

# 第七章 典型运放-上

**冯 鹏**

**fengpeng06@semi.ac.cn**

**中国科学院半导体研究所**

# 本章内容

---

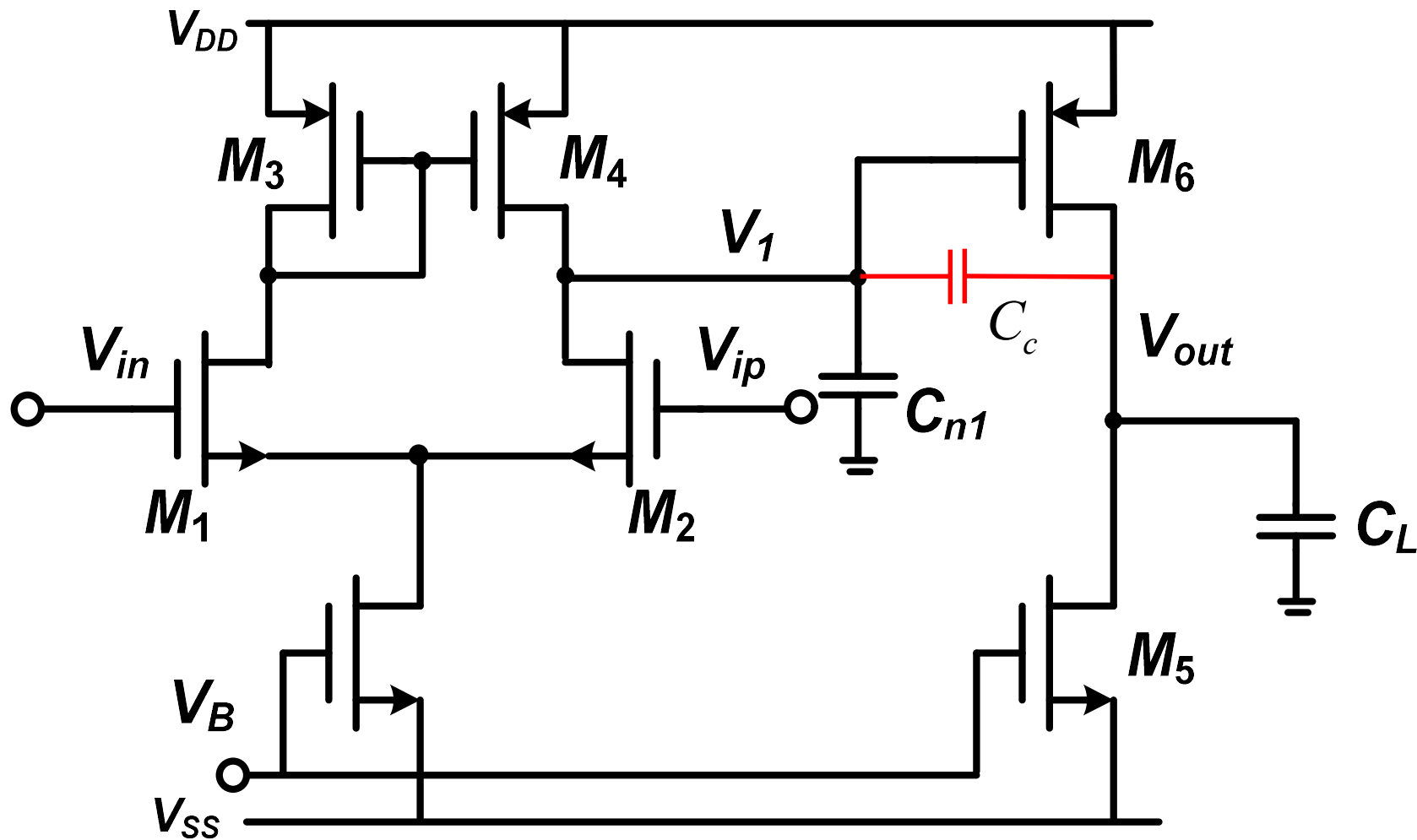
- ◆ **两级放大器**
- ◆ **套筒放大器**
- ◆ **折叠放大器**
- ◆ **增益自举放大器**
- ◆ **其它放大器**

# 两级放大器

- 共模输入范围
- 输出摆幅
- 共模抑制比
- 两级放大器的输出阻抗
- 电源抑制比
- 压摆率
- 噪声以及抑制措施

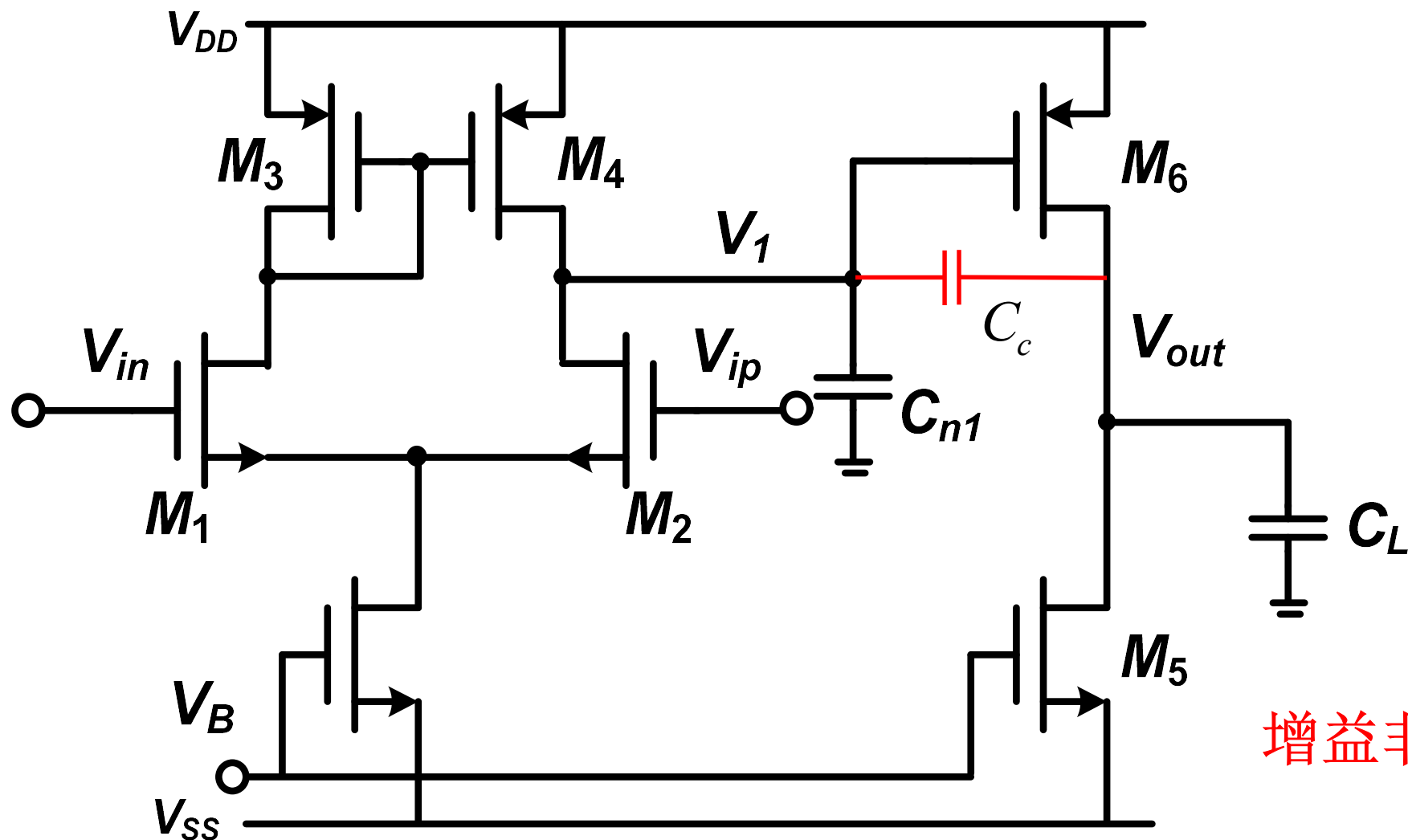
饱和区

$$I_{DS,nmos} = \frac{1}{2} k_n' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{Tn})^2 (1 + \lambda V_{DS})$$



- **第一级放大器尾电流源饱和;**  $V_{ic} \geq V_{GS1,2} + V_{ov} \approx V_{thn} + \underline{2V_{ov}}$
- **M<sub>1</sub>、M<sub>2</sub>处于饱和区;**  $V_{ic} \leq V_{DD} - \underline{|V_{GS3}|} + V_{thn}$

# 输出电压摆幅

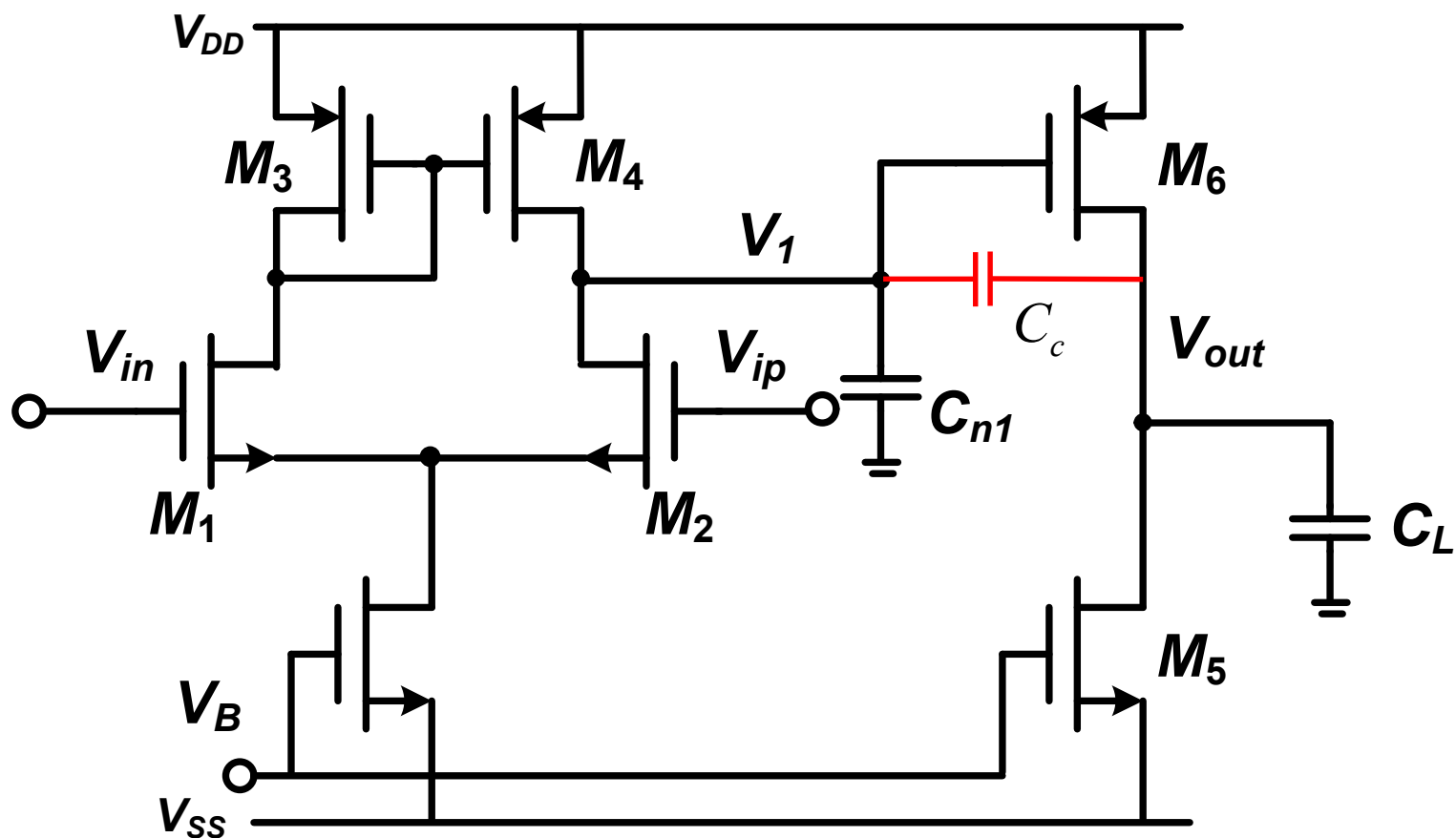


增益非线性！

■  $M_6$ 处于饱和区:  $V_{out} \leq V_{DD} - \underline{V_{ov,M6}}$

■  $M_5$ 处于饱和区:  $V_{out} \geq \underline{V_{ov,M5}}$

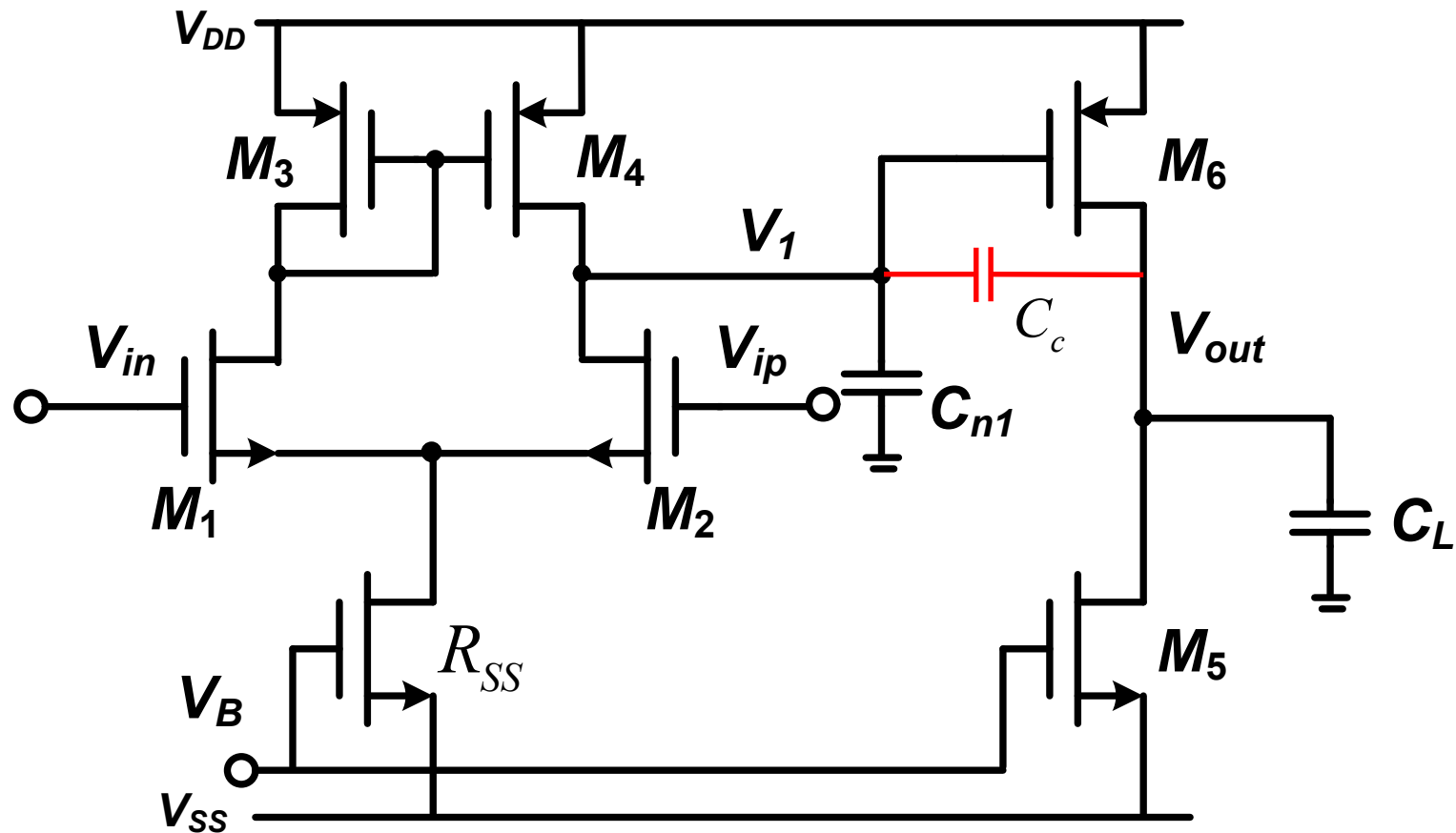
# 共模抑制比



$$CMRR = \left| \frac{A_{vd}}{A_{vc}} \right| = \left| \frac{V_1 / V_{id}}{V_1 / V_{ic}} \frac{V_{out} / V_1}{V_{out} / V_1} \right| = CMRR_1$$

**第二级对共模抑制比没有贡献！**

# 共模抑制比计算



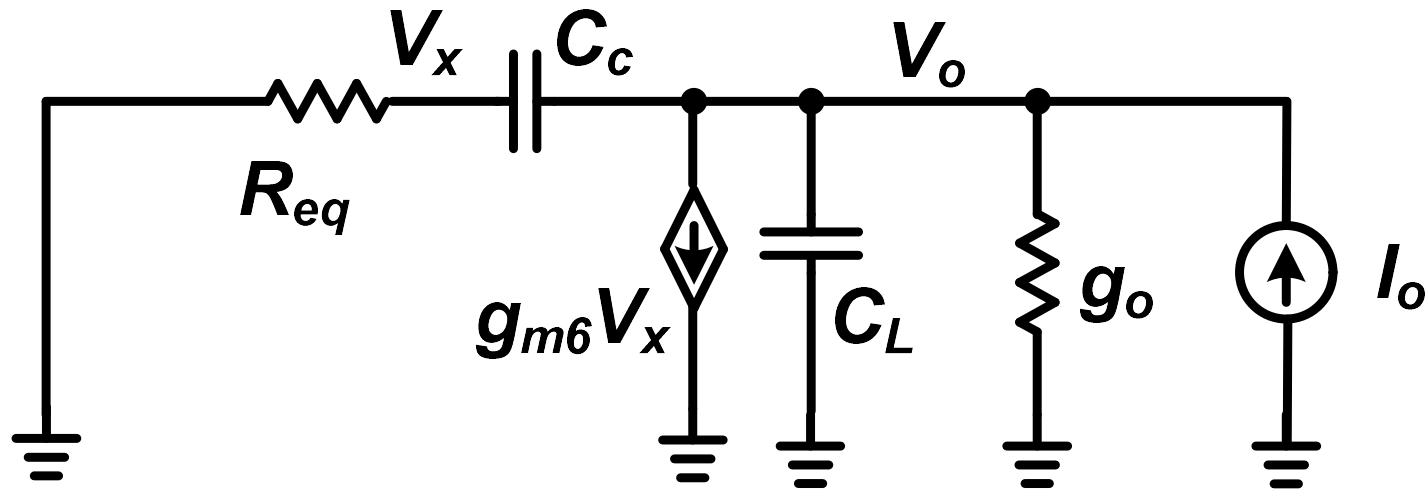
$$A_{vd1} = -g_{m1,2}(r_{o2} // r_{o4})$$

$$A_{CM1} \approx -\frac{g_{m1,2}}{g_{m3,4}} \frac{1}{1 + 2g_{m1,2}R_{SS}}$$

$$CMRR = CMRR_1$$

$$= g_{m3,4}(r_{o2} // r_{o4})(1 + 2g_{m1,2}\underline{R_{SS}})$$

# 两级放大器的输出阻抗

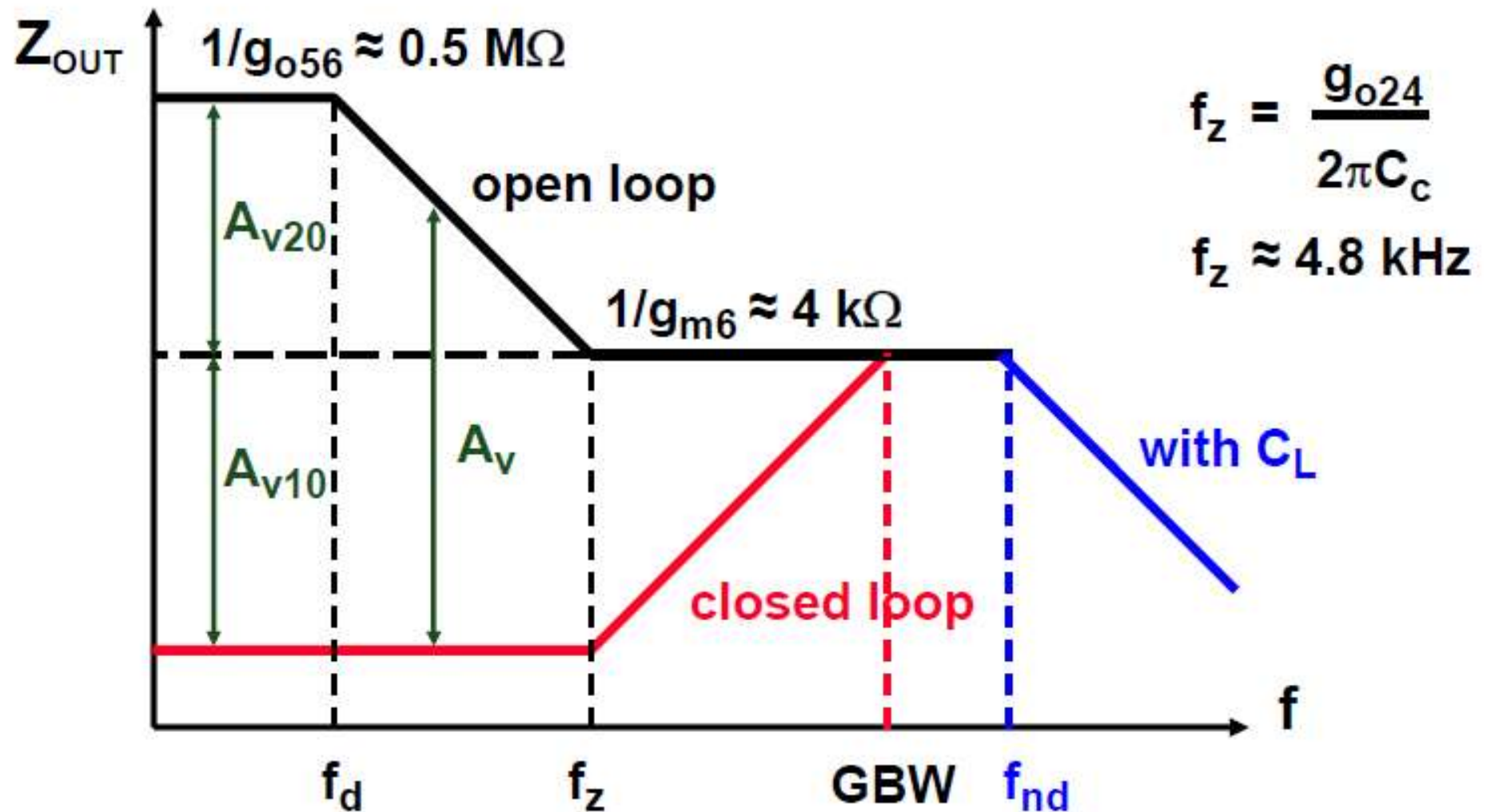


$$\begin{cases} V_x / R_{eq} = (V_o - V_x) s C_c \\ I_o = V_o g_o + V_o s C_L + g_{m6} V_x + V_x / R_{eq} \end{cases}$$

$$Z_o = V_o / I_o = \frac{s C_c R_{eq} + 1}{\underline{C_L C_c R_{eq}} s^2 + \underline{g_{m6} C_c R_{eq}} s + \underline{g_o}}$$

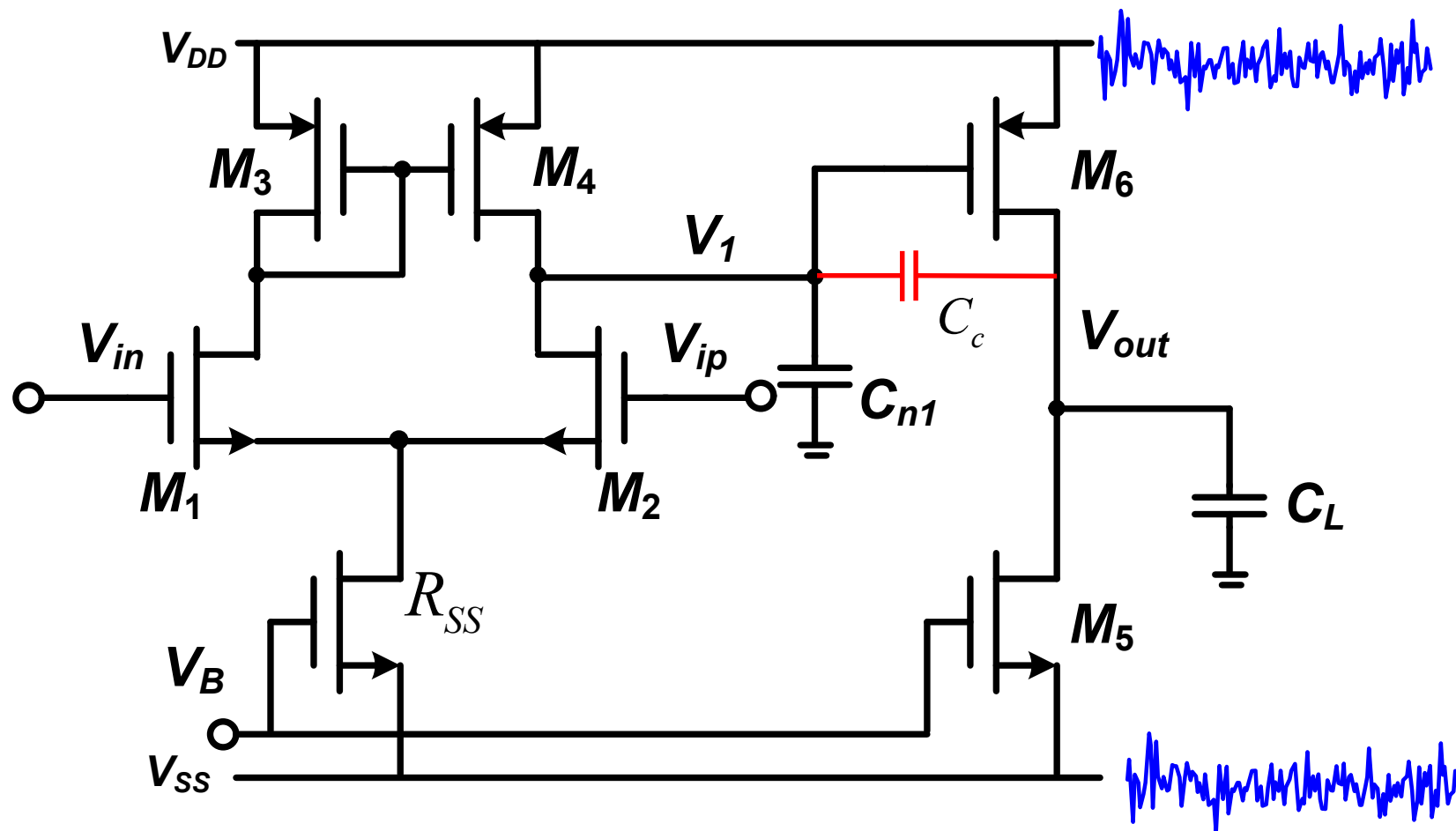


# 两级放大器的输出阻抗



$$Z_o = V_o / I_o = \frac{sC_c R_{eq} + 1}{C_L C_c R_{eq} s^2 + g_{m6} C_c R_{eq} s + g_o}$$

# 电源抑制比



- **电源线、地线存在干扰，对输出信号会产生影响；**  
**电路对这种干扰的抑制作用用电源抑制比表示。**

# 电源抑制比

$$A_{v_{DD}-V_{out}} = \frac{V_{out}}{v_{DD}} \quad A_{v_{SS}-V_{out}} = \frac{V_{out}}{v_{SS}}$$

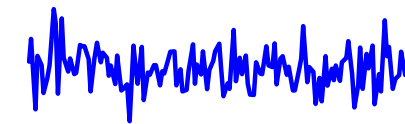
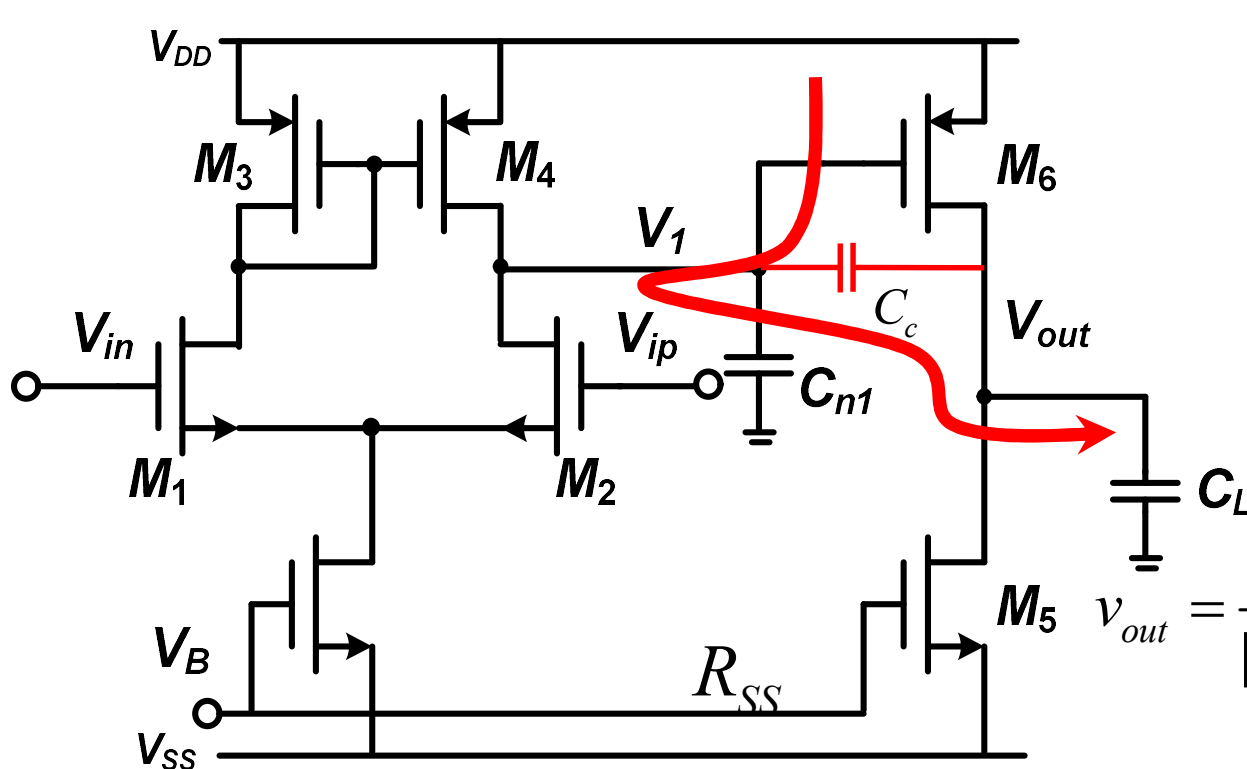
以上分别反映电源和地上的干扰对输出的影响。

$$A_{dm} = \frac{V_{out}}{(v_{ip} - v_{in})}$$

$$PSRR_+ = 20 \log_{10} \left| \frac{A_{dm}}{A_{v_{DD}-V_{out}}} \right| \quad PSRR_- = 20 \log_{10} \left| \frac{A_{dm}}{A_{v_{SS}-V_{out}}} \right|$$

**电源抑制比越高代表放大器抗电源和地干扰的能力越强**

# $V_{DD}$ 抑制比(低频)



$$V_1 = V_{DD} - V_{SG3}$$

$$V_{SG6} = V_{DD} - V_1 = V_{SG3}$$

**$V_1$ 和 $V_{DD}$ 同时作用:**

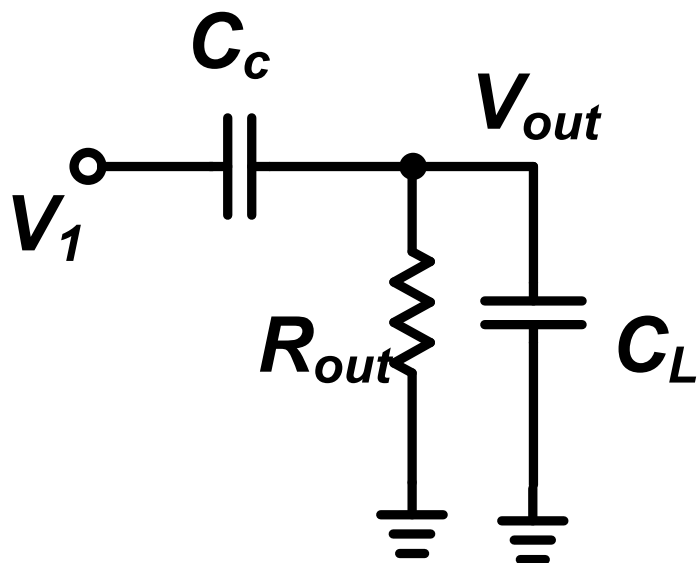
$$v_{out} = \frac{[r_{o5} // (1/sC_L)]}{[r_{o5} // (1/sC_L)] + [r_{o6} // (1/sC_C)]} v_{DD}$$

**低频时:** 
$$V_o = \frac{r_{o5}}{r_{o5} + r_{o6}} V_{DD}$$

- 低频下，不考虑电容的影响， $V_{DD}$ 对输出的影响由  $M_5$ 、 $M_6$ 的输出电阻分压决定。 
$$PSRR_+ \approx A_{v1} g_{m6} r_{o6}$$

# $V_{DD}$ 抑制比(高频)

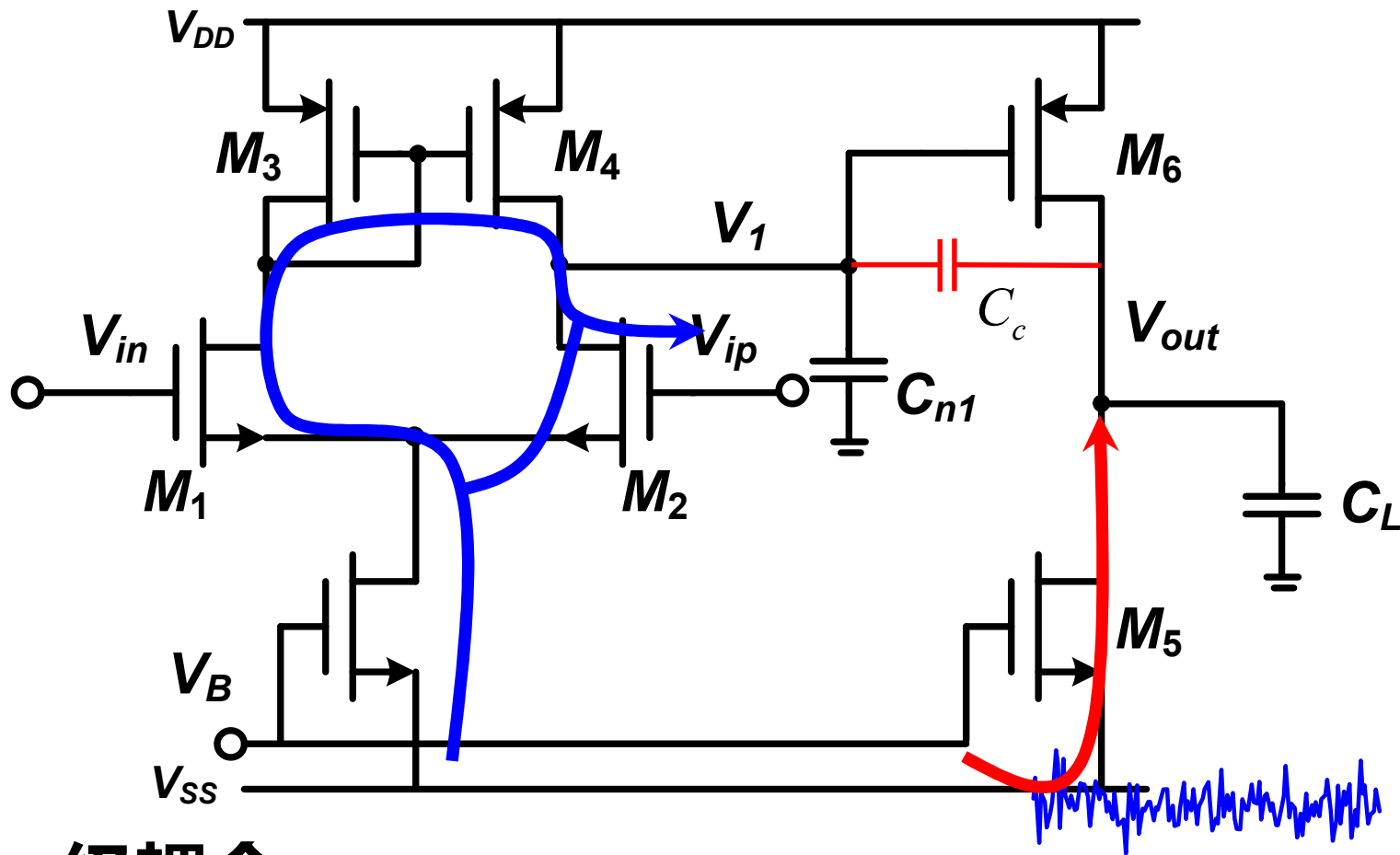
## 等效电路



$$V_o = \frac{sR_o C_c}{1 + sR_o (C_c + C_L)} V_{DD}$$

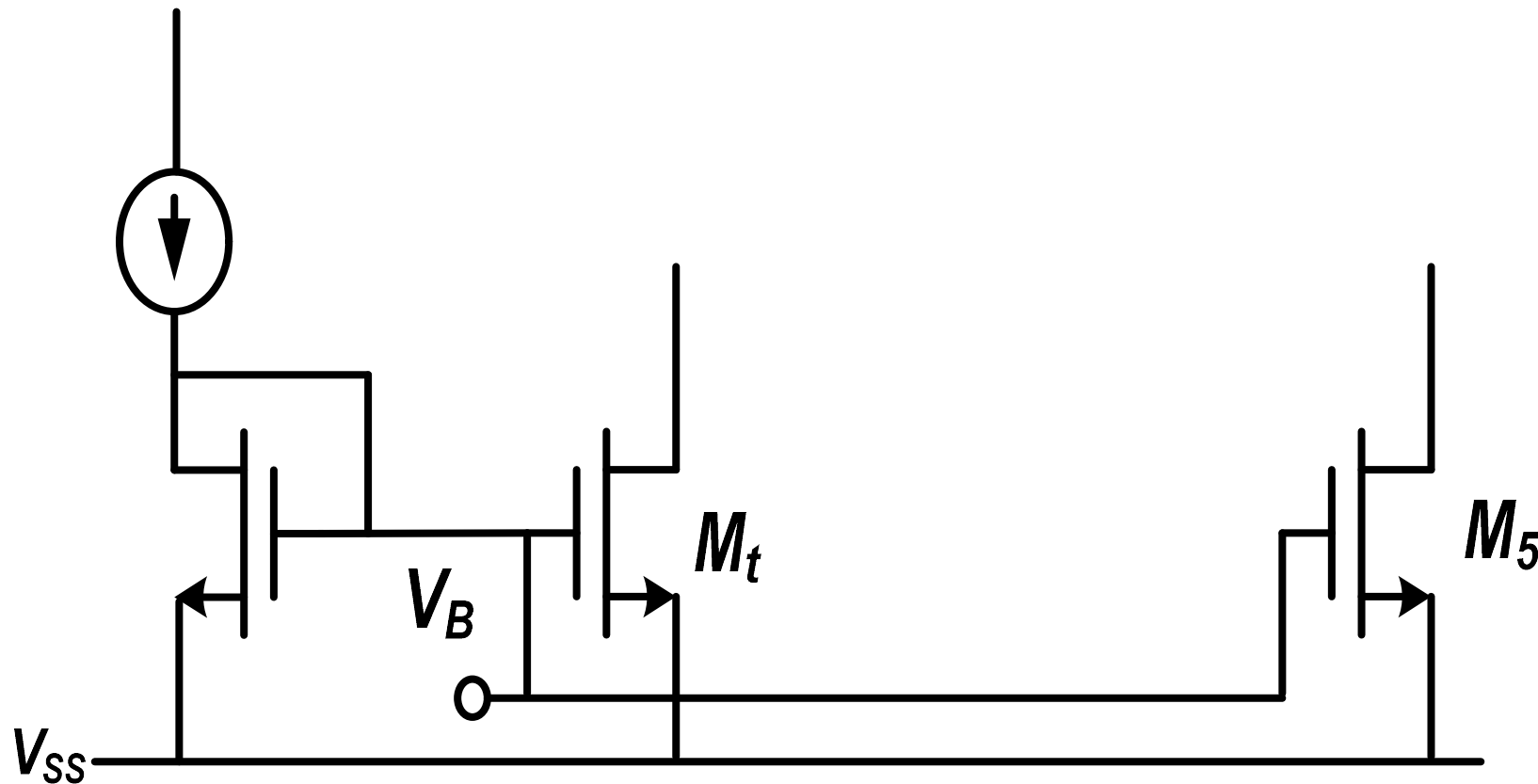
- 高频下，由于  $M_6$  的  $V_{SG6}$  保持不变， $V_1$  跟随  $V_{DD}$  变化并通过  $C_c$  直接耦合到输出；
- 若要提高电源抑制比的高频性能，需控制补偿电容  $C_c$  的大小。

# $V_{SS}$ 抑制比(低频)



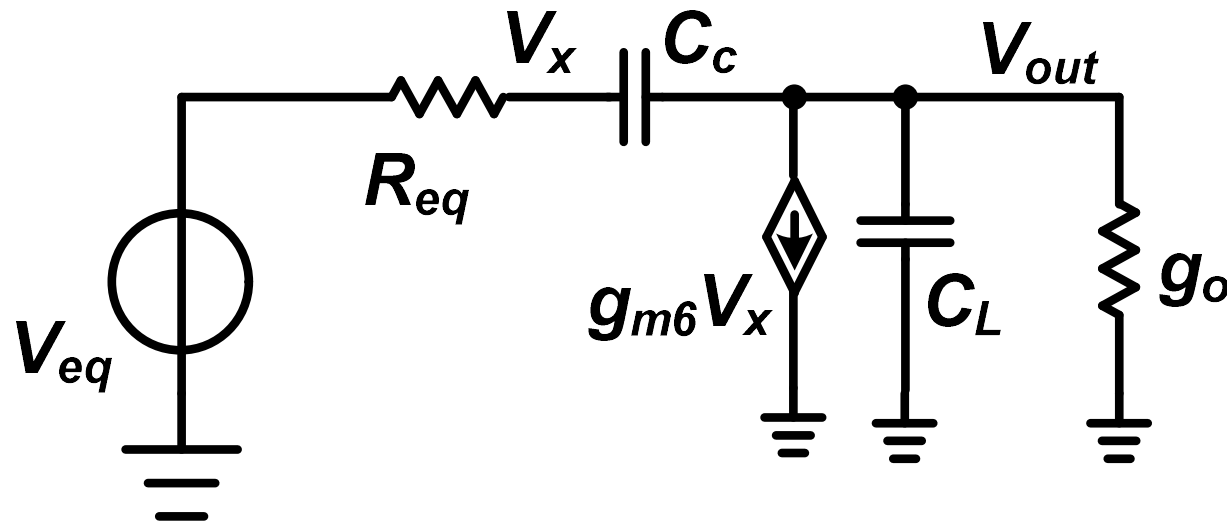
- 从第一级耦合;
- 从第二级耦合;
- 计算时可采用叠加定理, 先分别计算, 再将结果叠加。

# $V_{SS}$ 抑制比(低频)



- $V_B$ 是相对于 $V_{SS}$ 的，当 $V_{SS}$ 有波动时， $V_B$ 会跟着波动，而第一级尾电流源、 $M_5$ 的 $V_{GS}$ 均保持不变。

# 计算第一级的耦合



$$R_{eq} \approx (r_{o2} // r_{o4})$$

从M1和M2源极看进去的阻抗:

$$\frac{1 / (2g_{m3,4}) + r_{o1,2} / 2}{1 + g_{m1,2}r_{o1,2}}$$

RSS上产生的电流:

$$\frac{v_{SS}}{R_{SS} + R_o} = v_{SS} \left[ \frac{1 + g_{m1,2}r_{o1,2}}{(1 + g_{m1,2}r_{o1,2})R_{SS} + 1 / (2g_{m3,4}) + r_{o1,2} / 2} \right]$$

$V_{eq}=V1$ :

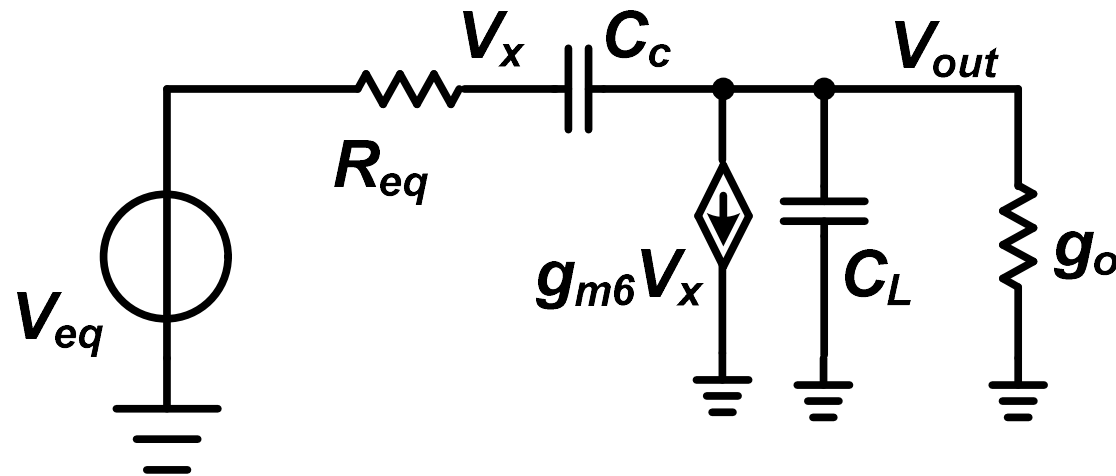
$$V_{eq} = \frac{1}{2} \times v_{SS} \left[ \frac{1 + g_{m1,2}r_{o1,2}}{(1 + g_{m1,2}r_{o1,2})R_{SS} + 1 / (2g_{m3,4}) + r_{o1,2} / 2} \right] \times \frac{1}{g_{m3,4}}$$

↓

$$V_{eq} \approx \frac{1}{2} \times v_{SS} \times \frac{1}{g_{m3,4}R_{SS}}$$



# 计算第一级的耦合



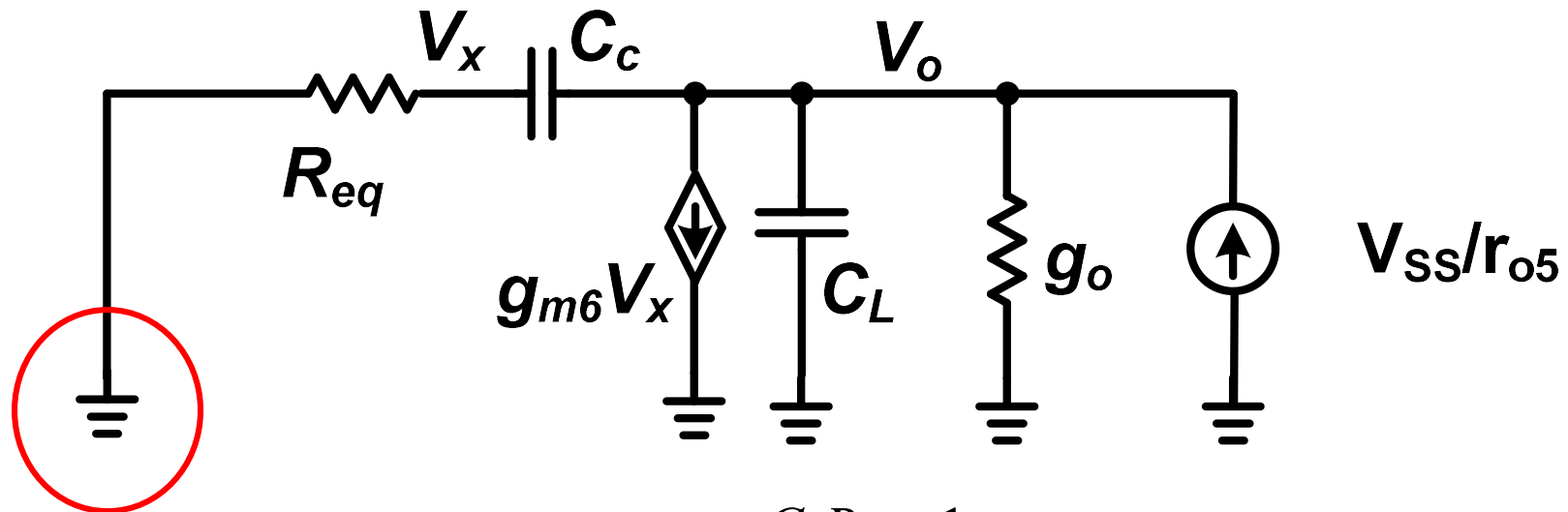
$$\begin{cases} V_{eq} - V_o = \underline{(V_x - V_o)sC_c} \left( R_{eq} + \frac{1}{sC_c} \right) \\ V_{eq} - V_o = \underline{(g_{m6}V_x + g_oV_o + sC_LV_o)} \left( R_{eq} + \frac{1}{sC_c} \right) \end{cases}$$



$$\frac{V_o}{V_{eq}} \approx \frac{sC_c - g_{m6}}{C_c C_L R_{eq} s^2 + (g_{m6} C_c R_{eq})s + g_o}$$

$$V_o = \frac{sC_c - g_{m6}}{C_c C_L R_{eq} s^2 + (g_{m6} C_c R_{eq})s + g_o} \frac{V_{SS}}{2g_{m34}R_{SS}}$$

# 计算第二级的耦合



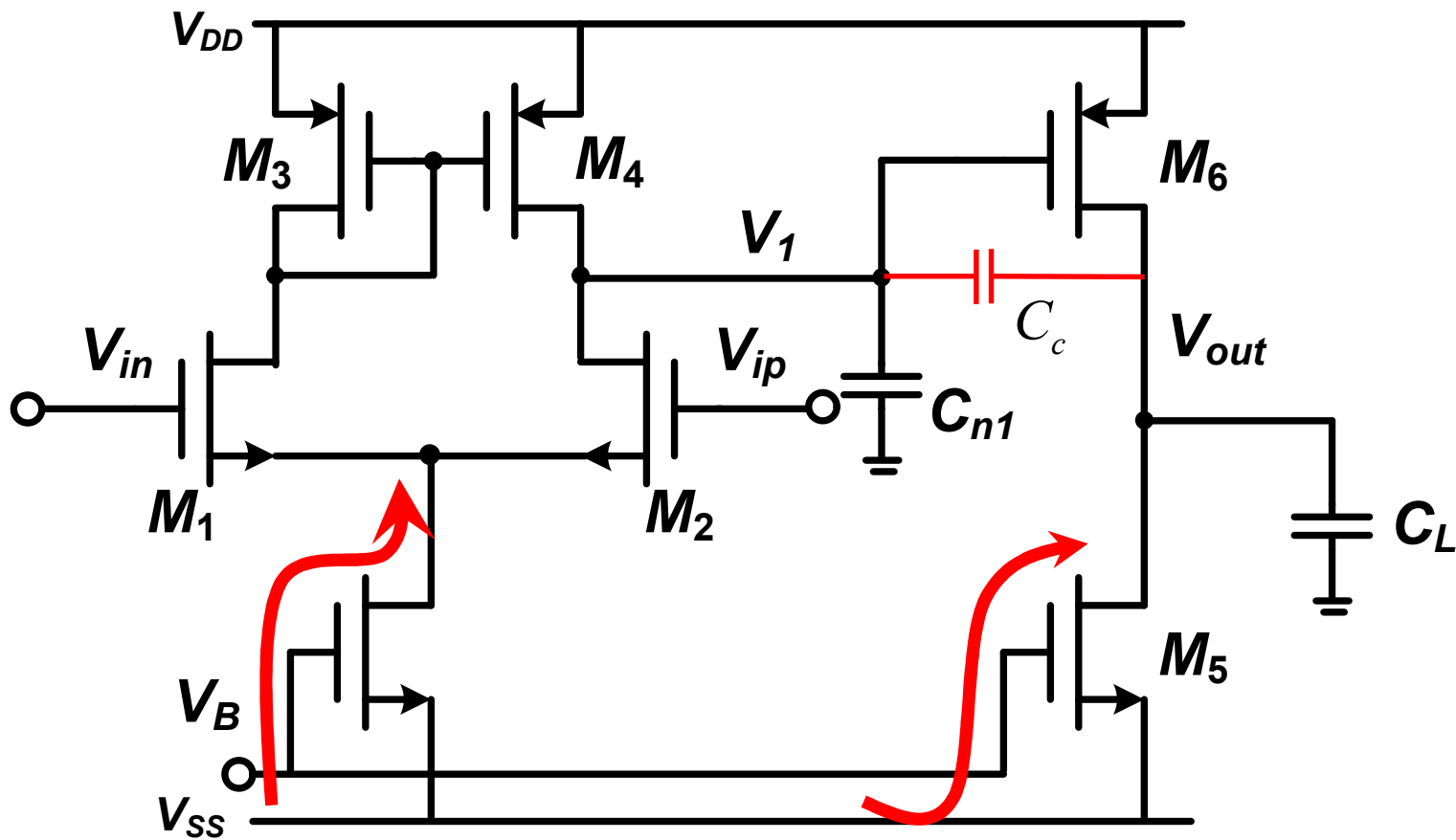
$$Z_o = V_o / I_o = \frac{sC_c R_{eq} + 1}{C_L C_c R_{eq} s^2 + g_{m6} C_c R_{eq} s + g_o}$$

$$V_o = \frac{V_{SS}}{r_{o5}} Z_o = \frac{sC_c R_{eq} + 1}{C_L C_c R_{eq} s^2 + g_{m6} C_c R_{eq} s + g_o} \frac{1}{r_{o5}} V_{SS}$$

由叠加定理:

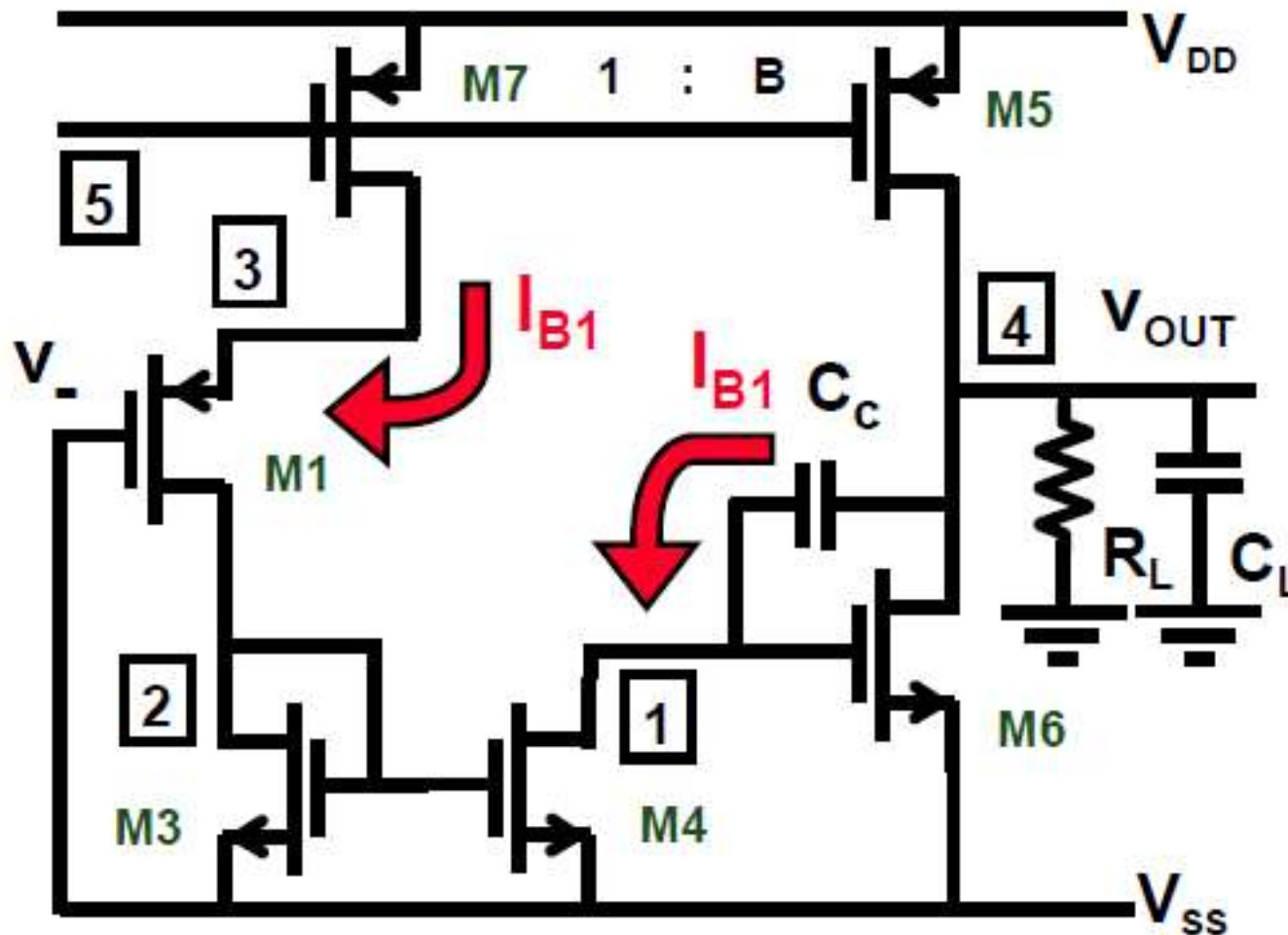
$$V_o = \frac{sC_c - g_{m6}}{C_c C_L R_{eq} s^2 + (g_{m6} C_c R_{eq}) s + g_o} \frac{V_{SS}}{2g_{m34} R_{SS}} + \frac{sC_c R_{eq} + 1}{C_L C_c R_{eq} s^2 + g_{m6} C_c R_{eq} s + g_o} \frac{1}{r_{o5}} V_{SS}$$

## $V_{SS}$ 抑制比(高频)



- 高频下,  $V_{SS}$  的干扰会通过尾电流源、 $M_5$  的  $C_{GD}$  直接耦合; 导致高频 PSRR 降低。

# 压摆率



Switch input :

$$V_+ > 1$$

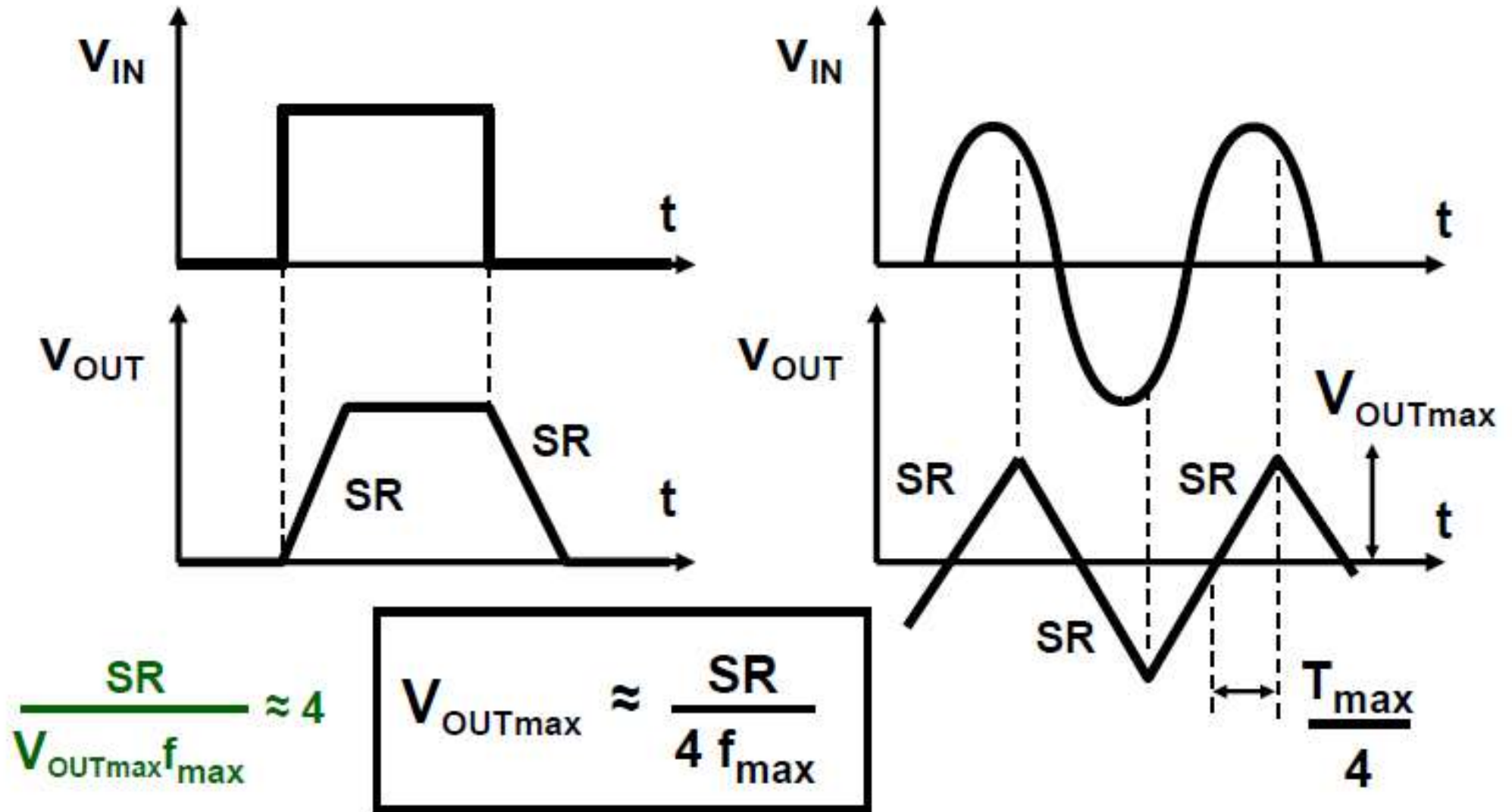
$$V_- > 0$$

$$SR = \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta t}$$

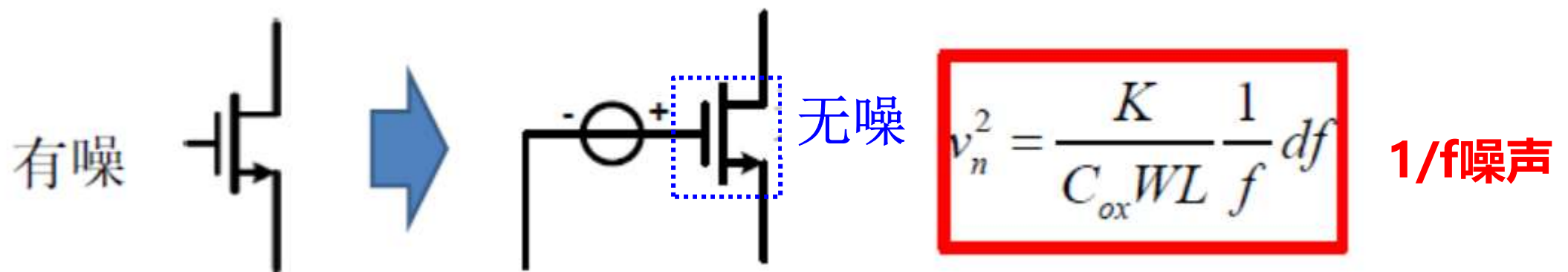
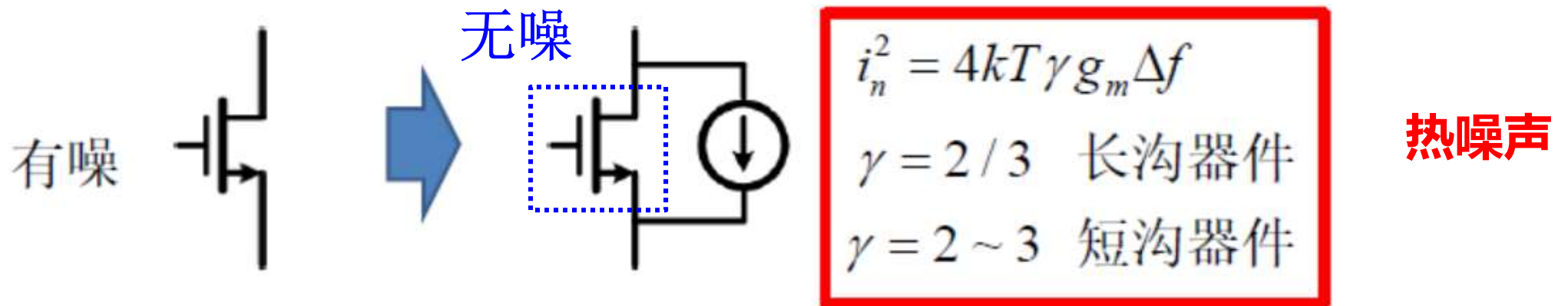
$$SR = \frac{I_{B1}}{C_C}$$

压摆率: Slew Rate

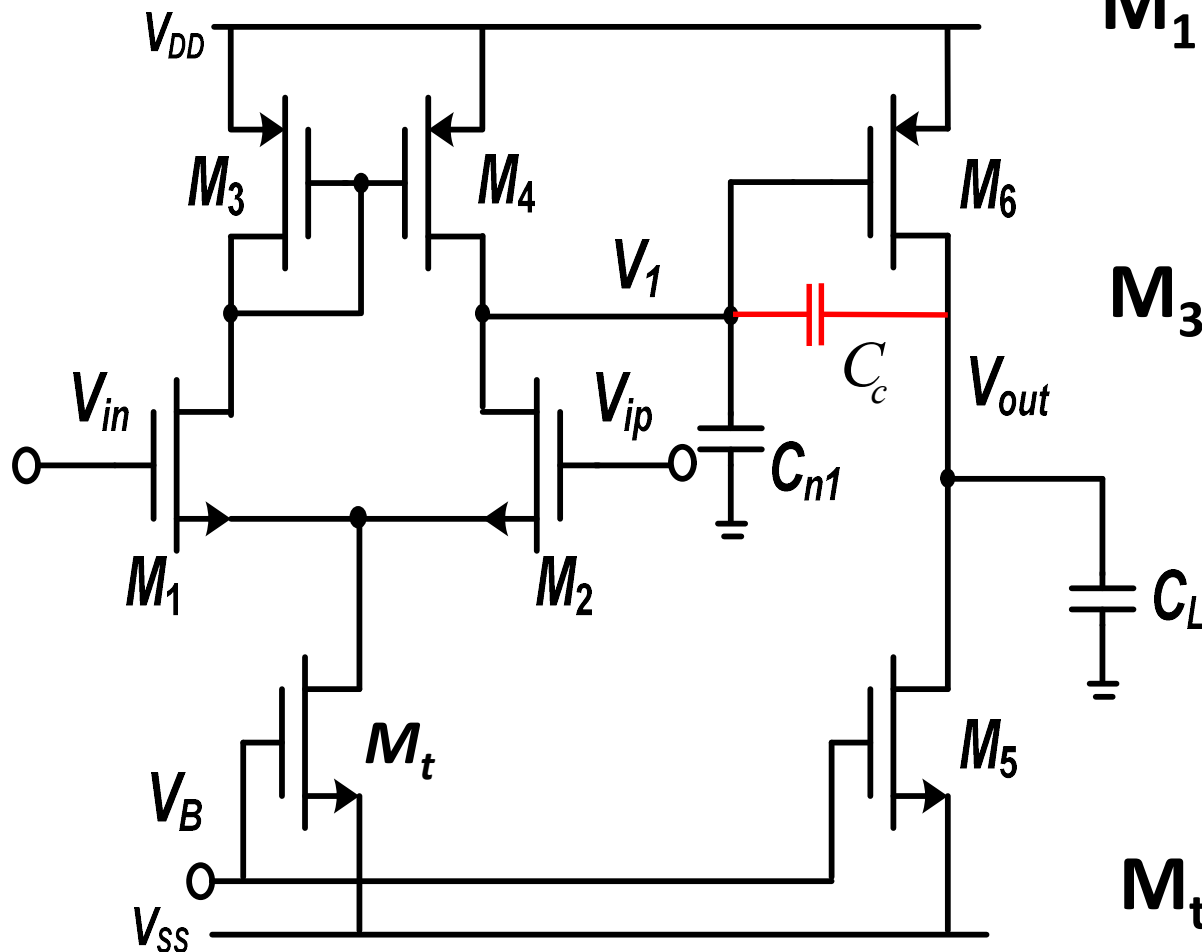
# 压摆率



# 两级放大器的噪声



# 两级放大器的热噪声



$M_1, M_2$  晶体管对  $\overline{dv_{in1}^2}$  的贡献:

$$2 \times 4kT\gamma \frac{1}{g_{m1,2}} df$$

$M_3, M_4$  晶体管对  $\overline{dv_{in1}^2}$  的贡献:

$$2 \times 4kT\gamma g_{m3,4} R_{out1}^2 df$$



$$2 \times 4kT\gamma \frac{g_{m3,4}}{g_{m1,2}^2} df$$

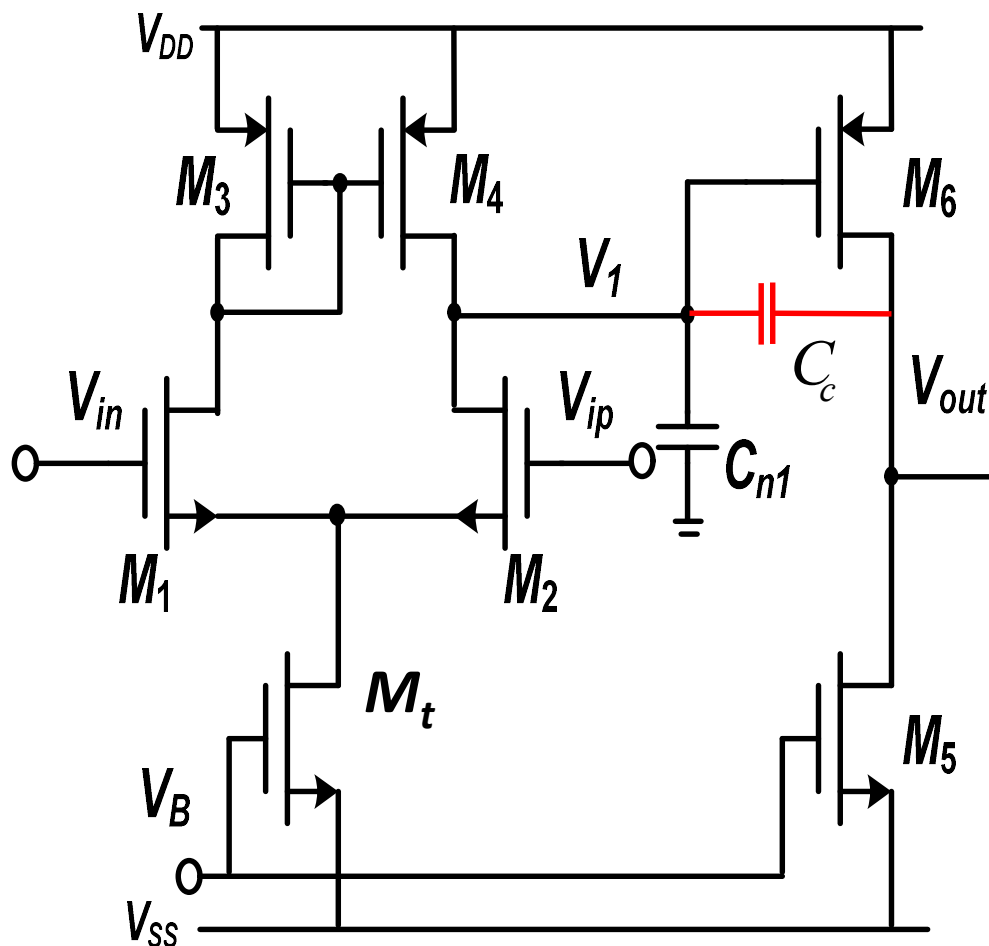
$M_t$  晶体管对  $\overline{dv_{in1}^2}$  的贡献:

$$kT\gamma \frac{g_{mt}}{g_{m3,4}^2 g_{m1,2}^2 R_{out1}^2} df$$

- 首先分析第一级放大器各晶体管的等效输入噪声

与M1-M4相比, 其噪声贡献可忽略

# 两级放大器的热噪声



- 忽略 $M_t$ 的影响:

$$\overline{dv_{in1}^2} = 2 \times 4kT\gamma \frac{1}{g_{m1,2}} df + 2 \times 4kT\gamma \frac{g_{m3,4}}{g_{m1,2}^2} df$$

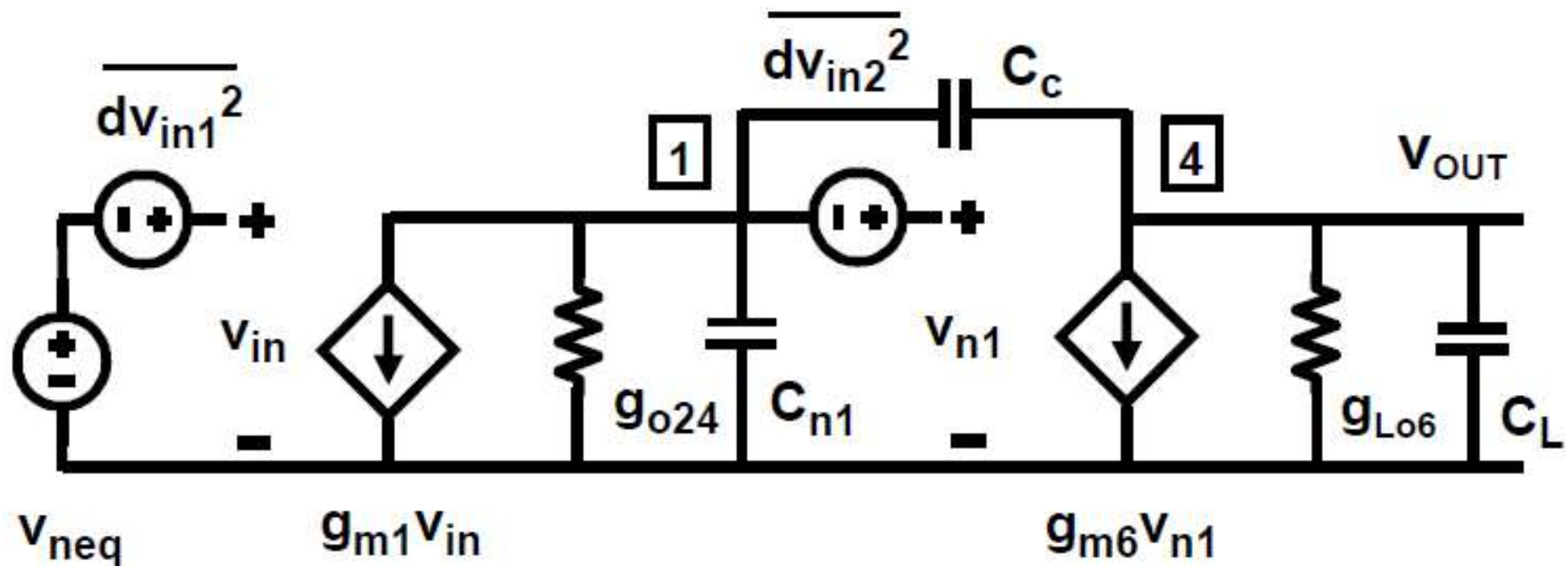
$$= 2 \times 4kT\gamma \frac{1}{g_{m1,2}} \left( 1 + \frac{g_{m3,4}}{g_{m1,2}} \right) df$$

- 通过合理设计，可以使得 $M_3$ 和 $M_4$ 的过驱动电压较大， $M_1$ 和 $M_2$ 的过驱动电压较小，使得 $M_3$ ， $M_4$ 管的噪声贡献也可以忽略。

- 为了得到输出噪声，需要乘以电压传递函数



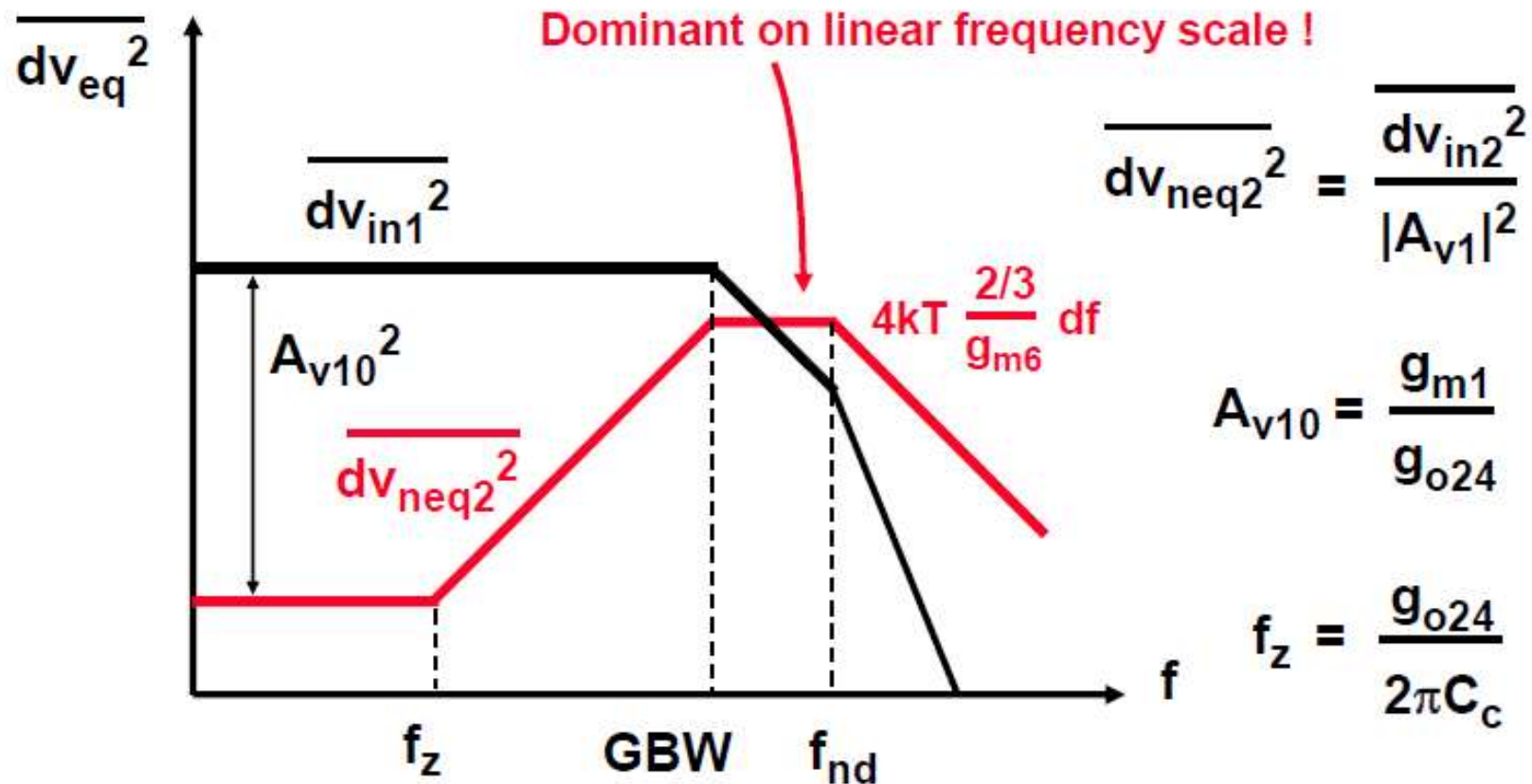
# 两级放大器的热噪声



$$\overline{dv_{in1}^2} \approx 4kT \frac{4/3}{g_{m1}} df$$

$$\overline{dv_{in2}^2} \approx 4kT \frac{2/3}{g_{m6}} df$$

# 两级放大器的热噪声

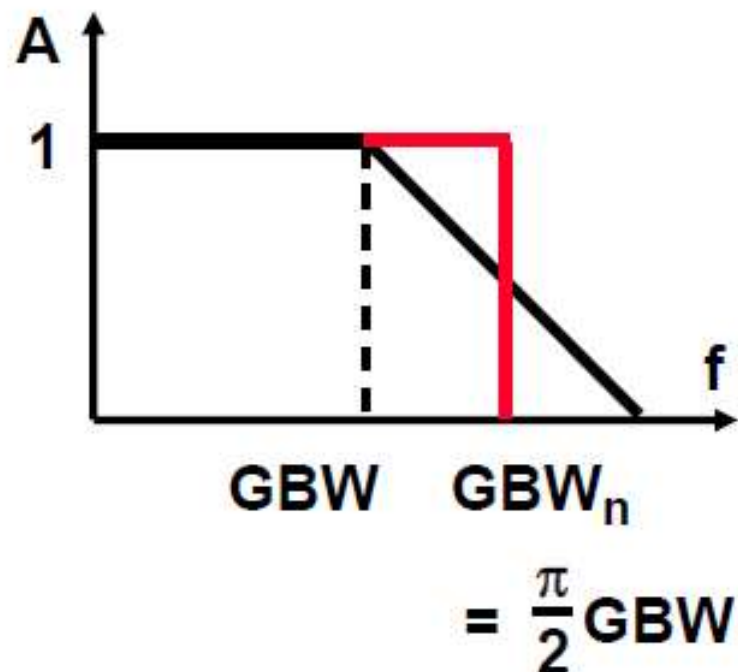


● 单位增益负反馈下两级放大器的输出热噪声

● 低频时第1级主导热噪声:

$$\overline{v_{out}^2} = 2 \times 4kT\gamma \frac{1}{g_{m1,2}} \left(1 + \frac{g_{m3,4}}{g_{m1,2}}\right) \times \frac{g_{m1,2}}{2\pi C_c} \times \frac{\pi}{2} = \frac{2kT\gamma}{C_c} \left(1 + \frac{g_{m3,4}}{g_{m1,2}}\right)$$

# 两级放大器的热噪声



$$C_c = 1\text{pF} \quad v_{R_s} = 74 \mu\text{V}_{\text{RMS}}$$

$$\overline{v_{\text{nieq}}^2} = \int_0^{\infty} \frac{\overline{dv_{\text{nieq}}^2}}{1 + (f/\text{GBW})^2}$$

$$\int_0^{\infty} \frac{dx}{1 + x^2} = \frac{\pi}{2}$$

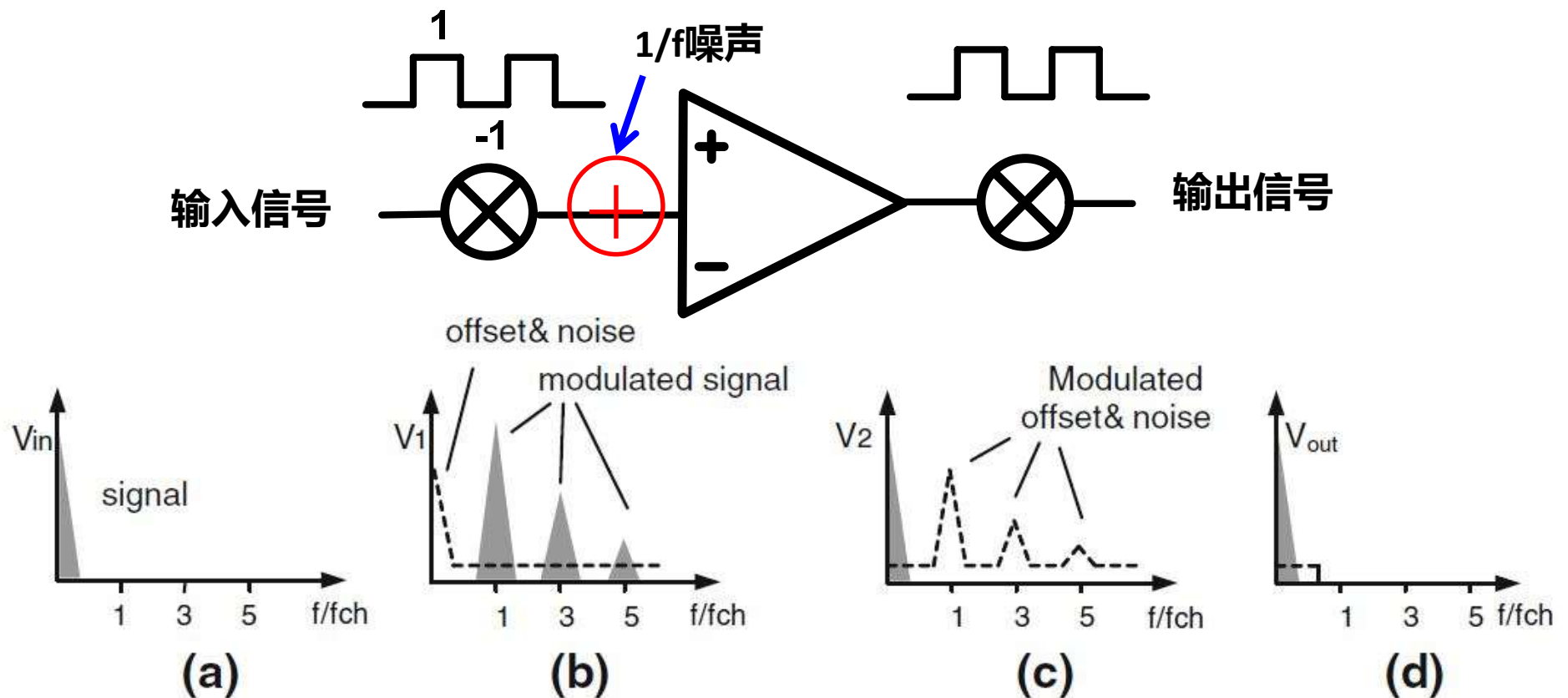
$$\overline{v_{\text{nieq}}^2} = 4kT \frac{4/3}{g_{m1}} \text{GBW} \frac{\pi}{2}$$

$$\overline{v_{\text{nieq}}^2} = \frac{4}{3} \frac{kT}{C_c}$$

# 两级放大器的 $1/f$ 噪声及抑制

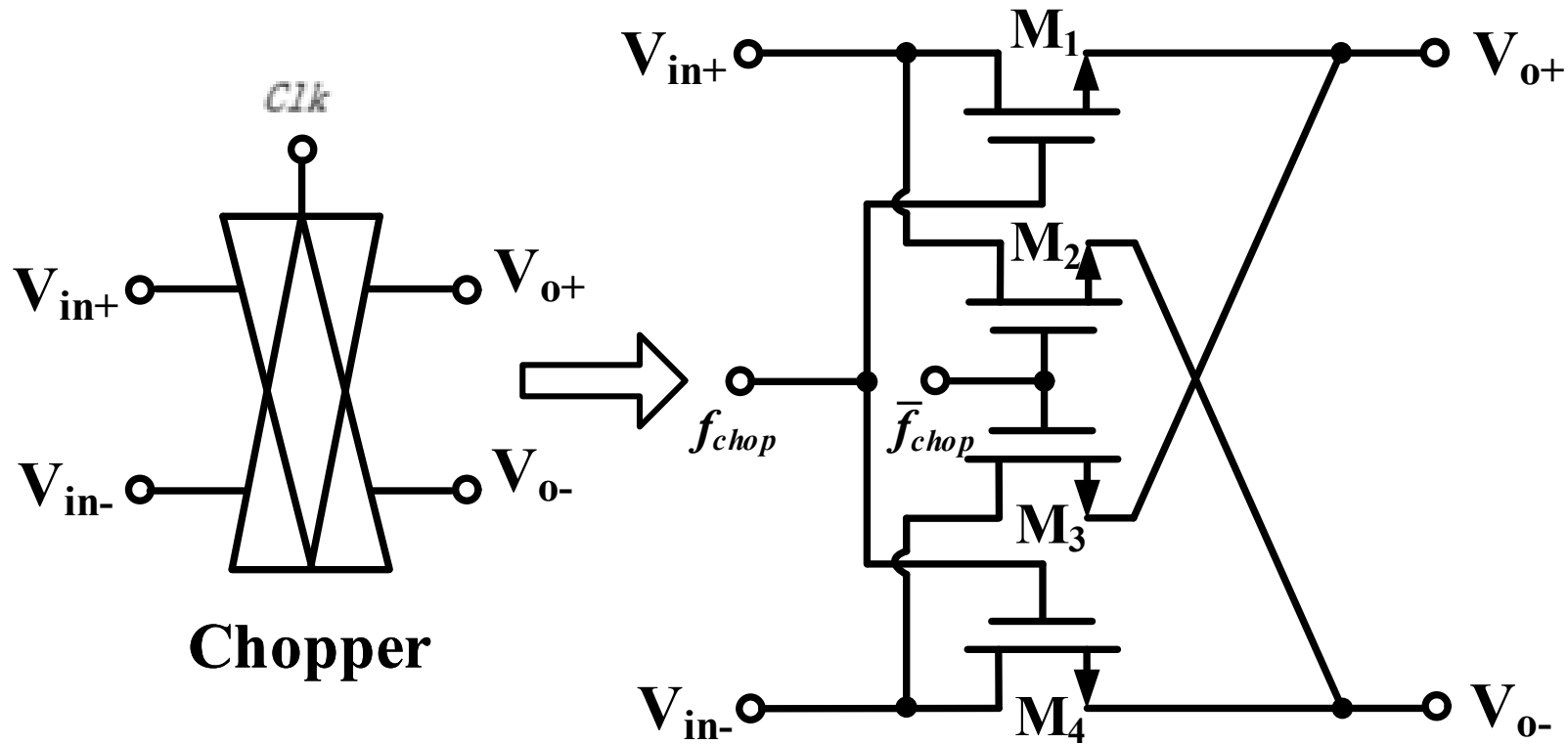
- $1/f$ 噪声主要集中于低频，电路设计方面主要通过增大晶体管尺寸，选择合适的过驱动电压降低该噪声；
- 利用“低频”这一特点，可利用部分信号处理技术降低 $1/f$ 噪声；
- 利用自零（AZ）、相关双采样（CDS）、斩波稳定（Chop Stabilization）可降低 $1/f$ 噪声。

# 斩波稳定技术



- Chop技术是一种信号调制技术；
- 可将 $1/f$ 噪声和低频信号分离。

# Chop的电路实现

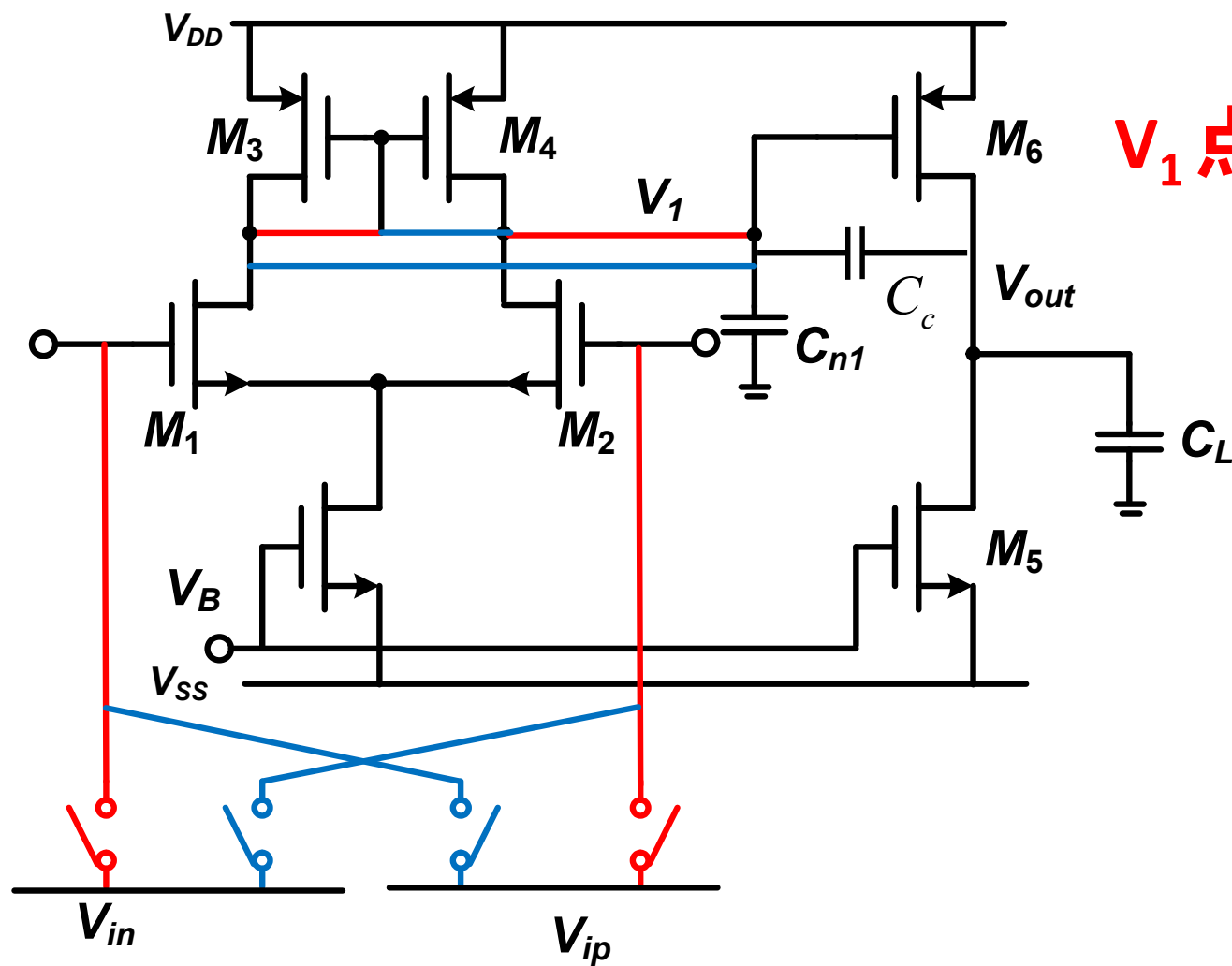


$f_{chop}$  = 高电平:  $V_{o+} - V_{o-} = V_{in+} - V_{in-}$

$f_{chop}$  = 低电平:  $V_{o+} - V_{o-} = -(V_{in+} - V_{in-})$

模拟乘法器

# 两级放大器中的Chop



**$V_1$  点的摆幅低!**

- 只消除第一级 $1/f$ 噪声；第二级的 $1/f$ 噪声并不重要。

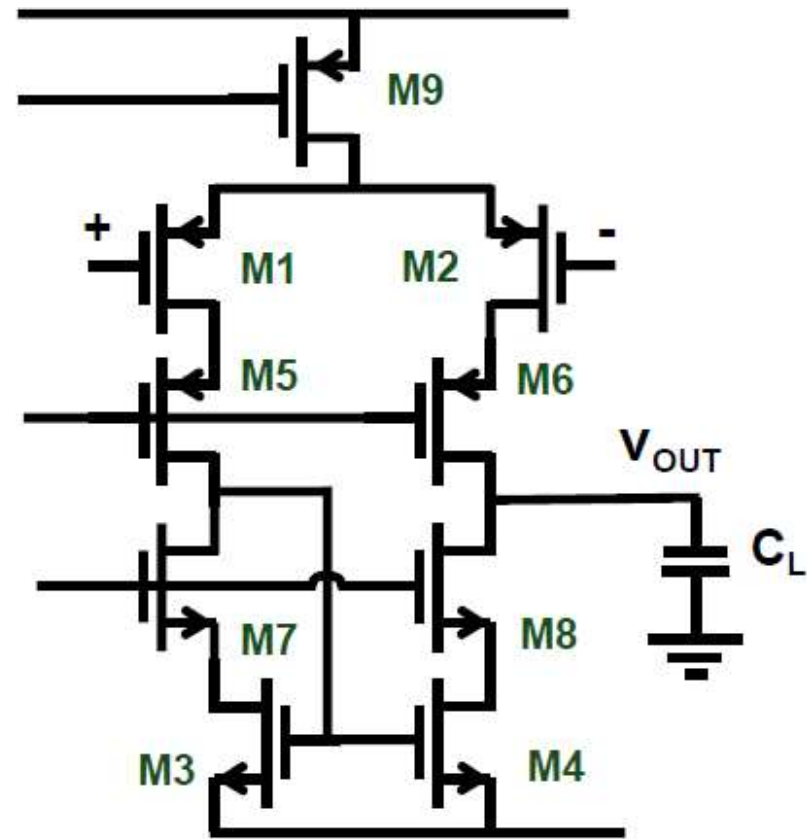
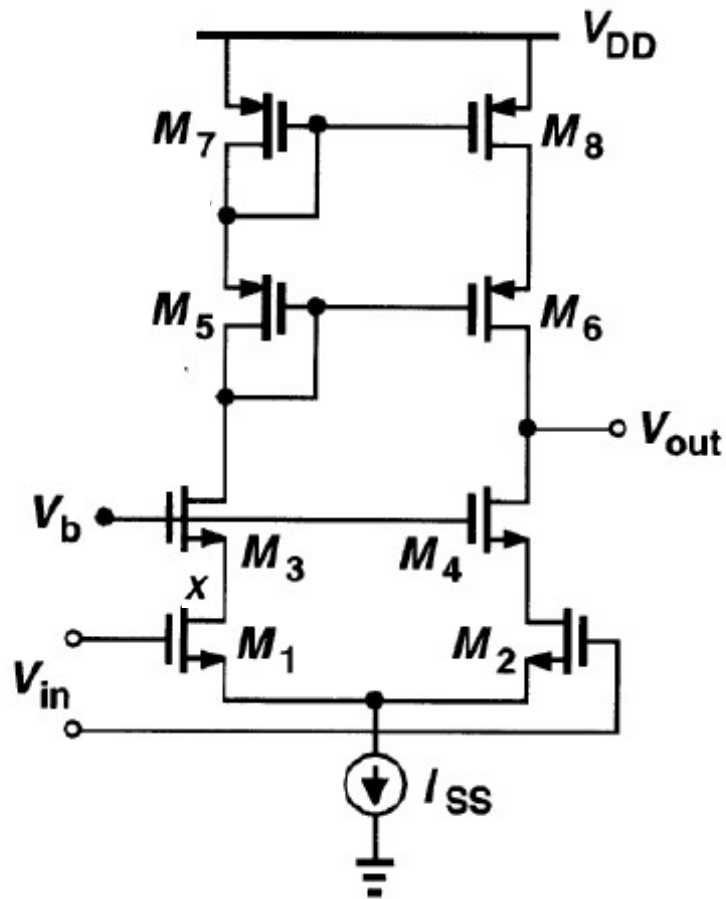
# 本章内容

---

- ◆ 两级放大器
- ◆ 套筒放大器
- ◆ 折叠放大器
- ◆ 增益自举放大器
- ◆ 其它放大器

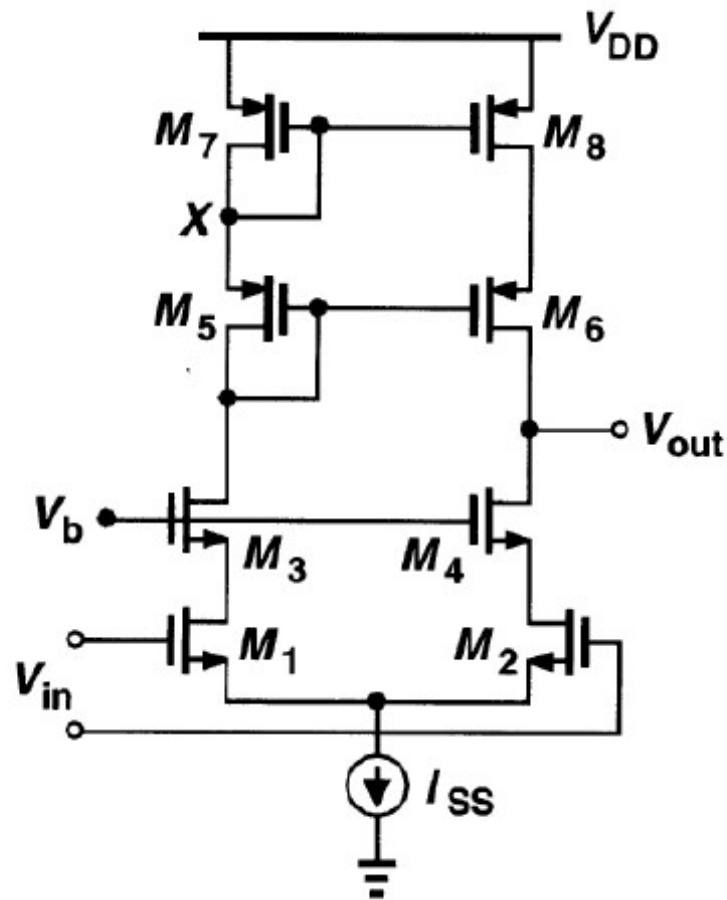


# 套筒放大器



- 相比简单的差分对、电流镜放大器组合可具有更高的直流增益。

# 套筒放大器



- **输入共模范围:**  $2V_{ov} + V_{tn} \leq V_{ic} \leq V_b - V_{GS3} + V_{tn}$
- **输出摆幅:**  $3V_{ov} \leq V_{out} \leq V_{DD} - V_{GS7} - V_{ov6}$  **Cascode电流镜负载**
- $3V_{ov} \leq V_{out} \leq V_{DD} - 2V_{ov}$  **高摆幅Cascode电流镜负载**

# 套筒放大器

## ■ 频率响应:

$$f_d = \frac{1}{2\pi R_{out} C_L}, GBW = \frac{g_{m1}}{2\pi C_L}, f_{nd} = \frac{g_{m3}}{2\pi C_x}$$

## ■ 压摆率: $SR = \frac{I_{SS}}{C_L}$

## ■ 电源抑制比(低频): $PSRR_+ \approx A_{vd}$ $PSRR_- \approx A_{vd} g_{m57} R_{SS}$

## ■ 热噪声:

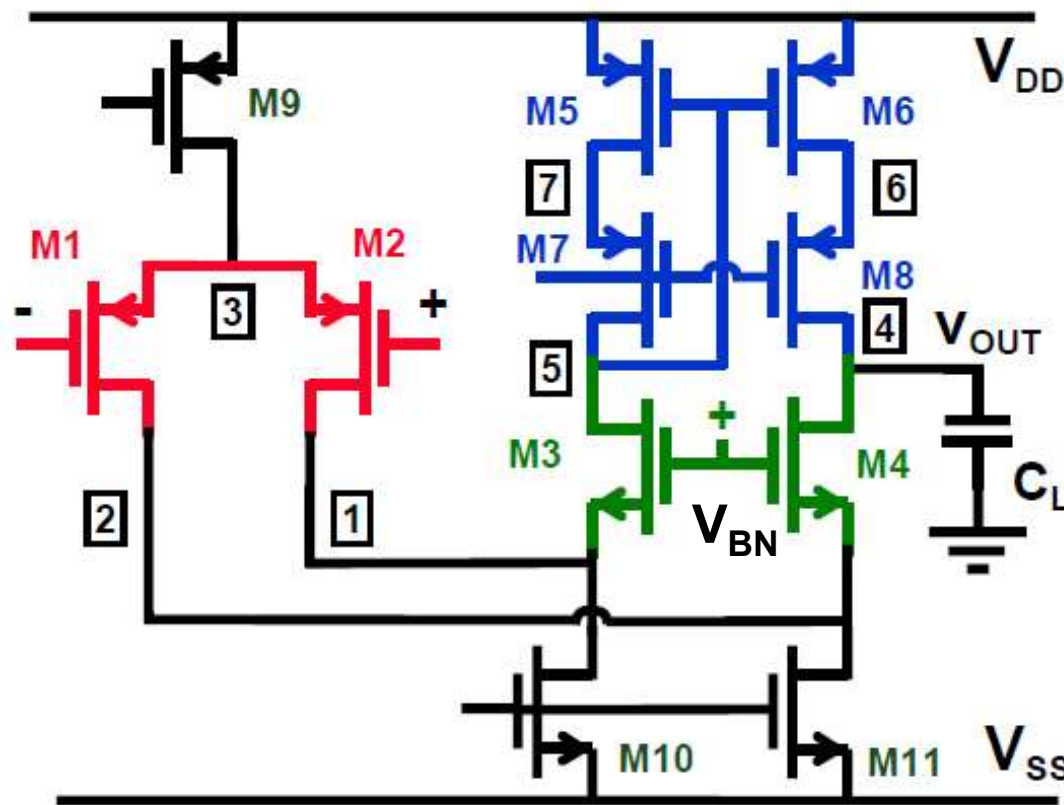
$$V_{nin}^2 = 2 \times \frac{4kT\gamma}{g_{m12}} \left(1 + \frac{g_{m78}}{g_{m12}}\right) \Delta f$$

# 本章内容

---

- ◆ 两级放大器
- ◆ 套筒放大器
- ◆ 折叠放大器
- ◆ 增益自举放大器
- ◆ 其它放大器

# 折叠放大器



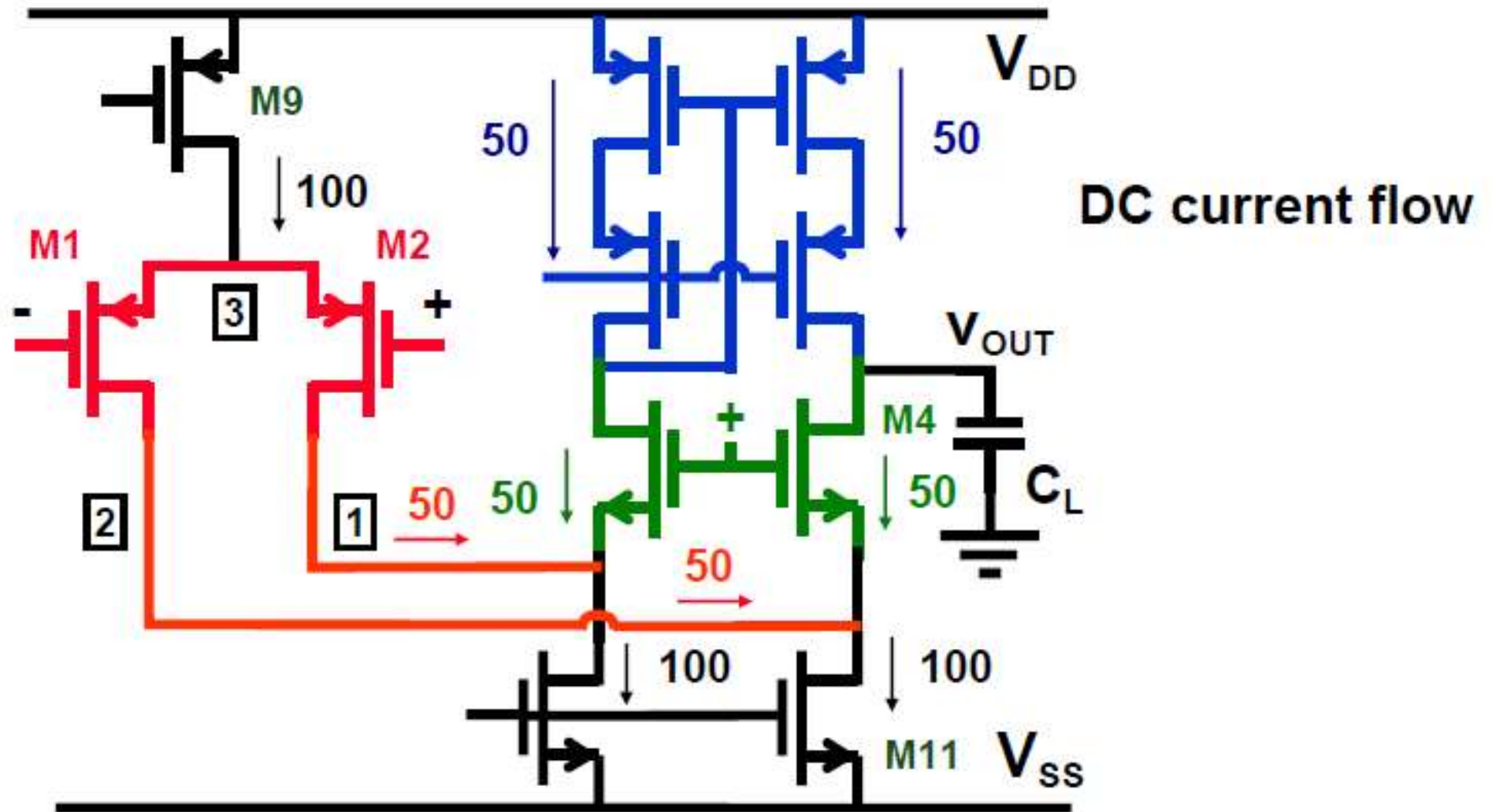
Differential pair  
Cascode pair  
2 Current mirrors

$$2V_{ov} \leq V_{out} \leq V_{DD} - 2V_{ov}$$

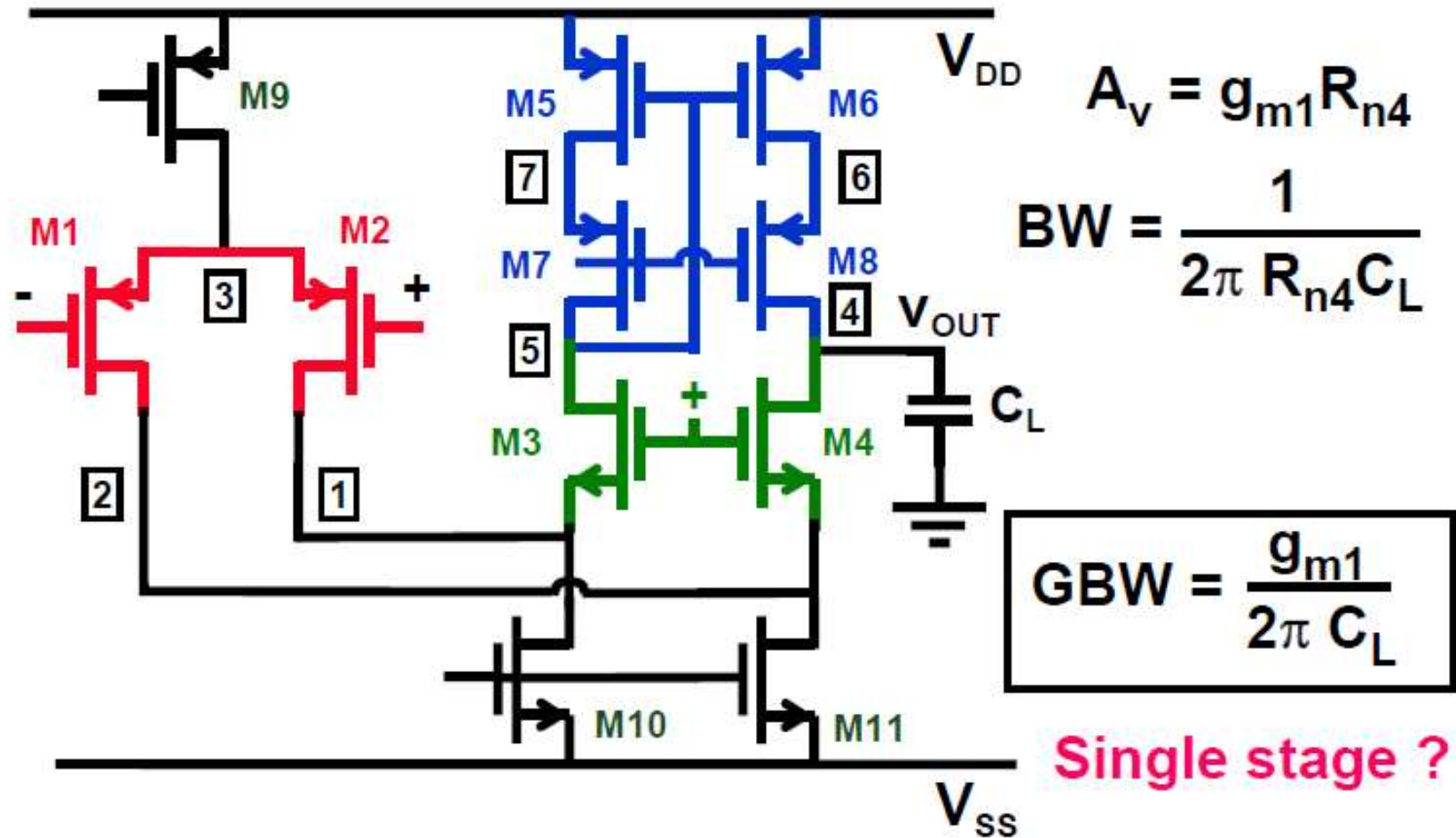
Symmetrical  
Node 1 = Node 2  
High speed  
Input to rail

- **M9饱和:**  $V_{CM,in} \leq V_{DD} - V_{ov} - V_{SG,1,2} = V_{DD} - 2V_{ov} - |V_{thp}|$
- **M1、M2饱和:**  $V_{CM,in} \geq V_{BN} - V_{GS,3,4} - V_{SG,1,2} + V_{ov} = V_{BN} - (V_{tn} + |V_{tp}| + V_{ov})$

# 折疊放大器

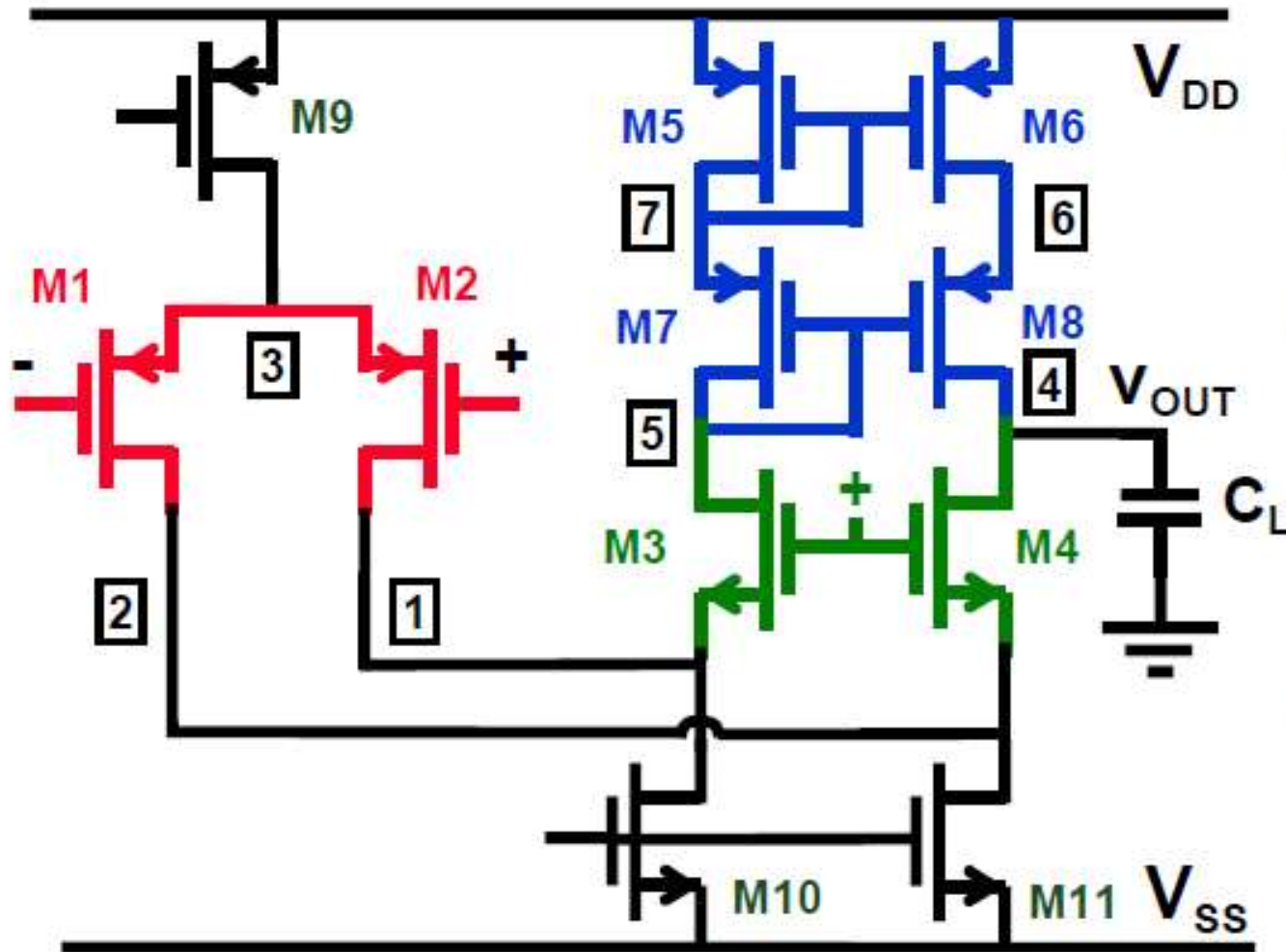


# 折疊放大器



$$\overline{dv_{nin}^2} = 2 \times \frac{4kT\gamma}{g_{m12}} \left( 1 + \frac{g_{m56}}{g_{m12}} + \frac{g_{m10,11}}{g_{m12}} \right) \Delta f$$

# 折叠放大器



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

$$C_{n1} = C_{GS3} + C_{DB2} + C_{DB10}$$

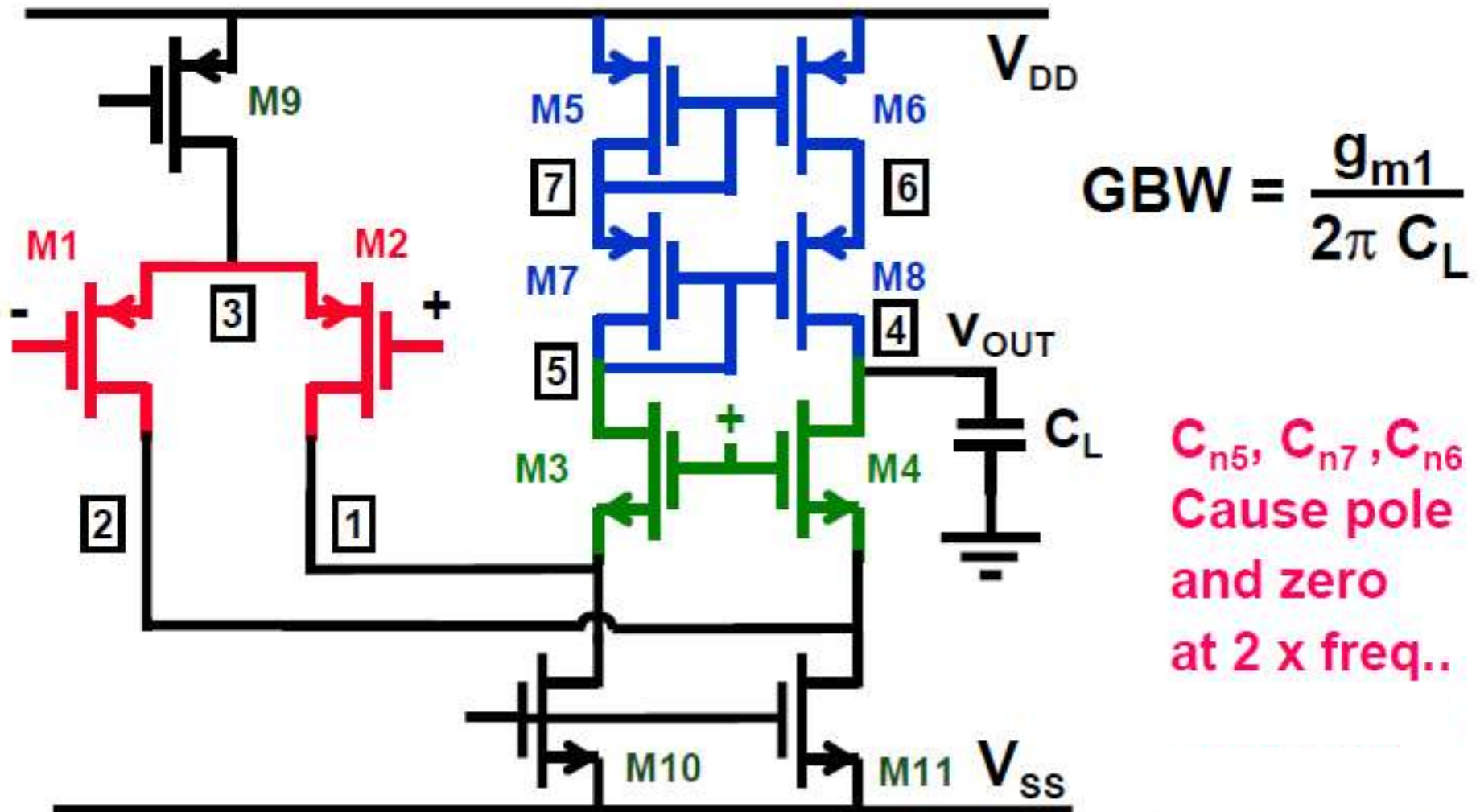
$$\approx 3 C_{GS3}$$

$$f_{nd} = \frac{g_{m3}}{2\pi C_{n1}}$$

$$\approx \frac{f_{T3}}{3} \text{ Hi !}$$

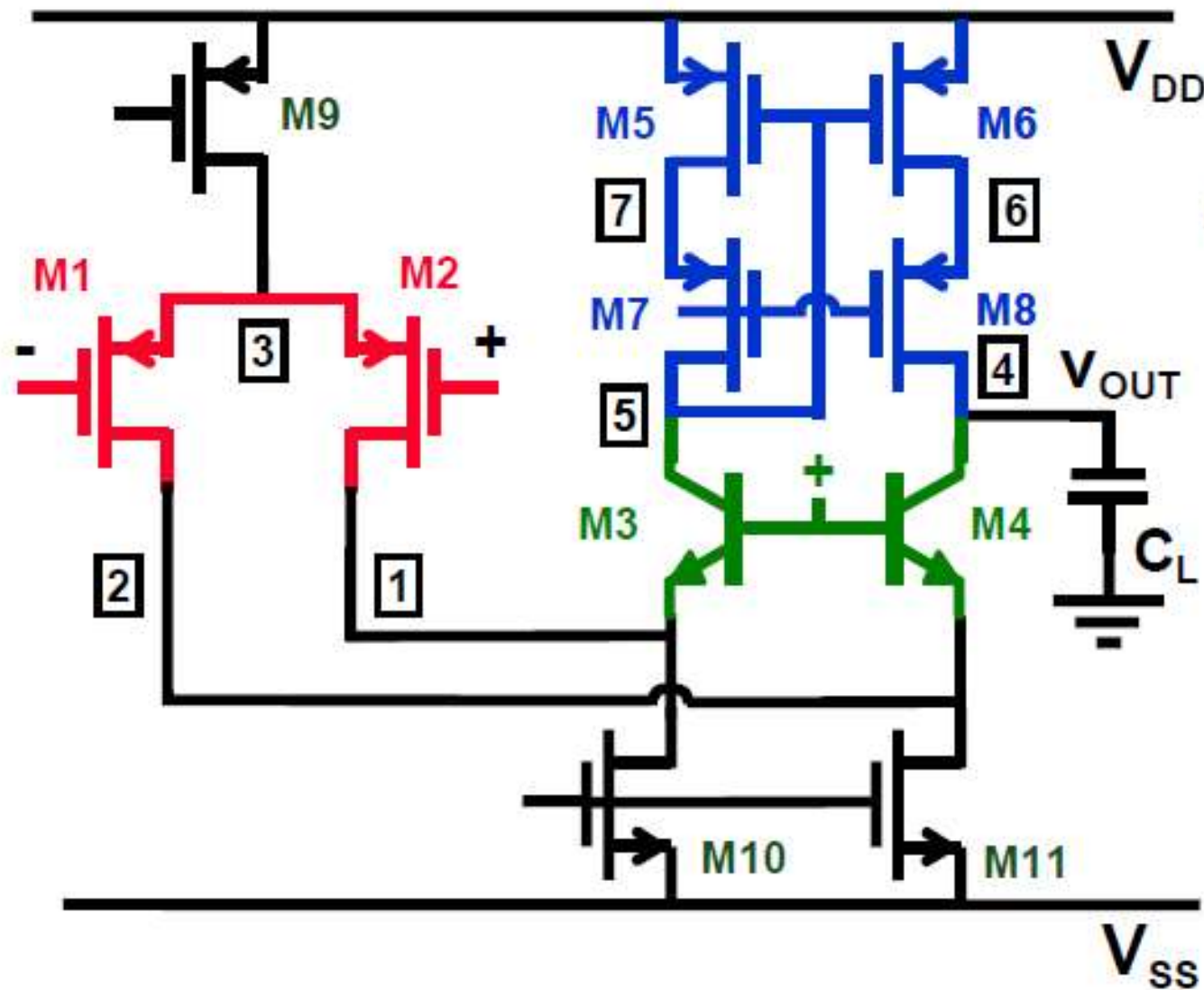


# 折叠放大器



Ref Mallya, JSSC Dec 89, 1737-1740

# 折疊放大器

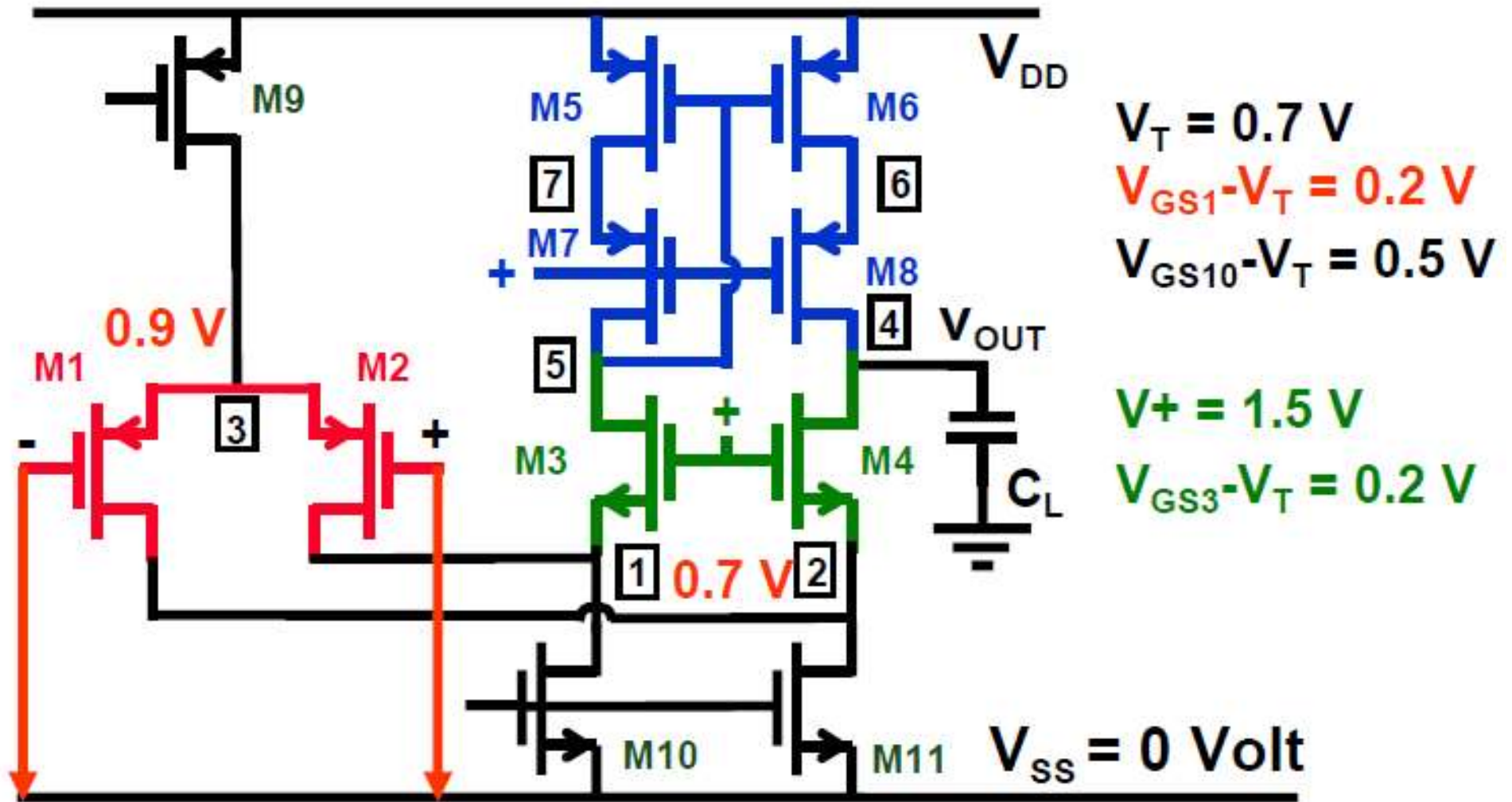


$$GBW = \frac{g_{m1}}{2\pi C_L}$$

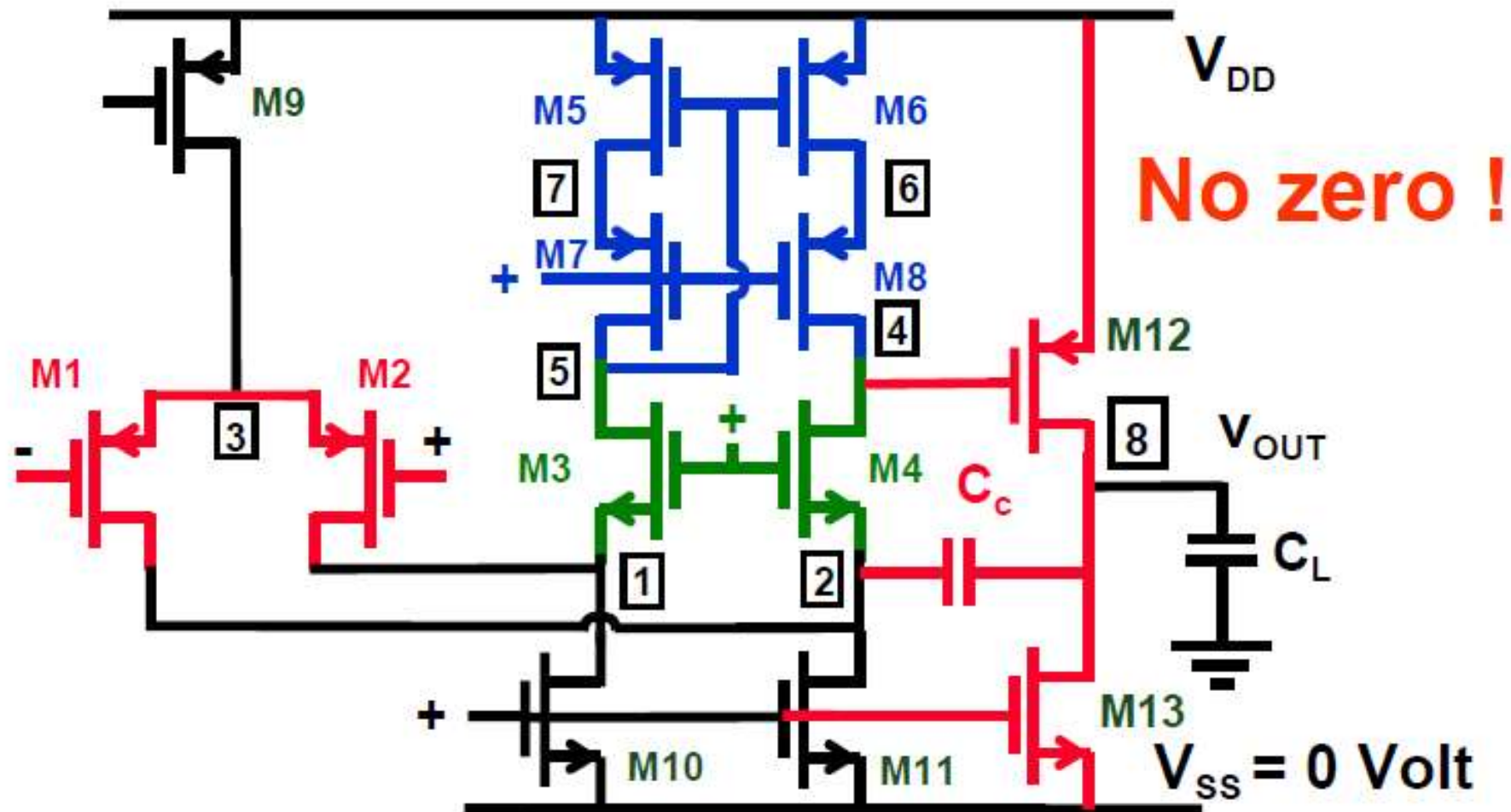
$$f_{nd} = \frac{g_{m3}}{2\pi C_{n1}} \approx \frac{f_{T3NPN}}{3}$$

**Higher !**

# 折疊放大器



# 折疊放大器



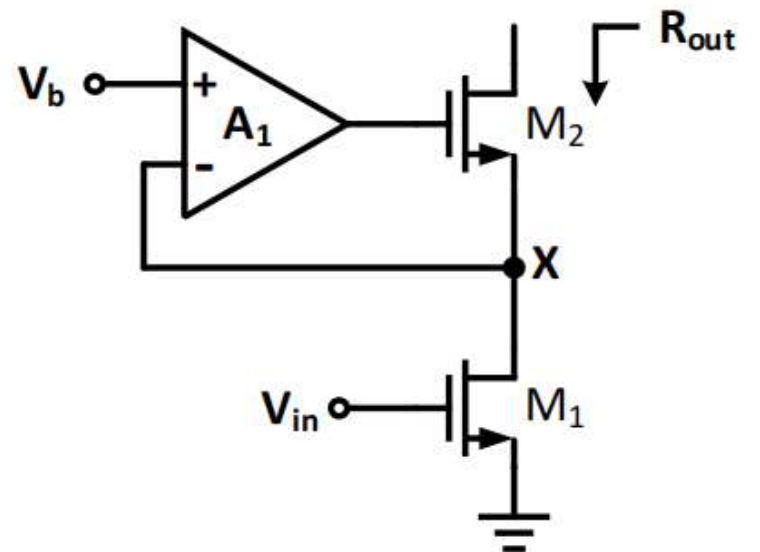
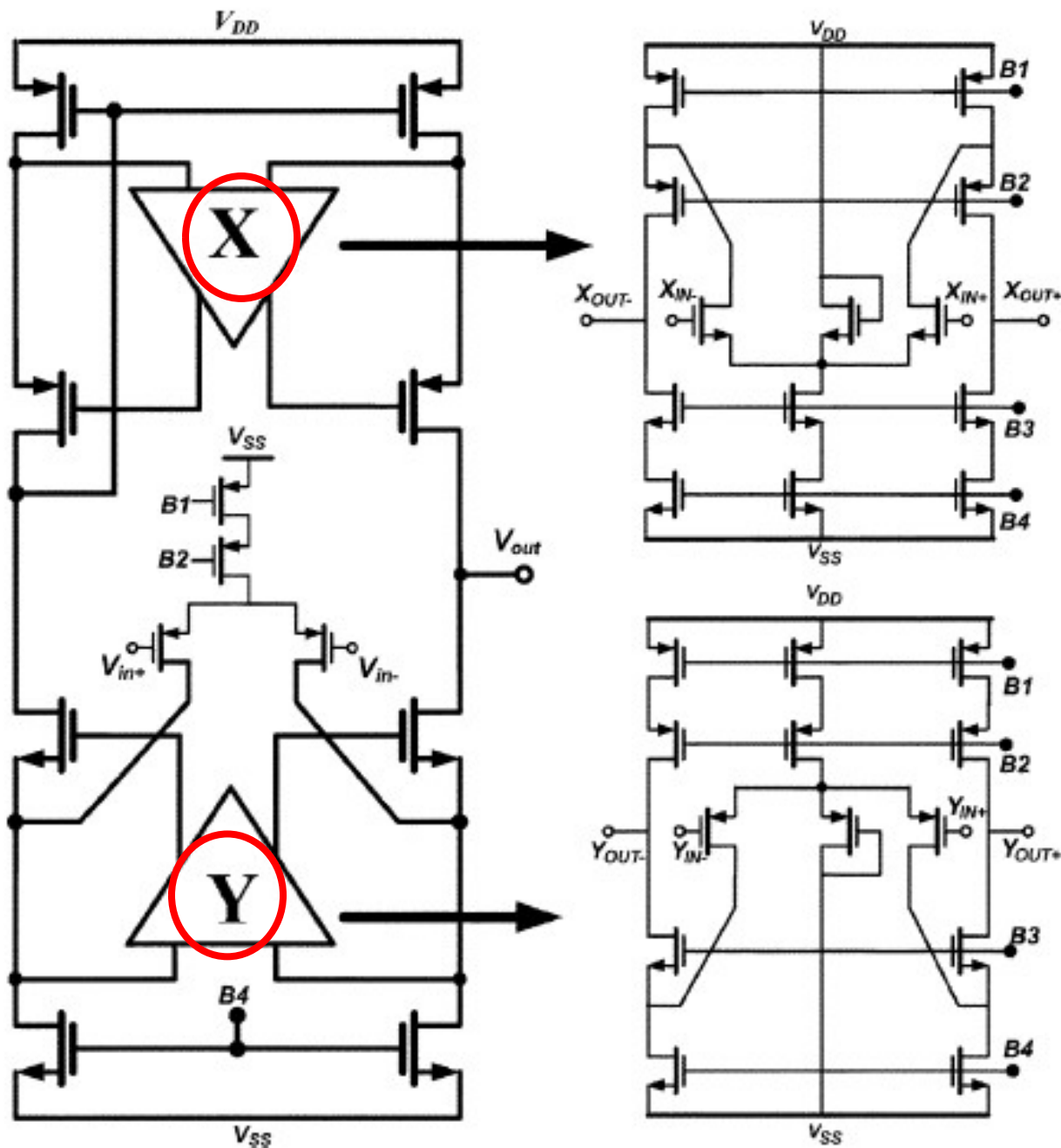
Ribner, JSSC Dec.84, 919-925

# 本章内容

---

- ◆ 两级放大器
- ◆ 套筒放大器
- ◆ 折叠放大器
- ◆ 增益自举放大器
- ◆ 其它放大器

# 自举放大器



反馈类型?



# 零极点配置

- 1 设计简单Cascode放大器，PM大于70度；
- 2 设计辅助放大器，使其GBW略高于主放大器，其负载电容可由 $C_{GS2} + C_{GD2}$ 近似；
- 3 辅助放大器的次主极点高于其GBW的5倍，即辅助放大器的 $PM > 80$ 度。

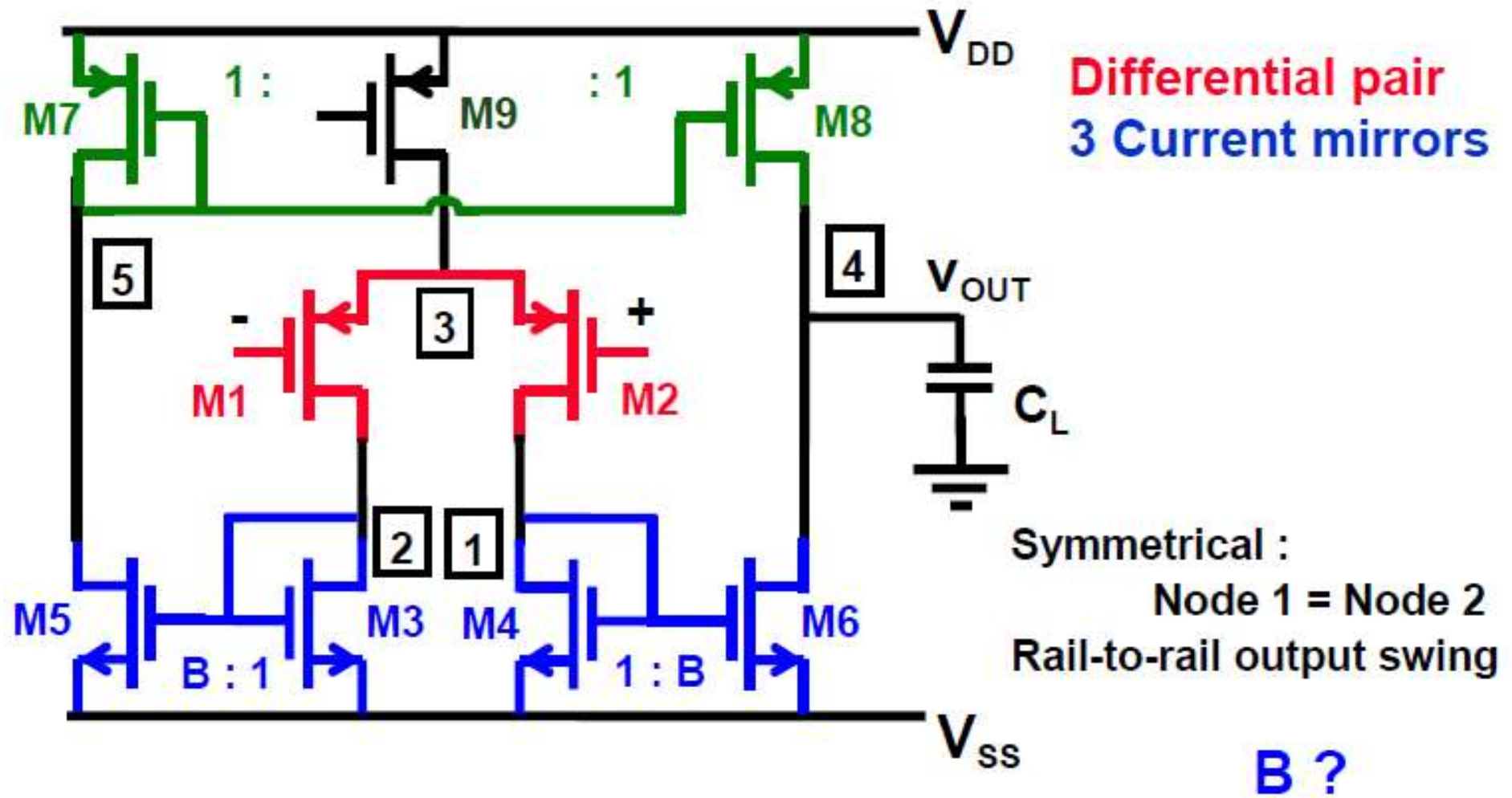
# 本章内容

---

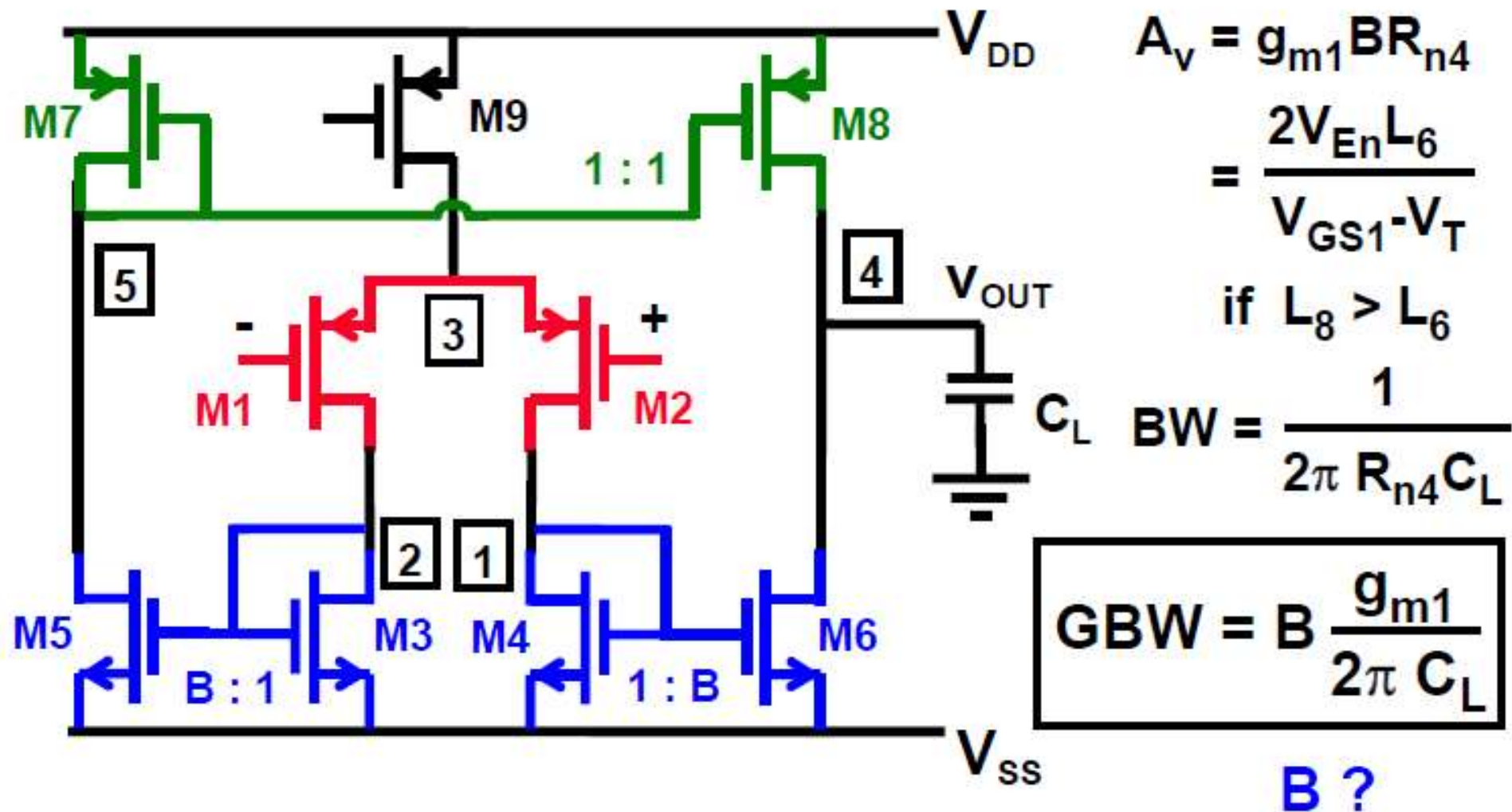
- ◆ 两级放大器
- ◆ 套筒放大器
- ◆ 折叠放大器
- ◆ 增益自举放大器
- ◆ 其它放大器



# 对称放大器

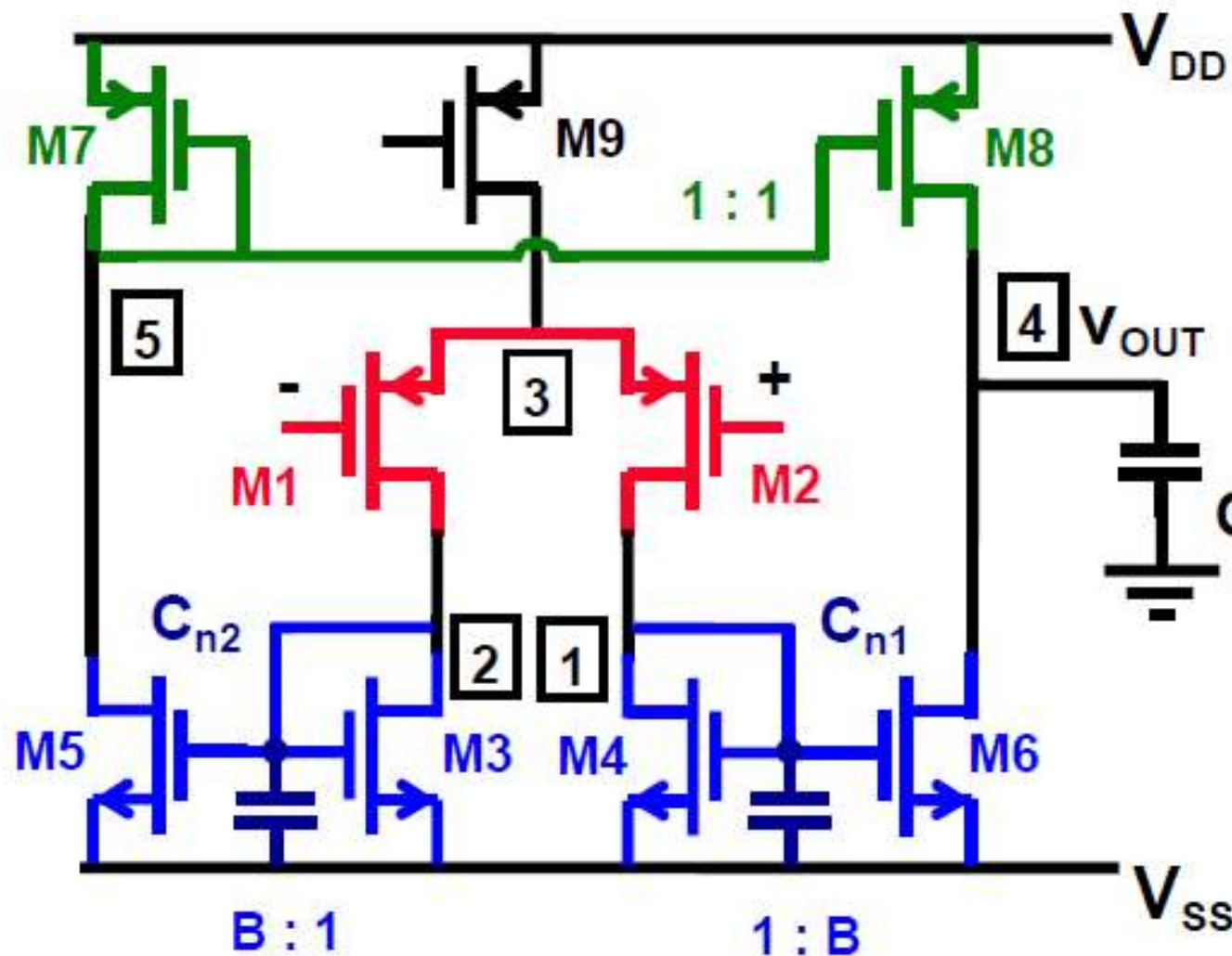


# 对称放大器



$$r_{DS} = r_o = \frac{1}{\lambda I_{DS}} \quad \lambda = \frac{1}{V_E L}$$

# 对称放大器

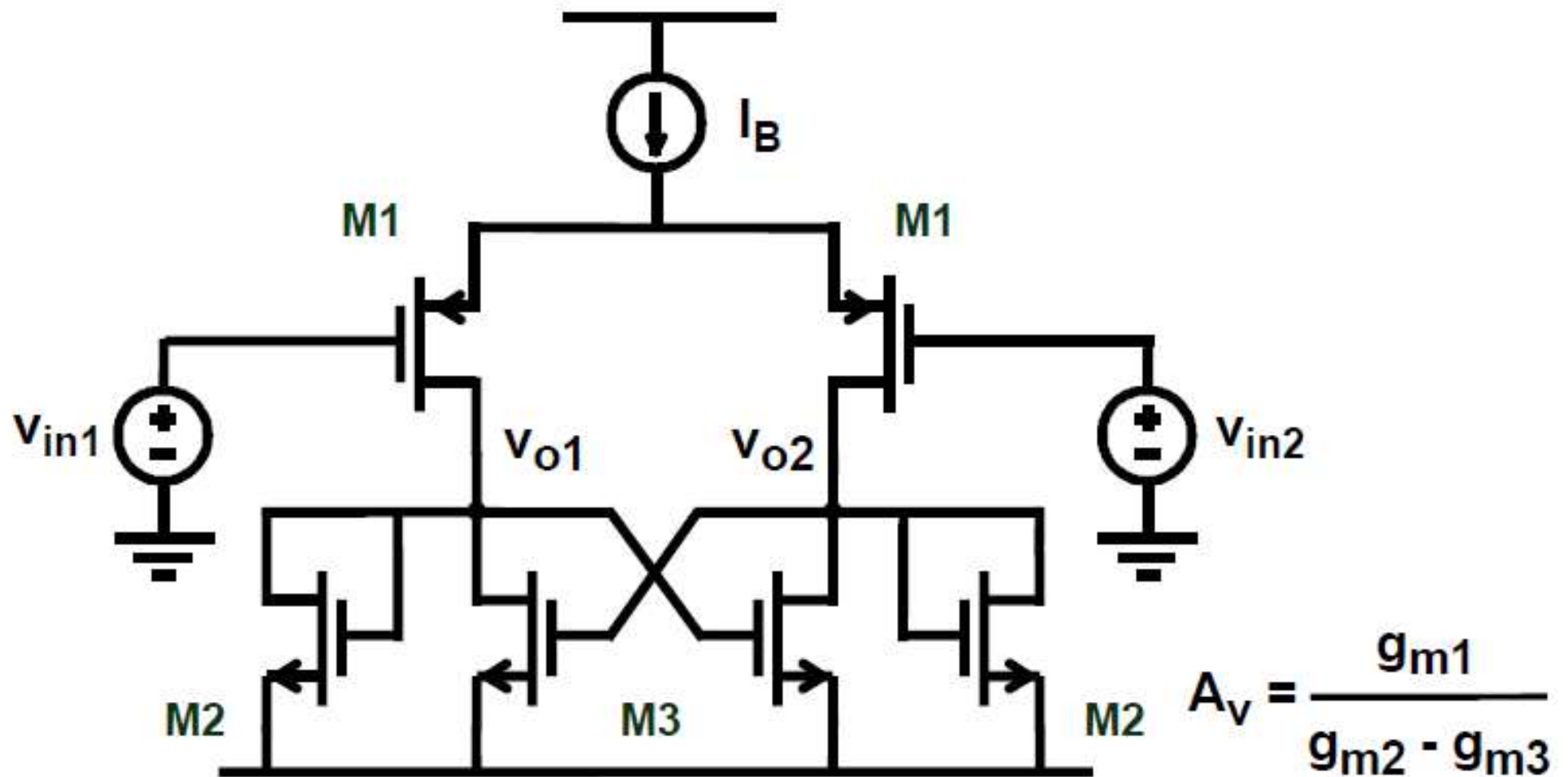


$$GBW = B \frac{g_{m1}}{2\pi C_L}$$

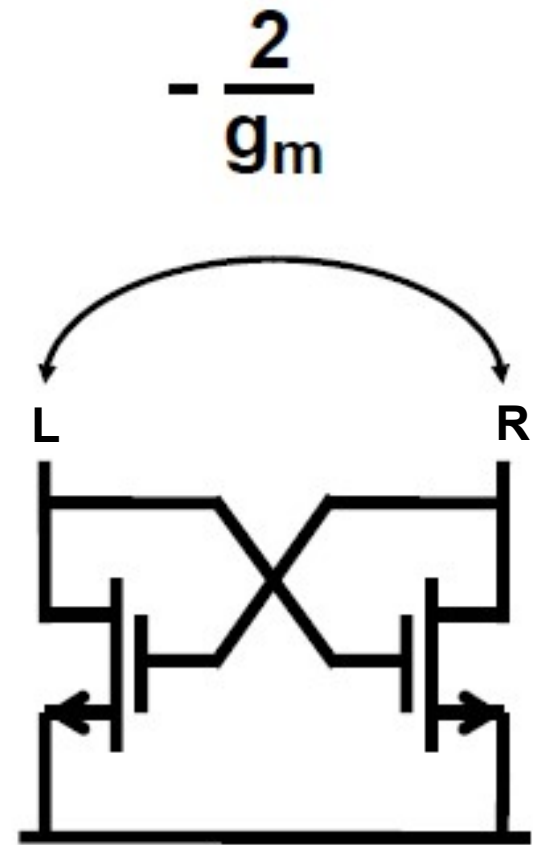
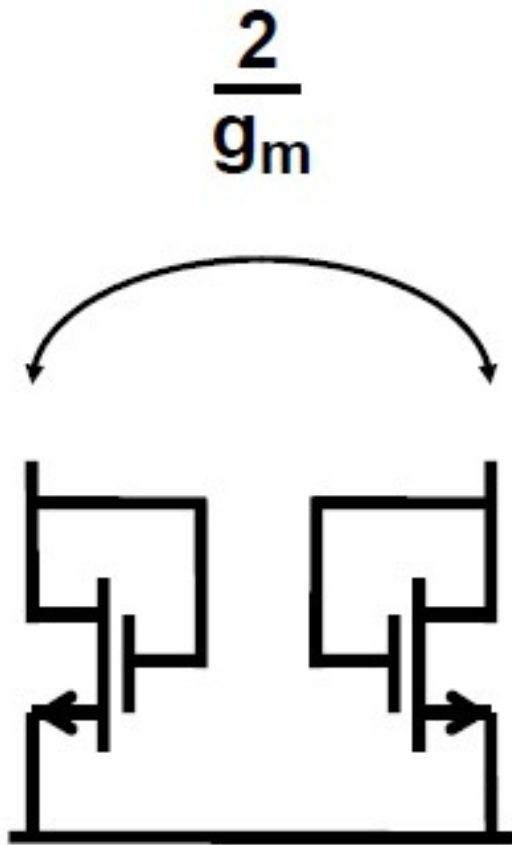
$$C_{n1} = (1+B)C_{GS4} + C_{DB4} + C_{DB2} \approx (3+B)C_{GS4}$$

$$f_{nd} = \frac{g_{m4}}{2\pi C_{n1}} \approx \frac{f_{T4}}{3+B}$$

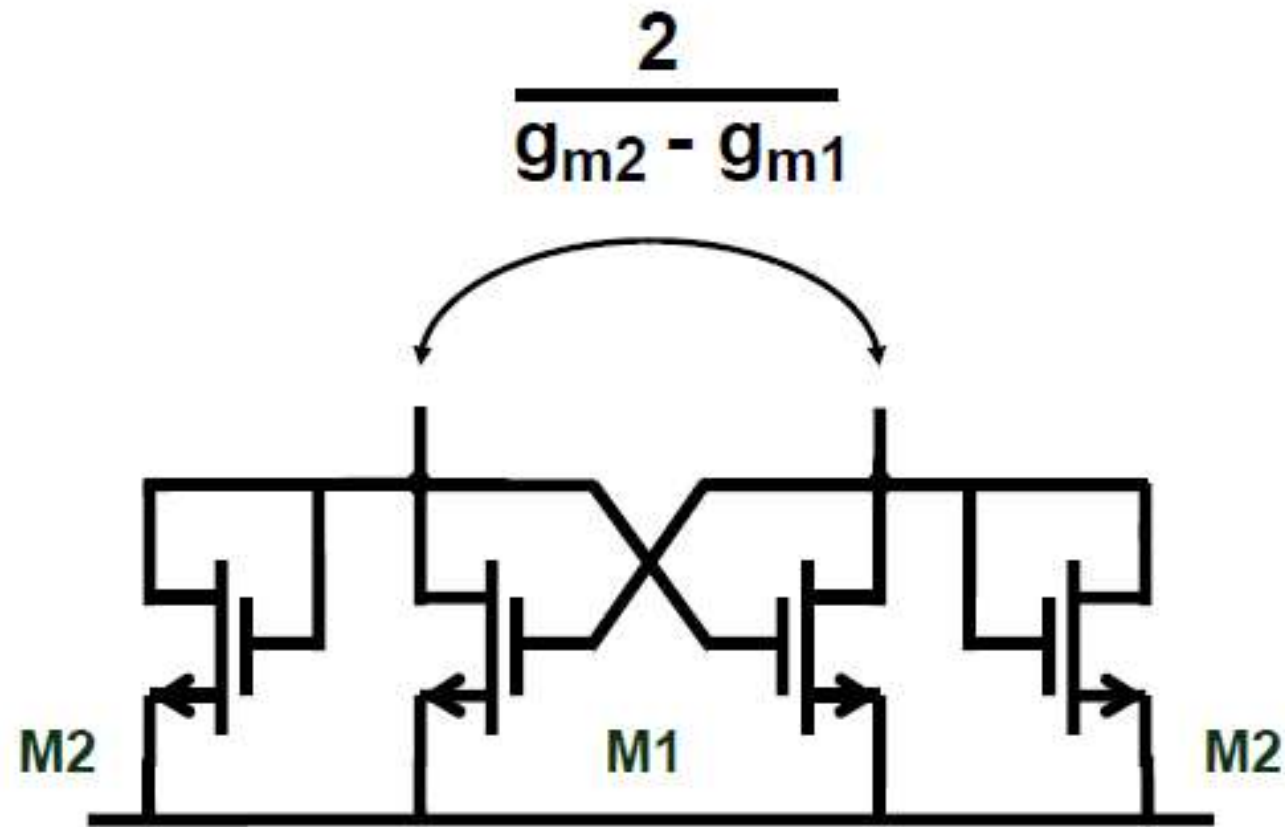
# 对称放大器



# 对称放大器



# 对称放大器



Values close to  $\infty$  !



# 作业

9.18 基于图 9.90 所示的结构,我们设计一个两级运放。假设功耗为 6 mW,要求的输出摆幅为 2.5 V,对所有器件  $L_{\text{eff}} = 0.5 \mu\text{m}$ 。

(a) 如果分配 1 mA 的电流给输出级,分配大约相等的过驱动电压给  $M_5$  和  $M_6$ ,请确定  $(W/L)_5$  和  $(W/L)_6$ 。请注意, $M_5$  的栅源电容处在信号通路中,而  $M_6$  的电容不是。因此, $M_6$  的尺寸可以比  $M_5$  大得多。

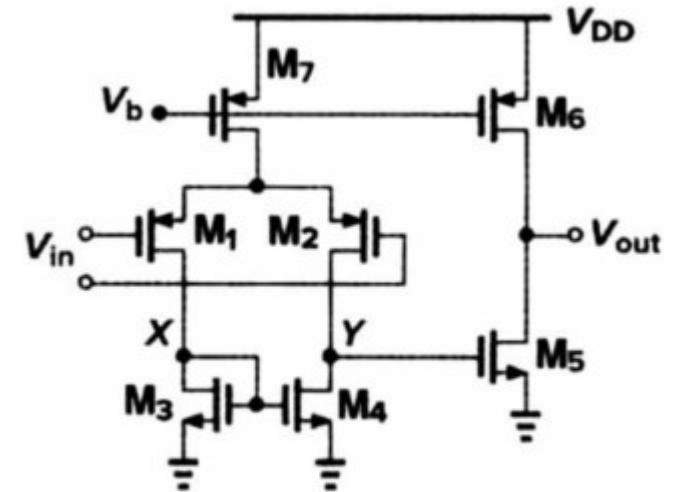


图 9.90

(b) 计算输出级的小信号增益。

(c) 如果剩下的 1 mA 电流通过  $M_7$ ,要求  $V_{\text{GS}3} = V_{\text{GS}5}$ ,请确定  $M_3$  (以及  $M_4$ ) 的宽长比。

这是为了保证:当  $V_{\text{in}} = 0$  以及因而  $V_X = V_Y$  时,则  $M_5$  传输预计的电流。

(d) 计算  $M_1$  和  $M_2$  的宽长比,以使该运放的总增益等于 500。

**Razavi Book: 9.18**

9.21 计算习题 9.18(d)所设计运放的输入参考噪声。

**Razavi Book: 9.21**

---

# 结束