3} r_{o3} r_{o4}$$

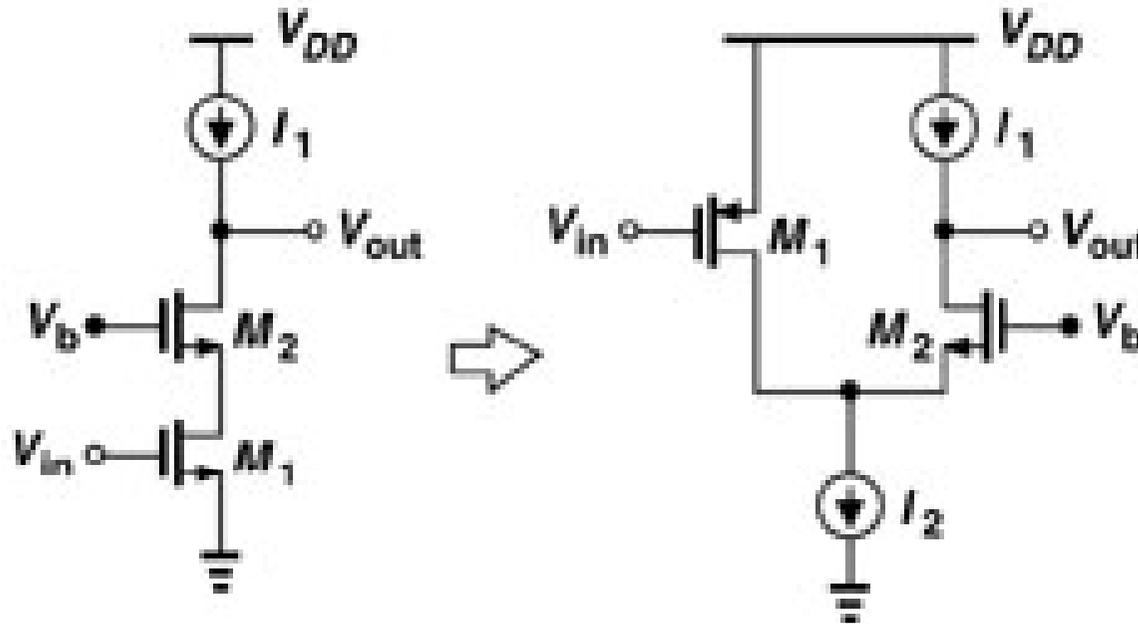
$$R_{down} \approx g_{m2} r_{o2} r_{o1}$$

$$R_{out} = R_{up} \parallel R_{down}$$

$$A_{v0} = -g_{m1} R_{out}$$

$$\approx -g_{m1} \left[(g_{m2} r_{o2} r_{o1}) \parallel (g_{m3} r_{o3} r_{o4}) \right]$$

折叠共源共栅的输出电阻与增益



$$R_{out} \approx r_{I_1} \parallel g_{m2} r_{o2} r_{o1}$$

$$R_{out} \approx r_{I_1} \parallel (g_{m2} r_{o2} (r_{o1} \parallel r_{I_2}))$$

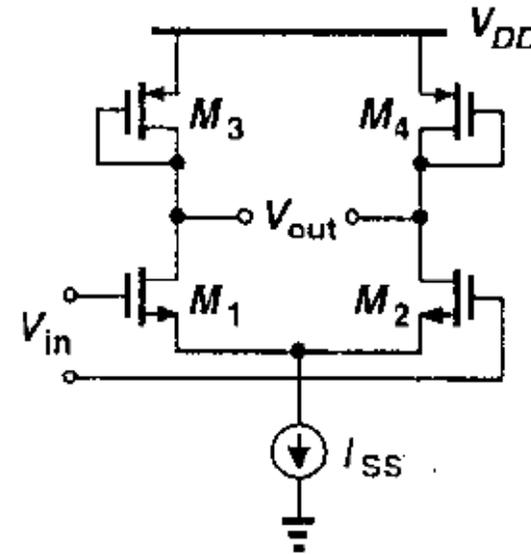
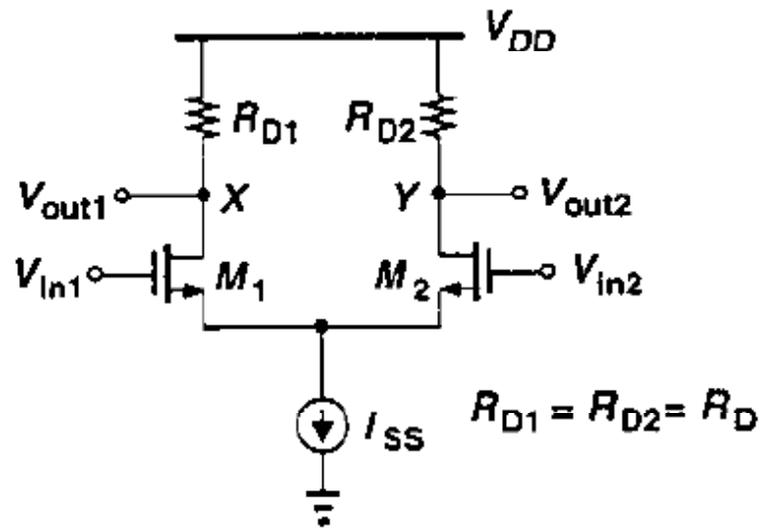
折叠点看进去的电阻为 $(r_{o1} \parallel r_{I_2})$

$$A_{v0} = -g_{m1} R_{out}$$

第四章 差分放大器

- 差分放大器的输出电阻
 - 差分放大器的增益
 - 输入共模电平 $V_{in, CM}$ 的范围
-

差分放大器的输出阻抗与增益 (1)



$$R_{out} = R_D \parallel r_{o1}$$

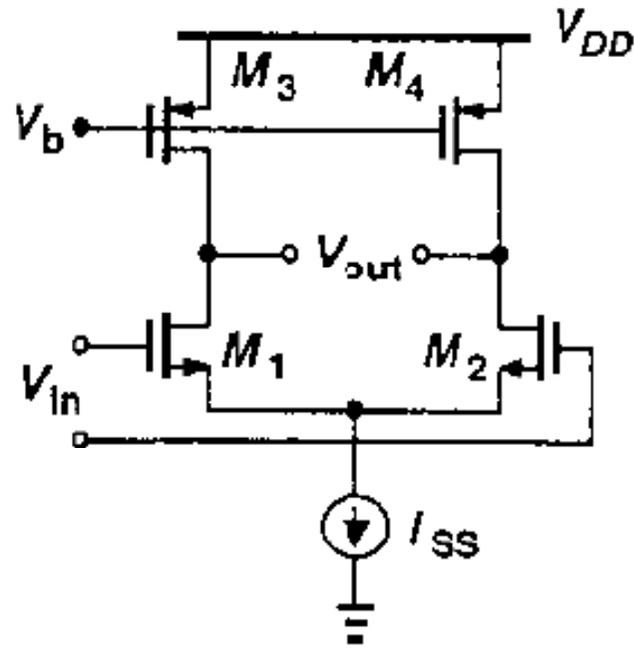
$$A_{v0} = g_{m1} R_{out} = \frac{g_{m1} r_{o1} R_D}{R_D + r_{o1}}$$

$$\approx g_{m1} R_D \quad (r_{o1} \gg R_D)$$

$$R_{out} = \frac{1}{g_{m3}} \parallel r_{o1} \approx \frac{1}{g_{m3}}$$

$$A_{v0} = g_{m1} R_{out} = \frac{g_{m1}}{g_{m3}} \quad (r_{o1} \gg \frac{1}{g_{m3}})$$

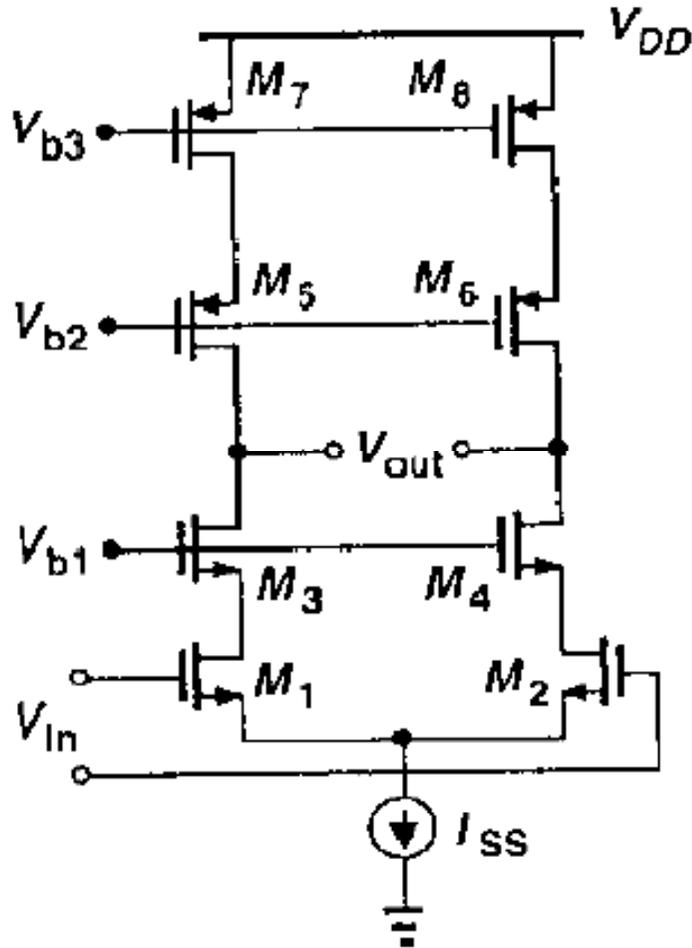
差分放大器的输出阻抗与增益（2）



$$R_{out} = r_{o1} \parallel r_{o3}$$

$$A_{v0} = g_{m1} (r_{o1} \parallel r_{o3})$$

共源共栅差分对



$$R_{out} \approx (g_{m3}r_{o3}r_{o1}) \parallel (g_{m5}r_{o5}r_{o7})$$

$$A_{v0} = g_{m1}R_{out}$$

第六章 频率特性

- Miller效应
 - 极点与结点的关联：图6.6
-

第七章 噪声

- 噪声类型：热噪声、闪烁噪声
 - 总输出噪声
 - 输入参考噪声
 - 单级放大器的噪声
 - 共源级：例7.10
 - 共源共栅级：忽略共栅级部分噪声
 - 折叠共源共栅级
-

关于噪声

注意：书上关于噪声的描述

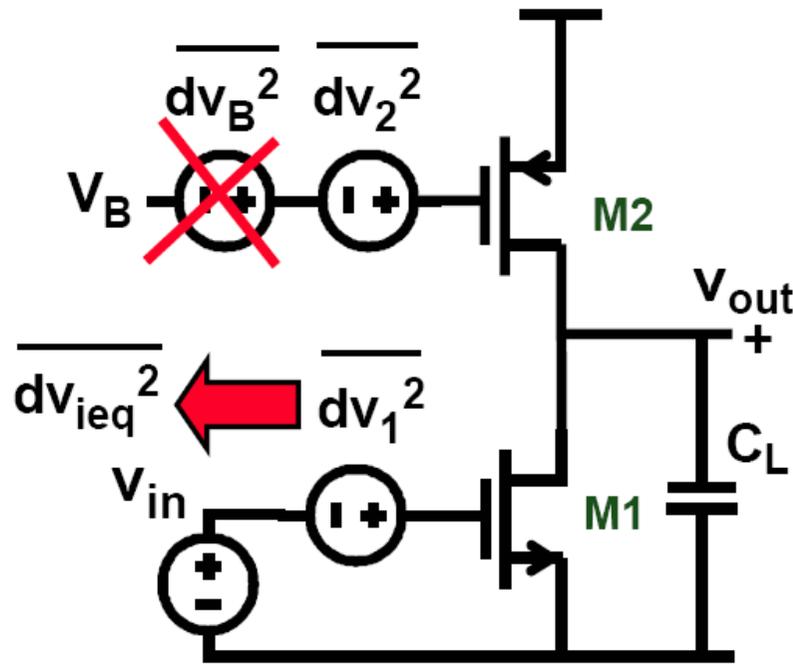
$\overline{v_n^2}$: 噪声谱密度, 其量纲为 V^2/Hz

$\overline{i_n^2}$: 噪声谱密度, 其量纲为 A^2/Hz

更确切的描述应该是

$$\frac{d\overline{v_n^2}}{df}, \frac{d\overline{i_n^2}}{df}$$

电流源负载的共源电路的热噪声



If $\overline{dv_B^2}$ is negligible :

$$\overline{di_{out}^2} = g_{m1}^2 \overline{dv_1^2} + g_{m2}^2 \overline{dv_2^2}$$

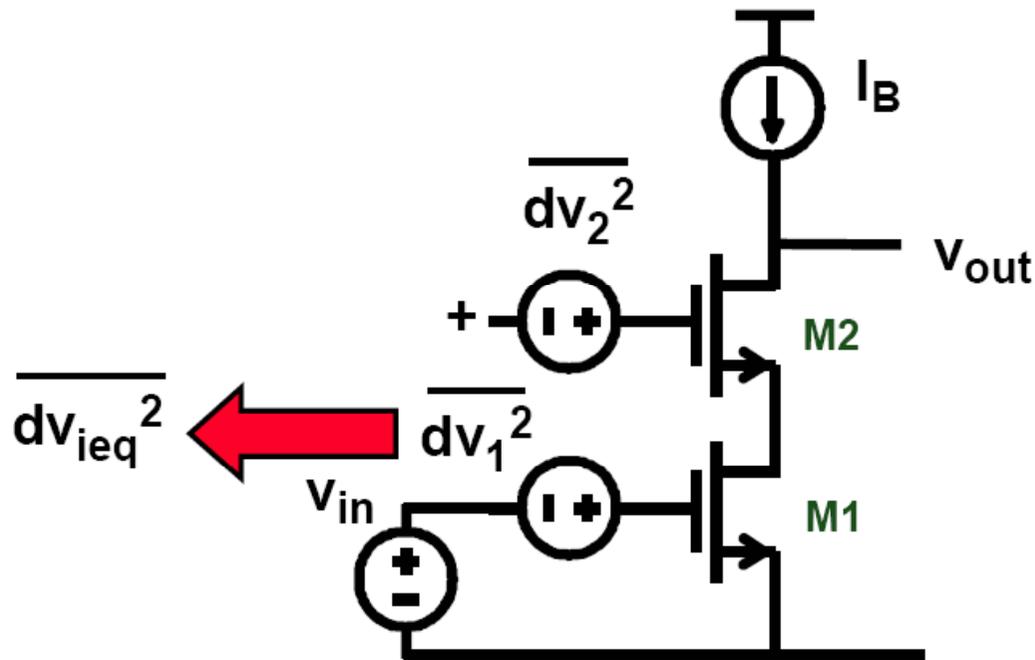
$$\overline{dv_{ieq}^2} = \overline{dv_1^2} + \overline{dv_2^2} \left(\frac{g_{m2}}{g_{m1}} \right)^2$$

$$\overline{dv_{ieq}^2} = \overline{dv_1^2} \left(1 + \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \right)$$

Small g_{m2} : small $(W/L)_2$ or large $(V_{GS} - V_T)_2$

为了降低这种电路的噪声，应提高 $|V_{dsat2}|$ *why?* $g_{m2} = \frac{2I_D}{V_{dat}}$

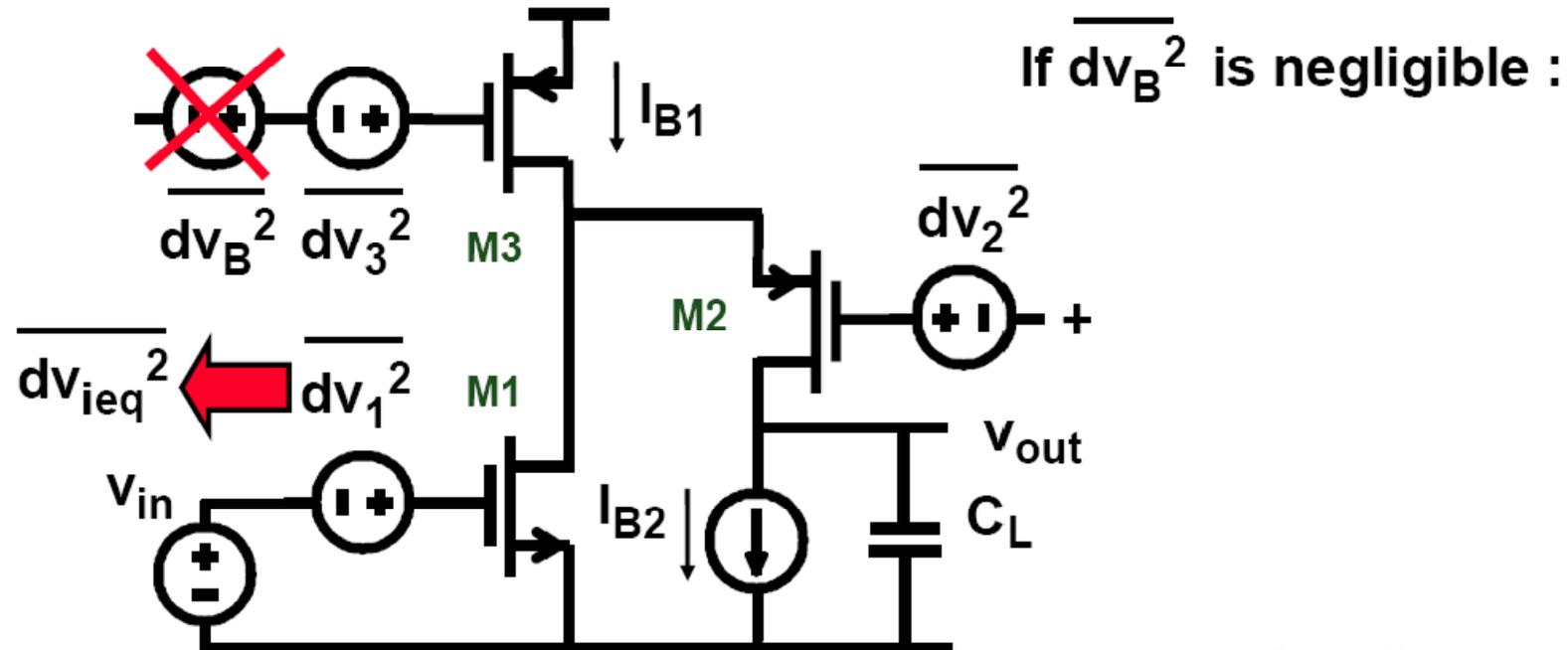
共源共栅电路的热噪声



$$\overline{dV_{ieq}^2} = \overline{dV_1^2} + \overline{dV_2^2} \frac{1}{(g_{m1} r_{o1})^2} \approx \overline{dV_1^2}$$

低频情况下，共栅管几乎不贡献噪声！！！！

折叠共源共栅电路的热噪声

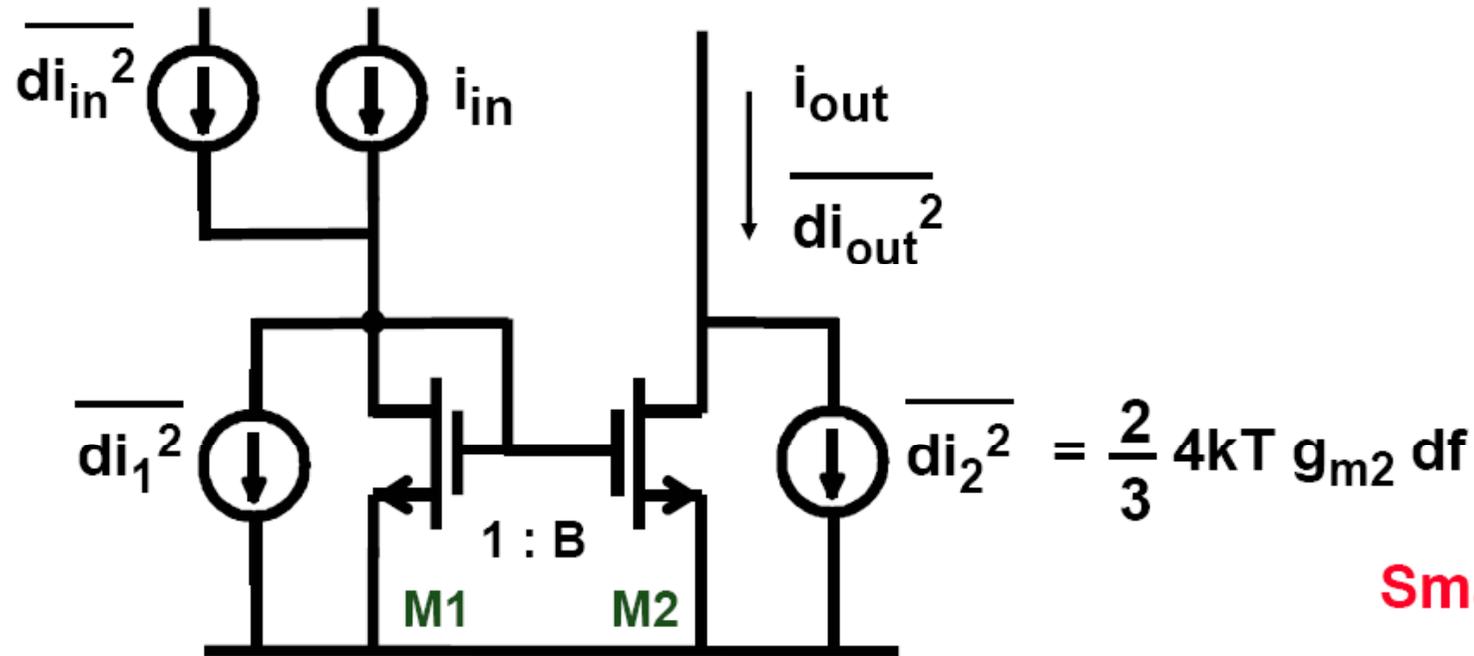


$$\overline{dv_{ieq}^2} = \overline{dv_1^2} + \overline{dv_2^2} \frac{1}{(g_{m1} r_{o1})^2} + \overline{dv_3^2} \frac{(g_{m3})^2}{(g_{m1})^2}$$

Small g_{m3} :
 $(W/L)_3 \downarrow$
 $(V_{GS}-V_T)_3 \uparrow$

为了降低这种电路的噪声，应提高 $|V_{dsat3}|$

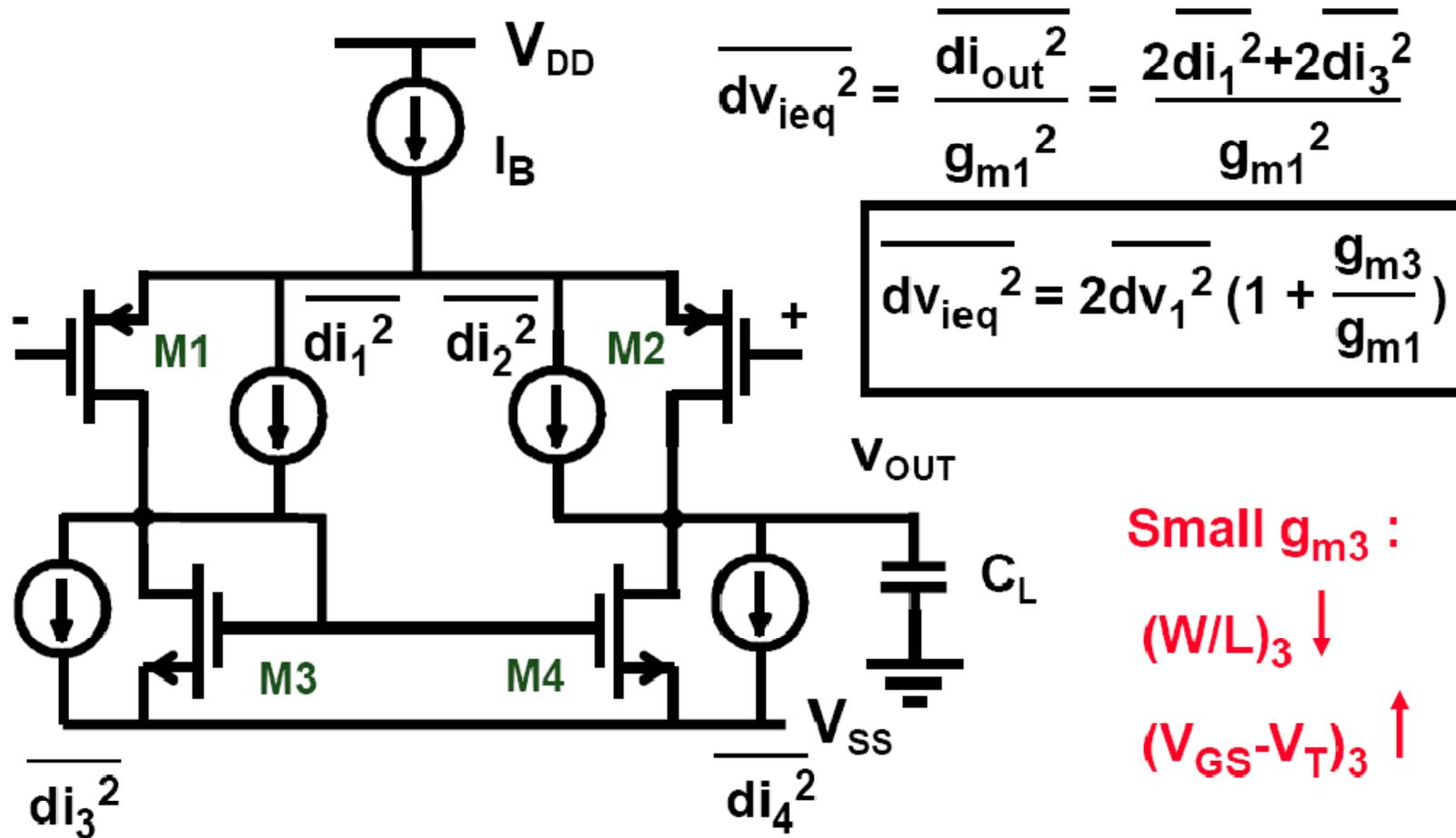
电流镜的热噪声



Small g_m :
 $(W/L) \downarrow$
 $(V_{GS} - V_T) \uparrow$

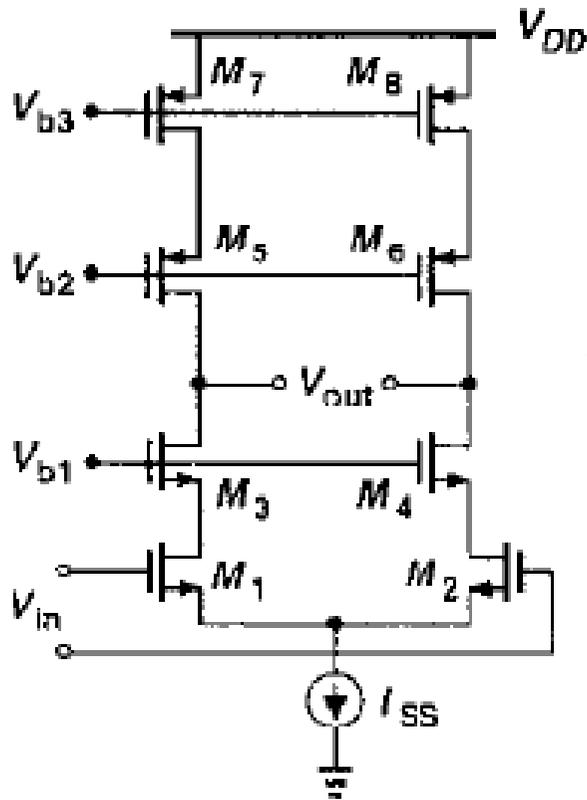
为了降低这种电路的噪声，应提高 V_{dsat}

差分对的热噪声



为了降低这种电路的噪声，应提高负载管的 V_{dsat}

共源共栅运放的噪声

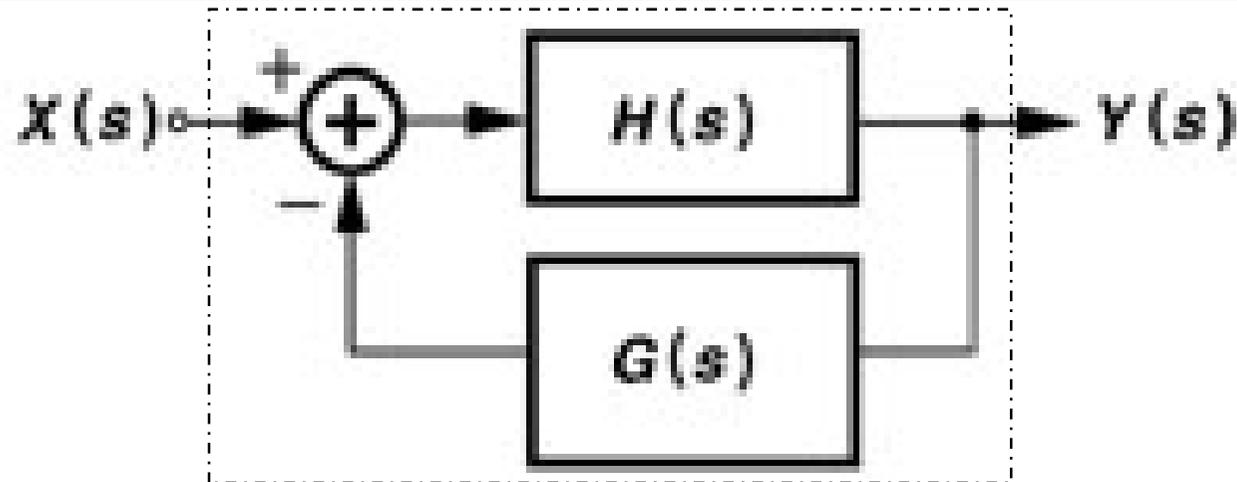


$$\overline{V_{ieq}^2} = 2\overline{V_1^2} \left(1 + \frac{g_{m7}}{g_{m1}} \right) \text{ 其中 } \overline{V_1^2} = 4kT \frac{2}{3g_{m1}}$$

第八章 反馈

- 反馈概述
 - 降低增益灵敏度
 - 扩展带宽
 - 环路增益、开环增益、闭环增益等概念
 - 四种反馈结构
 - 负载的影响
 - 四种二端口网络模型
-

反馈



$X(s)$: 输入信号; $Y(s)$: 输出信号

$Y(s) / X(s)$: 闭环传输函数, 闭环增益

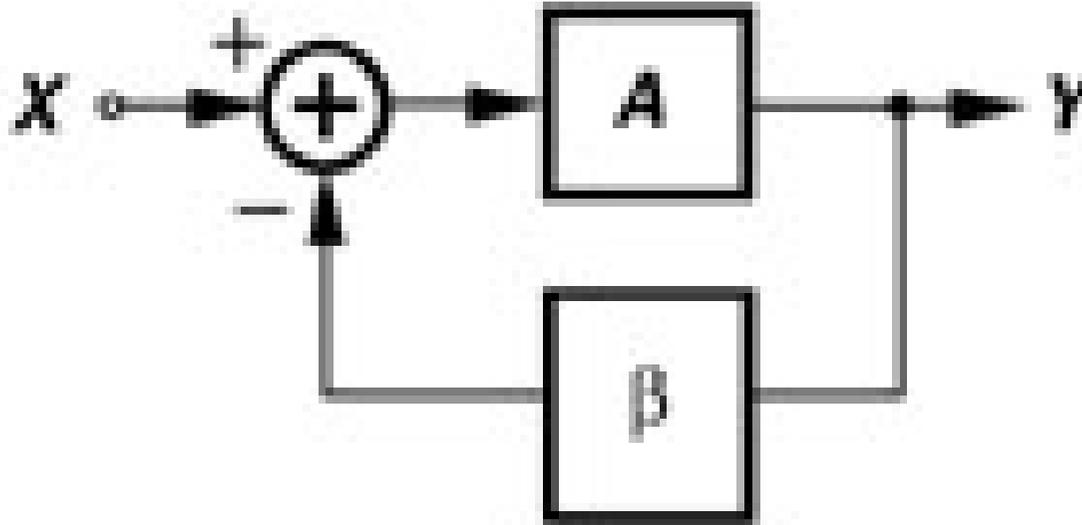
$H(s)$: 前馈网络; 开环传输函数, 开环增益

$G(s)$: 反馈网络; 若与频率无关, 可用 β 代替

$H(s) \times G(s)$: 环路增益

β : 反馈系数

反馈的特性1：降低增益灵敏度



$$A_{CL} = \frac{Y}{X} = \frac{A}{1 + A\beta} = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{A\beta}{1 + A\beta} \approx \frac{1}{\beta} \quad (\text{if } A\beta \gg 1)$$

$$\frac{dA_{CL}}{dA} = \frac{1}{(1 + A\beta)^2}$$

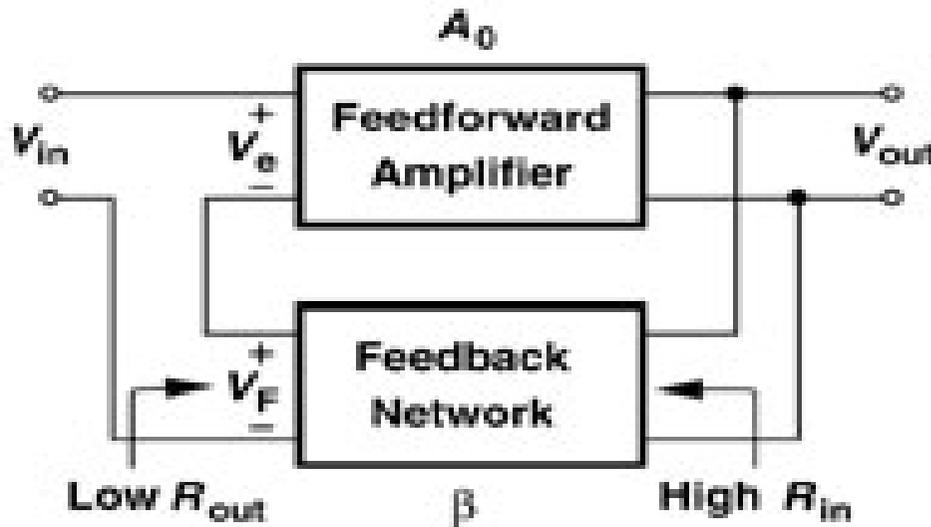
$$\frac{dA_{CL}}{A_{CL}} = \frac{1}{1 + A\beta} \times \frac{dA}{A}$$

反馈的特性3： 扩展带宽

Given $A = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_0}}$ ← 扩展前

$$A_{CL} = \frac{A}{1 + A\beta} = \frac{\frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_0}}}{1 + \frac{A_0\beta}{1 + \frac{s}{\omega_0}}} = \frac{\frac{A_0}{1 + A_0\beta}}{1 + \frac{s}{\omega_0(1 + A_0\beta)}} \leftarrow \text{扩展后}$$

电压-电压反馈



$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A_0}{1 + \beta \cdot A_0}$$

- 前馈网络 A_0 : V-V; 反馈网络 β : V-V
- 信号检测: 前馈网络的输出, 电压信号, **并联**
- 信号返回: 前馈网络的输入, 电压信号, **串联**
- 也称串联-并联反馈:
 - “串联-并联反馈”, 反馈信号与输入信号串联, 检测信号与输出信号并联
 - “电压-电压反馈”, 描述了反馈网络的特性
 - 两种说法角度不同, 信号的顺序也不同

电压-电压反馈的特性

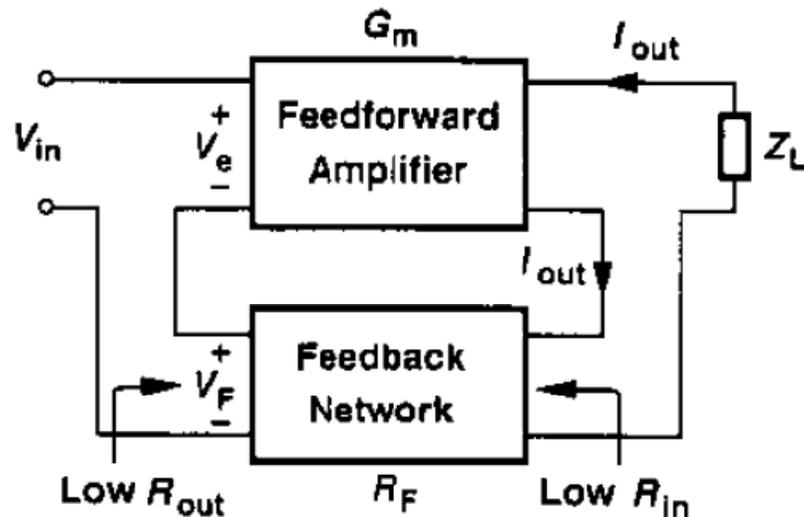
- 输入端串联，
 - 输入电阻增大
- 输出端并联，
 - 输出电阻减小

$$R_{in,cl} = (1 + A_0\beta)R_{in}$$

$$R_{out,cl} = \frac{R_{out}}{1 + A_0\beta}$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A_0}{1 + A_0\beta}$$

电流-电压反馈



$$\frac{I_{out}}{V_{in}} = \frac{G_m}{1 + G_m \cdot R_F}$$

- 前馈网络 G_m : V-I; 反馈网络 R_F : I-V
- 信号检测: 前馈网络的输出, 电流信号, **串联**
- 信号返回: 前馈网络的输入, 电压信号, **串联**
- 也称**串联-串联反馈**
- G_m : 前馈网络增益, 导纳的量纲
- R_F : 反馈网络增益, 电阻的量纲
- $G_m \times R_F$: 无量纲

电流-电压反馈的特性

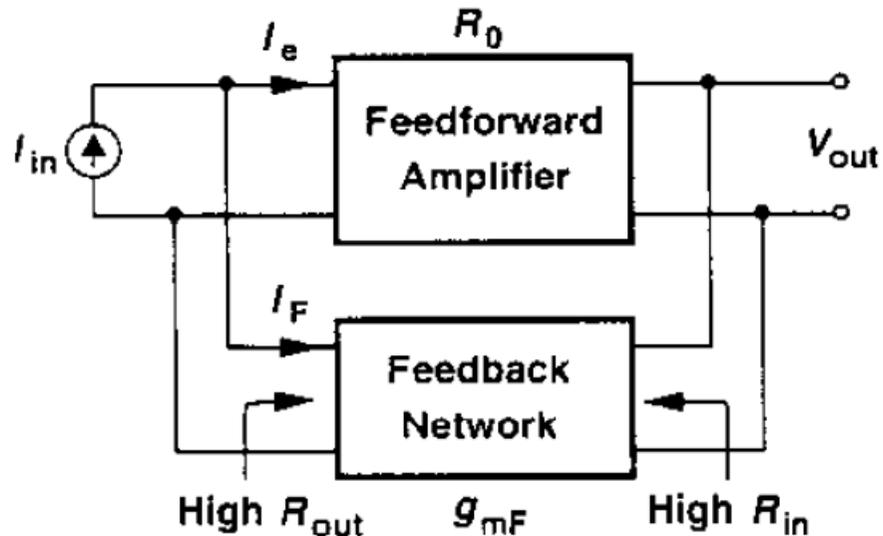
- 输入端串联，
 - 输入电阻增大
- 输出端串联，
 - 输出电阻增大

$$R_{in,cl} = (1 + G_m R_F) R_{in}$$

$$R_{out,cl} = (1 + G_m R_F) R_{out}$$

$$\frac{I_{out}}{V_{in}} = \frac{G_m}{1 + G_m R_F}$$

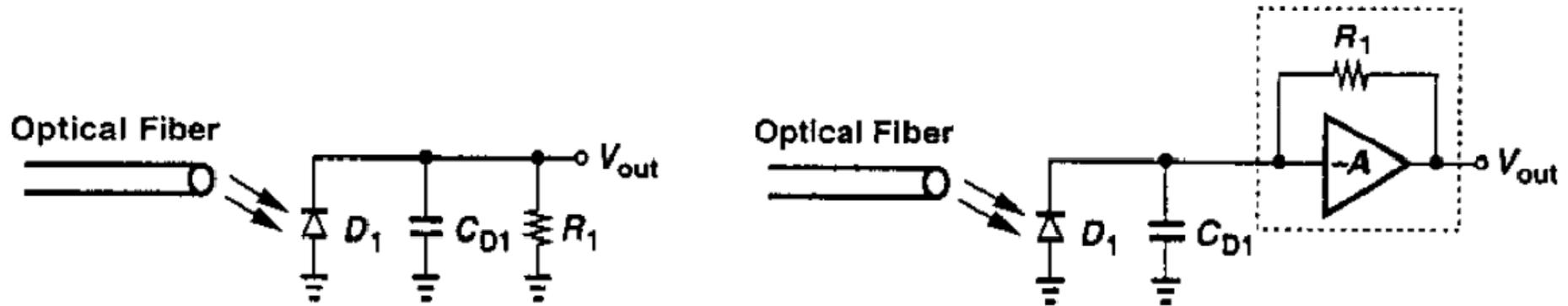
电压-电流反馈



$$\frac{V_{out}}{I_{in}} = \frac{R_0}{1 + R_0 \cdot G_{mF}}$$

- 前馈网络 R_0 : I-V; 反馈网络 g_{mF} : V-I
- 信号检测: 前馈网络的输出, 电压信号, 并联
- 信号返回: 前馈网络的输入, 电流信号, 并联
- 也称**并联-并联反馈**
- R_0 : 前馈网络增益, 电阻的量纲
- G_{mF} : 反馈网络增益, 导纳的量纲
- $R_0 \times G_{mF}$: 无量纲

电压-电流反馈的应用：光纤接收器



- 左图，输入阻抗 R_1
 - 时间常数大，带宽小
- 右图，输入阻抗为 $R_1/(1+A)$
 - 时间常数小，带宽大

电压-电流反馈的特性

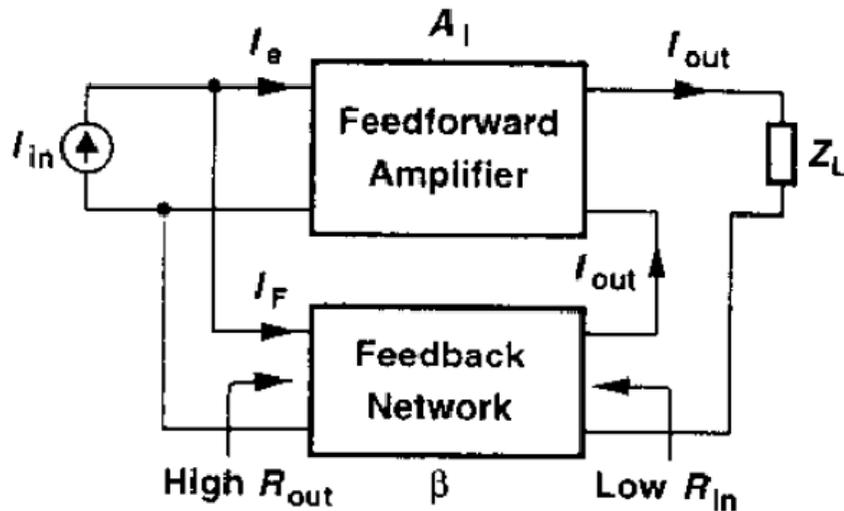
- 输入端并联，
 - 输入电阻减小
- 输出端并联，
 - 输出电阻减小

$$R_{in,cl} = \frac{R_{in}}{1 + R_0 G_{mF}}$$

$$R_{out,cl} = \frac{R_{out}}{1 + R_0 G_{mF}}$$

$$\frac{V_{out}}{I_{in}} = \frac{R_0}{1 + R_0 G_{mF}}$$

电流-电流反馈



$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{A_I}{1 + A_I \cdot \beta}$$

- 前馈网络 A_I : I-I; 反馈网络 β : I-I
- 信号检测: 前馈网络的输出, 电流信号, **串联**
- 信号返回: 前馈网络的输入, 电流信号, **并联**
- 也称**并联-串联反馈**

电流-电流反馈的特性

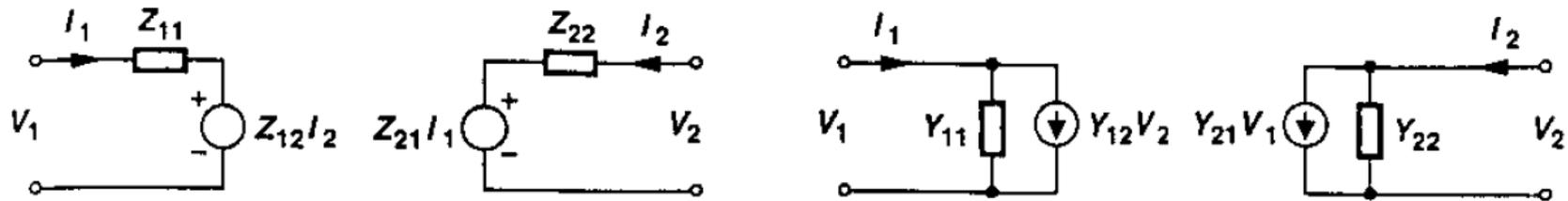
- 输入端并联，
 - 输入电阻减小
- 输出端串联，
 - 输出电阻增大

$$R_{in,cl} = \frac{R_{in}}{1 + A_I \beta}$$

$$R_{out,cl} = R_{out} (1 + A_I \beta)$$

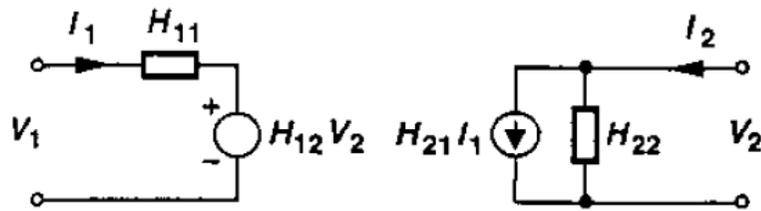
$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{A_I}{1 + A_I \beta}$$

二端口线性时不变系统的四种模型



(a)

(b)



(c)

(d)

- a. Z模型
- b. Y模型
- c. H模型
- d. G模型

反馈网络类型与二端口网络模型选取

二端口网络一般描述

$$O_1 = T_{11}X_1 + T_{12}X_2$$

$$O_2 = T_{21}X_1 + T_{22}X_2$$

反馈网络类型	X_1	X_2	O_2
电压-电压反馈 G模型	电压（并联检测） 短路求 T_{22}	电流 开路求 T_{11}	电压（串联返回） 串联-并联
电流-电压反馈 Z模型	电流（串联检测） 开路求 T_{22}	电流 开路求 T_{11}	电压（串联返回） 串联-串联
电压-电流反馈 Y模型	电压（并联检测） 短路求 T_{22}	电压 短路求 T_{11}	电流（并联返回） 并联-并联
电流-电流反馈 H模型	电流（串联检测） 开路求 T_{22}	电压 短路求 T_{11}	电流（并联返回） 并联-串联

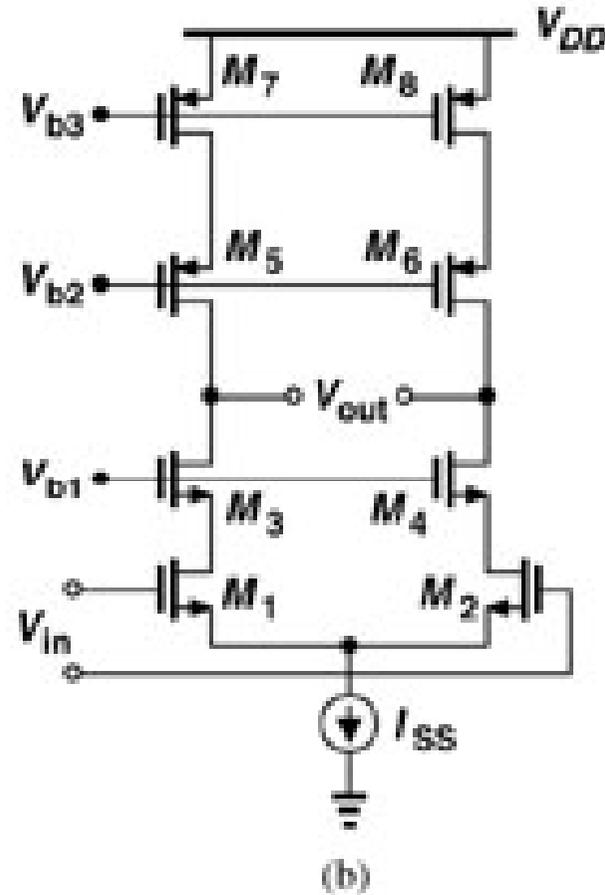
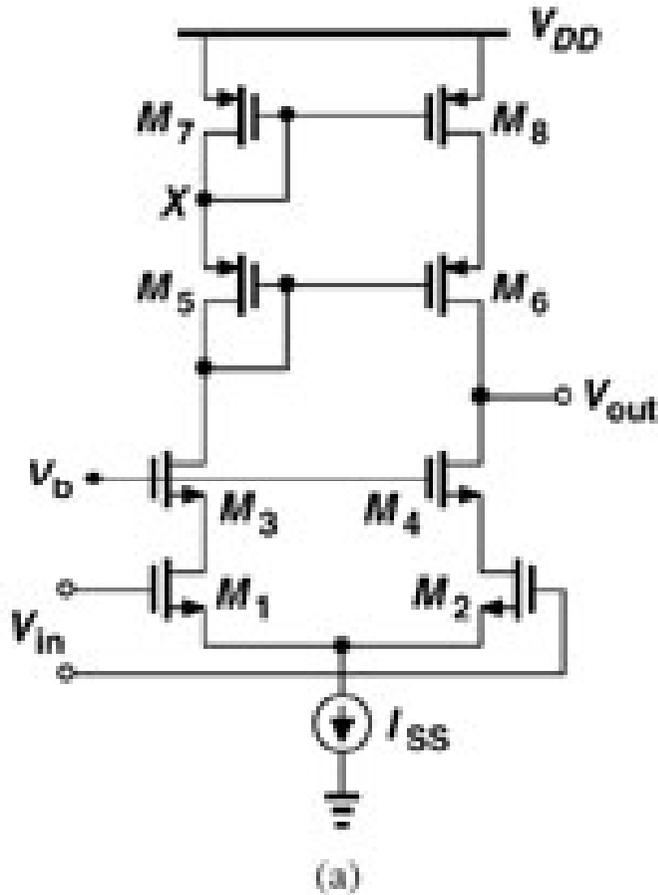
考虑负载的计算

- 例8.7
 - 例8.8
 - 例8.9
 - 例8.10
 - 作业8.9
 - 作业8.16
-

第九章 运放

- 增益的计算
 - 小信号带宽
 - 共模输入摆幅
 - 共模输出摆幅
 - 共源共栅运放的设计
 - 折叠共源共栅运放的设计
 - 增益提高 (gain boosting) 技术的原理
 - 运放的噪声
-

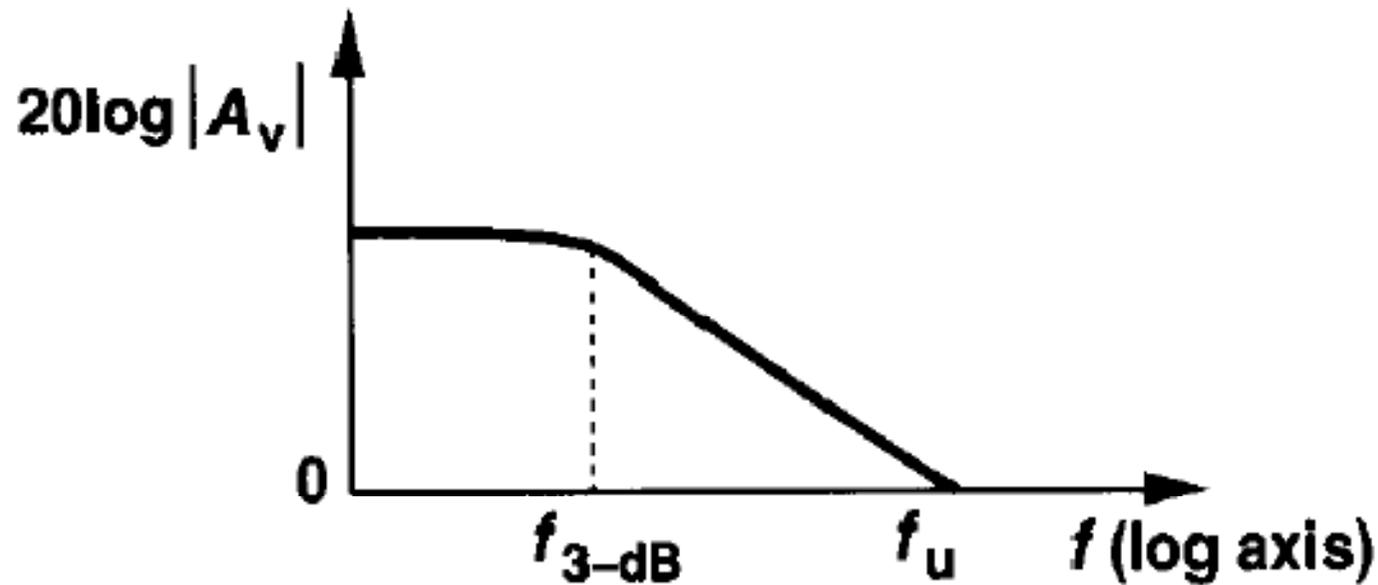
增益的计算



$$A_{v0} = g_{m2} (g_{m4} r_{o4} r_{o2} \parallel g_{m6} r_{o6} r_{o8})$$

小信号带宽

- 小信号带宽通常定义为单位增益频率 f_u
- 通常 f_u 等于GBW
- 3dB频率 $f_{3\text{dB}}$ 与 f_u 的示意如下（均为对数坐标）



小信号带宽与信号建立时间的关系

设前馈放大器为单极点系统

$$A(s) = \frac{A_0}{1 + s/\omega_0}$$

闭环带宽扩展为 $(1 + \beta A_0)$ 倍

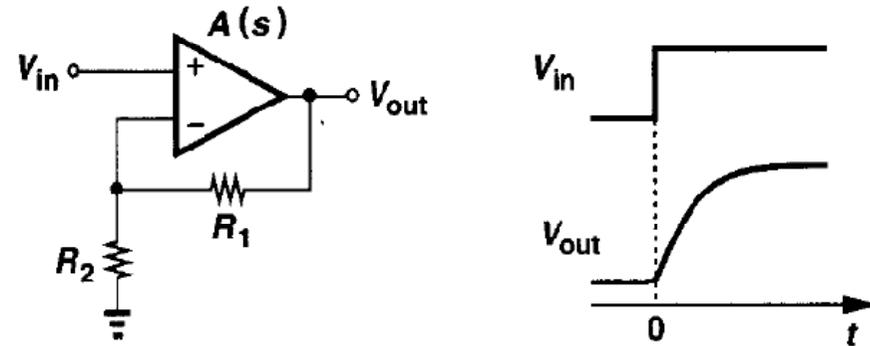
$$\text{时间常数 } \tau = \frac{1}{(1 + \beta A_0)\omega_0} \approx \frac{1}{\beta A_0 \omega_0}$$

$$V_{in} = au(t)$$

$$V_{out} = a \frac{A_0}{1 + \beta A_0} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) u(t)$$

$$1\% \text{ 稳定精度: } t_{1\%} = \tau \ln 100 \approx 4.6\tau$$

$$0.1\% \text{ 稳定精度: } t_{0.1\%} = \tau \ln 1000 \approx 6.9\tau$$



稳定精度1%

稳定时间小于5ns

$$1/\beta = 1 + R_1/R_2 = 10$$

则 $\tau \approx 1.09\text{ns}$

$$f_u \approx \omega_0 / 2\pi \approx 1 / (2\pi\beta\tau)$$

$$\approx 1.46 \text{ GHz}$$

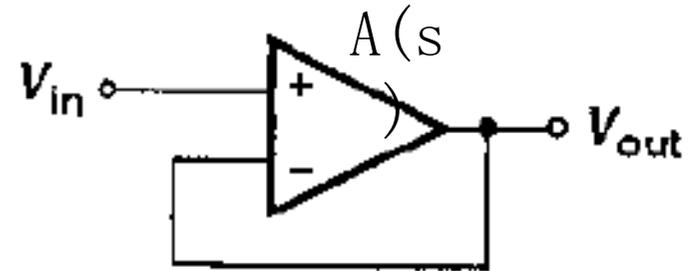
GBW与小信号建立时间(1)

设放大器的低频增益 A_0 , 带宽 $BW = f_d$.

则增益带宽积 $GBW = A_0 f_d$

若该放大器为单极点系统

$$A(s) = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_0}} \text{ 其中 } \omega_0 = 2\pi f_d$$



$$\text{闭环系统传输函数为 } \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{\frac{A_0}{1 + A_0}}{1 + \frac{s}{(1 + A_0)\omega_0}}$$

闭环系统的角频率带宽扩展为 $(1 + A_0)\omega_0$

$$\text{时间常数为 } \tau = \frac{1}{(1 + A_0)\omega_0}$$

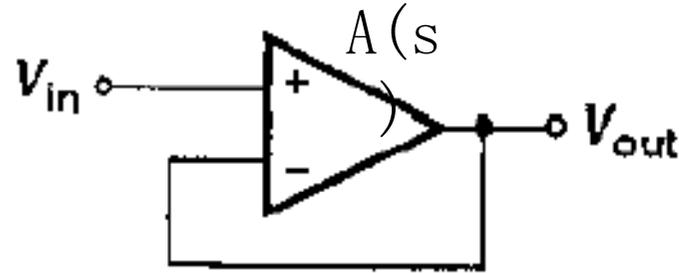
GBW与小信号建立时间(2)

单位增益接法

$$\text{时间常数 } \tau = \frac{1}{(1 + A_0)\omega_0} \approx \frac{1}{2\pi GBW}$$

$$V_{in} = au(t)$$

$$V_{out} = a \frac{A_0}{1 + A_0} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) u(t)$$



$$1\% \text{ 稳定精度: } t_{1\%} = \tau \ln 100 \approx 4.6\tau \approx \frac{0.73}{GBW}$$

$$0.1\% \text{ 稳定精度: } t_{0.1\%} = \tau \ln 1000 \approx 6.9\tau \approx \frac{1.1}{GBW}$$

GBW与小信号建立时间(3)

设前馈放大器 $A(s) = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_0}}$

闭环带宽扩展为 $(1 + \beta A_0)$ 倍, $\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$

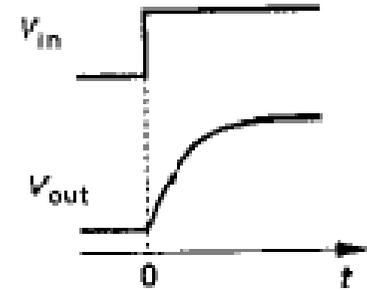
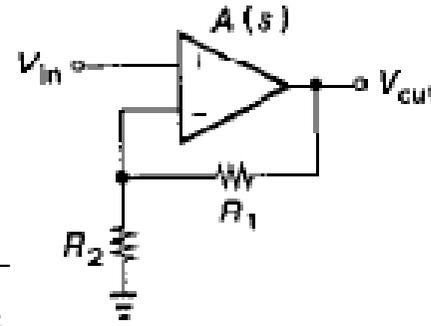
时间常数 $\tau = \frac{1}{(1 + \beta A_0)\omega_0} \approx \frac{1}{\beta A_0 \omega_0} \approx \frac{1}{2\pi GBW \times \beta}$

$V_{in} = au(t)$

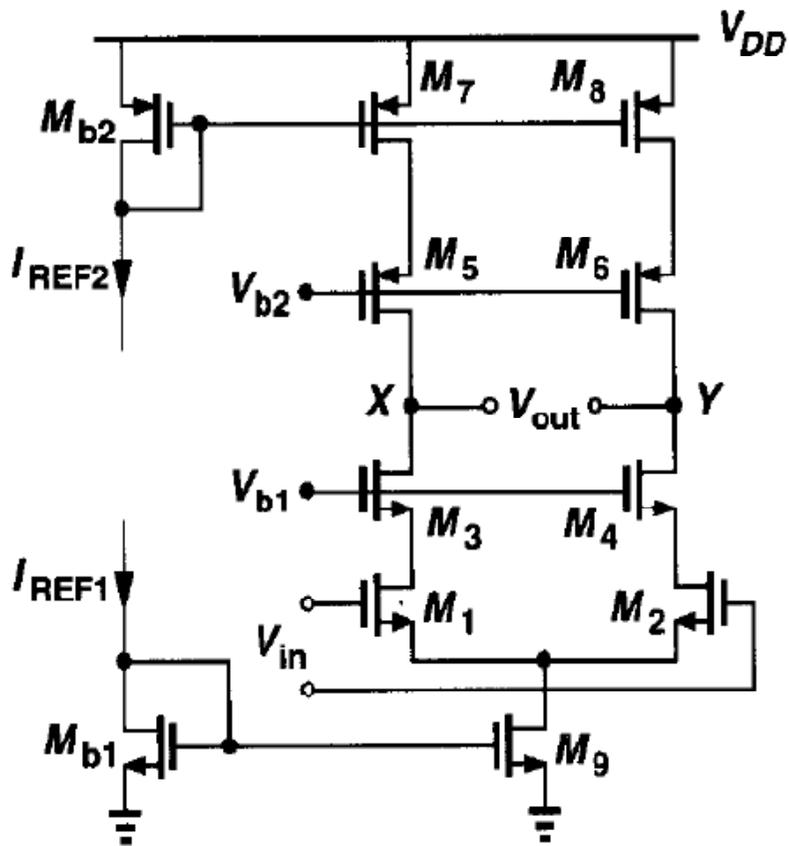
$V_{out} = a \frac{A_0}{1 + \beta A_0} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) u(t)$

1%稳定精度: $t_{1\%} = \tau \ln 100 \approx 4.6\tau \approx \frac{0.76}{GBW \times \beta}$

0.1%稳定精度: $t_{0.1\%} = \tau \ln 1000 \approx 6.9\tau \approx \frac{1.1}{GBW \times \beta}$



全差分共源共栅运放的设计(2)



设计经验

放大管过驱动电压: 200mV

负载管过驱动电压: 200 ~ 500mV

尾电流管过驱动电压: 300 ~ 500mV

过驱动电压分配

$V_{dsat1} \sim V_{dsat4} : 200\text{mV}$

$V_{dsat5} \sim V_{dsat8} : 300\text{mV}$

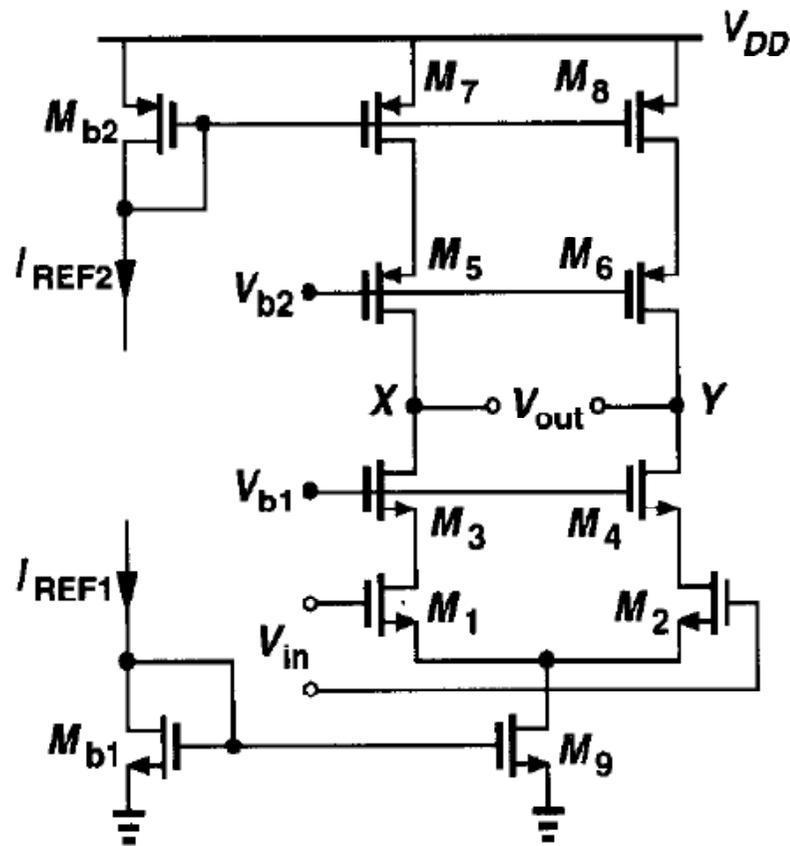
$V_{dsat9} : 300\text{mV}$

功耗分配

$I_9 = 3\text{mA}$

$I_{REF1} + I_{REF2} = 330\mu\text{A}$

全差分共源共栅运放的设计(3)



电流、过驱动电压已知
由简单电流公式

$$I_D = \frac{1}{2} \mu C_{ox} \frac{W}{L} V_{dsat}^2$$

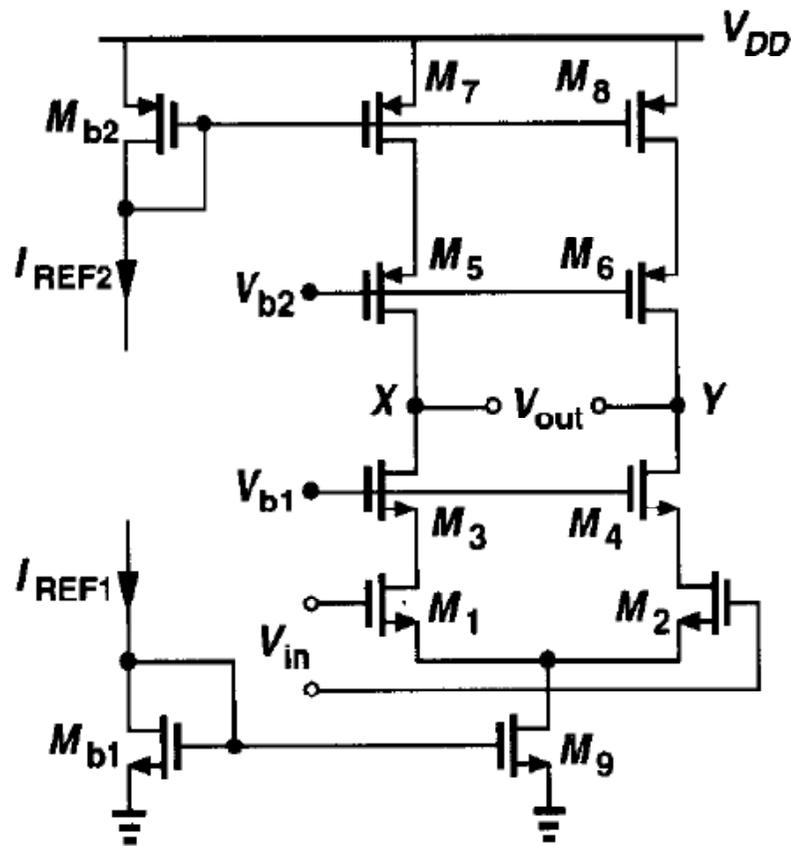
确定各晶体管的宽长比

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{1\sim4} = 1250$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{5\sim8} = 1111$$

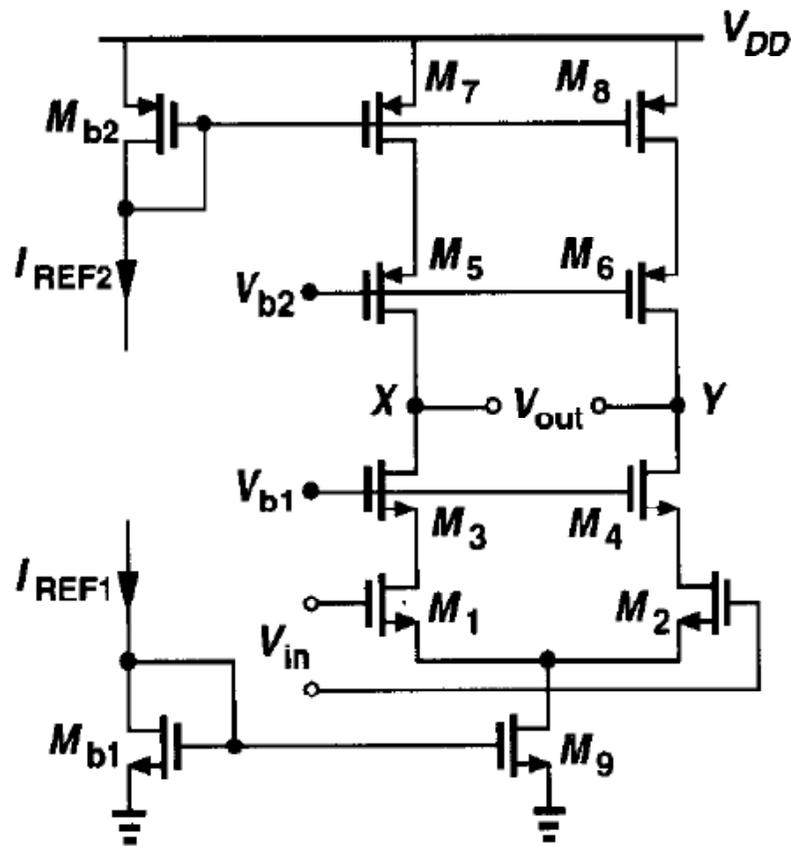
$$\left(\frac{W}{L}\right)_9 = 900$$

全差分共源共栅运放的设计(4)



$$\begin{aligned}
 g_m &= \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th}) \\
 &= \frac{2I_D}{(V_{GS} - V_{th})} = \sqrt{2\mu C_{ox} \frac{W}{L} I_D} \\
 g_m r_o &= \frac{2I_D}{V_{dsat}} \times \frac{1}{\lambda I_D} = \frac{2}{\lambda V_{dsat}} \\
 R_{out} &= g_{m3} r_{o3} r_{o1} \parallel g_{m5} r_{o5} r_{o7} \\
 &= \frac{2}{\lambda_n^2 V_{dsat1} I_D} \parallel \frac{2}{\lambda_p^2 V_{dsat5} I_D} \\
 &= \frac{2}{\lambda_n^2 V_{dsat1} I_D + \lambda_p^2 V_{dsat5} I_D}
 \end{aligned}$$

全差分共源共栅运放的设计 (5)



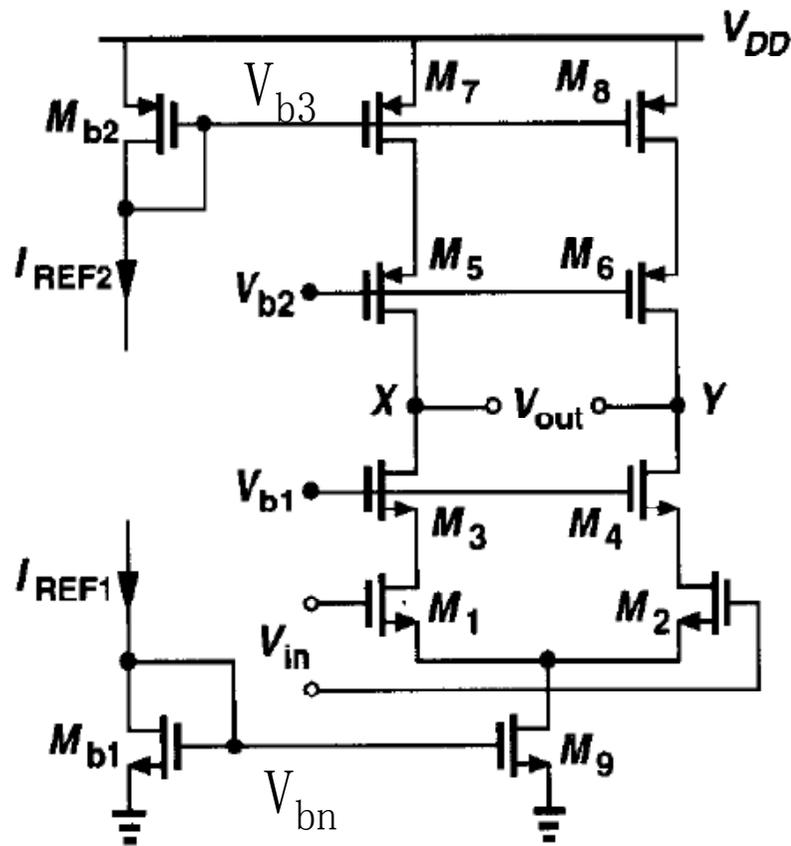
$$\begin{aligned}
 A_{v0} &= g_{m1} R_{out} \\
 &= \frac{2I_D}{V_{dsat1}} \times \frac{2}{\lambda_n^2 V_{dsat1} I_D + \lambda_p^2 V_{dsat5} I_D} \\
 &= \frac{4}{V_{dsat1} (\lambda_n^2 V_{dsat1} + \lambda_p^2 V_{dsat5})}
 \end{aligned}$$

若所有晶体管均取最小沟道长度，
则 $A_{v0} = 1416$

$$\lambda \propto \frac{1}{L}, \text{ 若 } \left(\frac{W}{L} \right)_{5-8} = 1111 \mu\text{m} / 1 \mu\text{m}$$

则 $A_{v0} \approx 4000$

全差分共源共栅运放的设计(6)



偏置电压设计

$$V_{bn} = V_{th9} + V_{dsat9}$$

$$V_{b3} = V_{DD} - |V_{th7}| - |V_{dsat7}|$$

$$V_{b1} > V_{th3} + V_{dsat3} + V_{dsat1} + V_{dsat9}$$

$$V_{b1} - V_{th3} > 0.7$$

留余量，取 $V_{b1} - V_{th3} = 0.8V$

$$V_{b2} < V_{DD} - |V_{dsat7}| - |V_{th5}| - |V_{dsat5}|$$

$$V_{b2} + |V_{th5}| < 2.4$$

留余量，取 $V_{b2} + |V_{th5}| = 2.3V$

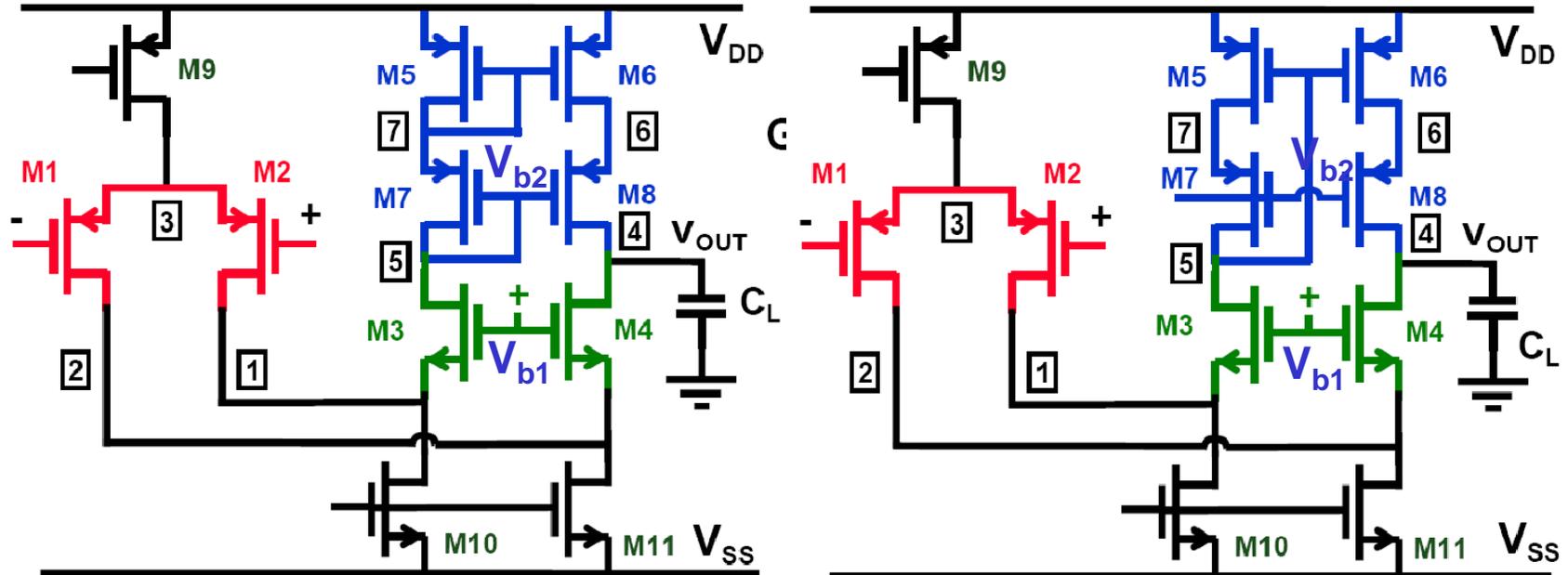
电压摆幅

$$2(V_{b2} + |V_{th5}| - V_{b1} + V_{th3}) = 3V$$

全差分共源共栅运放的设计(小结)

- 1.确定各晶体管的过驱动电压
 - 2.确定各支路的直流电流
 - 3.根据过驱动电压与支路电流，确定各晶体管宽长比
 - 4.根据增益的要求，确认各晶体管的尺寸
(宽长比不变，增益不满足要求时，可增加 L)
 - 5.根据过驱动电压与输出摆幅要求，确定各偏置电压
(注意留出余量)
-

单端输出的折叠共源共栅运放 (1)



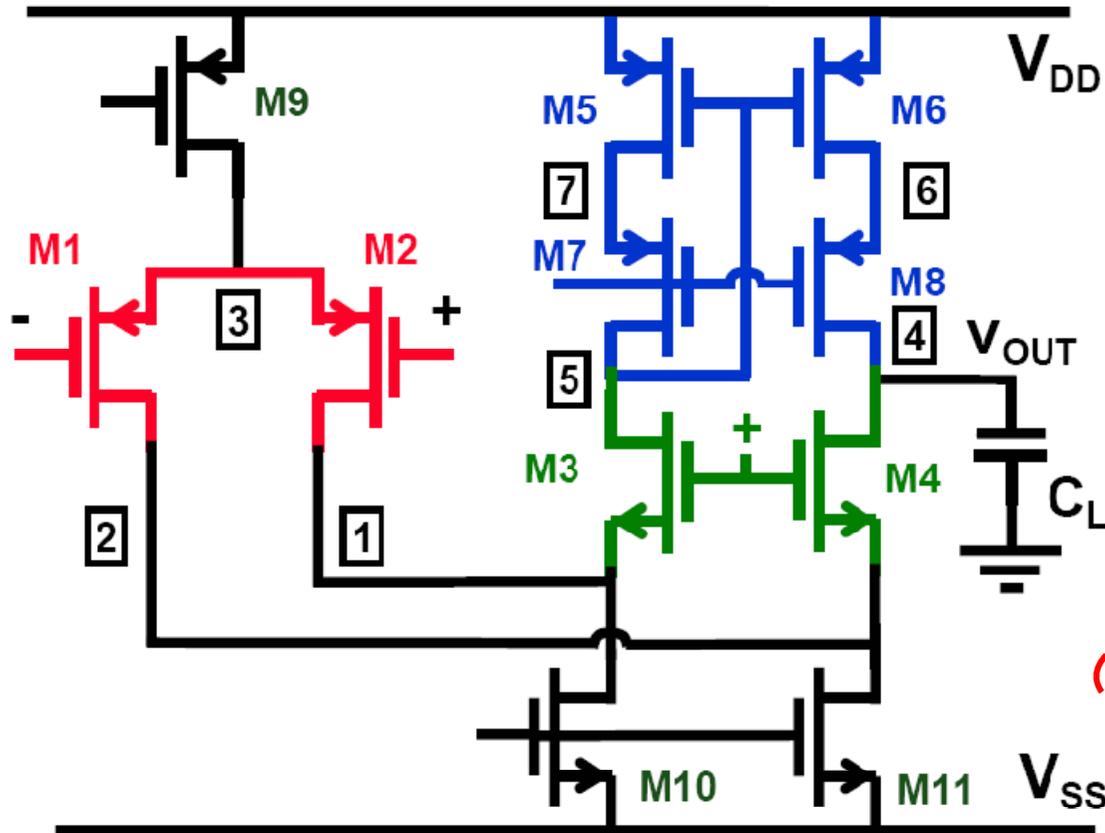
输出摆幅

$$V_{out,max} = V_{b2} + |V_{th8}|$$

$$V_{out,min} = V_{b1} - V_{th4} > V_{dsat11} + V_{dsat4}$$

左图: $V_{b2} < V_{DD} - V_{GS5} - V_{GS7}$ 右图: $V_{b2} < V_{DD} - |V_{dsat5}| - V_{GS7}$

单端输出的折叠共源共栅运放 (2)



$$R_{out} = (g_{m4}r_{o4}(r_{o1} \parallel r_{o11})) \parallel (g_{m8}r_{o8}r_{o6})$$

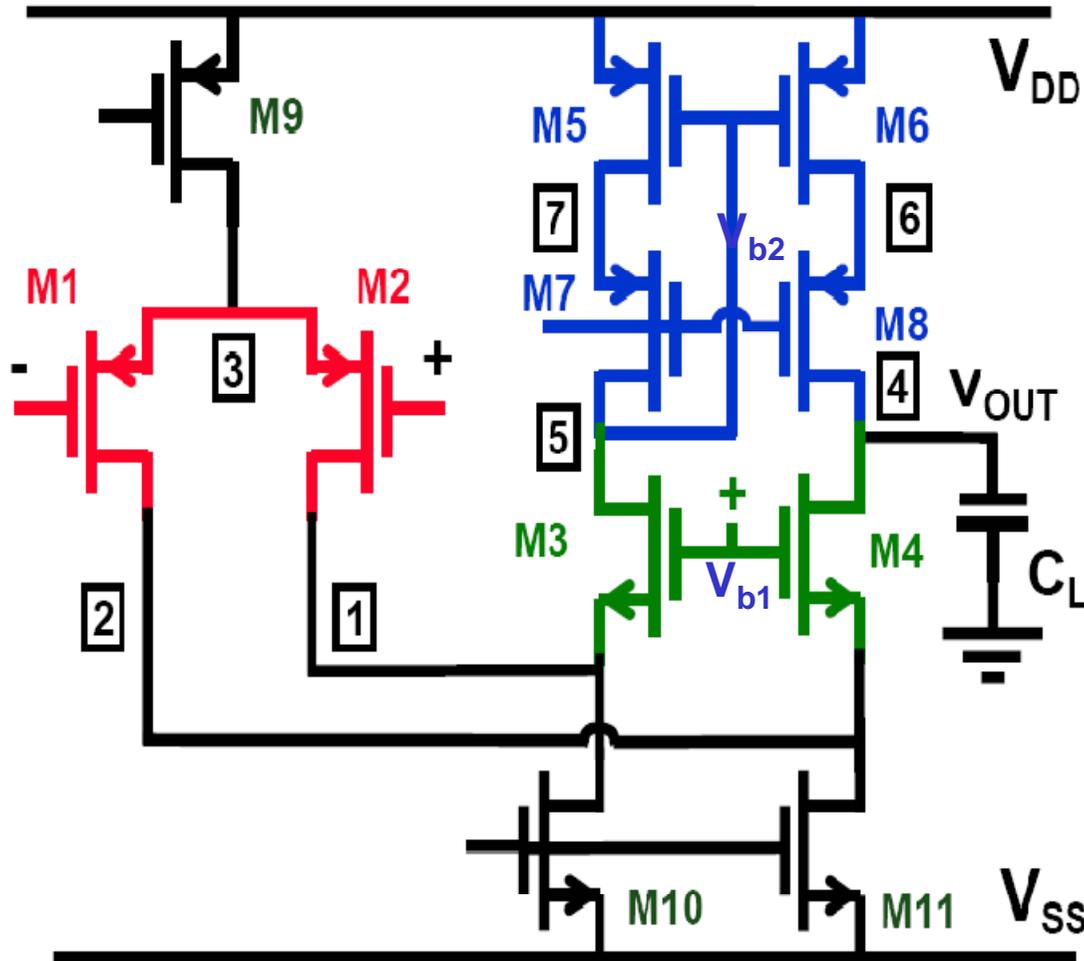
$$A_{v0} = g_{m1}R_{out}$$

$$BW = \frac{1}{2\pi R_{out}C_L}$$

$$GBW = \frac{g_{m1}}{2\pi C_L}$$

单级运放的GBW均为 $\frac{g_{m1}}{2\pi C_L}$

单端输出的折叠共源共栅运放 (3)



$$V_{b1} > V_{dsat11} + V_{th4} + V_{dsat4}$$

$$V_{out,min} = V_{b1} - V_{th4}$$

$$> V_{dsat11} + V_{dsat4}$$

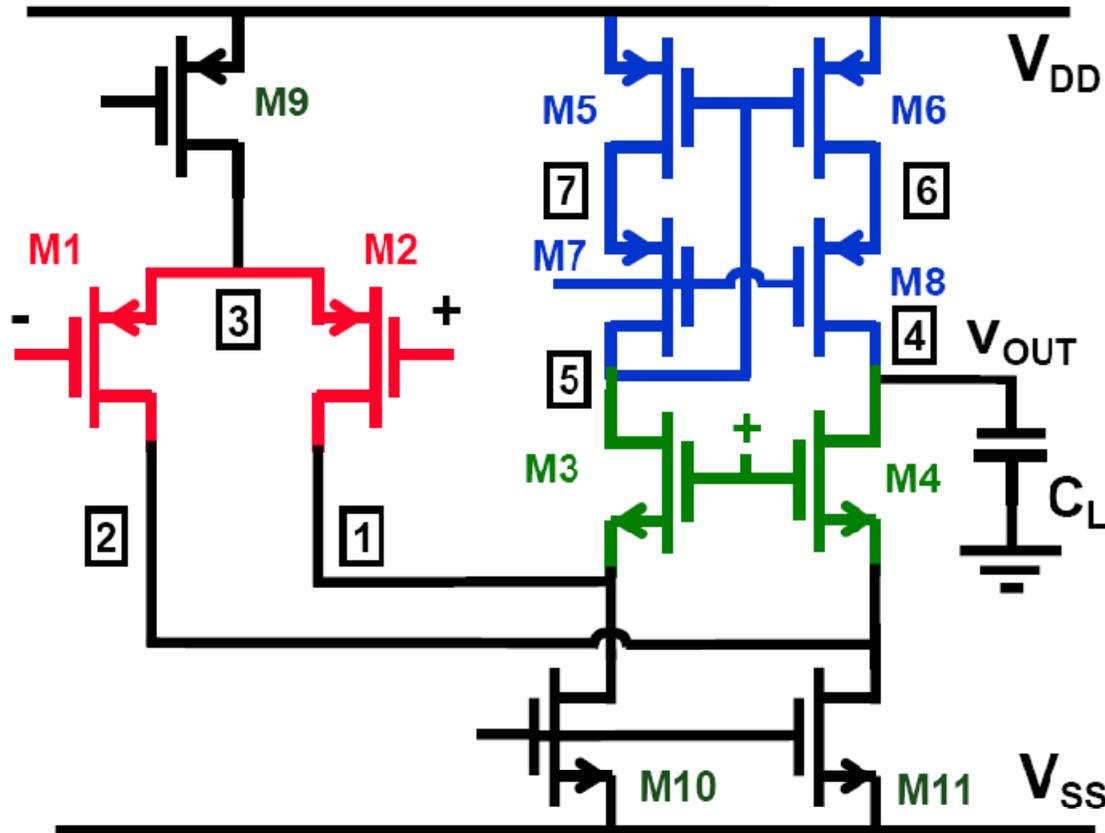
$$V_{b2} < V_{DD} - |V_{dsat5}| - |V_{th7}| - |V_{dsat7}|$$

$$|V_{th7}| = |V_{th8}|$$

$$V_{out,max} = V_{b2} + |V_{th8}|$$

$$< V_{DD} - |V_{dsat5}| - |V_{dsat7}|$$

单端输出折叠共源共栅运放的设计（1）



性能指标

$$V_{DD} = 5V \quad C_L = 2pF$$

输出摆幅 $> 3.5V$

单位增益 $t_{0.1\%} < 50ns$

$A_{v0} > 2000$

工艺参数

$$\mu_n C_{ox} = 60 \mu A/V^2$$

$$\mu_p C_{ox} = 30 \mu A/V^2$$

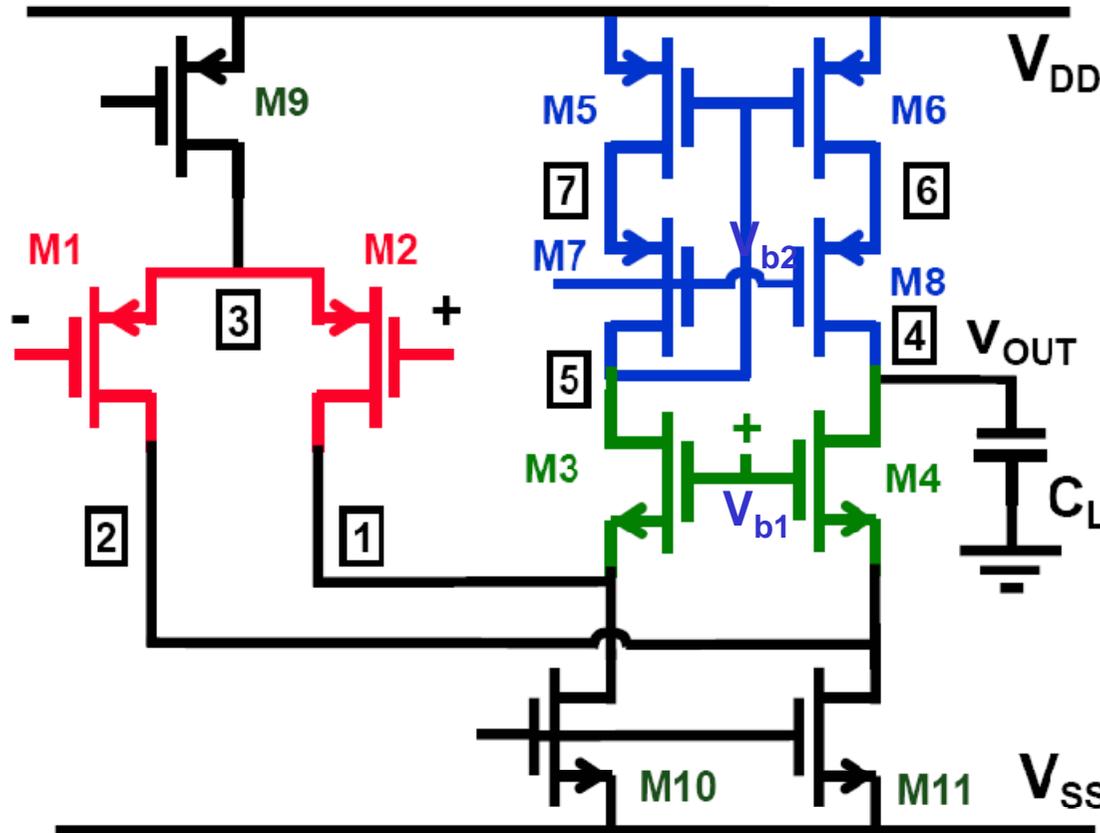
$$\lambda_n = 0.1 V^{-1} (L = 0.5 \mu m)$$

$$\lambda_p = 0.2 V^{-1} (L = 0.5 \mu m)$$

$$\gamma = 0$$

$$v_{thn} = |v_{thp}| = 0.7V$$

单端输出折叠共源共栅运放的设计（2）



由0.1%建立时间推 f_{BW}

$$\varepsilon=0.001, t_{0.1\%} = \tau \ln \frac{1}{\varepsilon}$$

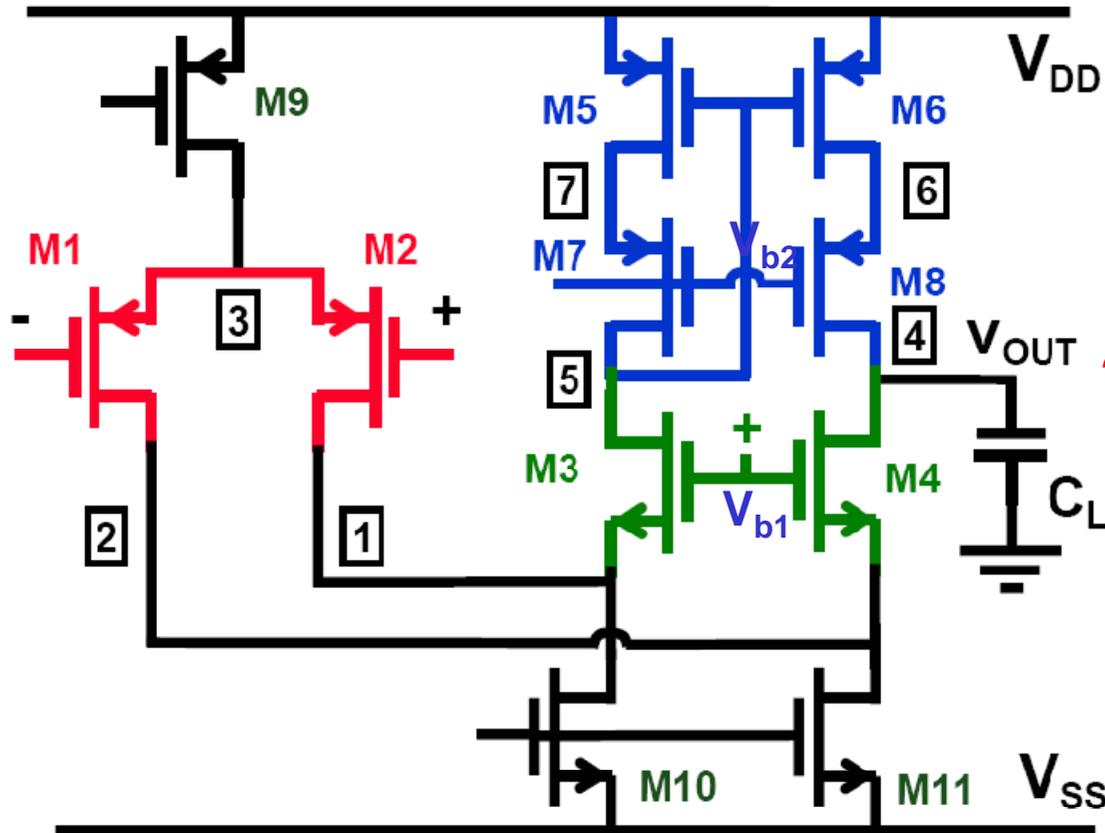
$$f_{BW} = A_{v0} f_0 = \frac{\ln \frac{1}{\varepsilon}}{2\pi \times t_{0.1\%}}$$

$$> \frac{\ln 1000}{2 \times 3.14 \times 50 \times 10^{-9}} = 22 \text{ MHz}$$

考虑20%余量，取

$$f_{BW} = 27 \text{ MHz}$$

单端输出折叠共源共栅运放的设计（3）



由GBW确定各支路电流

$$GBW = A_{v0} f_d = \frac{g_{m1}}{2\pi C_L}$$

$$\therefore g_{m1} = 2\pi C_L GBW \approx 0.34 \text{ms}$$

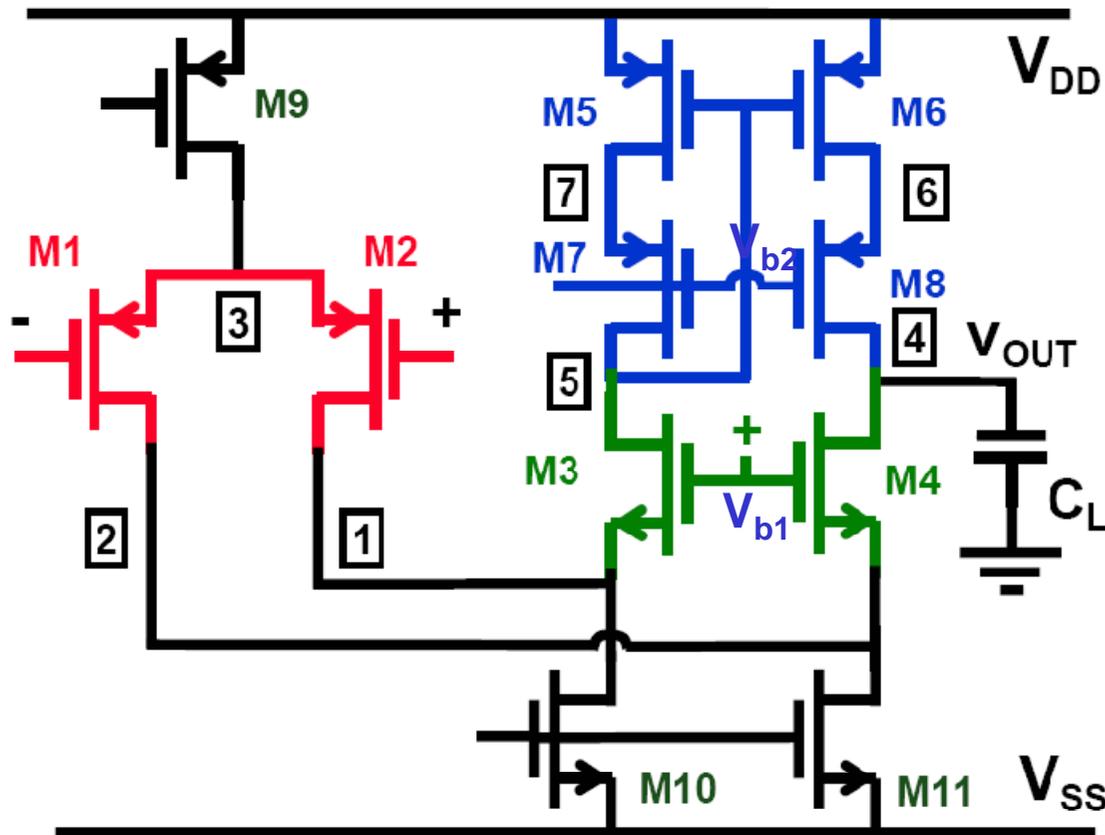
$$I_{D1} = \frac{g_{m1} V_{dsat1}}{2} = 34 \mu A$$

因此电流分配如下

$$I_{M9} = 68 \mu A$$

$$I_{M5} = I_{M6} = 34 \mu A$$

单端输出折叠共源共栅运放的设计（4）



过驱动电压选取经验

放大管： $200mV$

负载管： $200 \sim 500mV$

尾电流管： $300 \sim 500mV$

确定各管过驱动电压

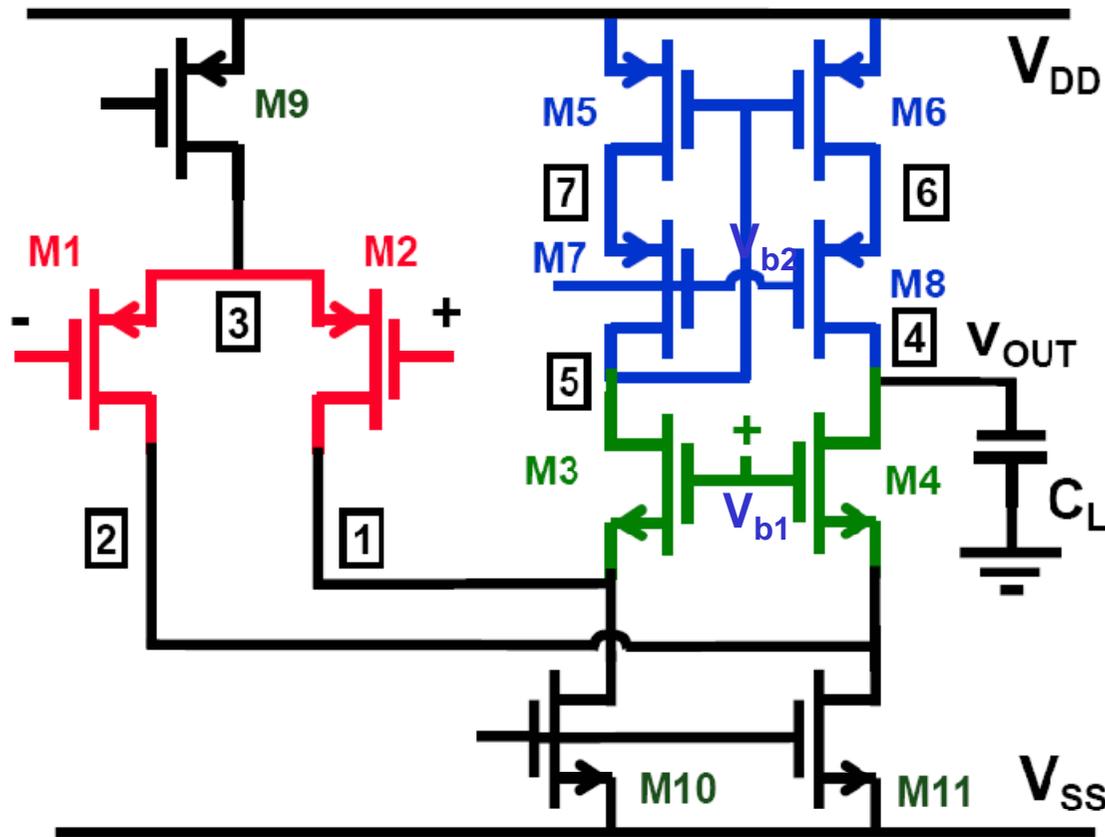
$M1$ 、 $M2$ ： $200mV$

$M10$ 、 $M11$ ： $300mV$

$M3$ 、 $M4$ ： $200mV$

$M5 \sim M6$ ： $300mV$

单端输出折叠共源共栅运放的设计（5）



由输出摆幅要求确定 V_{b1} 、 V_{b2}

$$V_{out,min} = V_{b1} - V_{th4}$$

$$V_{out,min} > V_{dsat4} + V_{dsat11} = 0.5V$$

$$V_{out,max} = V_{b2} + |V_{th8}|$$

$$V_{out,max} < V_{DD} - V_{dsat6} - V_{dsat8} = 4.4V$$

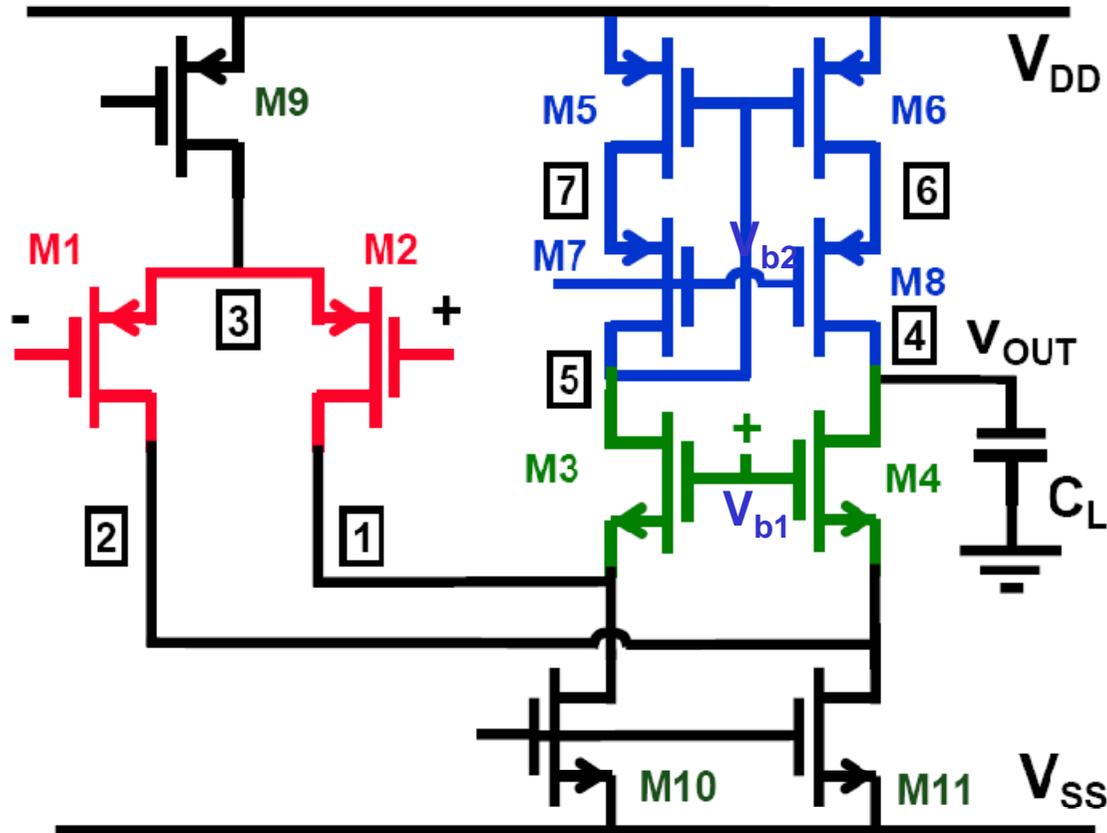
考虑设计余量，取

$$V_{out,min} = 0.6V, V_{b1} = 1.3V$$

$$V_{out,max} = 4.3V, V_{b2} = 3.6V$$

则输出摆幅 $3.7V$ ，满足要求

单端输出折叠共源共栅运放的设计（6）



由 I_D 、 V_{dsat} 的值，
 确定各管的宽长比；
 再由增益的要求，
 确定各管具体尺寸。
 具体步骤参见前面的例子

单端输出折叠共源共栅运放的设计（小结）

1. 根据建立时间要求，确定 $f_{BW} = \frac{\ln \frac{1}{\varepsilon}}{2\pi \times t_{0.1\%}}$
 2. 根据 f_{BW} ，确定 $g_{m1} = 2\pi C_L \frac{f_{BW}}{\beta}$ ，其中 $f_{BW} = \beta \times GBW$
 3. 确定各管的过驱动电压
 4. 根据过驱动电压、 g_{m1} ，确定各支路电流
(注：使负载管 M_{10}, M_{11} 与尾电流管 M_9 的直流工作电流相等)
 5. 根据电流、过驱动电压，确定各晶体管的宽长比
 6. 根据增益，修改部分晶体管的宽长（宽长比不变）
-

增益提高技术的原理

左图：

$$R_{out} \approx g_{m2} r_{o2} r_{o1}$$

右图：

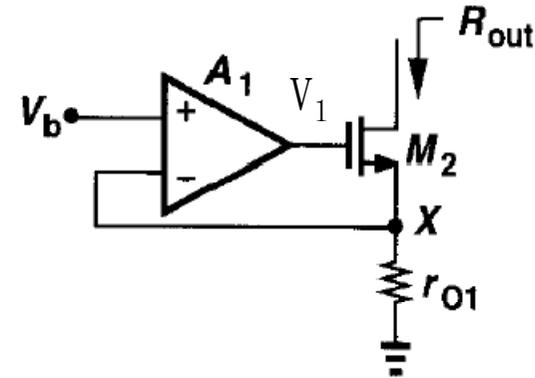
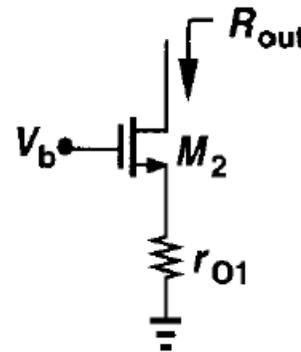
$$V_1 = A_1(0 - V_X) = -A_1 V_X$$

$$\therefore I_{out} = \frac{V_X}{r_{o1}} = g_{m2}(V_1 - V_X) + \frac{V_{out} - V_X}{r_{o2}}$$

$$\therefore V_X \left(\frac{1}{r_{o1}} + \frac{1}{r_{o2}} + (1 + A_1)g_{m2} \right) = \frac{V_{out}}{r_{o2}}$$

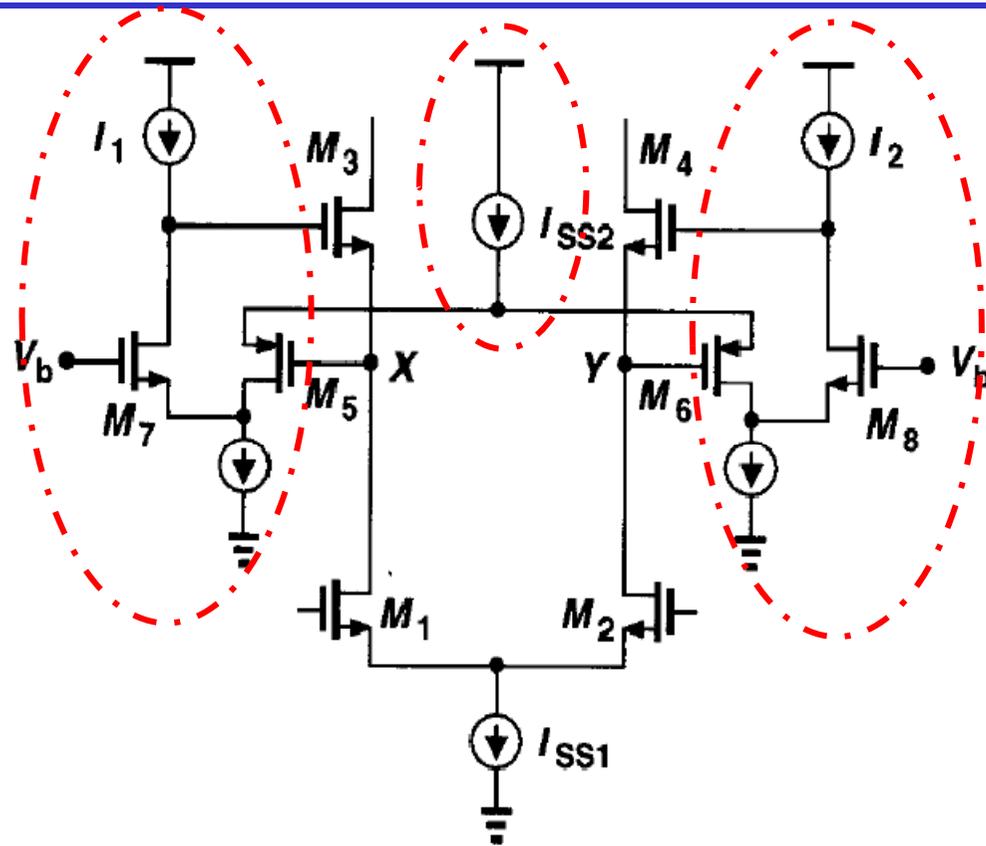
$$\therefore R_{out} = \frac{V_{out}}{I_{out}} = r_{o2} \left(\frac{1}{r_{o1}} + \frac{1}{r_{o2}} + (1 + A_1)g_{m2} \right) r_{o1}$$

$$\approx A_1 g_{m2} r_{o2} r_{o1}$$



通过提高输出阻抗提高 增益！！

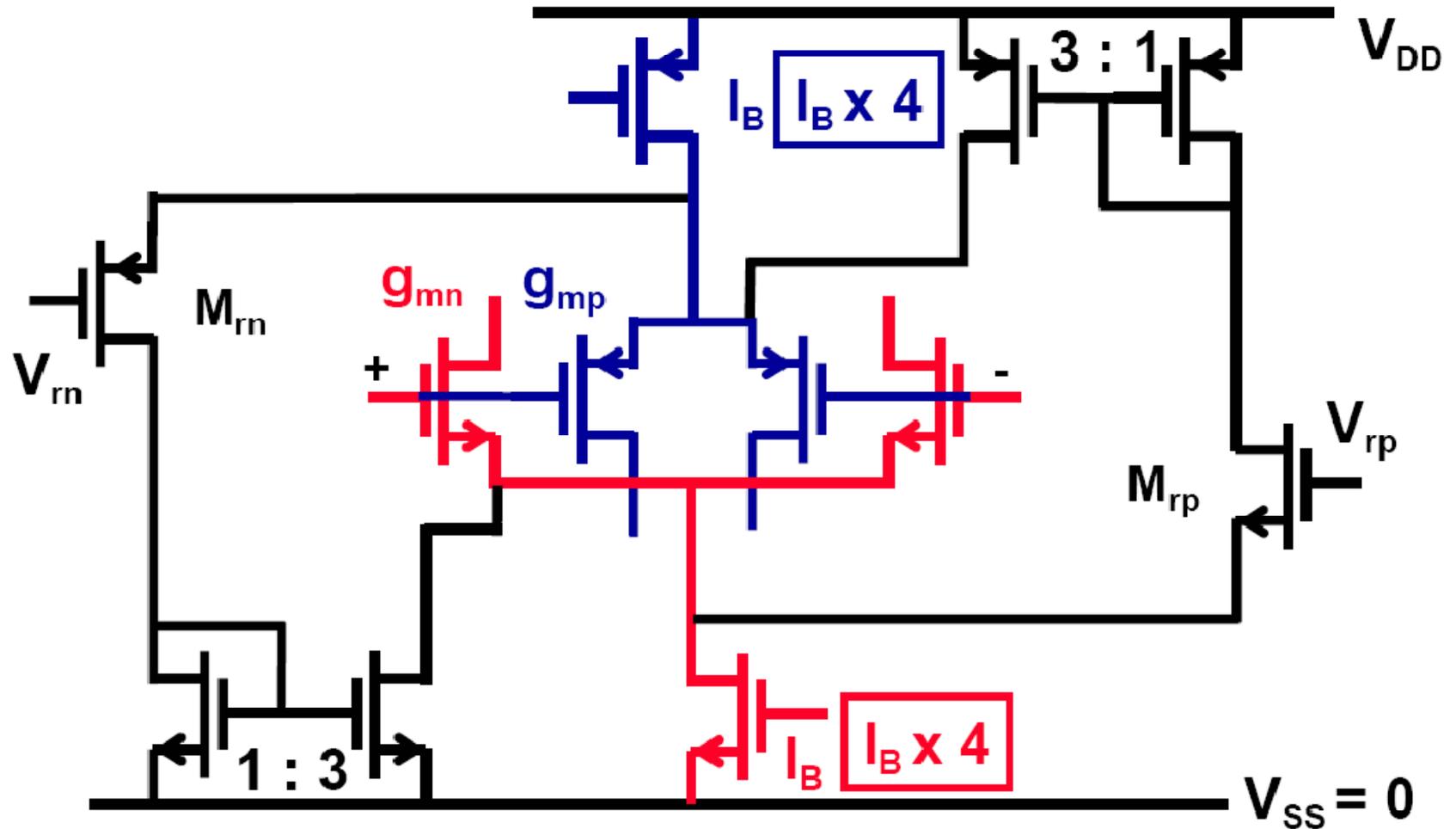
折叠共源共栅差分放大器用作辅助放大器



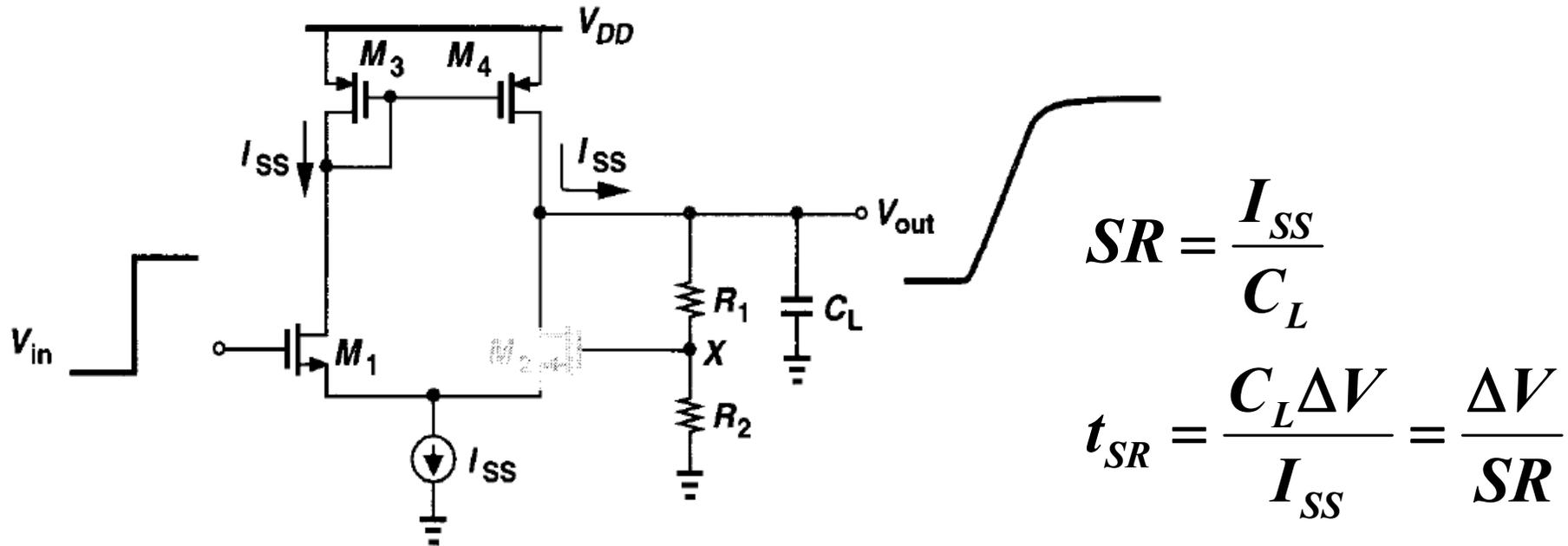
折叠共源共栅差分放大器用作辅助放大器

V_X 允许的最小电压为 $V_{dsat1} + V_{dsat}$ ，不受辅助放大器限制

Rail-to-rail运放基本原理

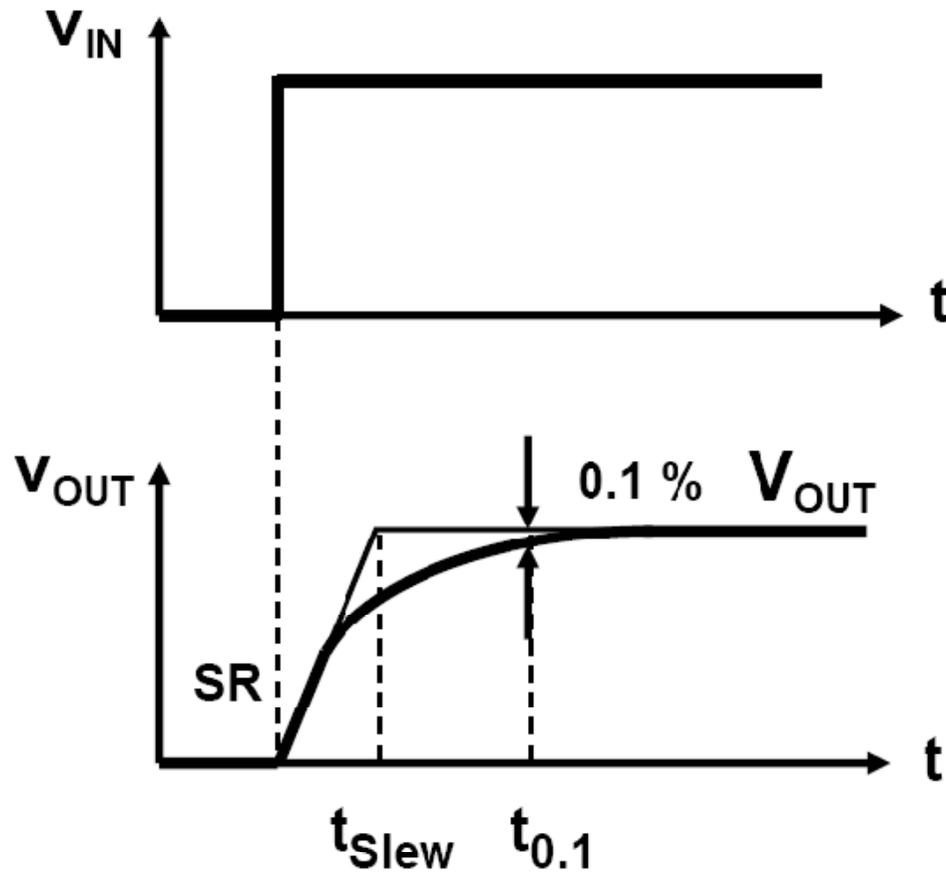


转换速率



- 理想运放： I_{out} 正比于输入阶跃信号
- 真实运放： I_{out} 受限
 - 单级运放的最大充放电电流 I_{SS}

转换速率与小信号建立 (1)



$$t_{SR} \approx \frac{V_{OUT}}{SR}$$

$$t_{0.1\%} \approx \frac{\ln 1000}{2\pi f_{BW}}, \text{ 其中 } f_{BW} = \beta GBW$$

$$t_{total} \approx t_{SR} + t_{0.1\%} \approx \frac{V_{OUT}}{SR} + \frac{1.1}{f_{BW}}$$

转换速率与小信号建立 (2)

$$SR = \frac{I_{SS}}{C_L} \quad t_{SR} \approx \frac{\Delta V}{SR} \approx \frac{C_L}{I_{SS}} \Delta V$$

$$GBW = \frac{g_{m1}}{2\pi C_L} = \frac{2I_{D1}}{2\pi C_L V_{dsat1}} = \frac{I_{SS}}{2\pi C_L V_{dsat1}} \quad t_{0.1\%} \approx \frac{\ln 1000}{2\pi f_{BW}} \approx \frac{C_L}{I_{SS}} \left(\frac{6.9}{\beta} \times V_{dsat1} \right)$$

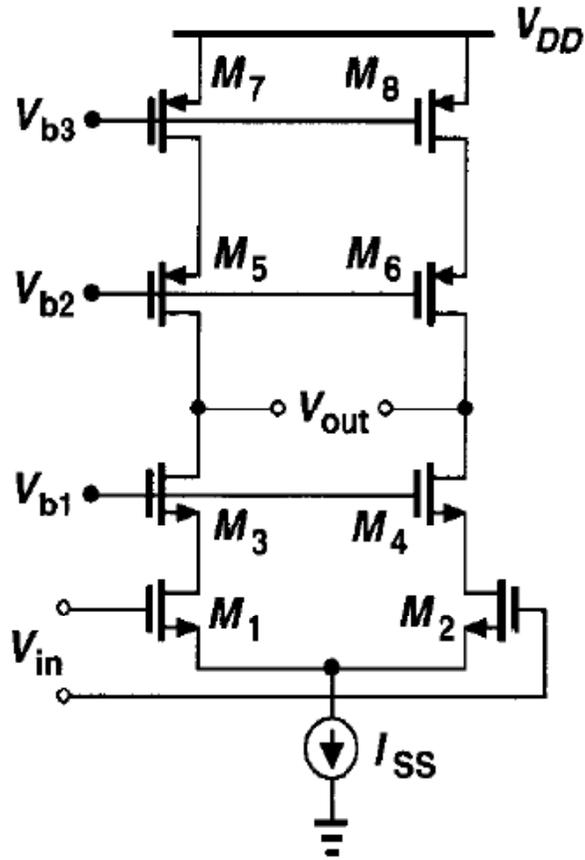
当 $\Delta V \approx \frac{6.9}{\beta} V_{dsat1}$ 时, $t_{SR} \approx t_{0.1\%}$

结论: 若 $\Delta V \ll \frac{6.9}{\beta} V_{dsat1}$, $t_{total} \approx t_{0.1\%}$;

否则, t_{total} 必须考虑 t_{SR} 的贡献

$$t_{total} \approx \frac{C_L}{I_{SS}} \left(\Delta V + \frac{6.9}{\beta} \times V_{dsat1} \right)$$

共源共栅运放的噪声



$$\overline{V_{ieq}^2} = 2\overline{V_1^2} \left(1 + \frac{g_{m7}}{g_{m1}} \right) \text{ 其中 } \overline{V_1^2} = 4kT \frac{2}{3g_{m1}}$$

若考虑 $1/f$ 噪声

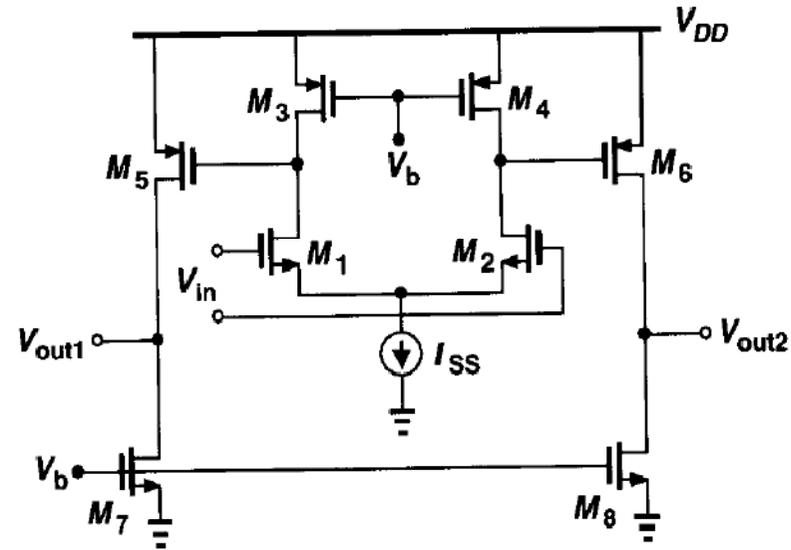
$$\overline{V_{1,1/f}^2} = \frac{K_N}{(WL)_1 C_{ox} f} \text{ 而 } \overline{V_{7,1/f}^2} = \frac{K_P}{(WL)_7 C_{ox} f}$$

$$\text{所以 } \overline{V_{ieq}^2} = 2\overline{V_{1,t}^2} \left(1 + \frac{g_{m7}}{g_{m1}} \right) + 2\overline{V_{1,1/f}^2} \left(1 + \frac{\overline{V_{7,1/f}^2}}{\overline{V_{1,1/f}^2}} \times \frac{g_{m7}^2}{g_{m1}^2} \right)$$

$$= 2\overline{V_{1,t}^2} \left(1 + \frac{g_{m7}}{g_{m1}} \right) + 2\overline{V_{1,1/f}^2} \left(1 + \frac{(WL)_1 K_P}{(WL)_7 K_N} \times \frac{2\mu_p C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_7 I_D}{2\mu_p C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_7 I_D} \right)$$

$$= 2\overline{V_{1,t}^2} \left(1 + \frac{g_{m7}}{g_{m1}} \right) + 2\overline{V_{1,1/f}^2} \left(1 + \frac{L_1^2 K_P \mu_p}{L_7^2 K_N \mu_n} \right)$$

两级运放的热噪声



只考虑热噪声

$$\overline{V_{ieq}^2} = 2\overline{V_1^2} \left(1 + \frac{g_{m3}}{g_{m1}} \right) + 2 \times 4kT \frac{2}{3} (g_{m5} + g_{m7})(r_{o5} \parallel r_{o7})^2 \frac{1}{g_{m5}^2 (r_{o5} \parallel r_{o7})^2 \times g_{m1}^2 (r_{o1} \parallel r_{o3})^2}$$

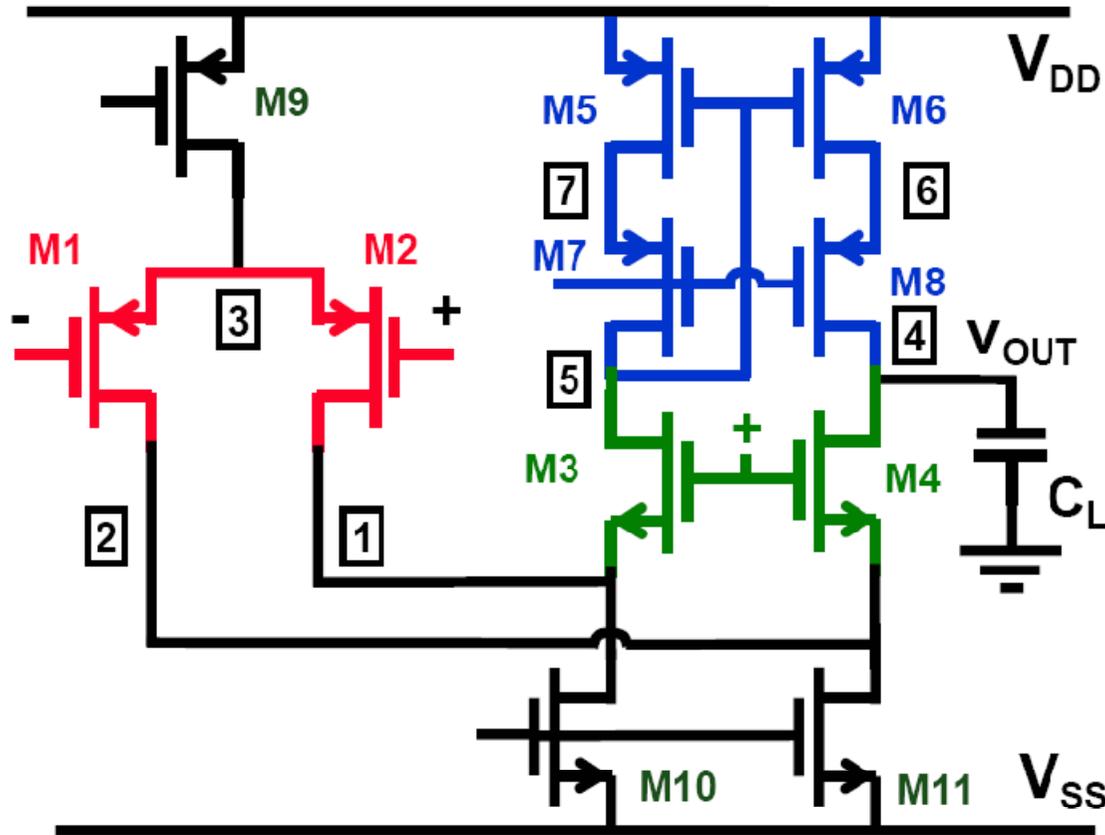
$$= 2\overline{V_1^2} \left(1 + \frac{g_{m3}}{g_{m1}} + \frac{(g_{m5} + g_{m7})g_{m1}}{g_{m5}^2 \times g_{m1}^2 (r_{o1} \parallel r_{o3})^2} \frac{1}{\times g_{m1}^2 (r_{o1} \parallel r_{o3})^2} \right) \approx 2\overline{V_1^2} \left(1 + \frac{g_{m3}}{g_{m1}} \right)$$

其中 $\overline{V_1^2} = 4kT \frac{2}{3g_{m1}}$ 。第一级增益足够大时，噪声由第一级决定 !!!

作业

- 第一题：习题9.3
 - 第二题：见下页
 - 确定各晶体管尺寸
 - 确定各偏置电压的值
 - 计算输入参考噪声（考虑热噪声与 $1/f$ 噪声，不必代入具体数值）
-

作业：第二题



性能指标

$$V_{DD} = 3.3V \quad C_L = 5pF$$

输出摆幅 $> 2V$

0.1% 建立时间 $< 50ns$

$$A_{v0} > 2000$$

工艺参数

$$\mu_n C_{ox} = 60 \mu A/V^2$$

$$\mu_p C_{ox} = 30 \mu A/V^2$$

$$\lambda_n = 0.1 V^{-1} (L = 0.5 \mu m)$$

$$\lambda_p = 0.2 V^{-1} (L = 0.5 \mu m)$$

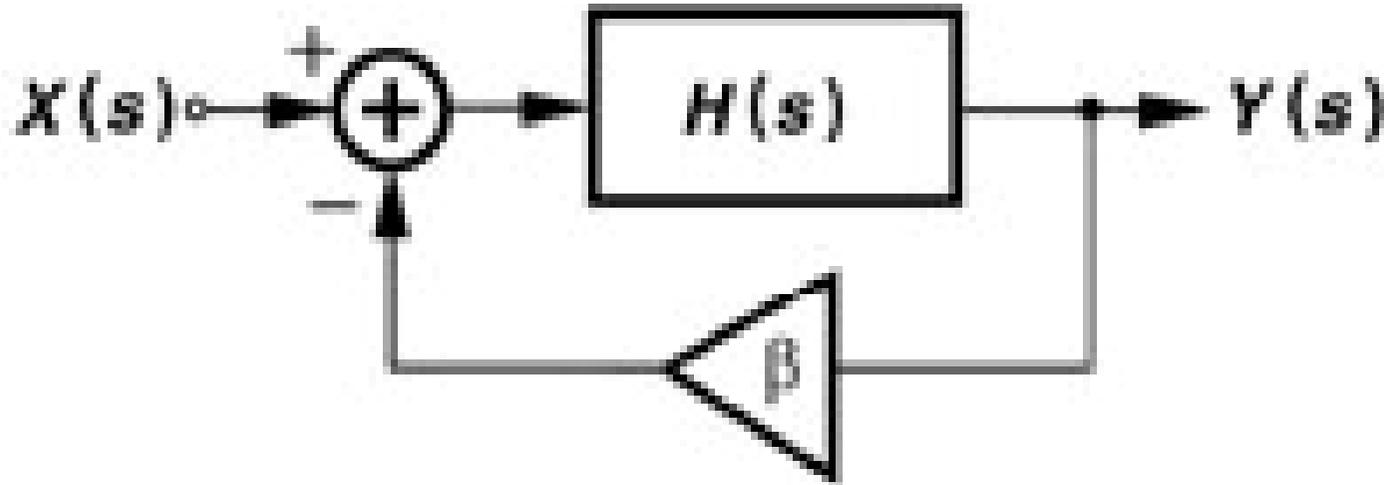
$$\gamma = 0$$

$$v_{thn} = |v_{thp}| = 0.7V$$

第十章 稳定性与频率补偿

- 补偿的方法
 - 极点位置与相位裕度的关系
-

负反馈系统的振荡条件



$$\frac{Y}{X}(s) = \frac{H(s)}{1 + \beta H(s)}$$

$\beta H(s) = -1$, 系统振荡

Barkhausen判据:

如果 $|\beta H(j\omega)| = 1$ 并且 $\angle \beta H(j\omega) = -180$, 则振荡

二极点系统：开环VS闭环（1）

开环： $H(s) = \frac{A_0}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)}$ 式中 ω_{p1} 、 ω_{p2} 均大于0

闭环： $\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{A_0}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right) + \beta A_0} = \frac{A_0 \omega_{p1} \omega_{p2}}{s^2 + (\omega_{p1} + \omega_{p2})s + (1 + \beta A_0)\omega_{p1} \omega_{p2}}$

闭环的极点（上式分母为0）：

$$s_{1,2} = \frac{-(\omega_{p1} + \omega_{p2}) \pm \sqrt{(\omega_{p1} + \omega_{p2})^2 - 4(1 + \beta A_0)\omega_{p1}\omega_{p2}}}{2}$$

$$= \frac{-(\omega_{p1} + \omega_{p2}) \pm \sqrt{(\omega_{p1} - \omega_{p2})^2 - 4\beta A_0\omega_{p1}\omega_{p2}}}{2}$$

二极点系统：开环VS闭环（2）

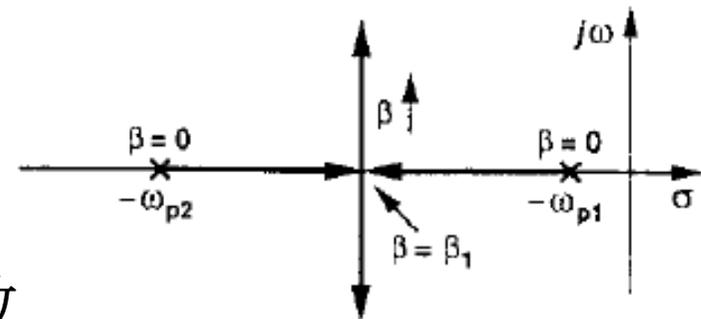
$$s_{1,2} = \frac{-(\omega_{p1} + \omega_{p2}) \pm \sqrt{(\omega_{p1} - \omega_{p2})^2 - 4\beta A_0 \omega_{p1} \omega_{p2}}}{2}$$

$\beta = 0$, 闭环极点为 $-\omega_{p1}$ 、 $-\omega_{p2}$;

$0 < \beta < \frac{(\omega_{p1} - \omega_{p2})^2}{4A_0\omega_{p1}\omega_{p2}}$, 闭环极点位于 $(-\omega_{p1}, -\omega_{p2})$ 区间;

$\beta = \frac{(\omega_{p1} - \omega_{p2})^2}{4A_0\omega_{p1}\omega_{p2}}$, 闭环极点重合;

$\beta > \frac{(\omega_{p1} - \omega_{p2})^2}{4A_0\omega_{p1}\omega_{p2}}$, 闭环极点变为复数



闭环极点总位于左半平面，所以总是稳定的

补偿的方法

方法1: 提高PX

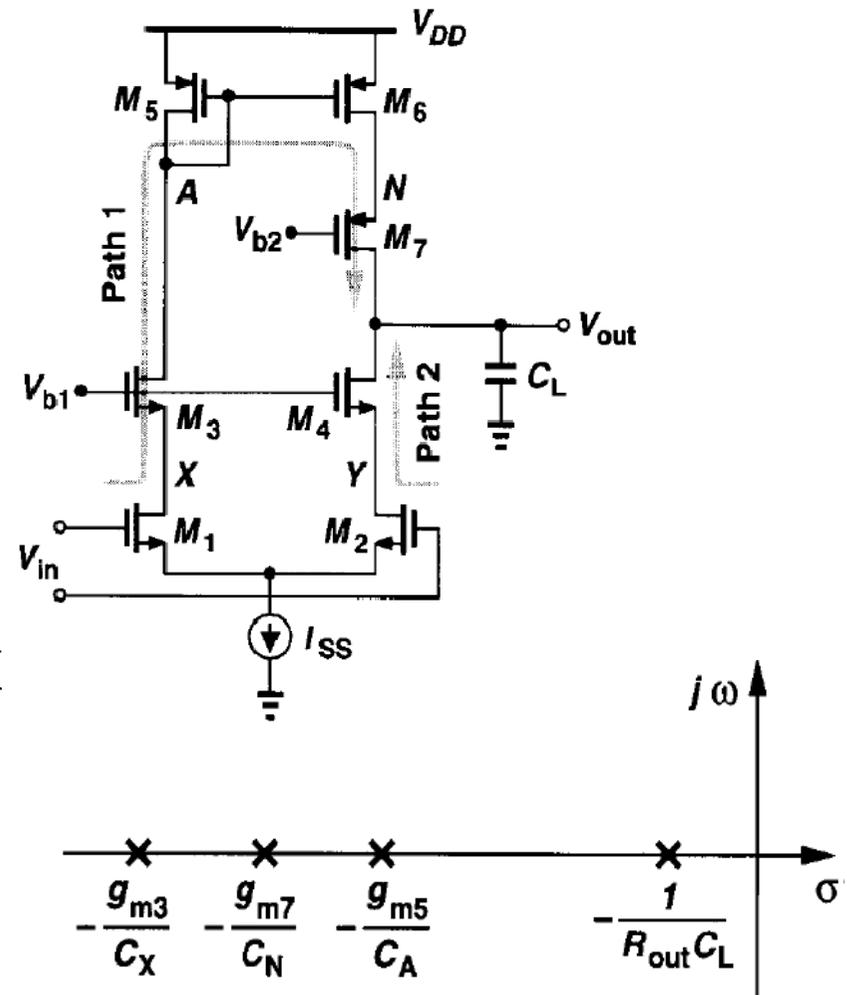
因为PX受 $\frac{g_{m5}}{C_A}$ 、 $\frac{g_{m7}}{C_N}$ 等限制

所以应降低 C_X 、 C_N 、 C_A 等寄生电容
高频应用时，L取最小尺寸

方法2: 降低GX

降低主极点 $\frac{1}{R_{out}C_L}$ 的频率，可降低GX

可增加 C_L 的值降低 $\frac{1}{R_{out}C_L}$



极点位置与相位裕度（1）

设增益带宽积 **GBW**，极点 f_{p1} 、 f_{p2} 、……、 f_{pn}

$$\text{则 } PM = 180^\circ - \tan^{-1}\left(\frac{GBW}{f_{p1}}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{GBW}{f_{p2}}\right) - \dots - \tan^{-1}\left(\frac{GBW}{f_{pn}}\right)$$

补偿后， $GBW \gg f_{p1}$ ，所以 $\tan^{-1}\left(\frac{GBW}{f_{p1}}\right) \approx 90^\circ$

$$PM \approx 90^\circ - \tan^{-1}\left(\frac{GBW}{f_{p2}}\right) - \dots - \tan^{-1}\left(\frac{GBW}{f_{pn}}\right)$$

若 f_{p3} 、……、 f_{pn} 均远大于 **GBW**

$$\text{则 } PM \approx 90^\circ - \tan^{-1}\left(\frac{GBW}{f_{p2}}\right)$$

极点位置与相位裕度（2）

$$PM > 45^\circ \text{ 时, } GBW > f_{p2} \quad PM \approx 90^\circ - \tan^{-1}\left(\frac{GBW}{f_{p2}}\right)$$

$$f_{p2} = GBW, \quad PM \approx 45^\circ$$

$$f_{p2} = 2 \times GBW, \quad PM \approx 63.4^\circ$$

$$f_{p2} = 3 \times GBW, \quad PM \approx 71.6^\circ$$

$$f_{p2} = 4 \times GBW, \quad PM \approx 76.0^\circ$$

$$f_{p2} = 10 \times GBW, \quad PM \approx 84.3^\circ$$

合理的设计： $f_{p2} = 2 \sim 4GBW$

补偿的例子

假设低频增益 $A_{V0} = 5000V/V$,

$$f_{p1} = 2\text{MHz}, f_{p2} = 25\text{MHz}, f_{p3} = 50\text{MHz}$$

将 f_{p1} 修改为 f'_{p1} , 使得 $PM = 70^\circ$, 求补偿后 f'_{p1} ?

答:

补偿后的单位增益带宽 GBW'

$$70^\circ \approx 90 - \tan^{-1}\left(\frac{GBW'}{f_{p2}}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{GBW'}{f_{p3}}\right)$$

$$GBW' \approx 6\text{MHz}, \text{ 所以 } f'_{p1} \approx \frac{GBW'}{A_{V0}} \approx 1.2\text{KHz}$$

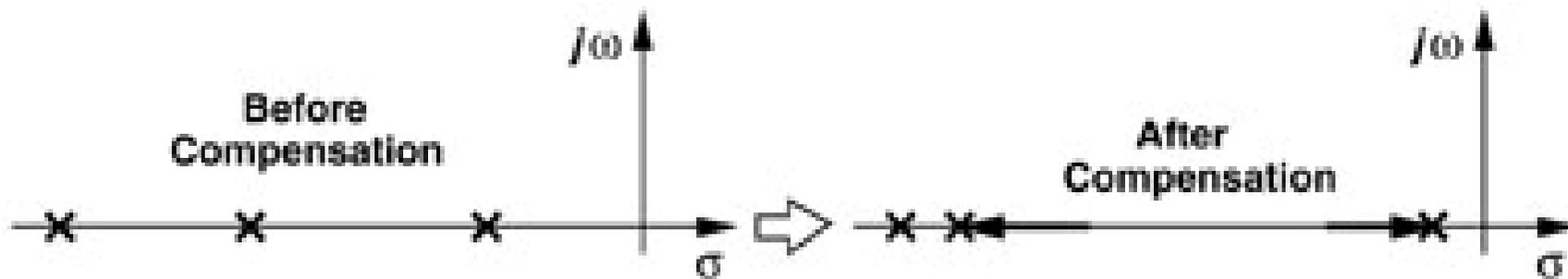
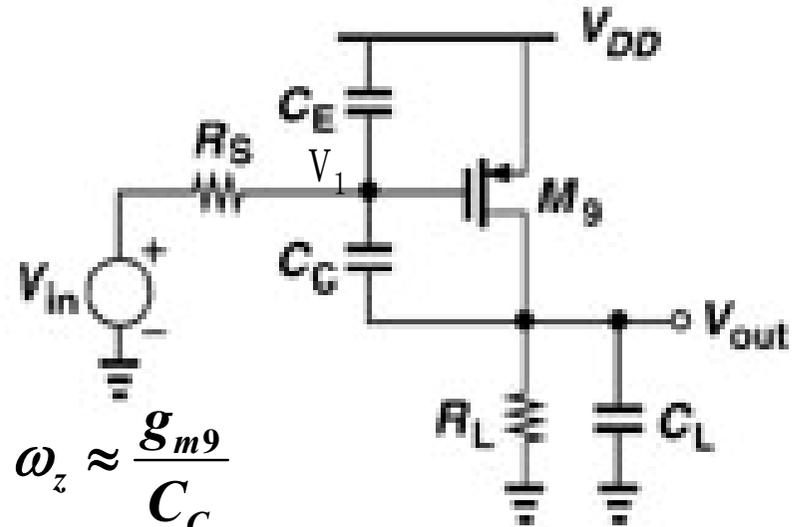
Miller补偿前后的比较

Miller补偿之前

$$\omega_{p1} \approx \frac{1}{R_S C_E}, \quad \omega_{p2} \approx \frac{1}{R_L C_L}$$

Miller补偿之后

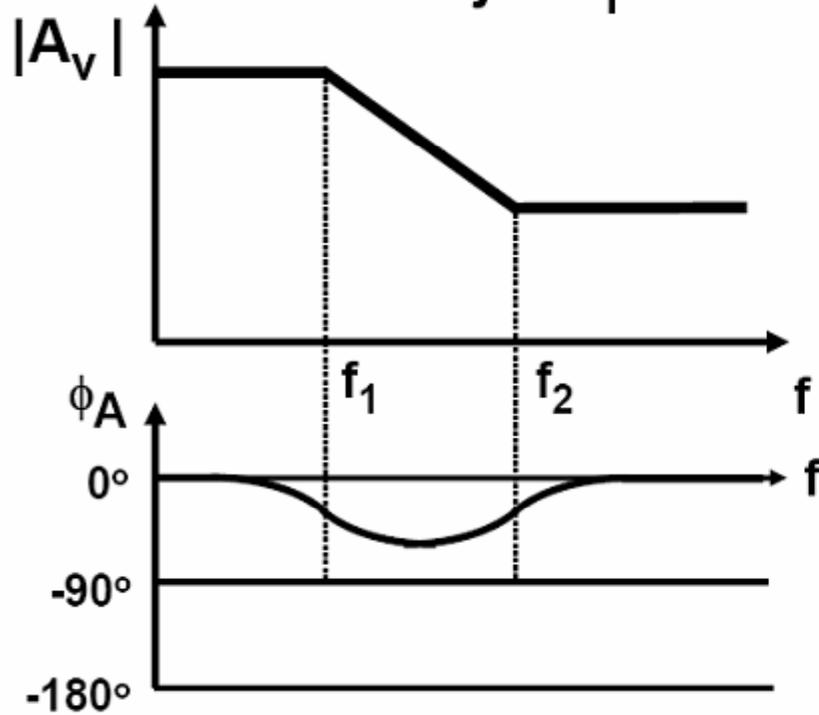
$$\omega_{p1} \approx \frac{1}{R_S A_{v2} C_C}, \quad \omega_{p2} \approx \frac{g_{m9}}{(1 + \frac{C_E}{C_C}) C_L}, \quad \omega_z \approx \frac{g_{m9}}{C_C}$$



负零点与正零点 (RHP)

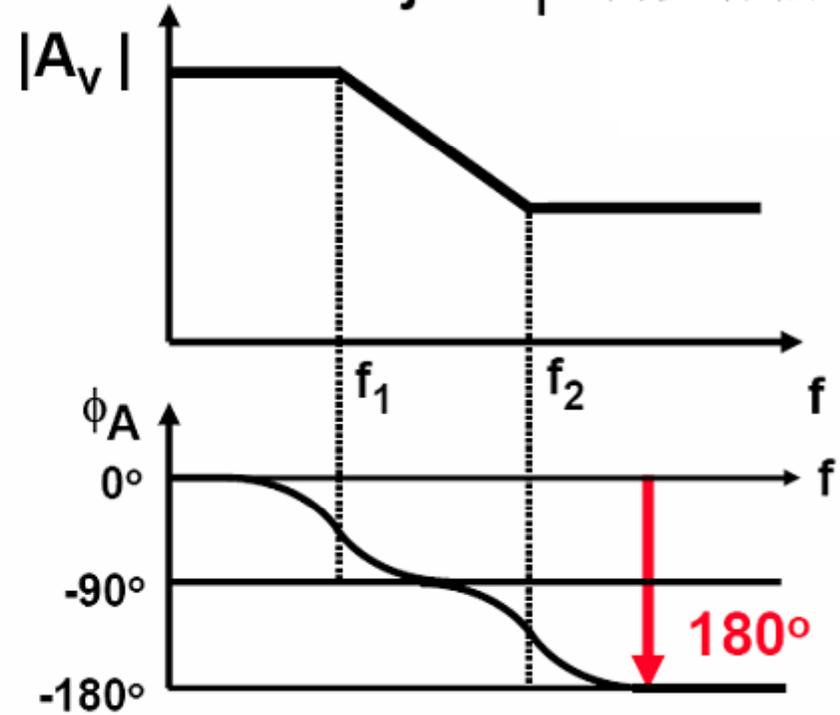
负零点

$$A_v = A_{v0} \frac{1 + j f / f_2}{1 + j f / f_1}$$



正零点

$$A_v = A_{v0} \frac{1 - j f / f_2}{1 + j f / f_1}$$



正零点的相位特性类似极点，因此需要补偿

负零点与非主极点

$$\omega_Z = \frac{1}{C_C(1/g_{m9} - R_Z)} \quad \text{方法 1: 使 } \omega_Z \text{ 无穷大, } R_Z = 1/g_{m9}$$

方法 2: 使 ω_Z 为负零点, 抵消非主极点

$$H(s) = A \frac{1 - s/\omega_Z}{(1 + s/\omega_{p1})(1 + s/\omega_{p2})}$$

$$\omega_{p2} \approx \frac{g_{m9}}{(1 + C_E/C_C)C_L} \approx -\frac{1}{C_C(1/g_{m9} - R_Z)}$$

$$R_Z \approx \frac{1}{g_{m9}} \times \frac{(1 + C_E/C_C)C_L + C_C}{C_C} \approx \frac{1}{g_{m9}} \times (1 + C_E/C_C) \frac{C_L}{C_C}$$

$$\approx \frac{1}{g_{m9}} \times \frac{C_L}{C_C} \quad (\text{当 } C_C \gg C_E \text{ 时, 与书上结论一致)}$$

R_Z 的实现

方法1: $R_Z = 1/g_{m9}$, 没有零点

方法2: $R_Z \approx \frac{1}{g_{m9}} \times \frac{C_L}{C_C}$, 负零点, 与 ω_{p2} 抵消

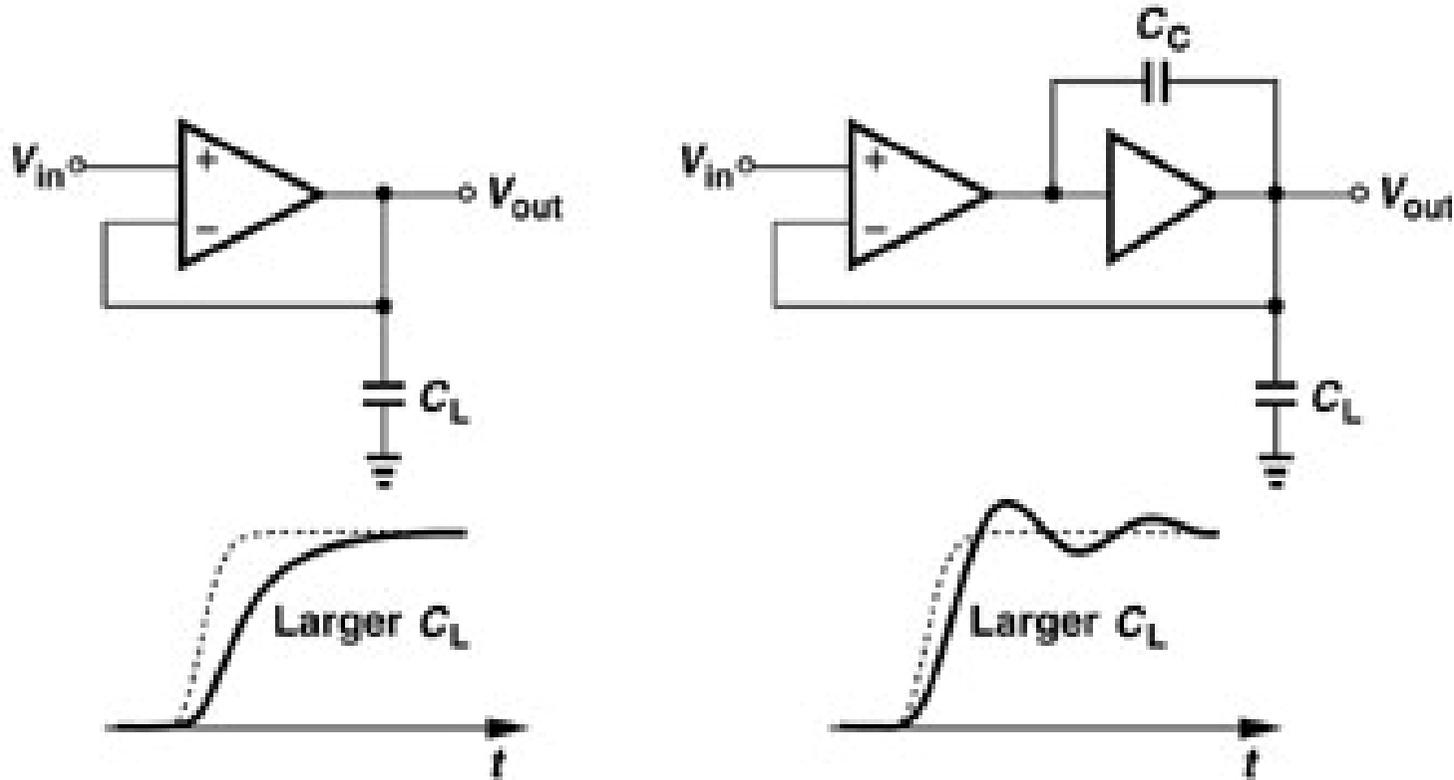
方法3: $R_Z = \sqrt{1/g_{m9} \times \frac{1}{g_{m9}} \times \frac{C_L}{C_C}} \approx \frac{1}{g_{m9}} \sqrt{\frac{C_L}{C_C}}$, 负零点, 高频

由于很多应用中 C_L 不能精确确定, 因此更多的时候我们采用方法3

因为 R_Z 与 $\frac{1}{g_{m9}}$ 相关, 通常使用线性区的MOSFET实现 R_Z

使用合适的偏置电路, 跟随工艺参数与温度的变化

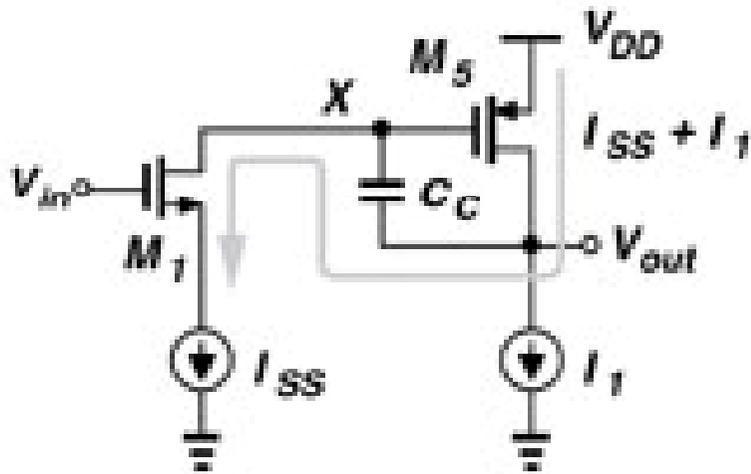
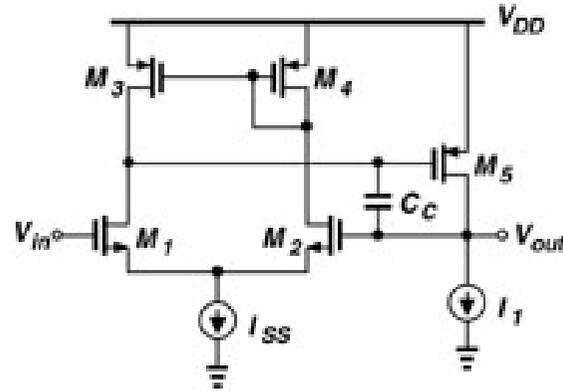
负载的影响



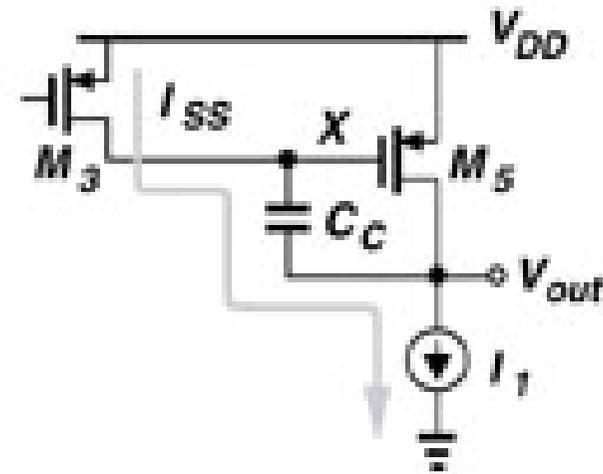
单级运放：输出点为主极点。 C_L 越大，GBW越小，系统越稳定

两级运放：输出点为非主极点。 C_L 越大， f_{p2} 越小，系统趋于振荡

两级运放的正向SR与负向SR



$$SR = \frac{I_{SS}}{C_C}$$



转换速率：单级运放VS两级运放

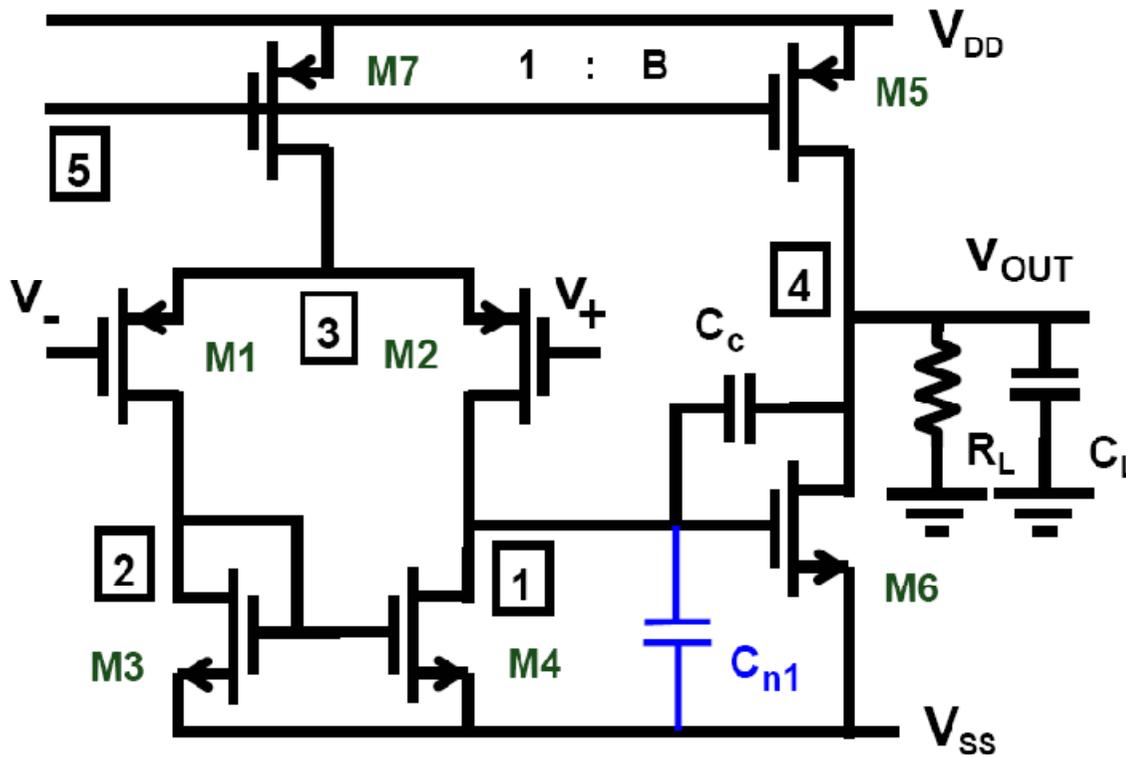
单级运放： $SR = \frac{I_{SS}}{C_L}$

其中 I_{SS} 为尾电流， C_L 为负载电容

两级运放： $SR = \frac{I_{SS}}{C_C}$

其中 I_{SS} 为第一级的尾电流， C_C 为Miller补偿电容

两级运放的设计实例（1）



性能指标

$$V_{DD} = 5V$$

$$R_L = 100k\Omega, C_L = 5pF$$

输出摆幅 $> 4.4V$

单位缓冲, $2V$ 阶跃输入

要求稳定精度 0.05%

总的稳定时间 $< 100ns$

$$A_{v0} > 2000$$

$$PM > 65^\circ$$

工艺参数： $\mu_n C_{ox} = 60 \mu A/V^2$, $\mu_p C_{ox} = 30 \mu A/V^2$, $\gamma = 0$, $C_{ox} = 3 fF/\mu m^2$

$\lambda_n = 0.1 V^{-1}$ ($L = 0.5 \mu m$), $\lambda_p = 0.2 V^{-1}$ ($L = 0.5 \mu m$), $v_{thn} = |v_{thp}| = 0.7V$

两级运放的设计实例（2）

$$GBW \approx \frac{g_{m2}}{2\pi C_C} \approx \frac{I_{D7}}{2\pi C_C V_{dsat2}}, \quad SR = \frac{I_{D7}}{C_C}$$

$$t_{total} \approx \frac{\Delta V}{SR} + \frac{\ln(\frac{1}{\varepsilon})}{2\pi\beta GBW} \approx \frac{C_C}{I_{D7}} (\Delta V + \ln(\frac{1}{\varepsilon}) \times V_{dsat2})$$

$\varepsilon = 0.05\%$, $\Delta V = 2V$, $V_{dsat2} = 0.2V$ 代入

得 $t_{total} \approx \frac{C_C \times 3.52V}{I_{D7}} < 100ns$, 其中 $t_{0.05\%} < \frac{1.52}{3.52} \times 100ns = 43ns$

$$GBW > \frac{\ln 2000}{2\pi} \times \frac{1}{t_{0.05\%}} \approx 28MHz, \text{ 考虑设计余量, 取 } GBW \approx 35MHz$$

两级运放的设计实例（3）

GBW、 f_{p2} 、 f_z 与PM

$$\mathbf{GBW} \approx \frac{\mathbf{g}_{m2}}{2\pi\mathbf{C}_C}, \quad \mathbf{f}_{p2} \approx \frac{\mathbf{g}_{m6}}{2\pi\mathbf{C}_L(1 + \frac{\mathbf{C}_{n1}}{\mathbf{C}_C})}, \quad \mathbf{f}_z \approx \frac{\mathbf{g}_{m6}}{2\pi\mathbf{C}_C}$$

$$\mathbf{PM} \approx 90^\circ - \tan^{-1}\left(\frac{\mathbf{GBW}}{\mathbf{f}_{p2}}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{\mathbf{GBW}}{\mathbf{f}_z}\right)$$

$$\text{若 } \mathbf{f}_{p2} \approx 3\mathbf{GBW}, \text{ 则 } \tan^{-1}\left(\frac{\mathbf{GBW}}{\mathbf{f}_{p2}}\right) \approx 18.5^\circ$$

$$\text{若 } \mathbf{f}_z > 10\mathbf{GBW}, \text{ 则 } \tan^{-1}\left(\frac{\mathbf{GBW}}{\mathbf{f}_z}\right) < 5.7^\circ$$

因此考虑到 f_z 以及更高阶极点的相移，取 $f_{p2} \approx 3GBW$

两级运放的设计实例（4）

取 $C_C \approx 3 \sim 5$ 倍 C_{n1} ，假设取 $C_C \approx 4C_{n1}$

通过 f_{p2} 估算 g_{m6} ，进而估算 C_{n1}

$$f_{p2} \approx \frac{g_{m6}}{2\pi C_L \left(1 + \frac{C_{n1}}{C_C}\right)} \approx \frac{g_{m6}}{2\pi C_L \frac{5}{4}}$$

$$g_{m6} \approx 2\pi C_L \times \frac{5}{4} \times 3GBW \approx 4.1ms$$

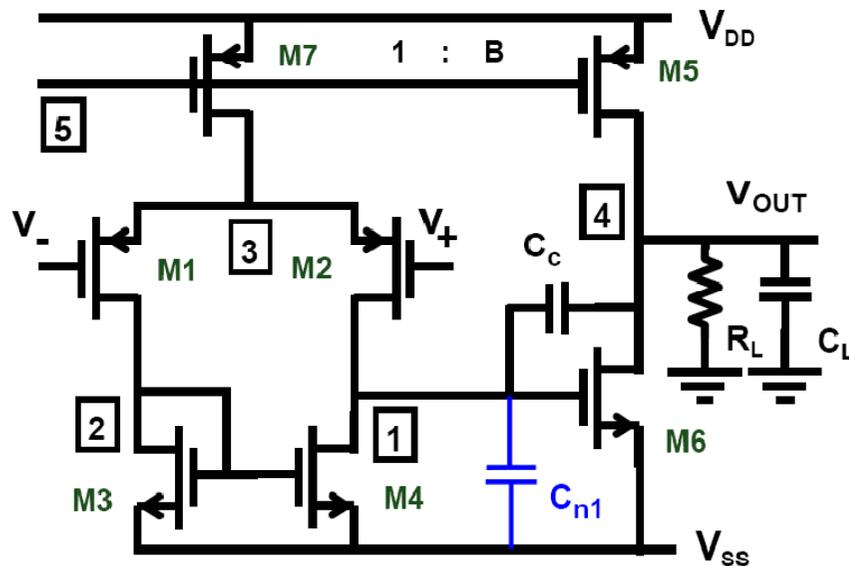
$$\text{取 } V_{dsat6} = 0.2V, \text{ 则 } I_{D6} \approx 410\mu A, \left(\frac{W}{L}\right)_6 \approx \frac{172\mu m}{0.5\mu m}$$

此时 $C_{n1} \approx \frac{2}{3}W_6L_6C_{ox} \approx 0.17pF$ ，考虑其它 MOSFET 寄生电容及

连线寄生电容，取 $C_{n1} \approx 0.2pF$

所以 $C_C \approx 0.8pF$

两级运放的设计实例（5）



确定各晶体管的 V_{dsat}

$M5$ 、 $M7$ 为尾电流P管, $|V_{dsat}| = 0.3V$

$M1$ 、 $M2$ 、 $M6$ 为放大管, $|V_{dsat}| = 0.2V$

$M3$ 、 $M4$, $V_{dsat} = 0.2V$

确定各支路电流

$C_C \approx 0.8 pF$, $GBW = 35 MHz$

因此 $g_{m2} \approx 2\pi GBW \times C_C \approx 176 \mu S$

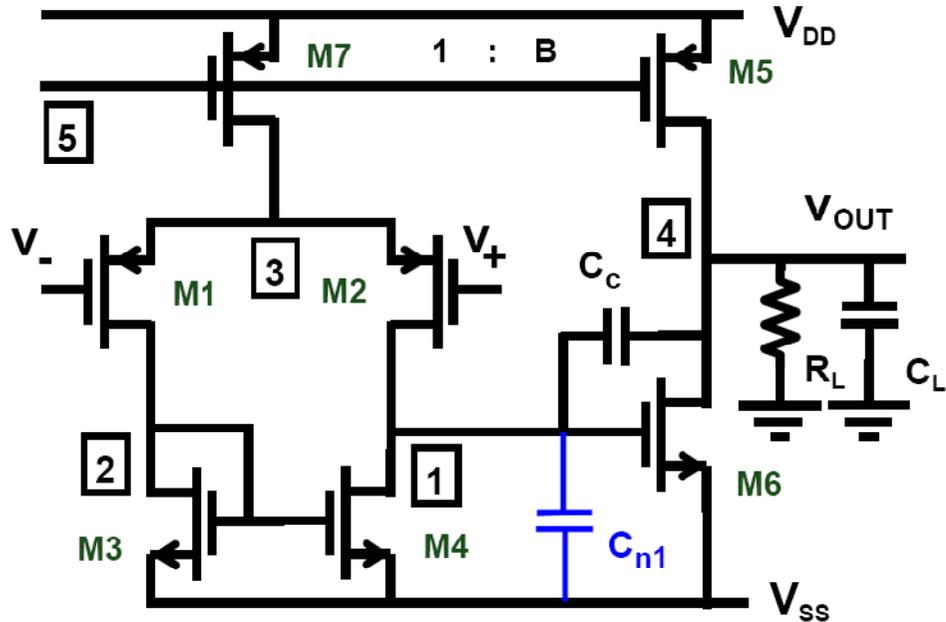
则 $I_{D1} = I_{D2} = 17.6 \mu A$

$I_{D7} = 35.2 \mu A$

$g_{m6} \approx 4.1 ms$

$I_{D6} = 410 \mu A$

两级运放的设计实例（6）



根据各支路电流与 V_{dsat} ，
确定晶体管的宽长比；
再根据增益的要求，
确定晶体管的 W 、 L 。

注意：

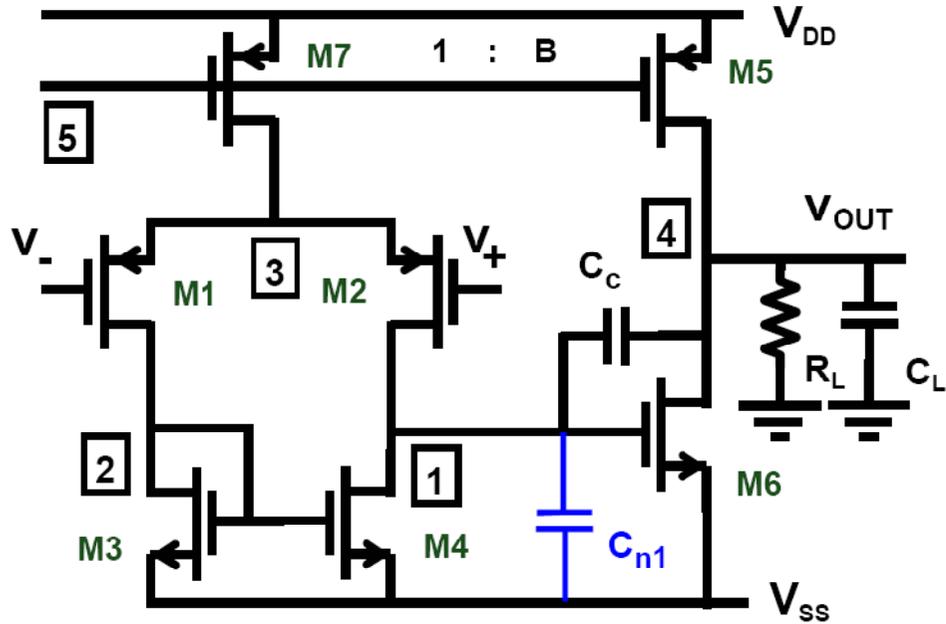
λ_p 较大，**P**管为增益的瓶颈
可适当增加**P**管的 L ，提高增益

$$A_{v1} = g_{m2}(r_{o2} \parallel r_{o4})$$

$$A_{v2} = g_{m6}(r_{o6} \parallel r_{o5} \parallel R_L)$$

$$A_{v0} = A_{v1} \times A_{v2}$$

两级运放设计总结 (1)



$$GBW \approx \frac{g_{m2}}{2\pi C_C}, \quad SR = \frac{I_{D7}}{C_C}$$

$$f_{p2} \approx \frac{g_{m6}}{2\pi C_L \left(1 + \frac{C_{n1}}{C_C}\right)}$$

$$f_{p2} \approx 3 \times GBW$$

$$g_m = \frac{2I_D}{V_{dsat}}$$

$$\text{小信号建立时间 } t_\varepsilon = \frac{\ln\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)}{2\pi\beta GBW}$$

$$\text{大信号转换时间 } t_{SR} = \frac{\Delta V}{SR}$$

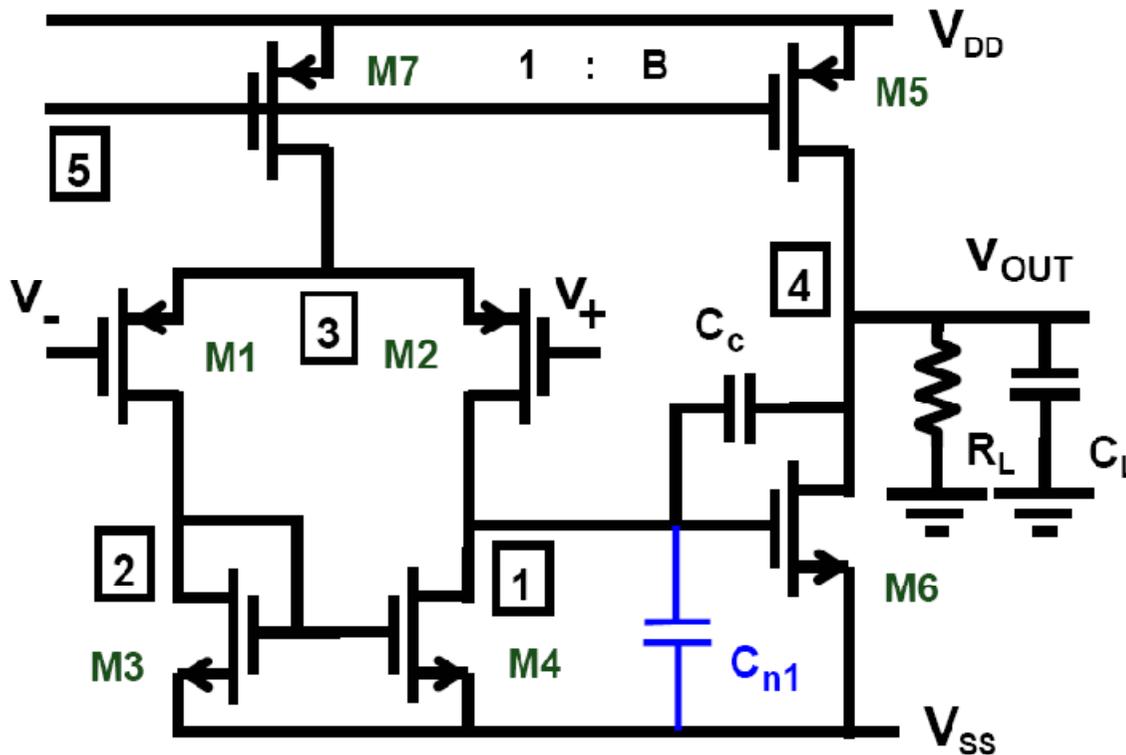
两级运放设计总结（2）

- 1、根据总的稳定时间，确定 **GBW**
 - 2、根据相位裕度 PM ，确定 $f_{p2} = 3GBW$
 - 3、补偿电容 $C_C \approx 3 \sim 5$ 倍 C_{n1}
 - 4、根据 **GBW**、 f_{p2} 、 C_L 确定 $g_{m6} = 2\pi C_L \left(1 + \frac{C_{n1}}{C_C} \right) \times 3GBW$
 - 5、计算 M_6 管的尺寸，估得 $C_{n1} \approx \frac{2}{3} W_6 L_6 C_{ox}$ ，并留 20% 余量
 - 6、根据 **GBW**、 C_C 确定 g_{m2}
 - 7、确定各晶体管的 V_{dsat} 、 I_D
 - 8、由 V_{dsat} 、 I_D 确定晶体管的宽长比
 - 9、根据增益，确定各晶体管宽、长
- 注：若 M_6 的 $W \times L$ 有大变动，应重新估算 C_{n1} ，重复步骤 4 ~ 9
-

作业（1）

- 第一题：习题10.11
 - 第二题：
 - 性能指标与工艺参数见下页
 - 确定GBW
 - 确定补偿电容 C_c 的大小
 - 确定各偏置电压
 - 确定各晶体管的电流、尺寸
 - 最终的增益为多少
-

作业 (2)



性能指标

$$V_{DD} = 5V$$

$$R_L = 100\text{ k}\Omega, C_L = 10\text{ pF}$$

输出摆幅 > 4.4V

单位缓冲, 1V阶跃输入

要求稳定精度 0.1%

总的稳定时间 < 150 ns

$$A_{v0} > 2000$$

$$PM > 65^\circ$$

工艺参数: $\mu_n C_{ox} = 60\ \mu\text{A}/\text{V}^2$, $\mu_p C_{ox} = 30\ \mu\text{A}/\text{V}^2$, $\gamma = 0$, $C_{ox} = 3\text{ fF}/\mu\text{m}^2$

$\lambda_n = 0.1\ \text{V}^{-1}$ ($L = 0.5\ \mu\text{m}$), $\lambda_p = 0.2\ \text{V}^{-1}$ ($L = 0.5\ \mu\text{m}$), $v_{thn} = |v_{thp}| = 0.7V$