

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

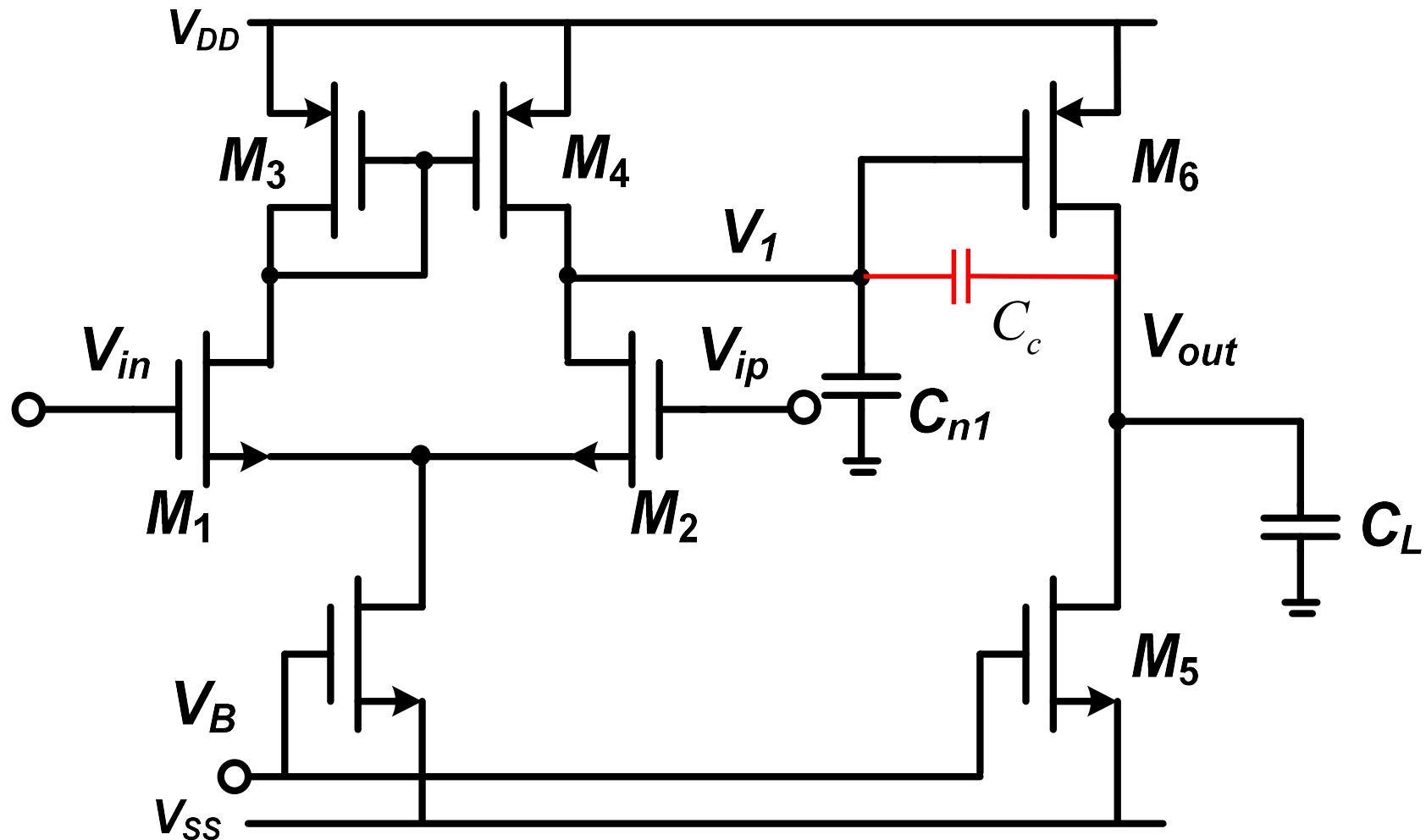
- 共模输入范围
- 输出摆幅
- 共模抑制比
- 两级放大器的输出阻抗
- 电源抑制比
- 压摆率
- 噪声以及抑制措施

共模输入范围

饱和区

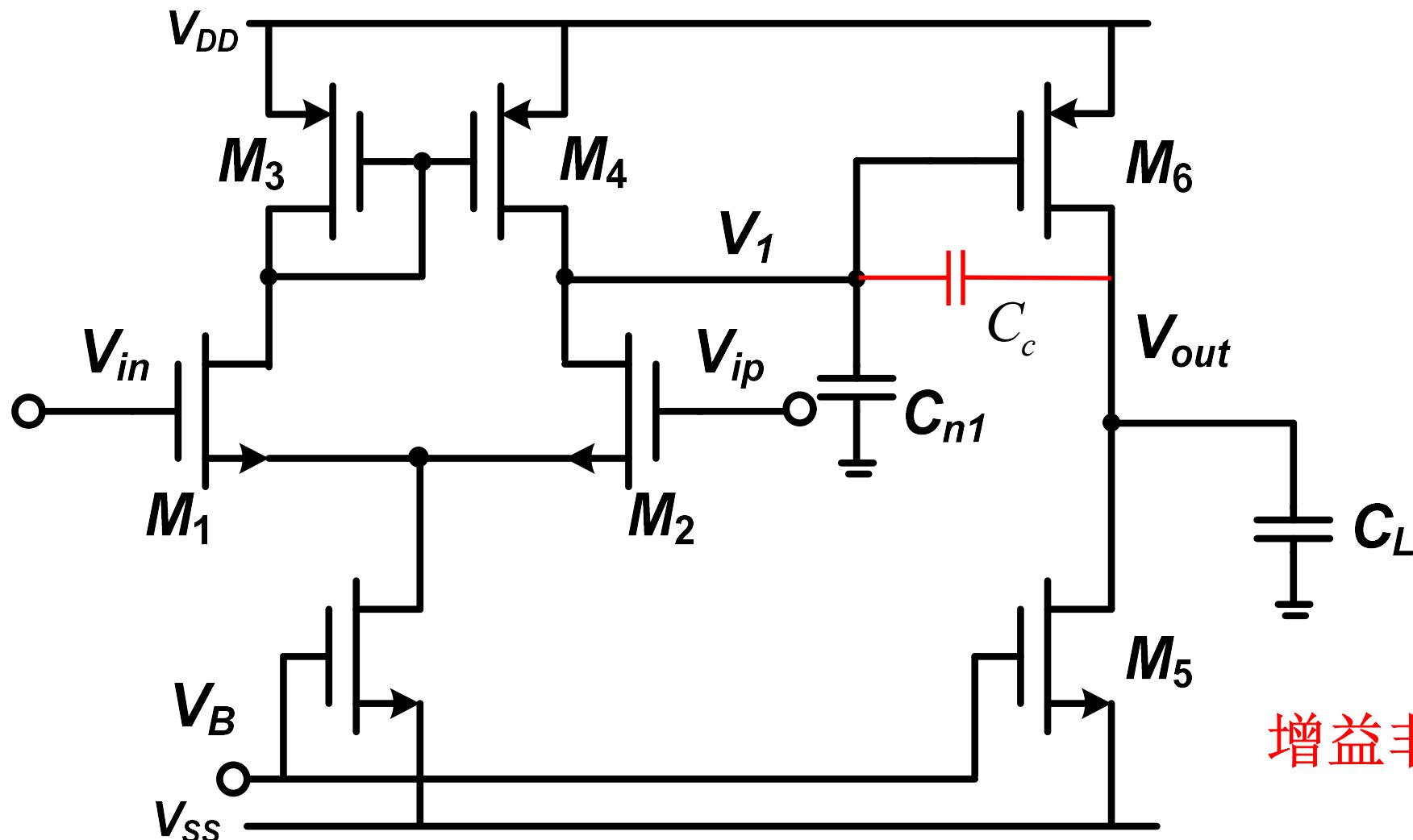
$$|V_{GS}| > |V_{Th,p}|, |V_{DS}| > |V_{GS} - V_{Th,p}| = |V_{ov}|$$

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



- 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_1 、 M_2 处于饱和区； $V_{ic} \leq V_{DD} - \underline{|V_{GS3}|} + V_{thn}$

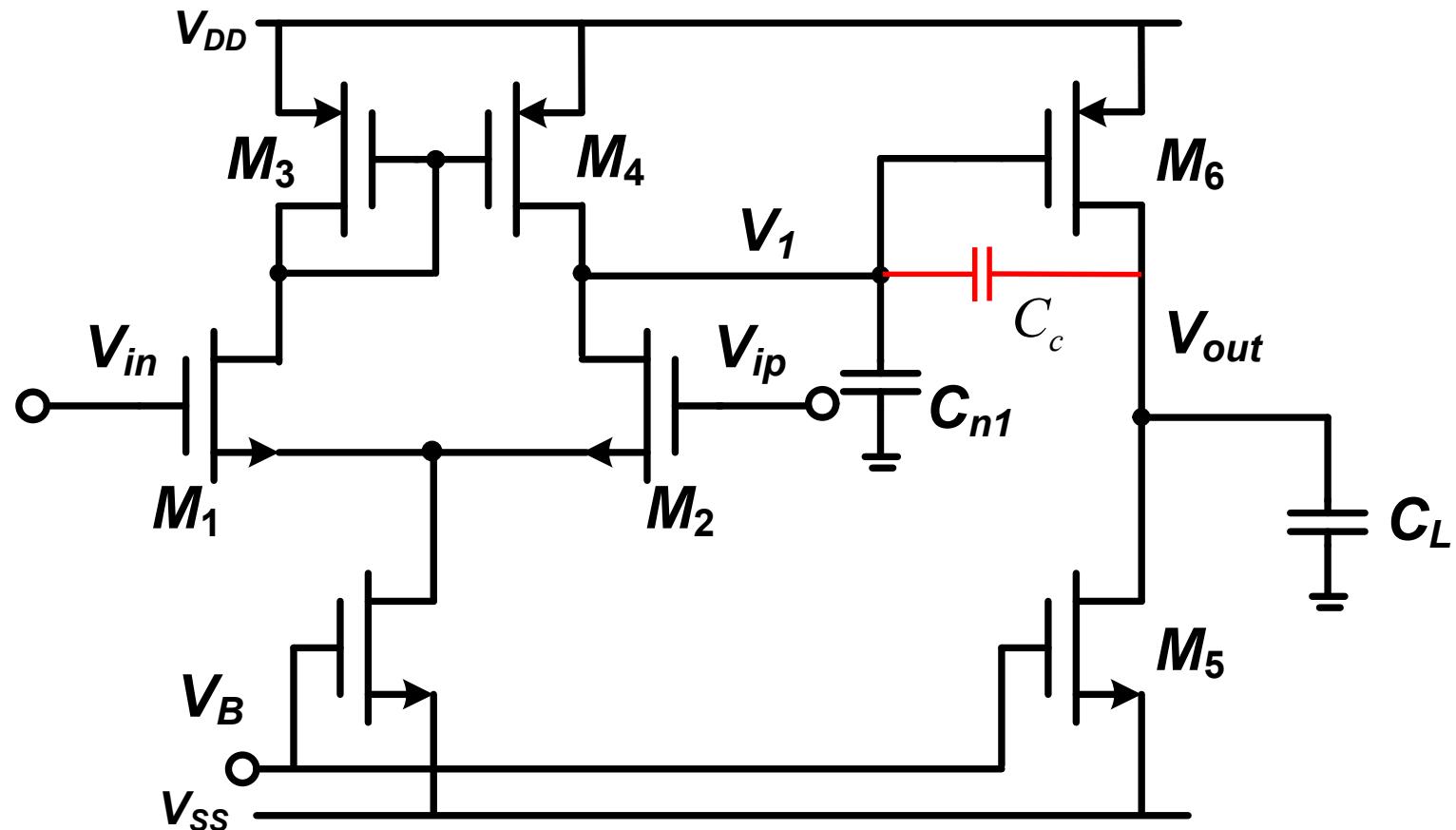
输出电压摆幅



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

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

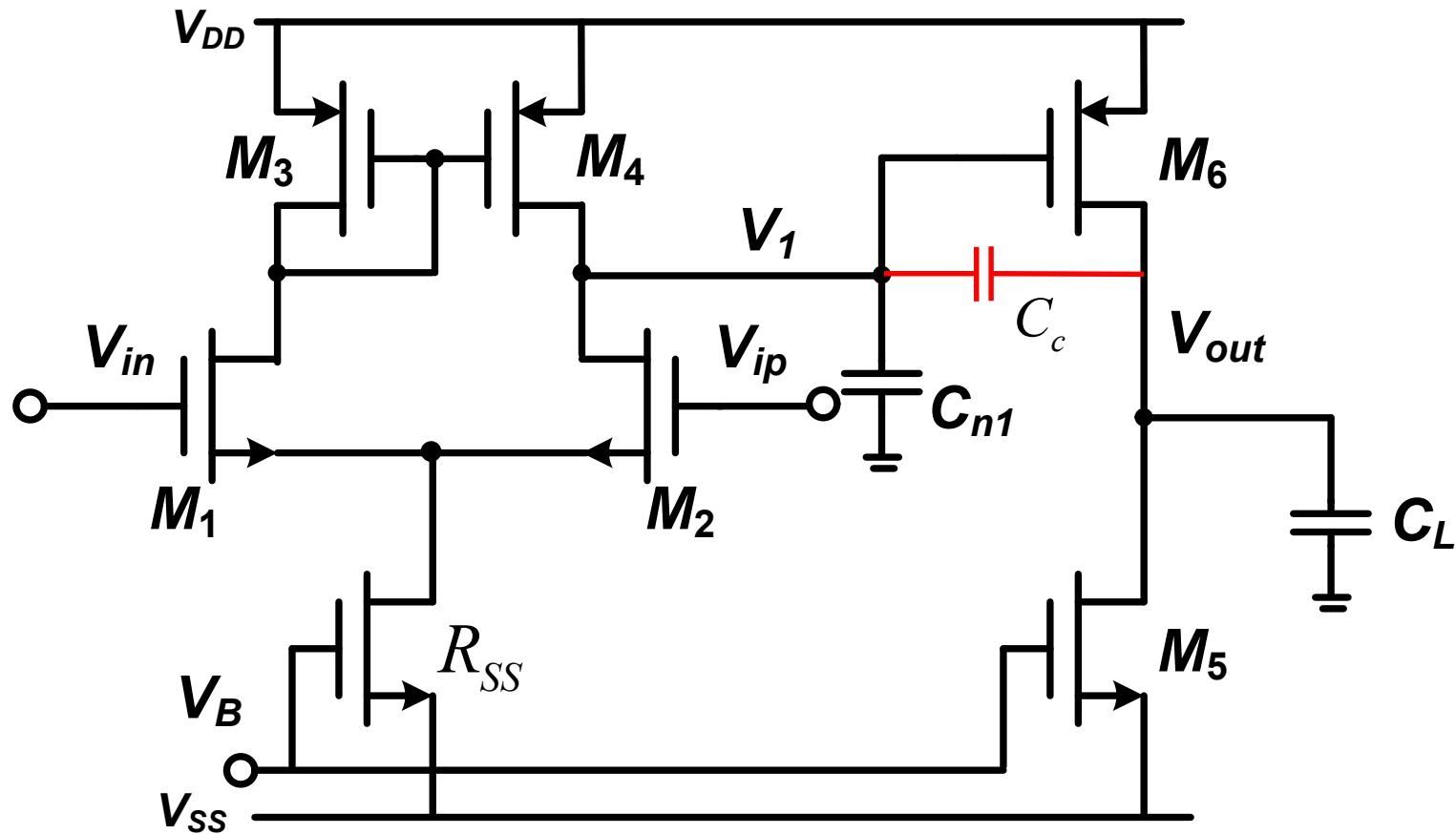
共模抑制比



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

第二级对共模抑制比没有贡献！

共模抑制比计算

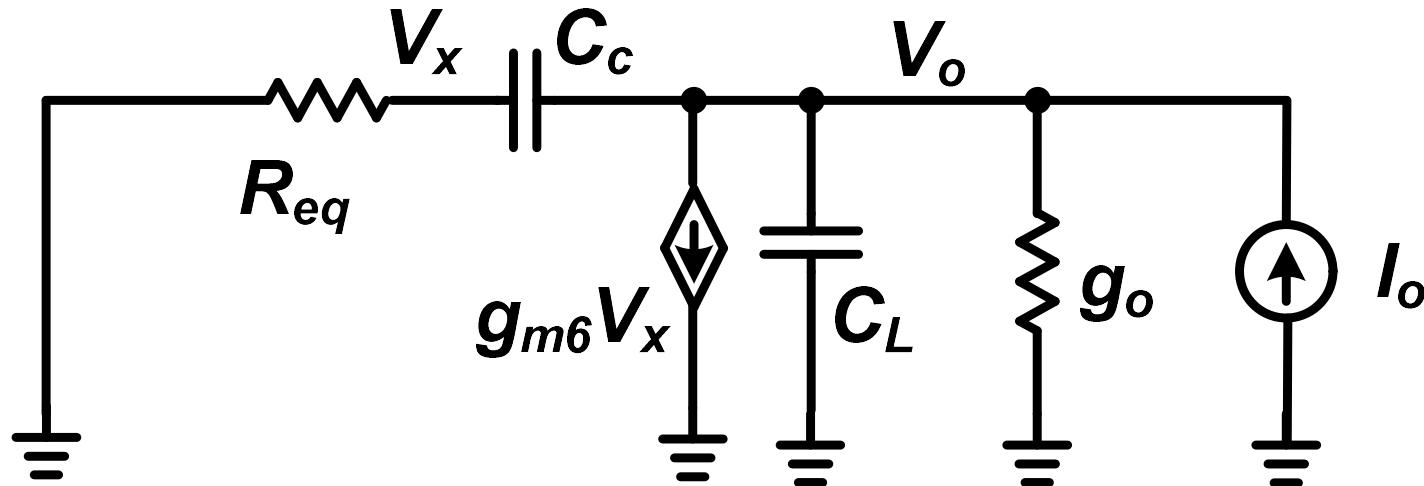


$$A_{vd1} = -g_{m1,2}(r_{o2} // r_{o4})$$

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

$$\begin{aligned} CMRR &= CMRR_1 \\ &= g_{m3,4}(r_{o2} // r_{o4})(1 + 2g_{m1,2}\underline{R_{SS}}) \end{aligned}$$

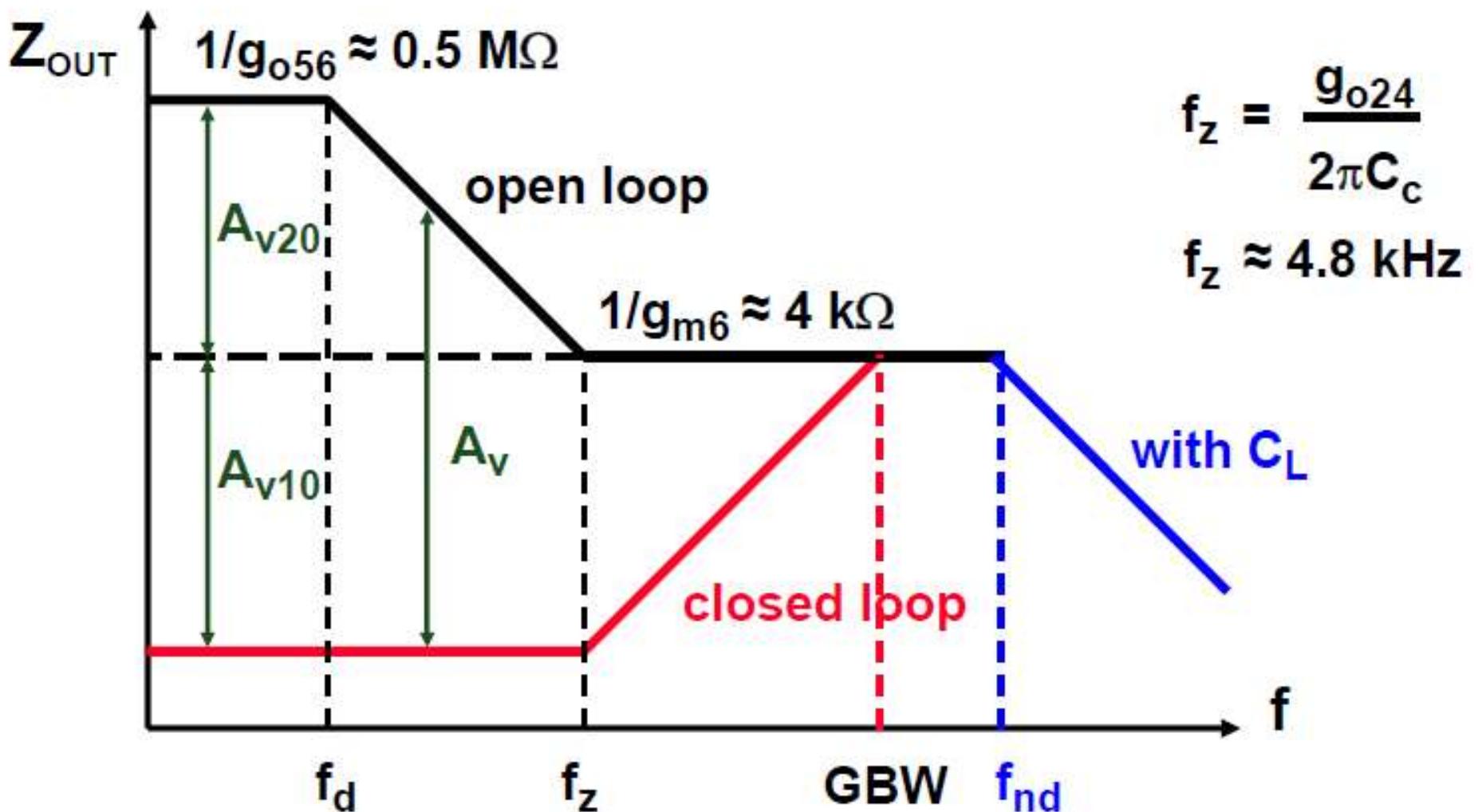
两级放大器的输出阻抗



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

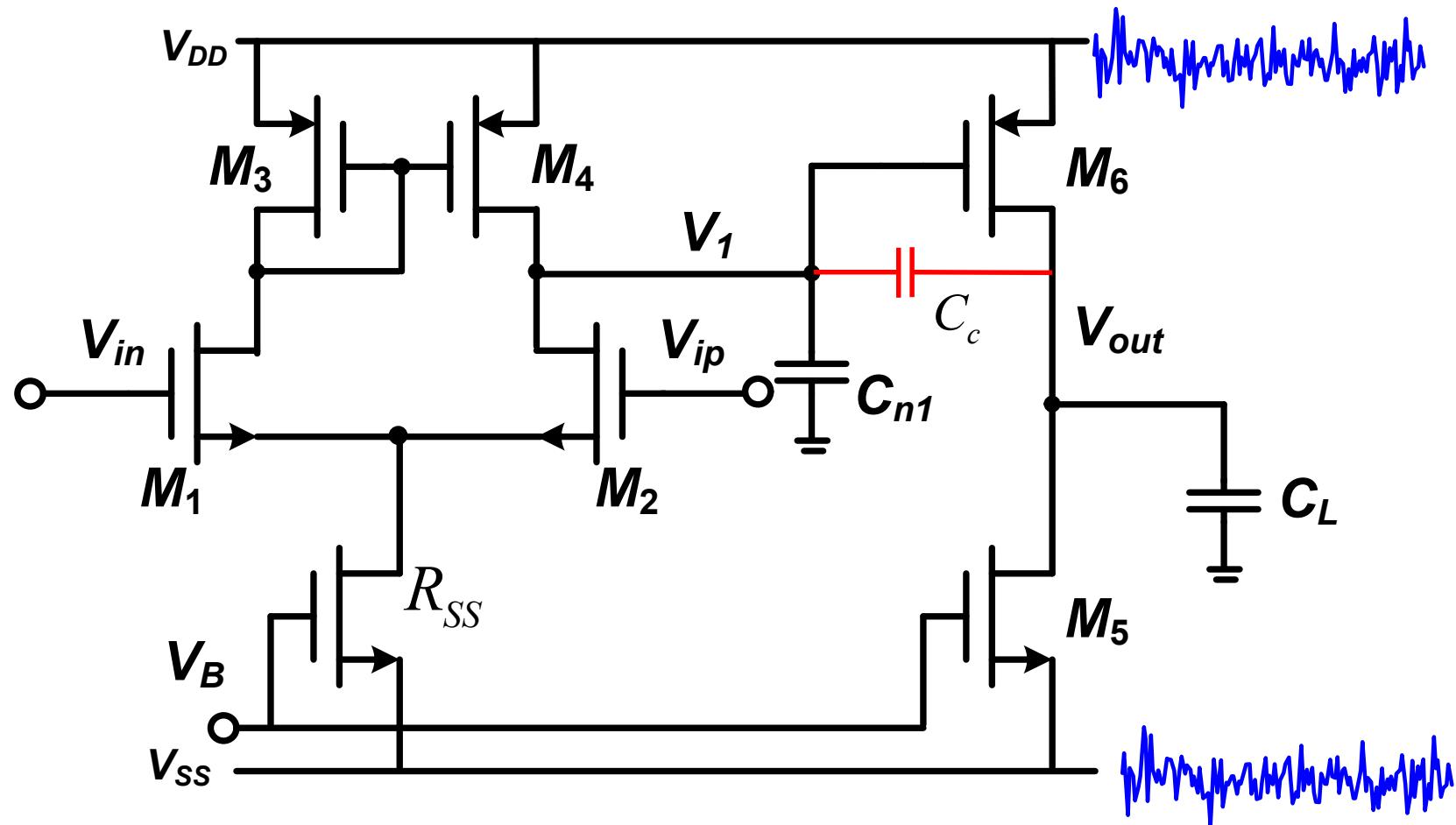
$$Z_o = V_o / I_o = \frac{s C_c R_{eq} + 1}{\underline{C_L C_c R_{eq}} s^2 + \underline{g_{m6} C_c R_{eq}} s + \underline{g_o}}$$

两级放大器的输出阻抗



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

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

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

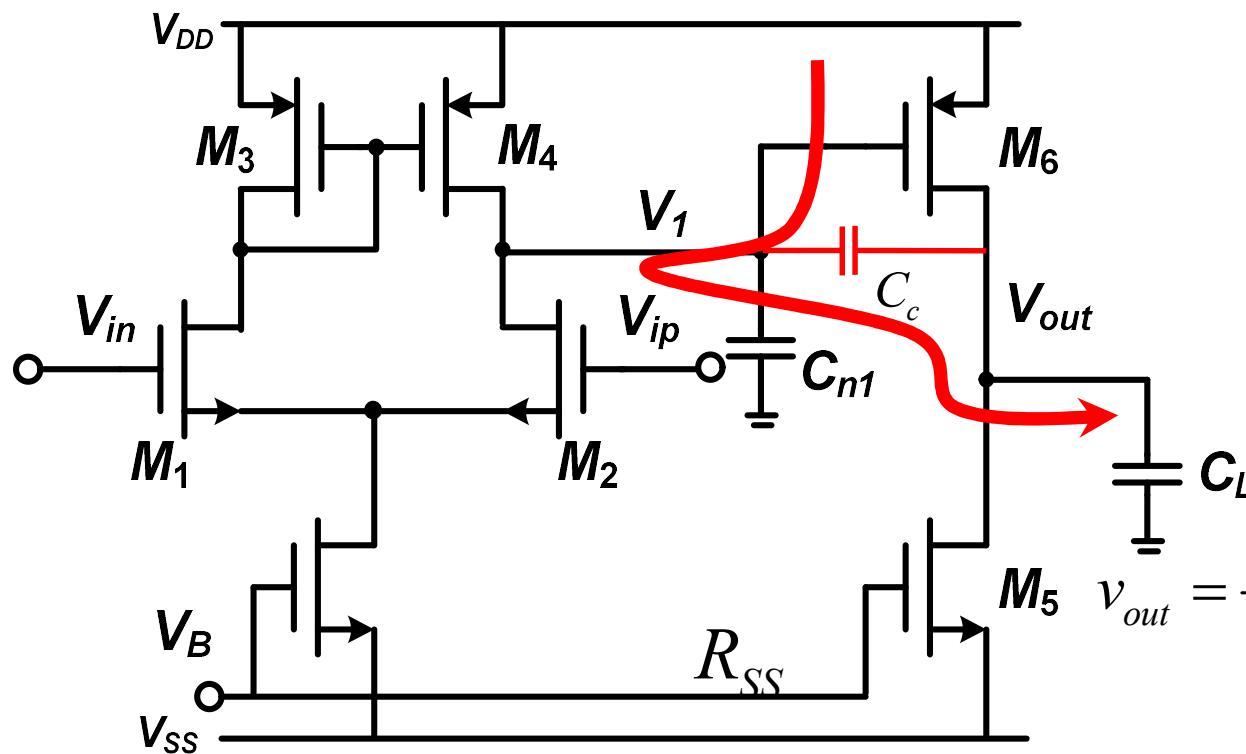
以上分别反映电源和地上的干扰对输出的影响。

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

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

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)



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

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

V1和VDD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：

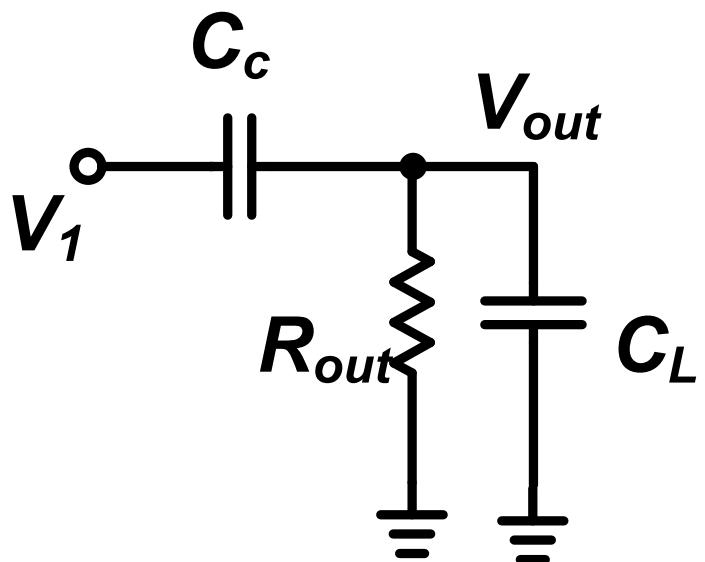
$$V_o = \frac{r_{o5}}{r_{o5} + r_{o6}} V_{DD}$$

- 低频下，不考虑电容的影响，V_{DD}对输出的影响由M₅、M₆的输出电阻分压决定。

$$PSRR_+ \approx A_{v1} g_{m6} r_{o6}$$

V_{DD} 抑制比(高频)

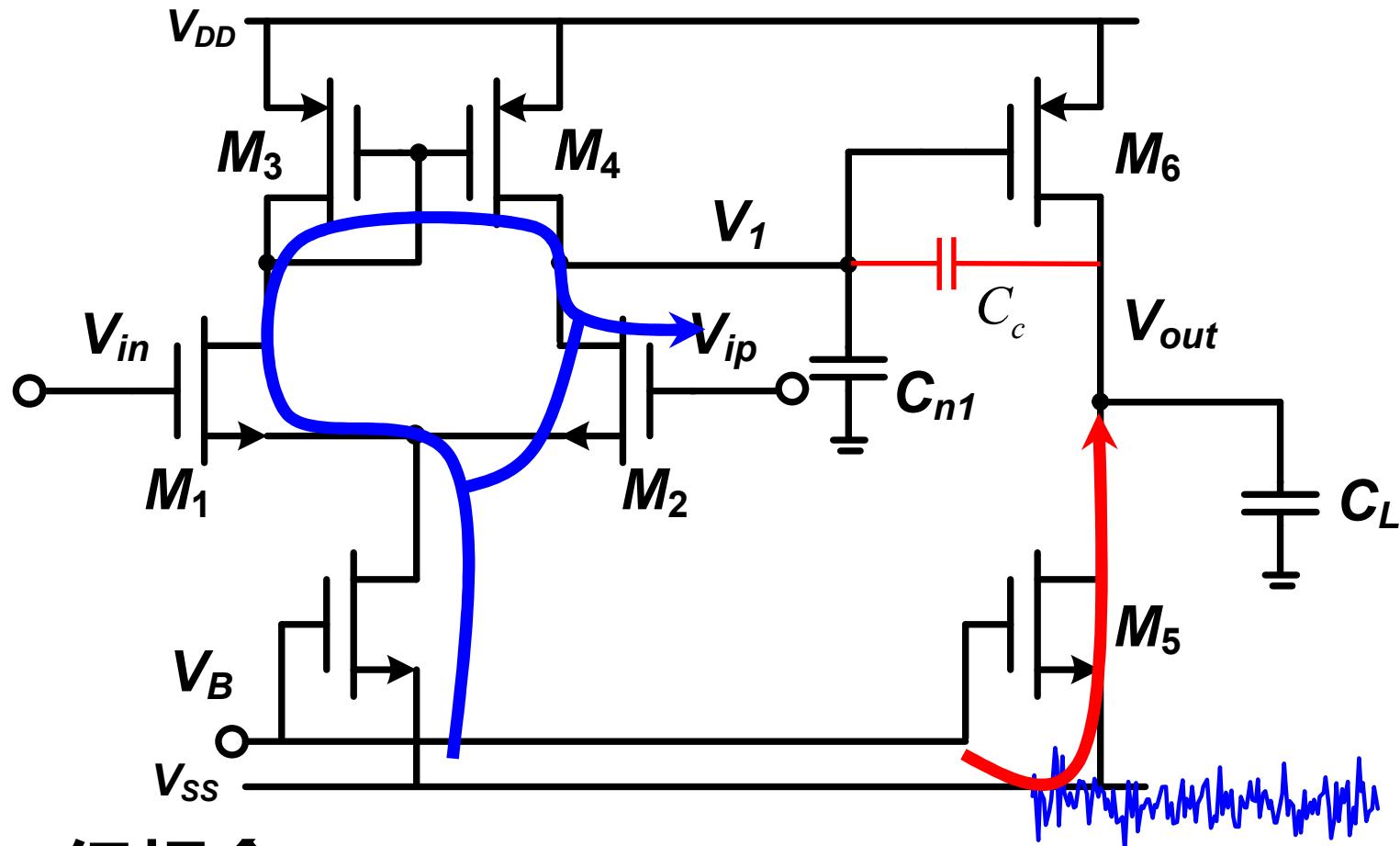
等效电路



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

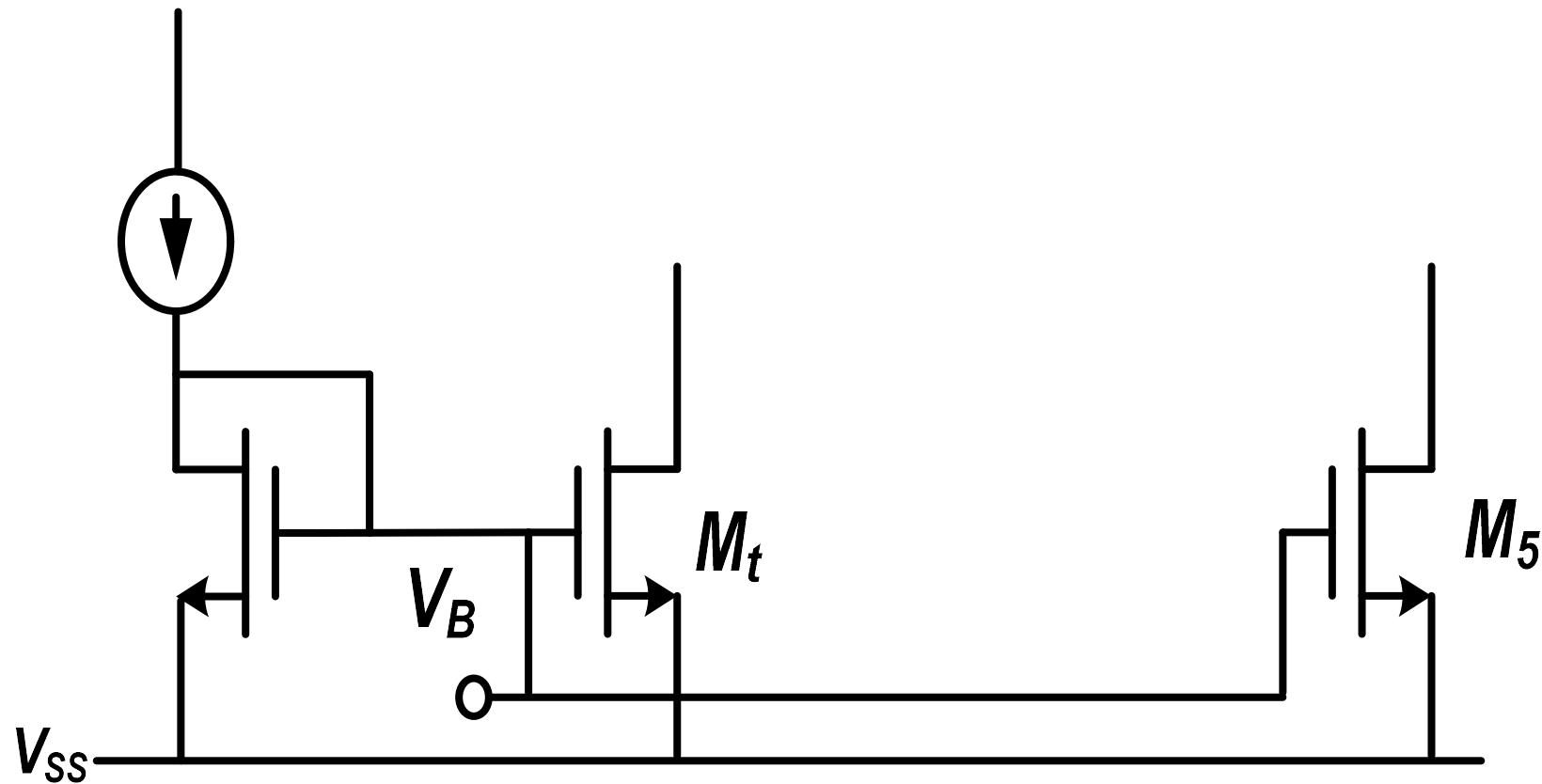
- 高频下，由于 M_6 的 v_{SG6} 保持不变， v_1 跟随 V_{DD} 变化并通过 C_c 直接耦合到输出；
- 若要提高电源抑制比的高频性能，需控制补偿电容 C_c 的大小。

V_{SS} 抑制比(低频)



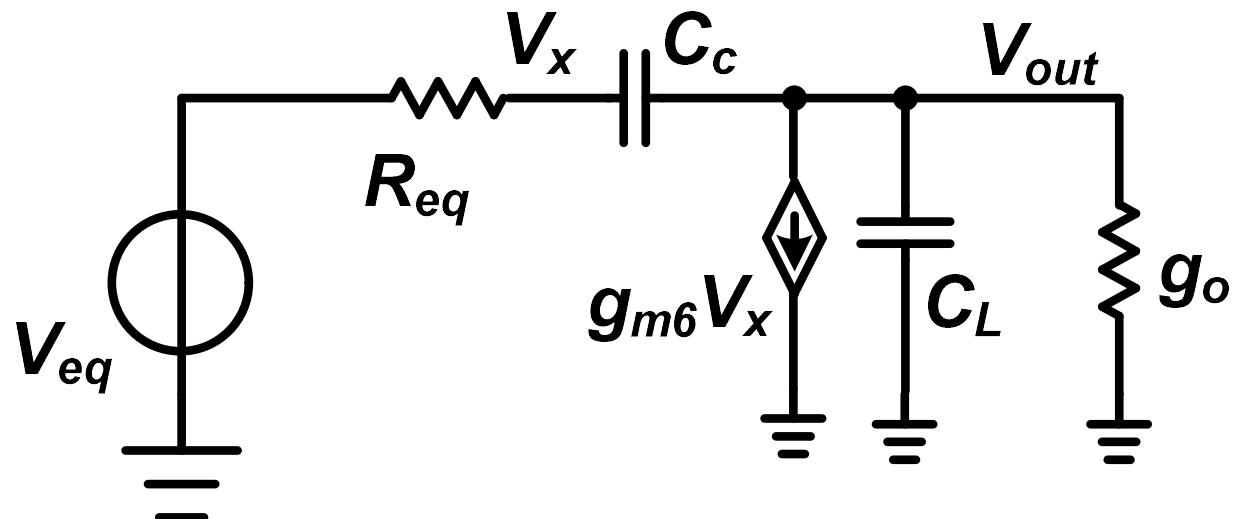
- 从第一级耦合；
- 从第二级耦合；
- 计算时可采用叠加定理，先分别计算，再将结果叠加。

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：

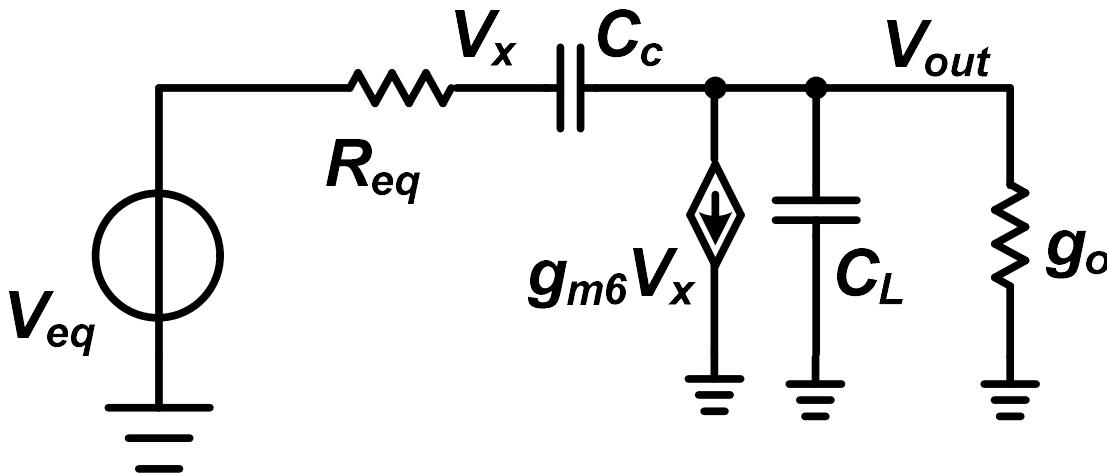
$$\frac{v_{SS}}{R_{SS} + R_o} = v_{SS} \left[\frac{1 + g_{m1,2}r_{o1,2}}{(1 + g_{m1,2}r_{o1,2})R_{SS} + 1 / (2g_{m3,4}) + r_{o1,2} / 2} \right]$$

Veq=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



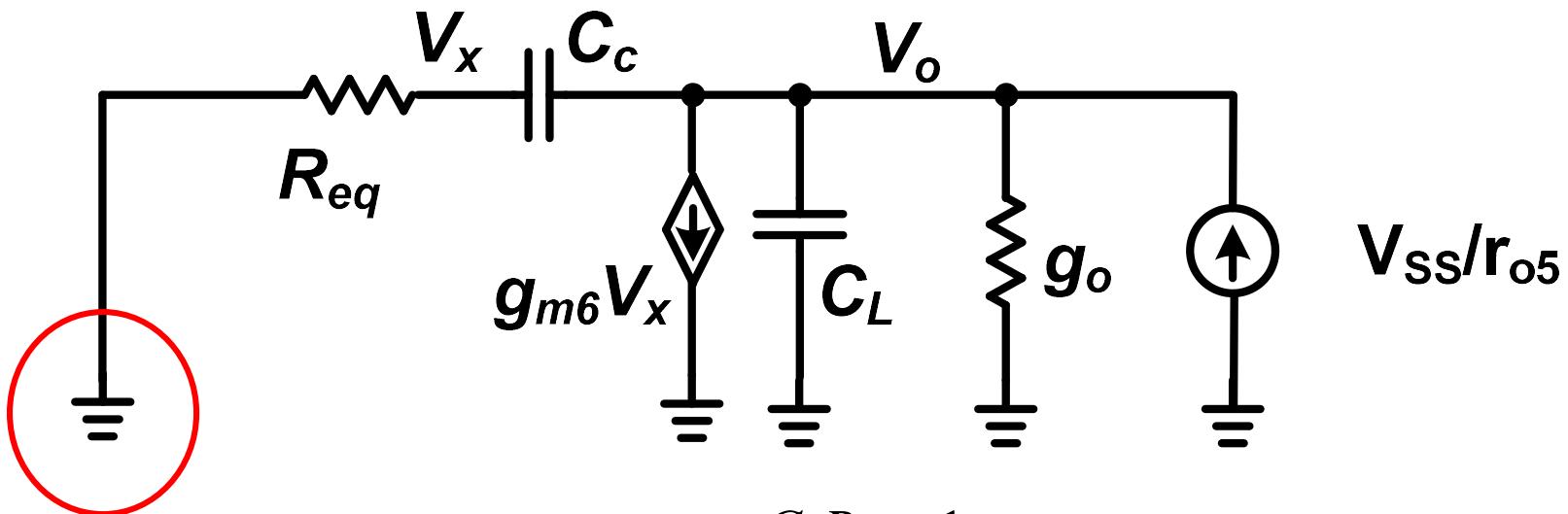
$$\begin{cases} V_{eq} - V_o = \frac{(V_x - V_o) s C_c (R_{eq} + \frac{1}{s C_C})}{s C_C} \\ V_{eq} - V_o = \frac{(g_{m6} V_x + g_o V_o + s C_L V_o) (R_{eq} + \frac{1}{s C_C})}{s C_C} \end{cases}$$



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

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

计算第二级的耦合



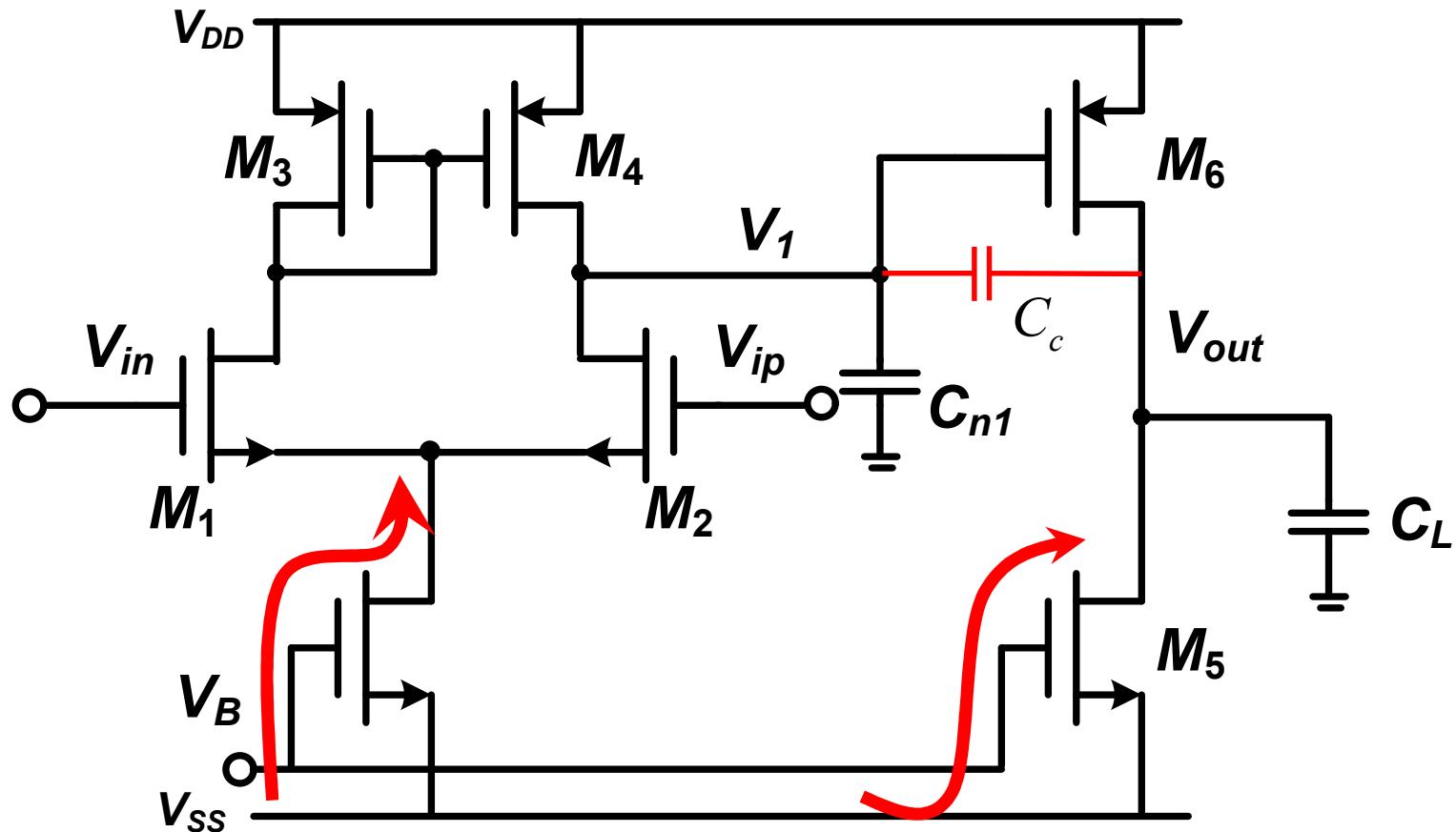
$$Z_o = V_o / I_o = \frac{s C_c R_{eq} + 1}{C_L C_c R_{eq} s^2 + g_{m6} C_c R_{eq} s + g_o}$$

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

由叠加定理：

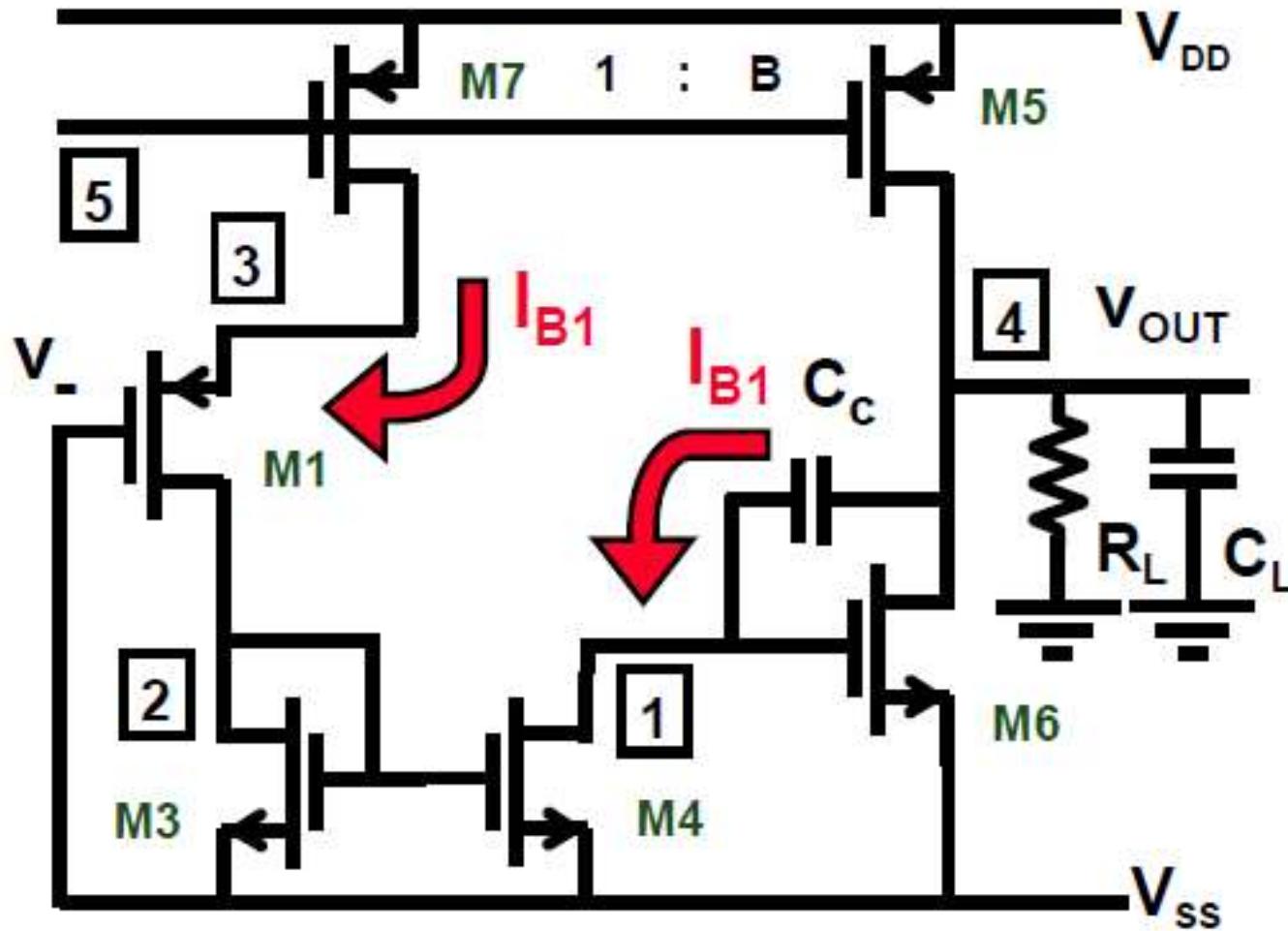
$$V_o = \frac{s C_c - g_{m6}}{C_c C_L R_{eq} s^2 + (g_{m6} C_c R_{eq}) s + g_o} \frac{V_{ss}}{2 g_{m34} R_{ss}} + \frac{s C_c R_{eq} + 1}{C_L C_c R_{eq} s^2 + g_{m6} C_c R_{eq} s + g_o} \frac{1}{r_{o5}} V_{ss}$$

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 :

$$v_+ > 1$$

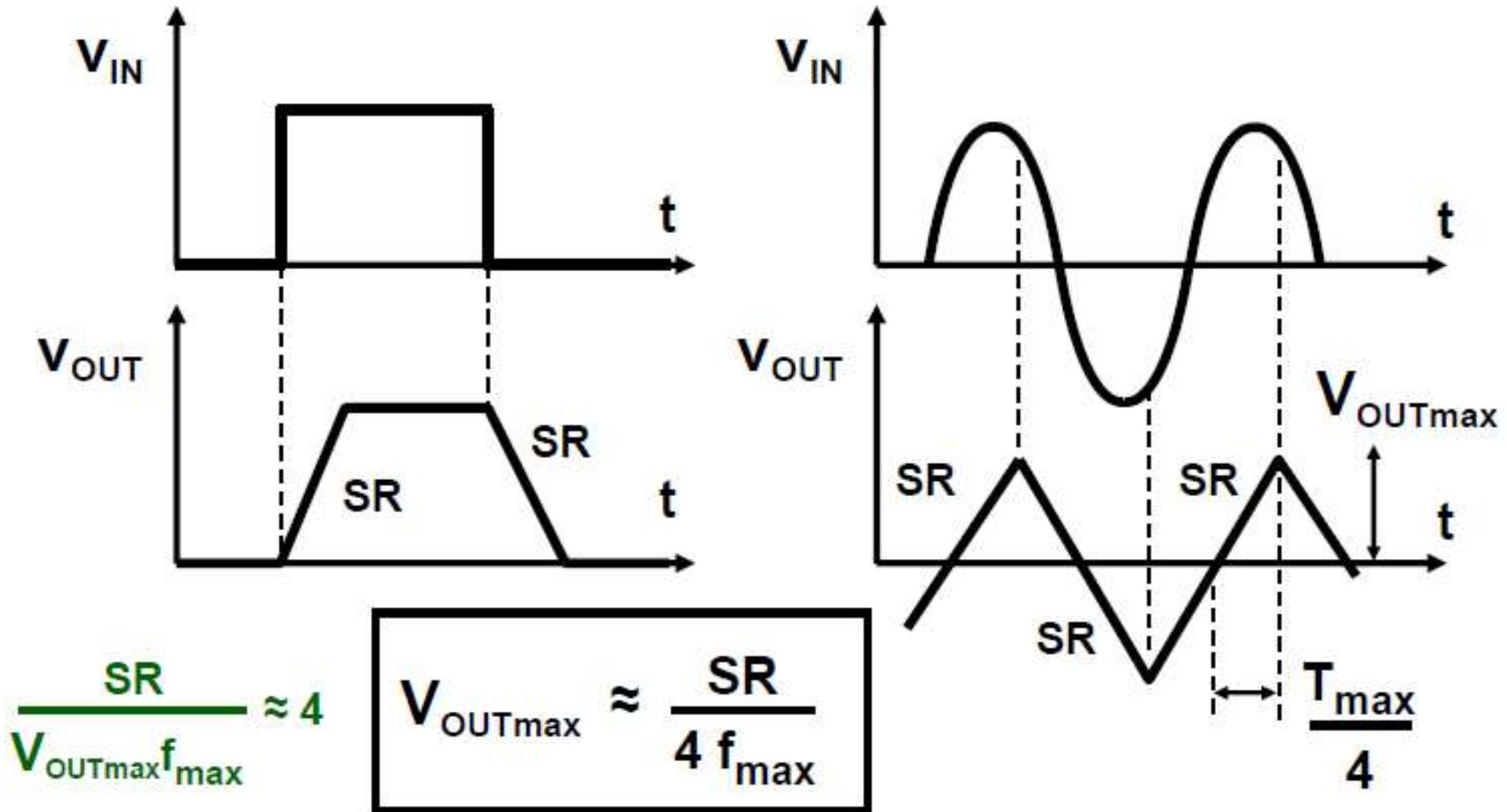
$$v_- > 0$$

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

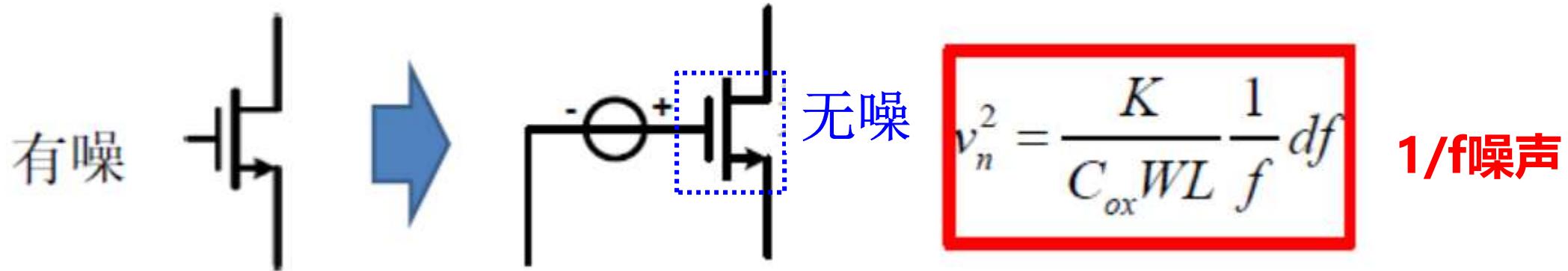
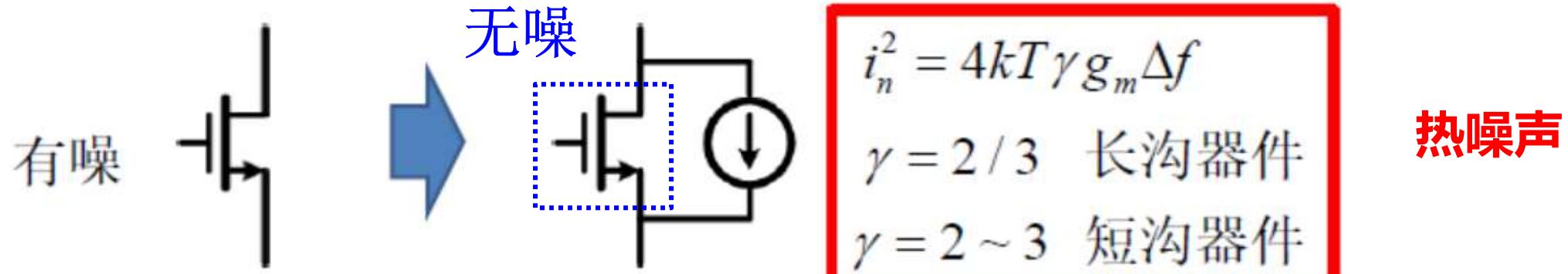
$$SR = \frac{I_{B1}}{C_C}$$

压摆率: Slew Rate

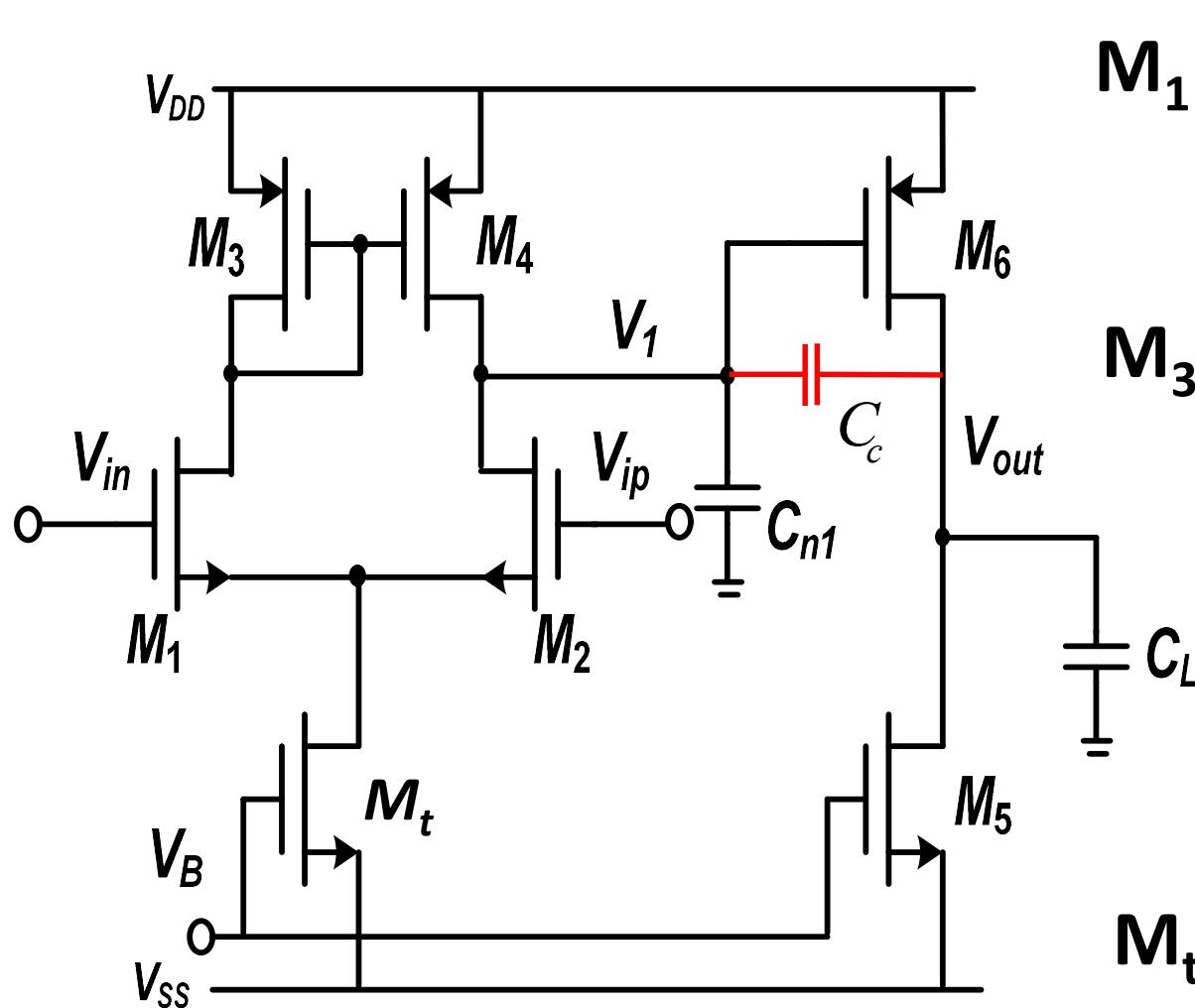
压摆率



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:

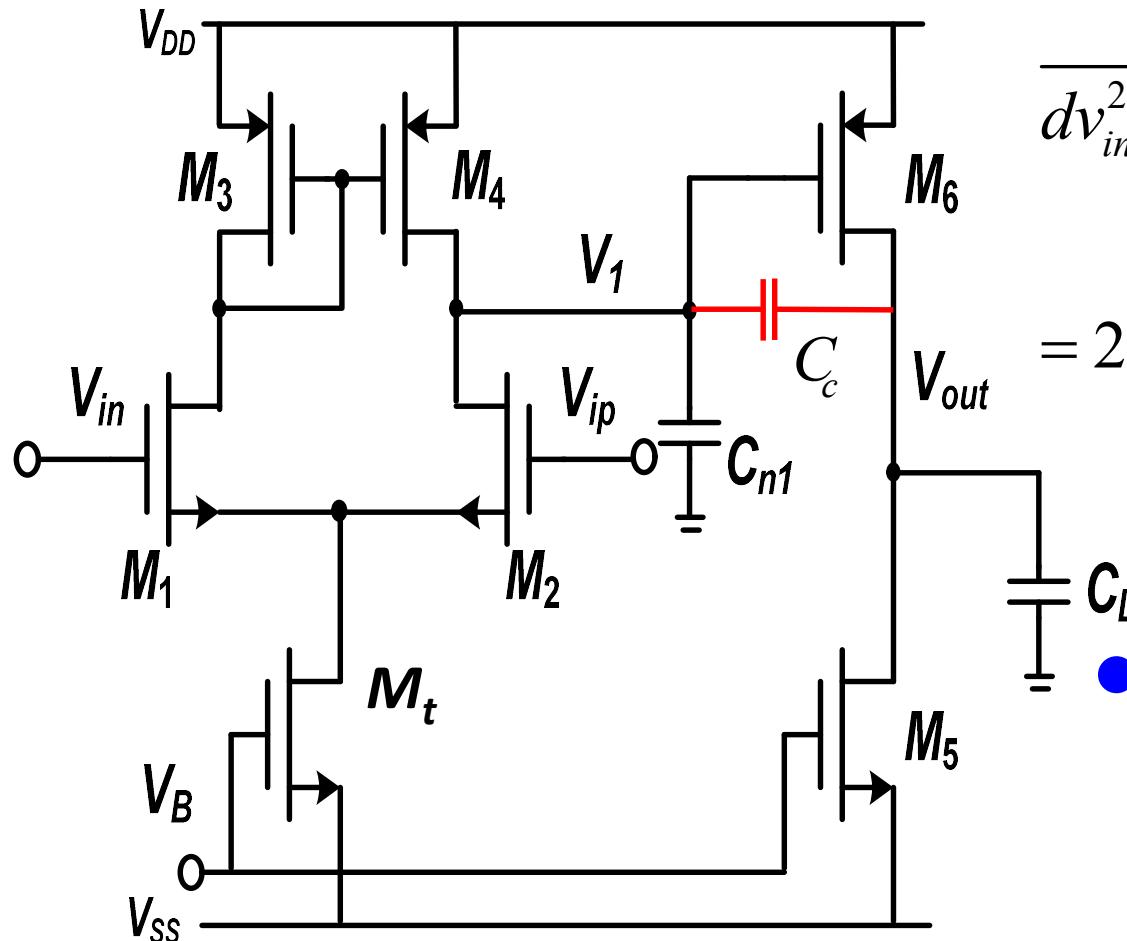
$$kT\gamma \frac{g_{mt}}{g_{m3,4}^2 g_{m1,2}^2 R_{out1}^2} df$$

- 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 23

两级放大器的热噪声

- 忽略 M_t 的影响：

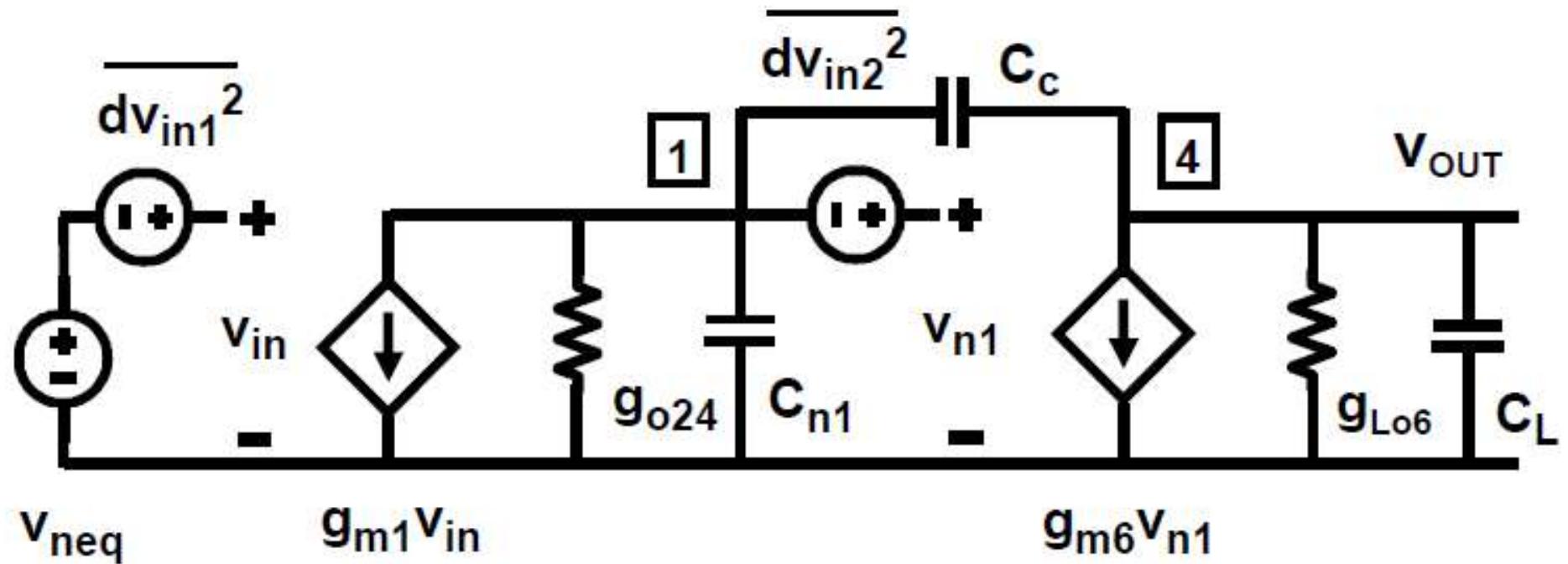


$$\begin{aligned}\overline{dv_{in1}^2} &= 2 \times 4kT\gamma \frac{1}{g_{m1,2}} df + 2 \times 4kT\gamma \frac{g_{m3,4}}{g_{m1,2}^2} df \\ &= 2 \times 4kT\gamma \frac{1}{g_{m1,2}} \left(1 + \frac{g_{m3,4}}{g_{m1,2}} \right) df\end{aligned}$$

- 通过合理设计，可以使得M3和M4的过驱动电压较大，M1和M2的过驱动电压较小，使得M3,, M4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

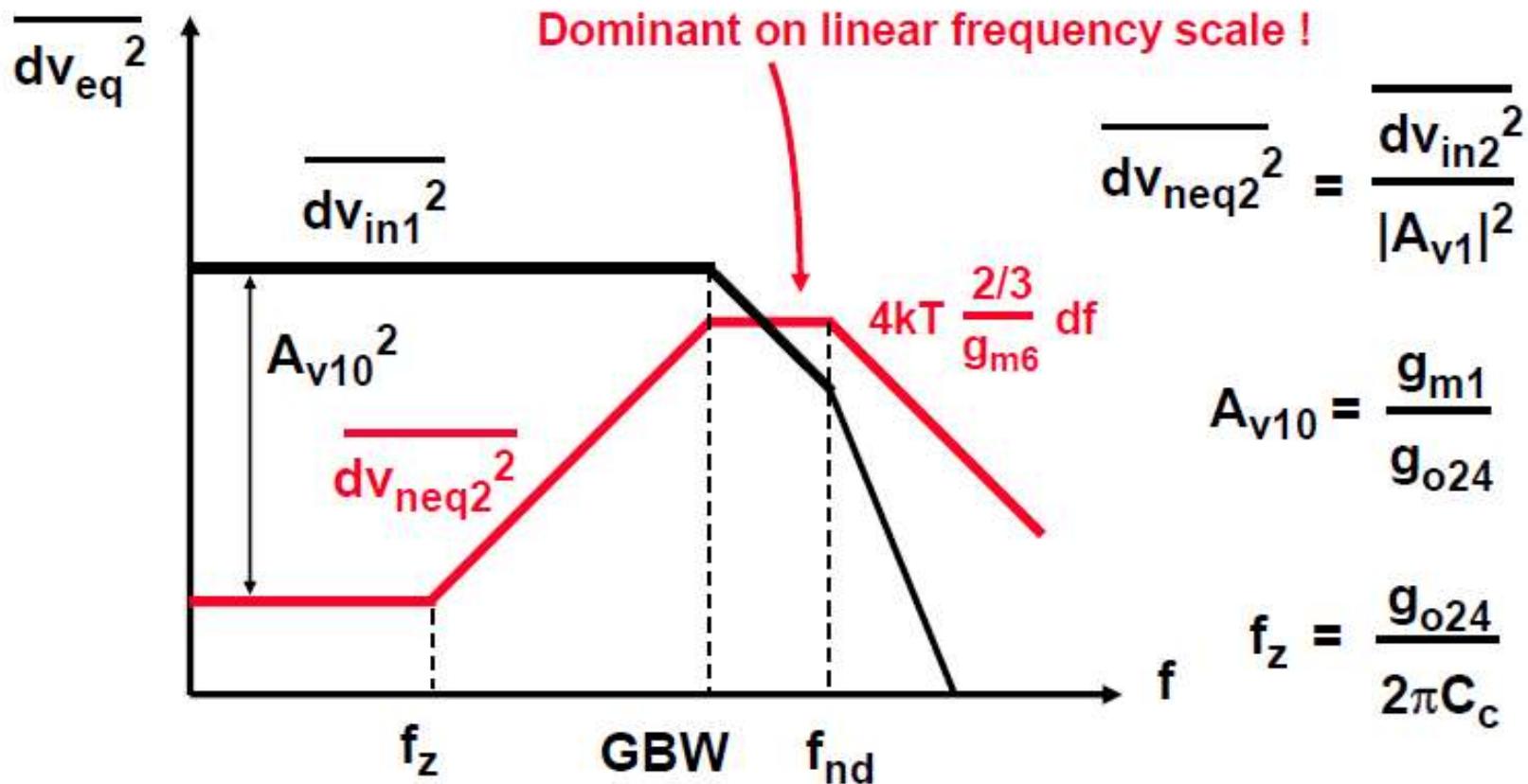
两级放大器的热噪声



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

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

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



$$= \frac{\pi}{2} \text{GBW}$$

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

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

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

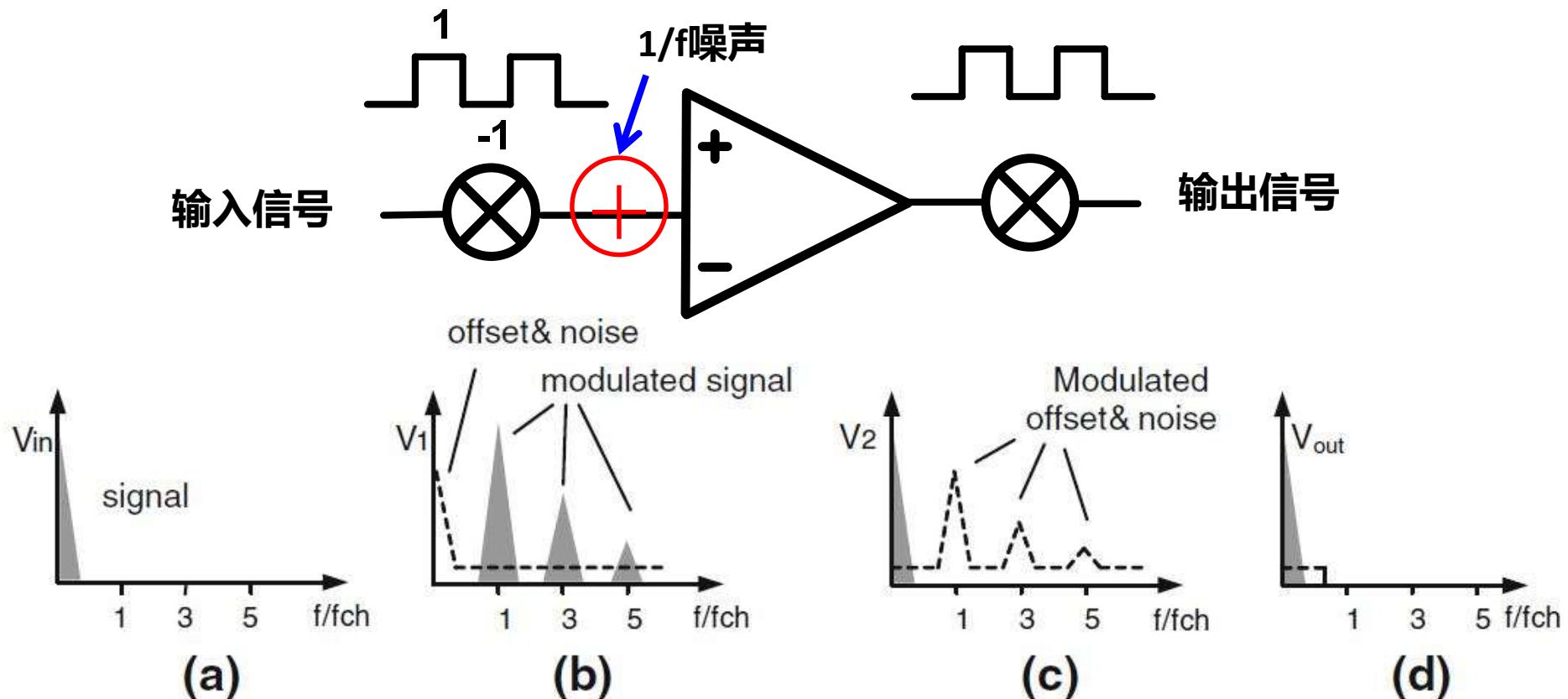
$$\overline{v_{\text{nieq}}}^2 = 4kT \frac{4/3}{g_{m1}} \text{GBW} \frac{\pi}{2}$$

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

两级放大器的 $1/f$ 噪声及抑制

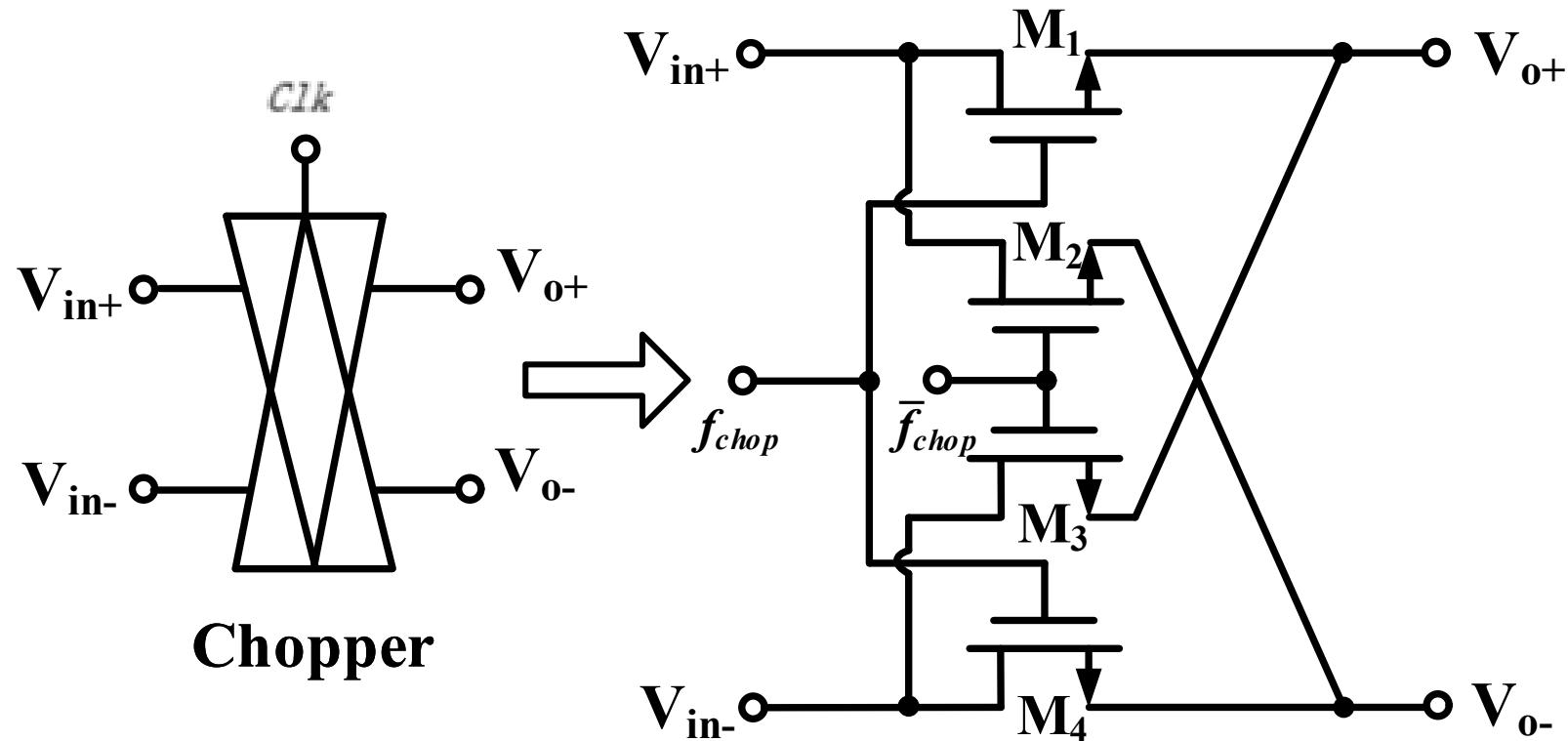
- $1/f$ 噪声主要集中于低频，电路设计方面主要通过增大晶体管尺寸，选择合理的过驱动电压降低该噪声；
- 利用“低频”这一特点，可利用部分信号处理技术降低 $1/f$ 噪声；
- 利用自零（AZ）、相关双采样（CDS）、斩波稳定（Chop Stabilization）可降低 $1/f$ 噪声。

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

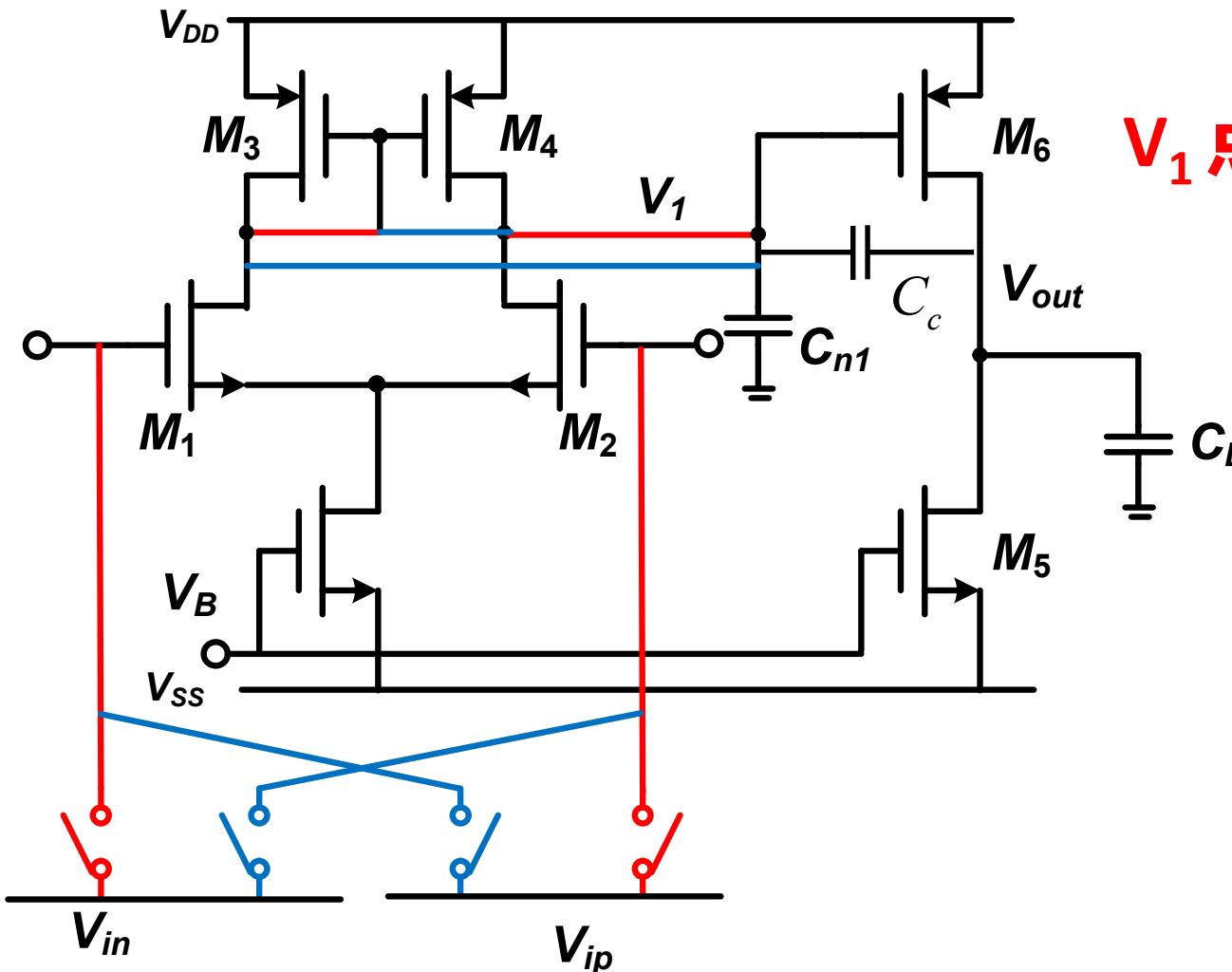


$$f_{chop} = \text{高电平} : V_{o+} - V_{o-} = V_{in+} - V_{in-}$$

模拟乘法器

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

两级放大器中的Chop

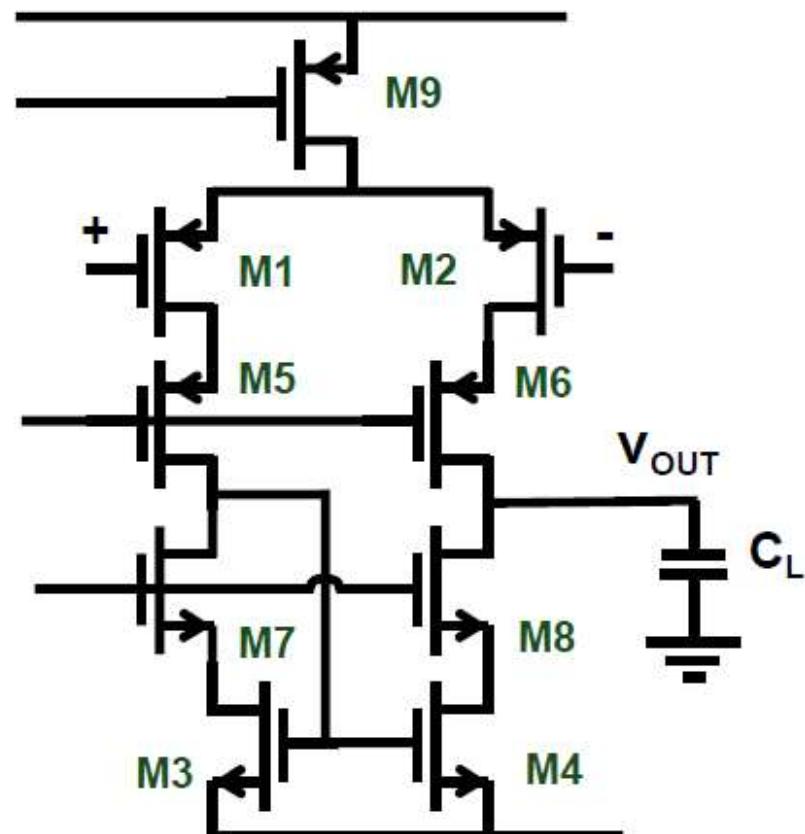
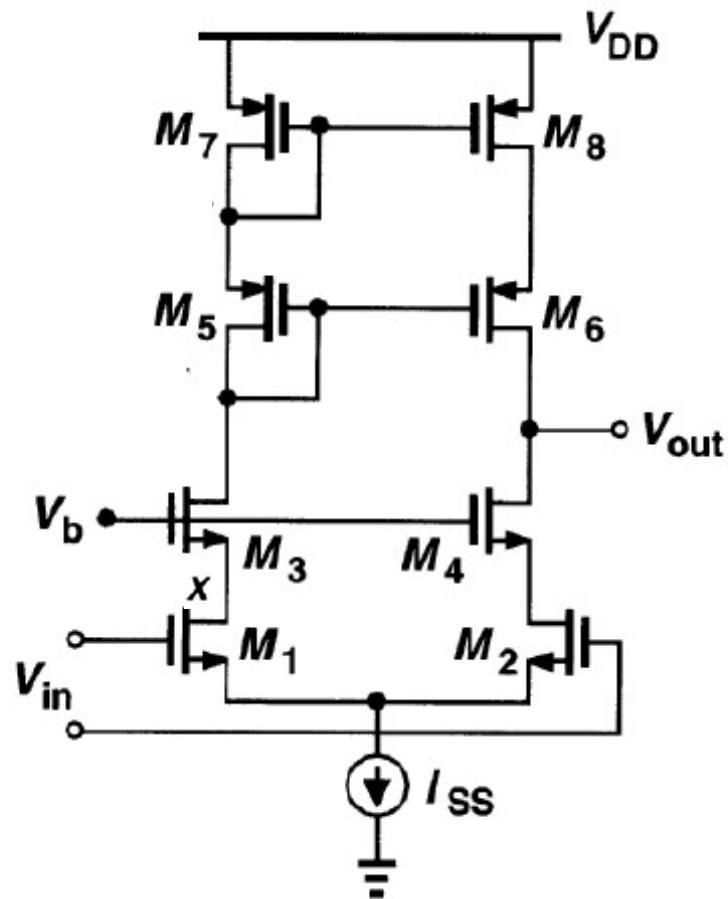


- 只消除第一级1/f噪声；第二级的1/f噪声并不重要。

本章内容

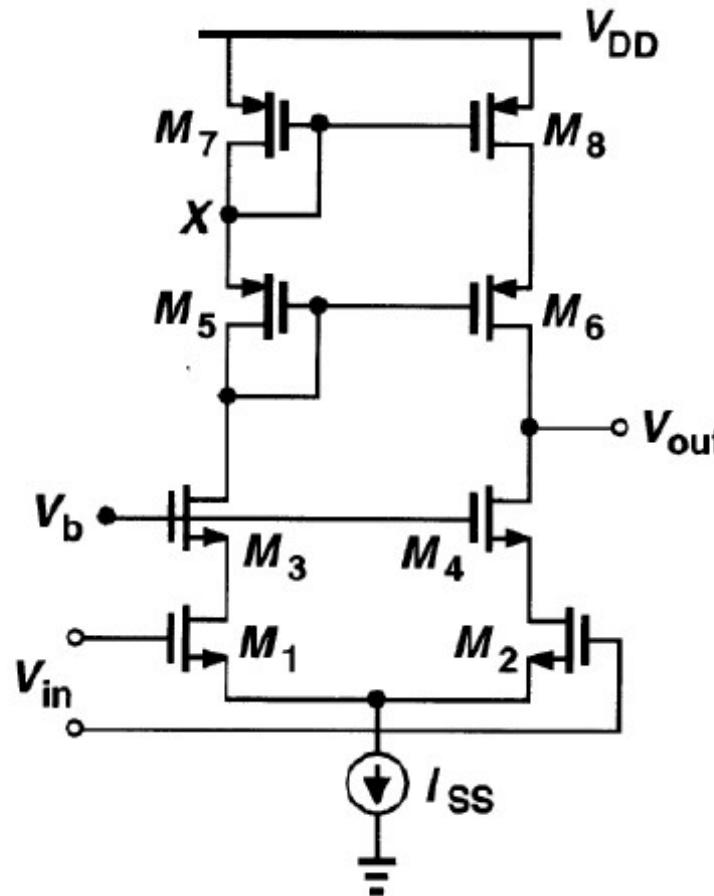
- ◆ 两级放大器
- ◆ 套筒放大器
- ◆ 折叠放大器
- ◆ 增益自举放大器
- ◆ 其它放大器

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** 34

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)： $PSRR_+ \approx A_{vd}$ $PSRR_- \approx A_{vd} g_{m57} R_{SS}$

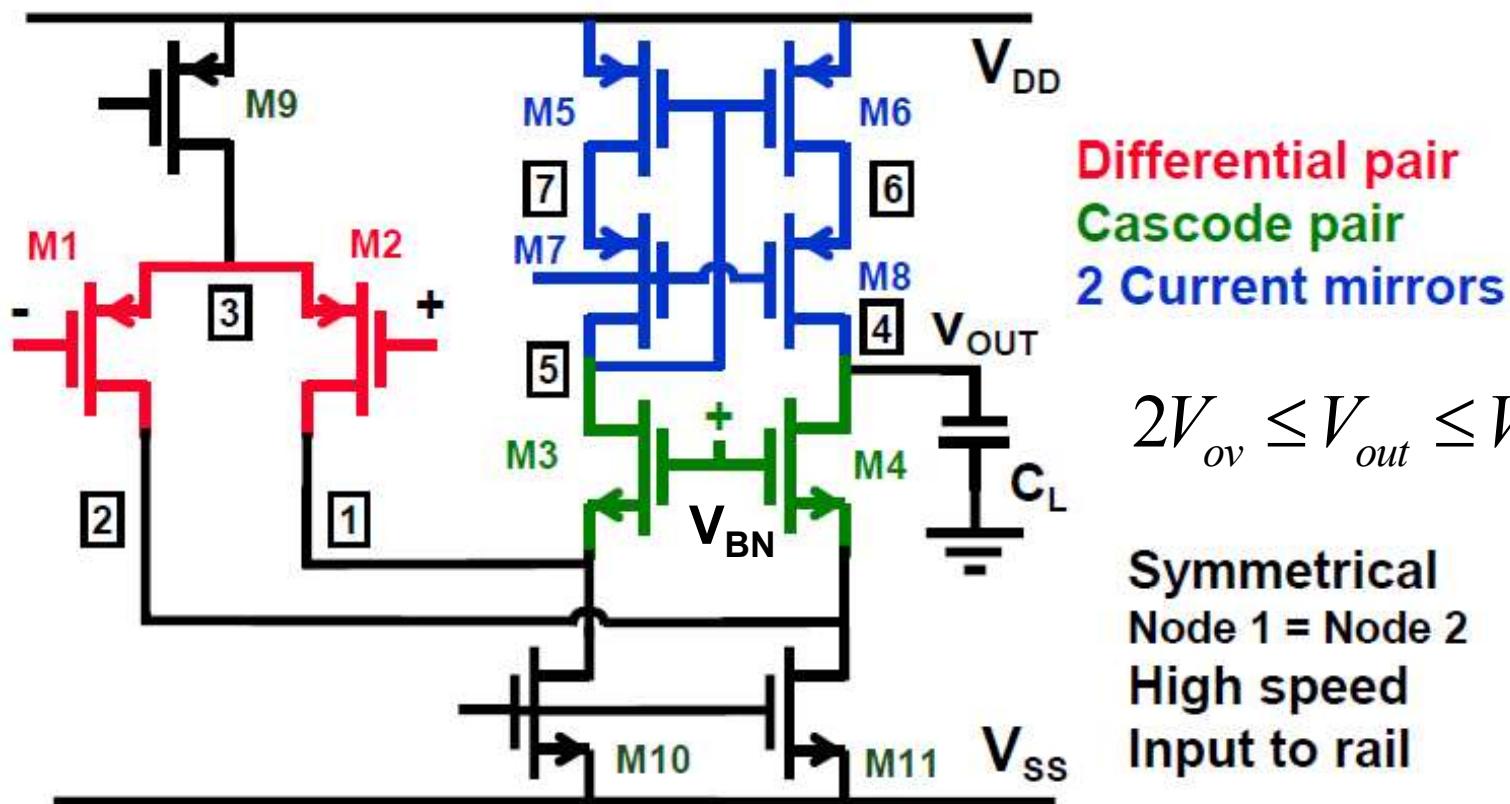
■ 热噪声：

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

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

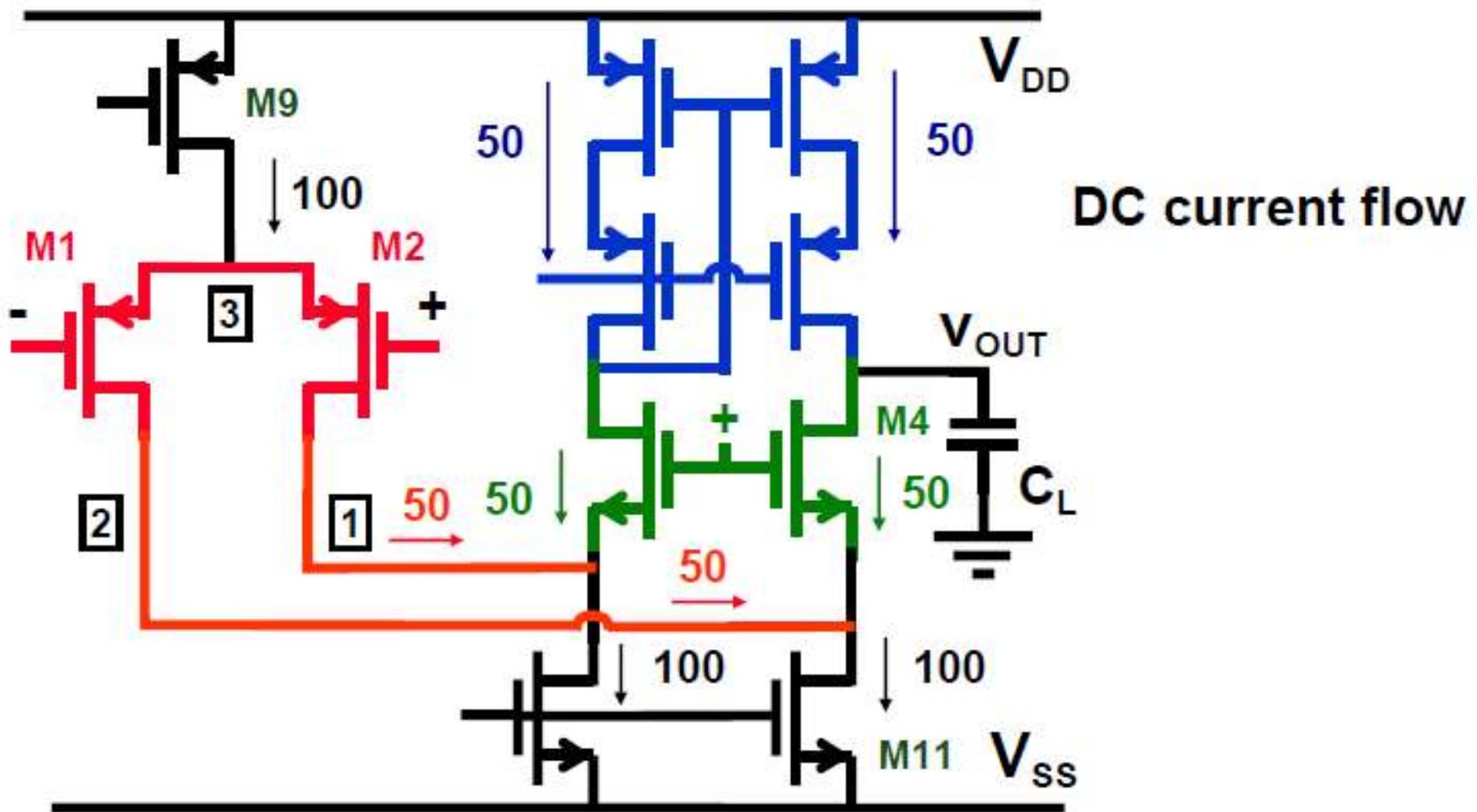
折叠放大器



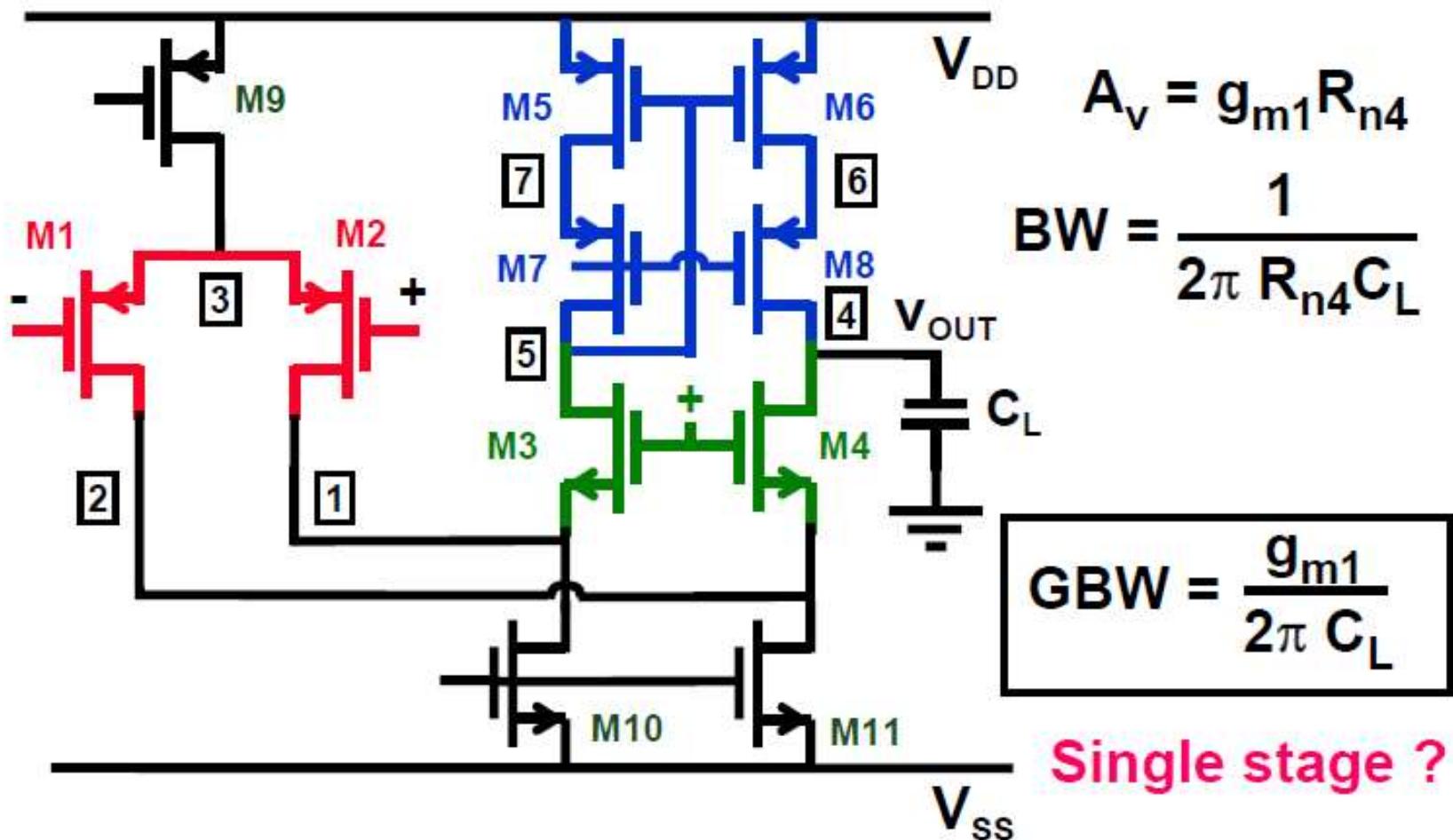
■ M9饱和: $V_{CM,in} \leq V_{DD} - V_{ov} - V_{SG,1,2} = V_{DD} - 2V_{ov} - |V_{thp}|$

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

折叠放大器

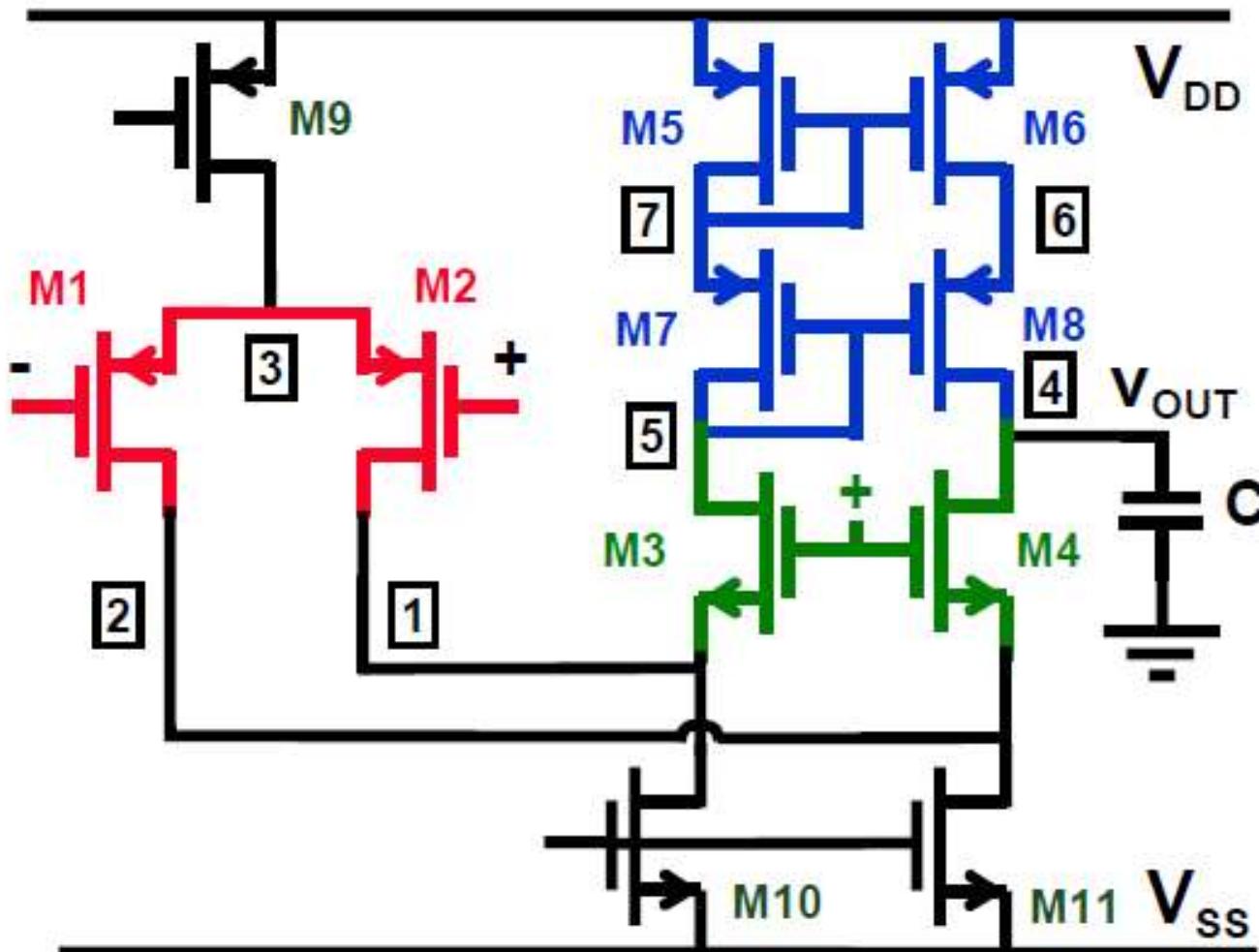


折叠放大器



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

折叠放大器



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

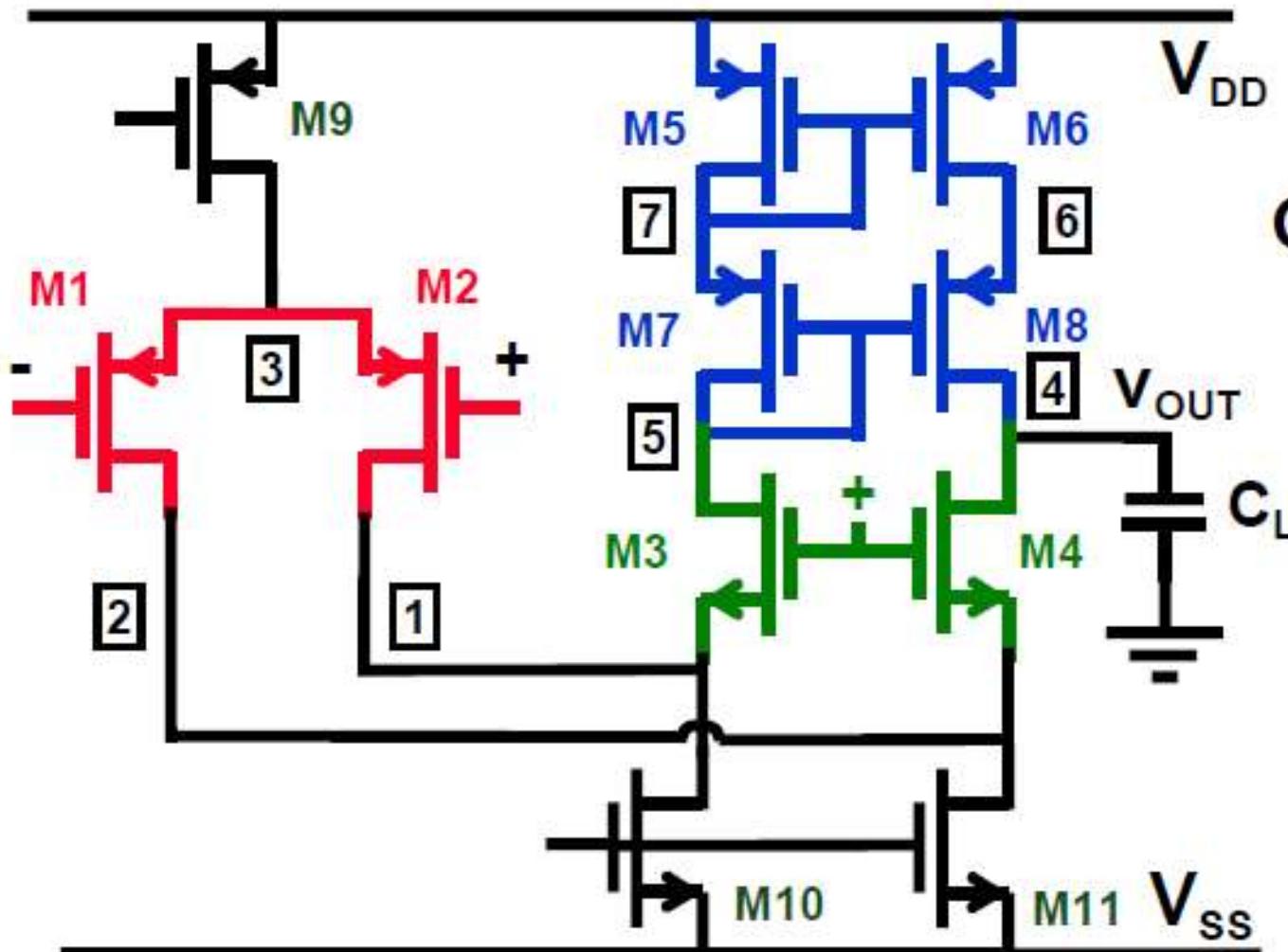
$$C_{n1} = C_{GS3} + C_{DB2} + C_{DB10}$$

$$\approx 3 C_{GS3}$$

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

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

折叠放大器

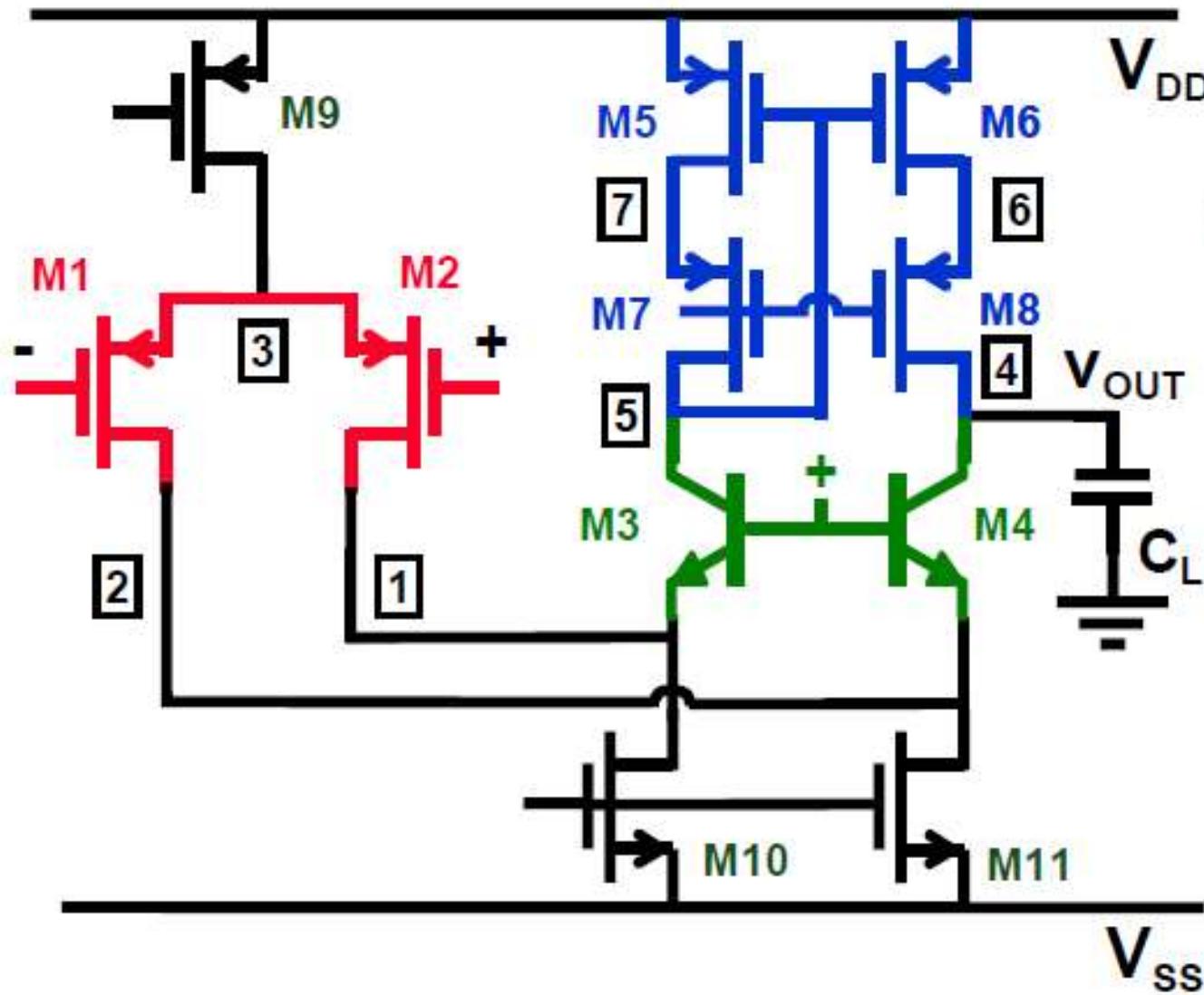


$$GBW = \frac{g_{m1}}{2\pi C_L}$$

C_{n5}, C_{n7}, C_{n6}
Cause pole
and zero
at 2 x freq..

Ref Mallya, JSSC Dec 89, 1737-1740

折叠放大器

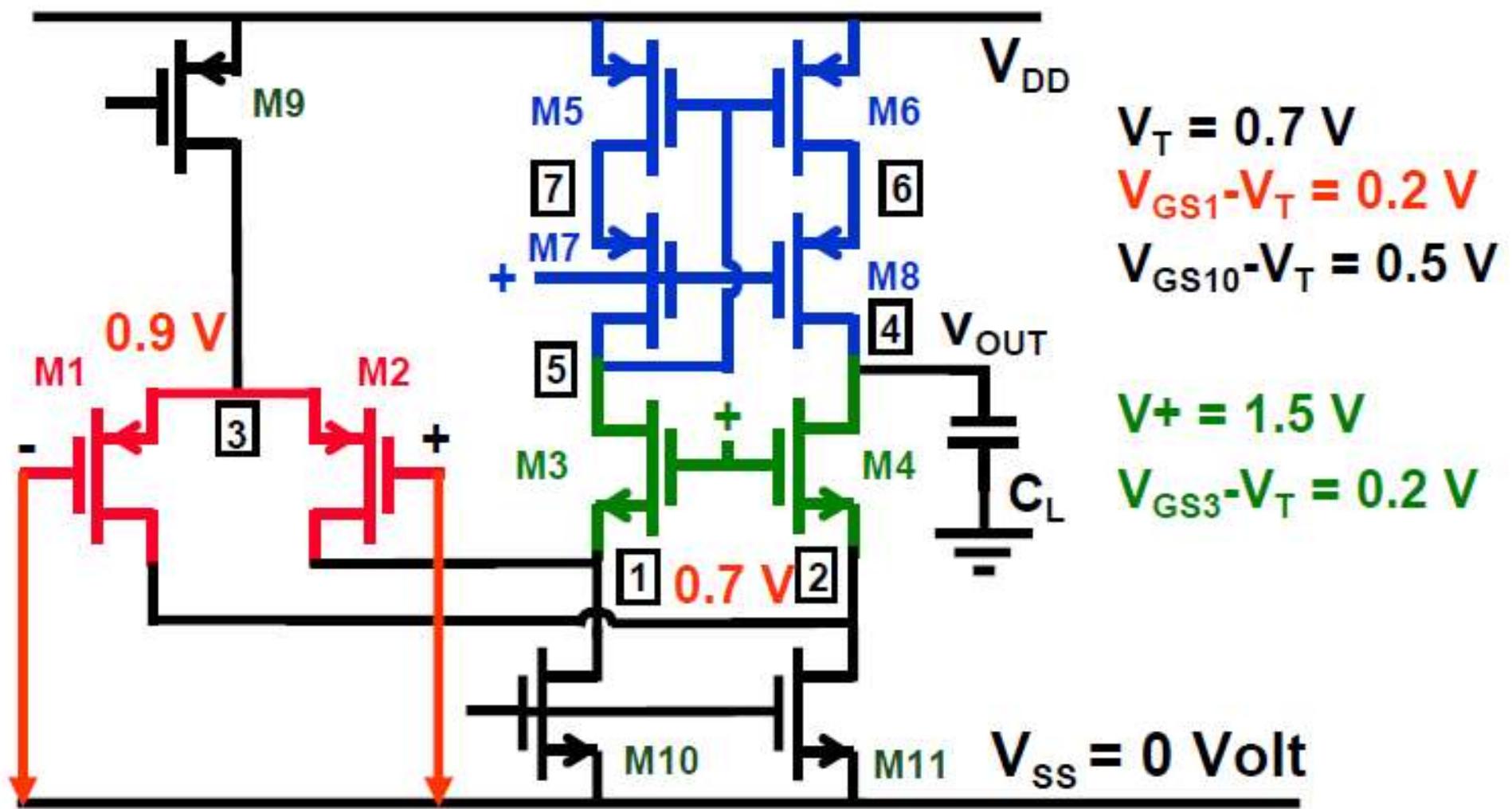


$$GBW = \frac{g_{m1}}{2\pi C_L}$$

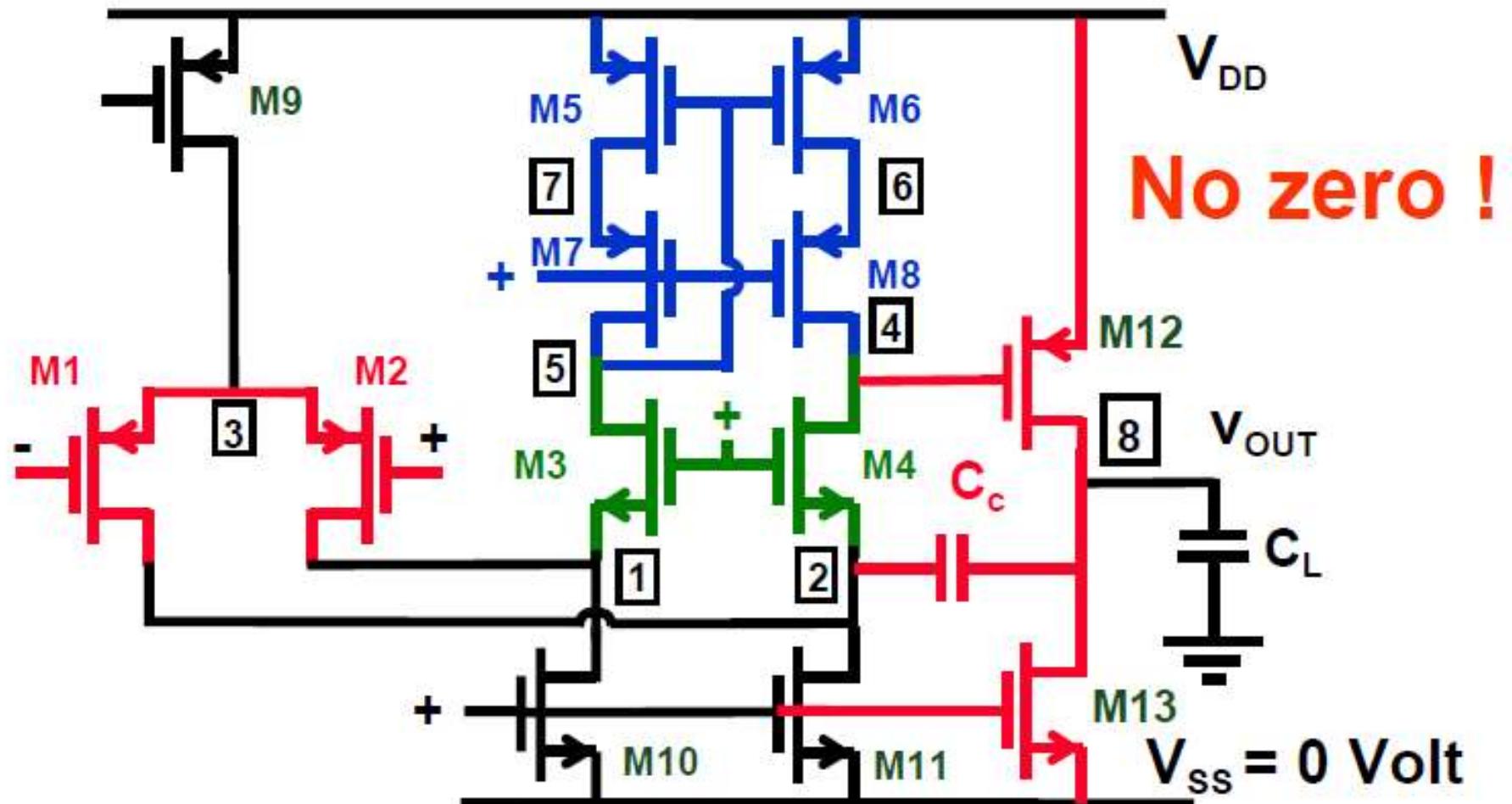
$$f_{nd} = \frac{g_{m3}}{2\pi C_{n1}}$$
$$\approx \frac{f_{T3NPN}}{3}$$

Higher !

折叠放大器



折叠放大器

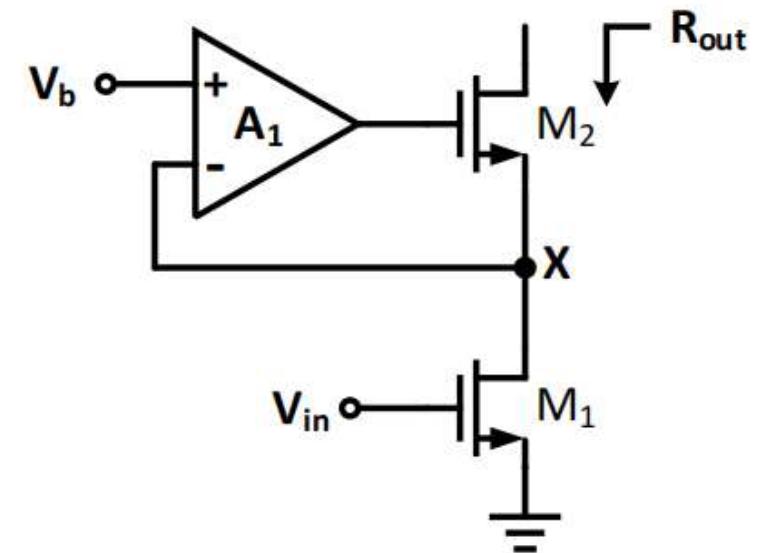
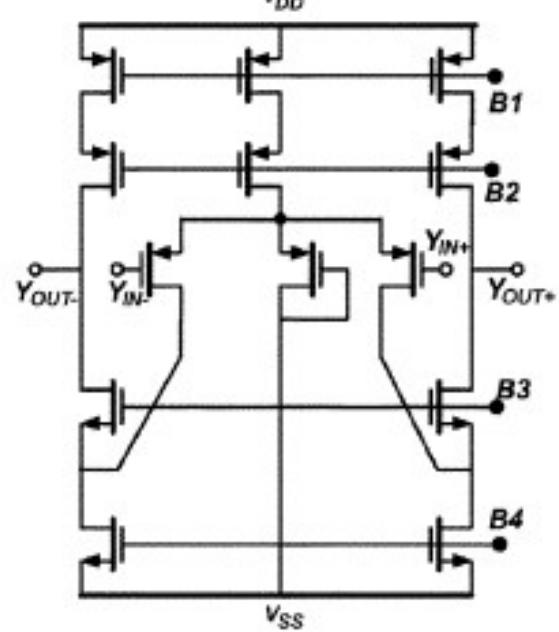
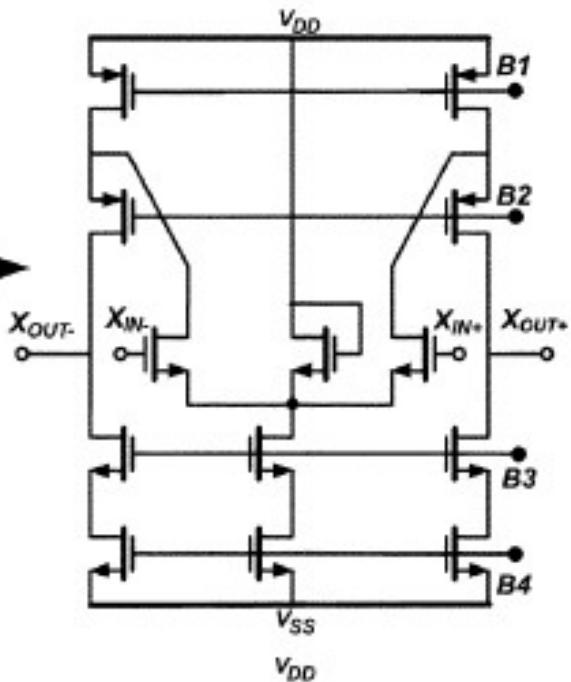
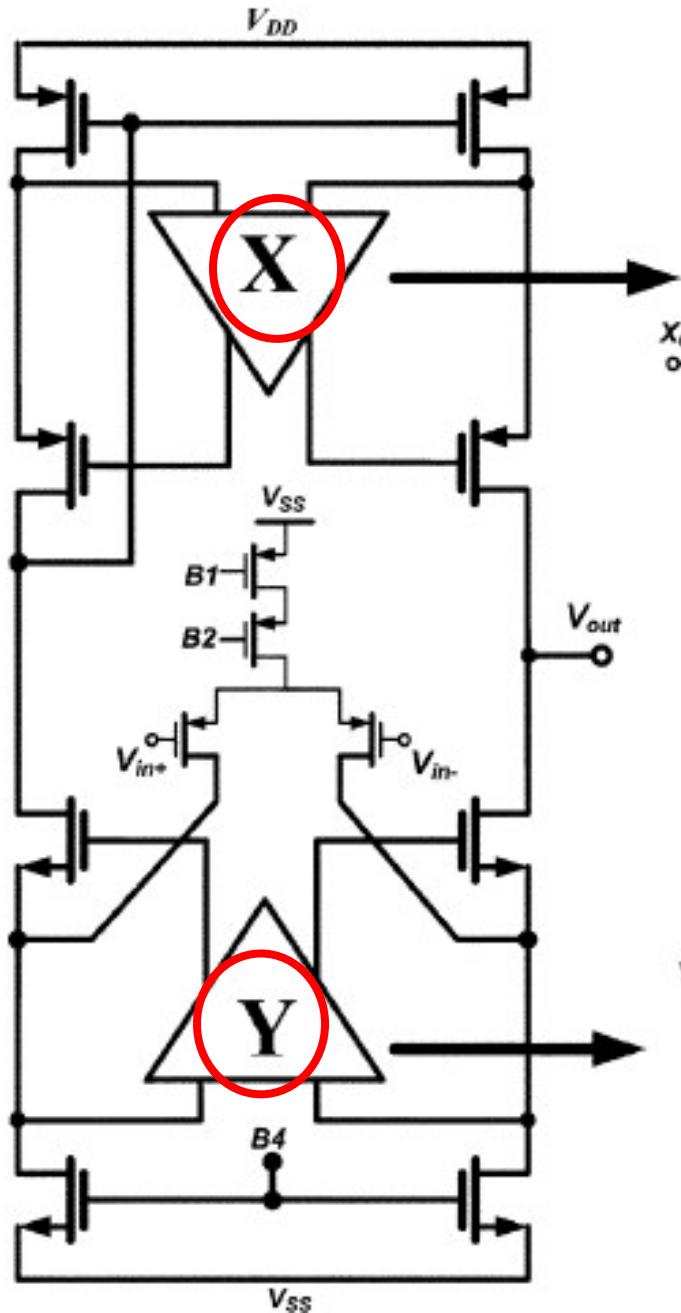


Ribner, JSSC Dec.84, 919-925

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?

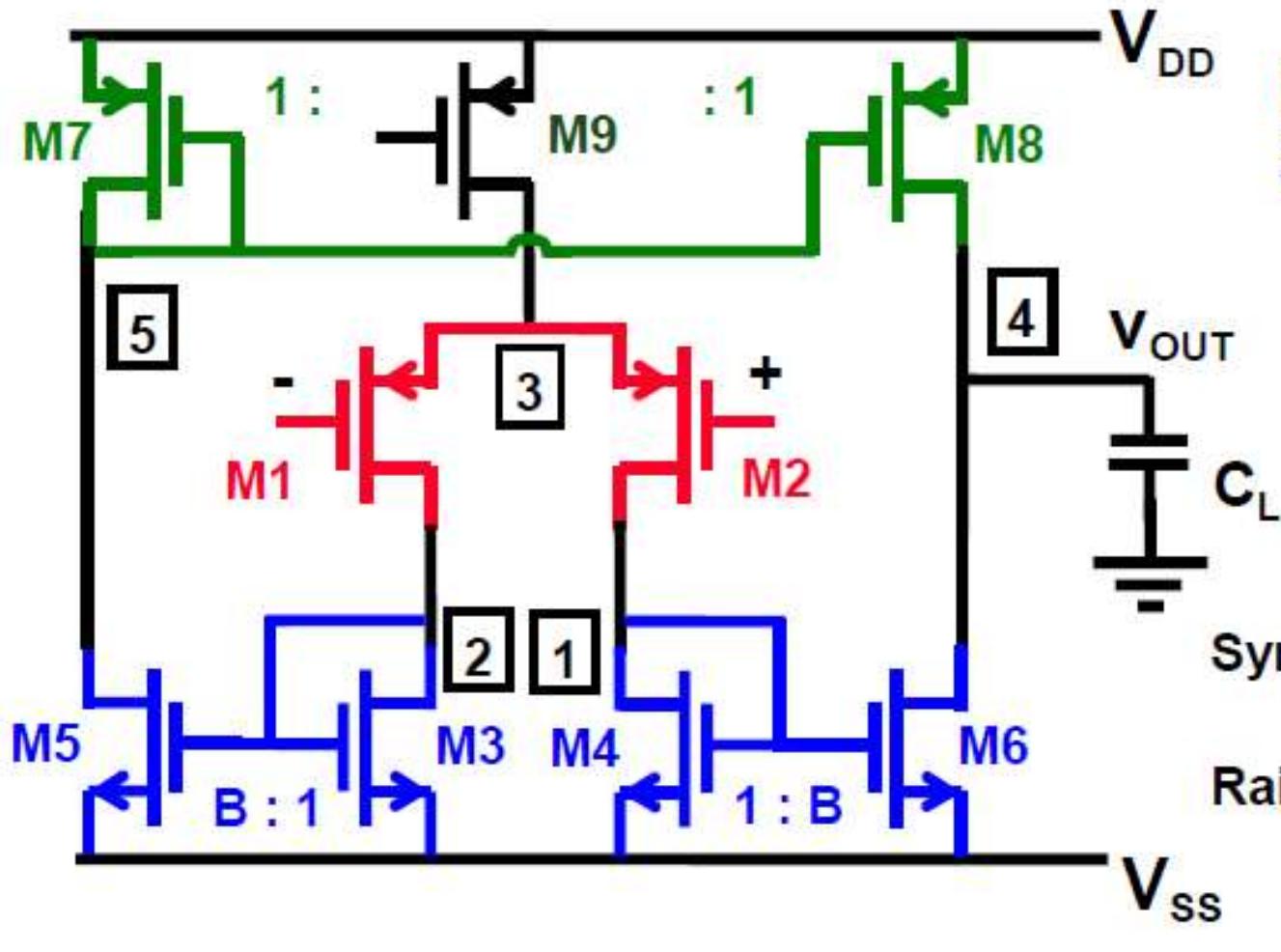
零极点配置

- 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 $CGS2+CGD2$ 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

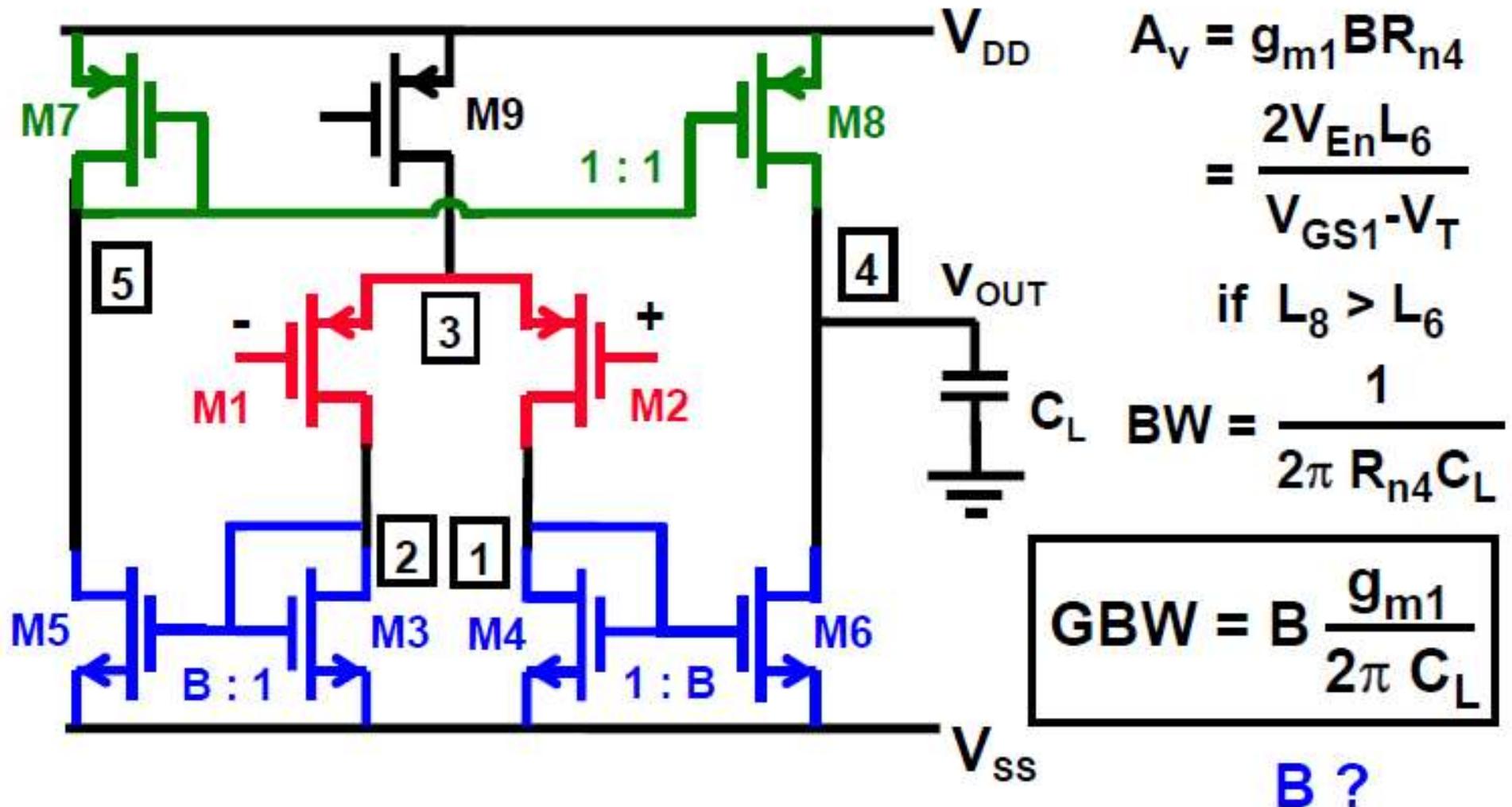


Differential pair 3 Current mirrors

Symmetrical :
Node 1 = Node 2
Rail-to-rail output swing

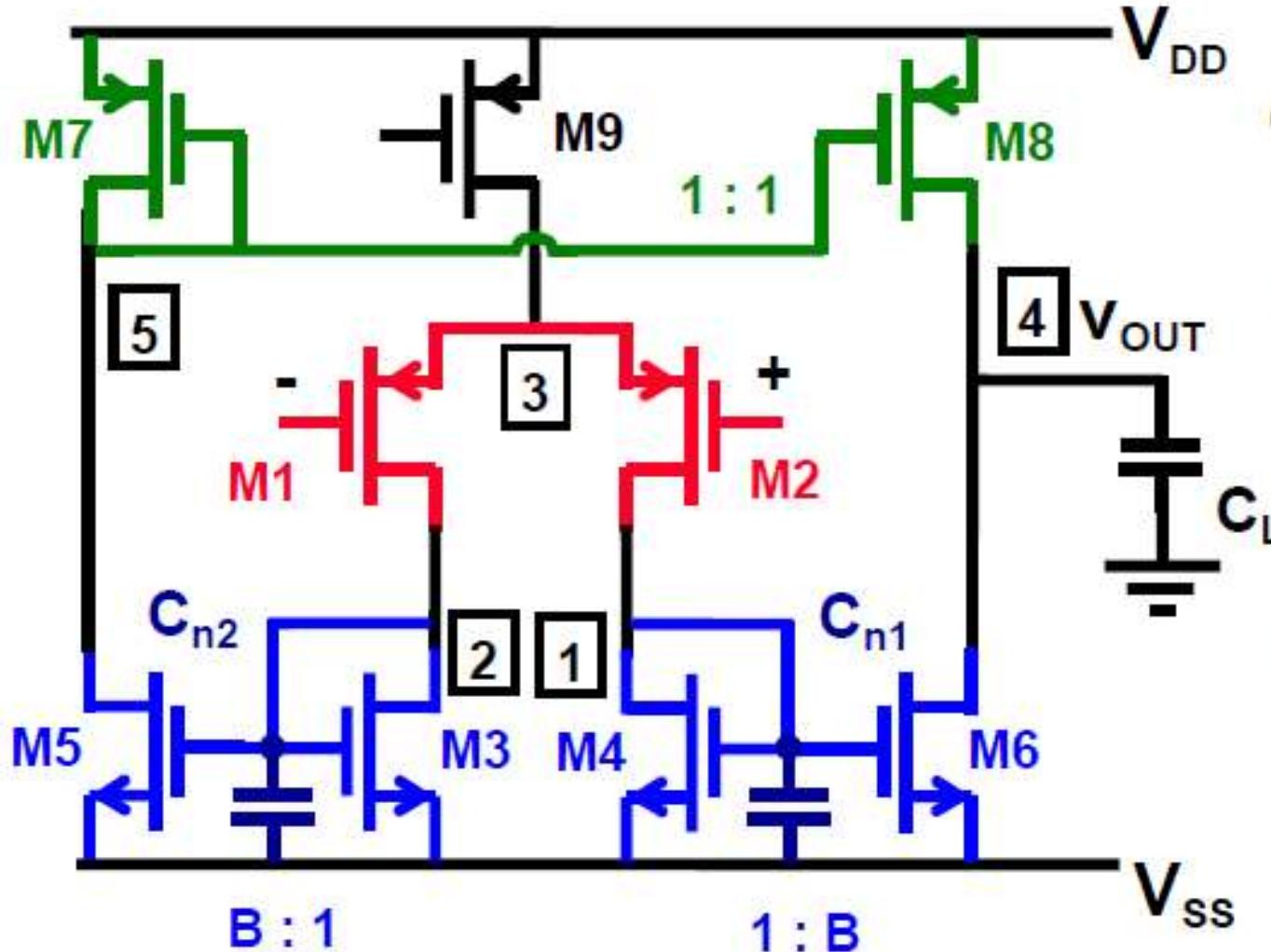
B?

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

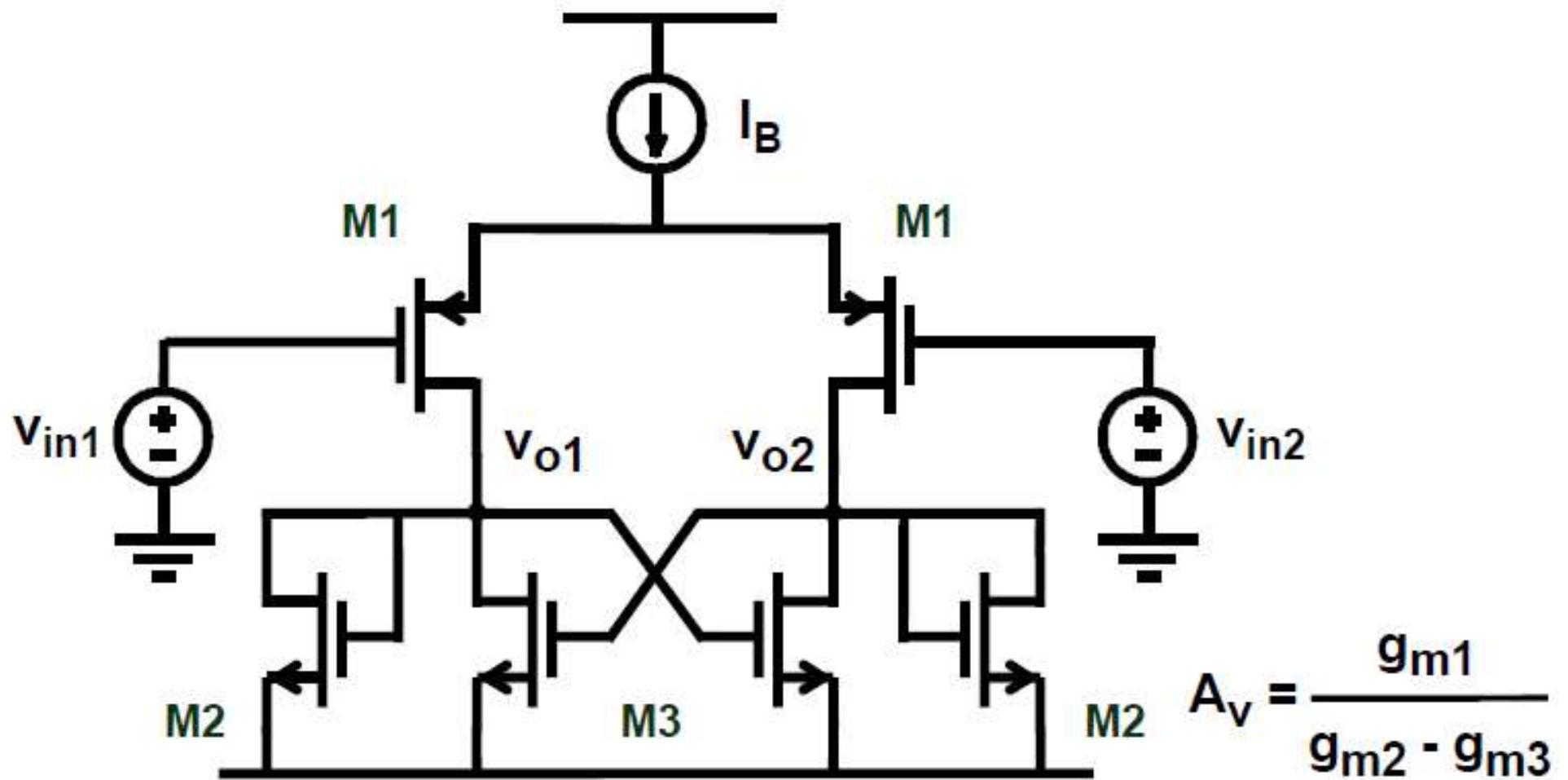


$$GBW = B \frac{g_{m1}}{2\pi C_L}$$

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

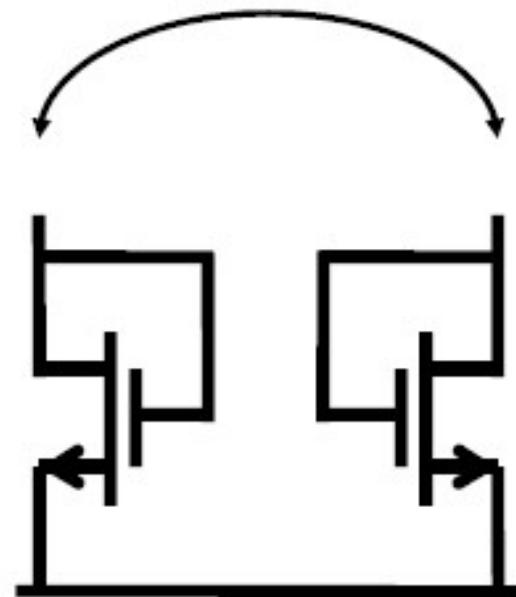
$$\begin{aligned} f_{nd} &= \frac{g_{m4}}{2\pi C_{n1}} \\ &\approx \frac{f_{T4}}{3+B} \end{aligned}$$

对称放大器

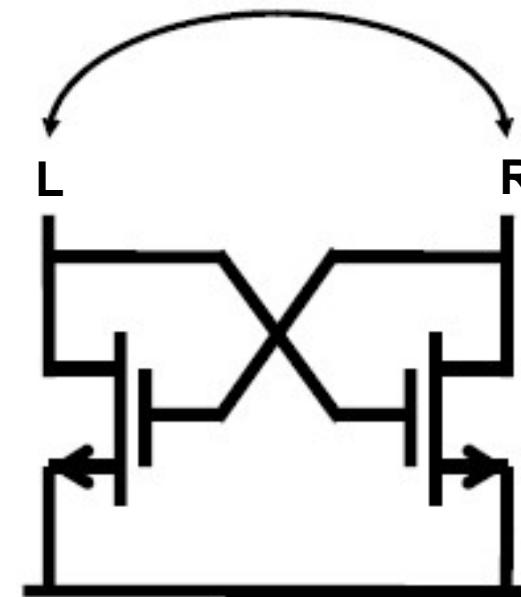


对称放大器

$$\frac{2}{g_m}$$

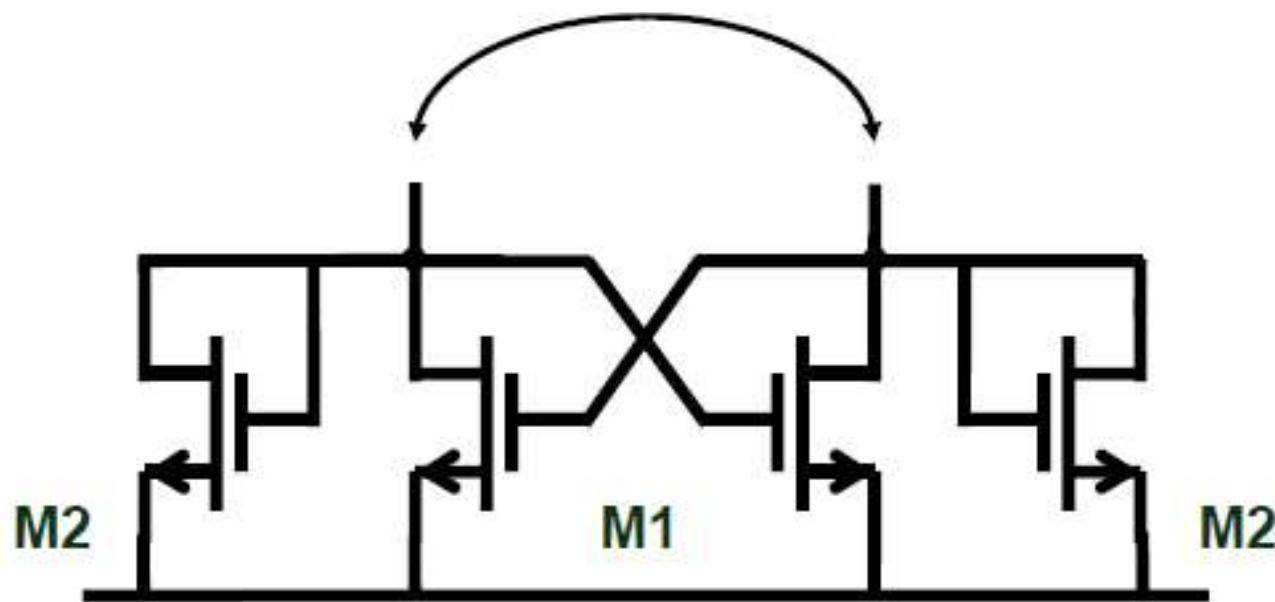


$$-\frac{2}{g_m}$$



对称放大器

$$\frac{2}{g_{m2} - g_{m1}}$$



Values close to ∞ !

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。

(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 $V_{GS3} = V_{GS5}$, 请确定 M_3 (以及 M_4) 的宽长比。这是为了保证: 当 $V_{in} = 0$ 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

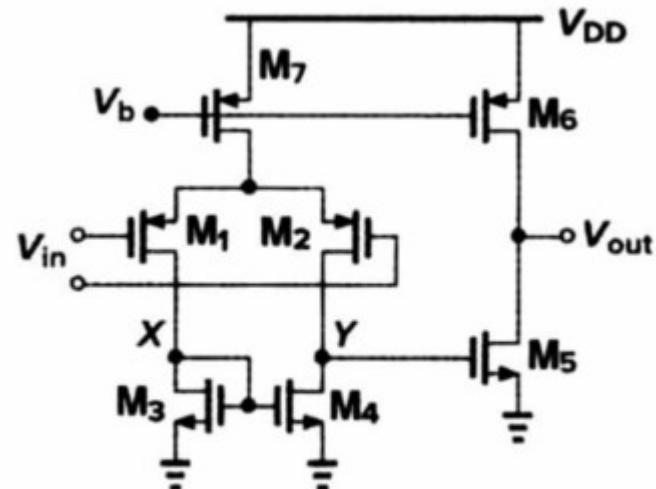


图 9.90

结束