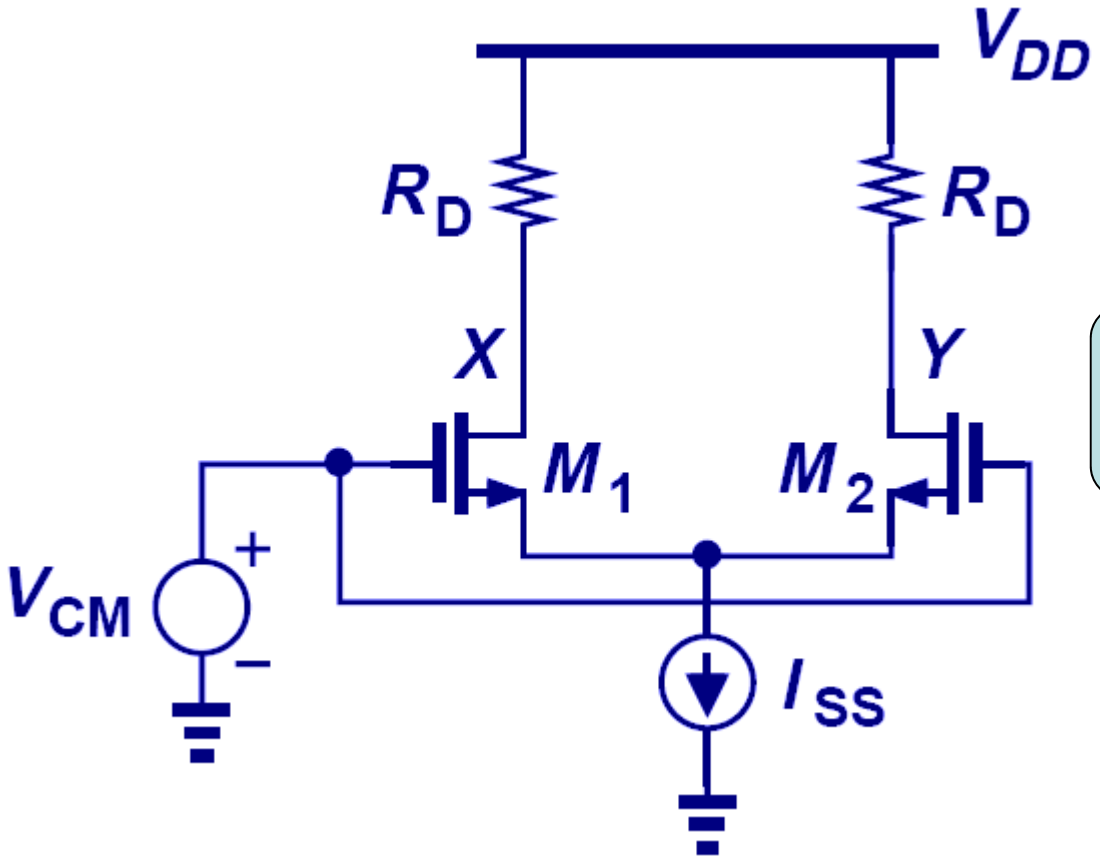
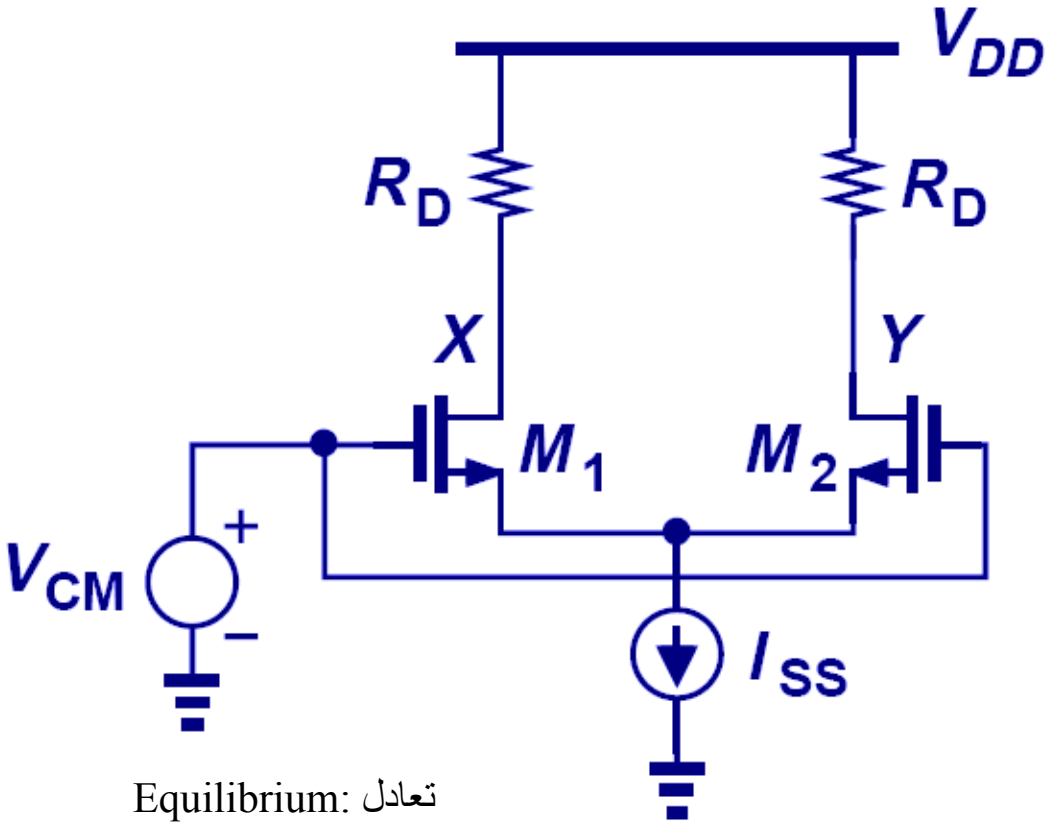
پاسخ حالت مشترک زوج تفاضلی ماسفت



$$V_X = V_Y = V_{DD} - R_D \frac{I_{SS}}{2}$$

- ولتاژ های خروجی مستقل از Vcm هستند.

محاسبه ولتاژ موثر (Overdrive Voltage) ماسفت در حالت تعادل

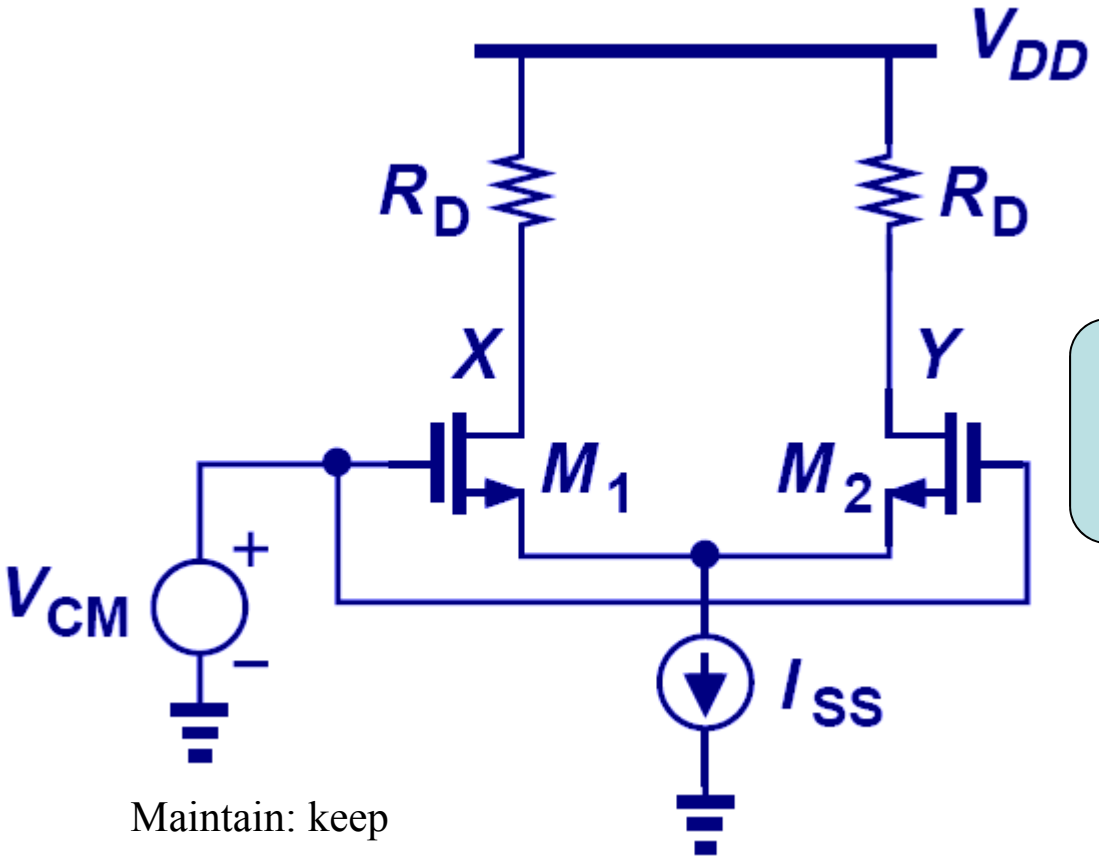


Equilibrium: تعادل

$$(V_{GS} - V_{TH})_{equil} = \sqrt{\frac{I_{SS}}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L}}}$$

- منظور از حالت تعادل وضعیتی است که از هر دو ماسفت جریان مساوی بگذرد.

محاسبه حداکثر مقدار مجاز V_{CM}



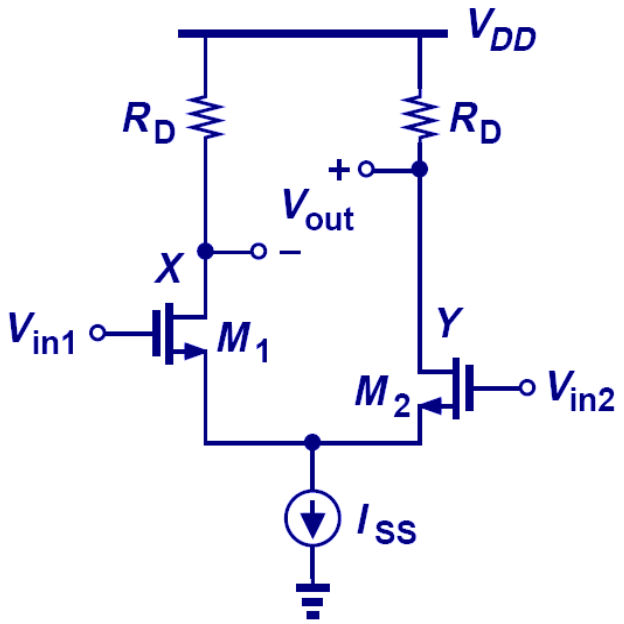
$$V_{CM} < V_{DD} - R_D \frac{I_{SS}}{2} + V_{TH}$$

Maintain: keep

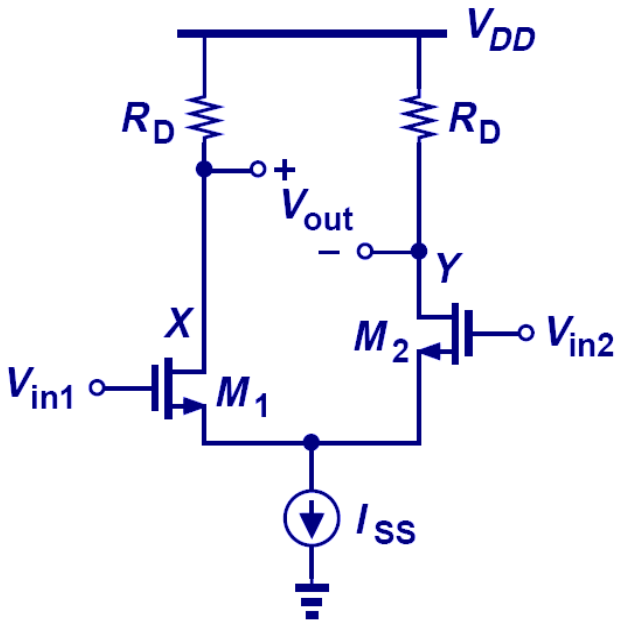
- مقدار ولتاژ V_{CM} باید به گونه ای باشد که اشباع بودن ماسفت ها تضمین شود.

$V_{GD}<V_{TH}$

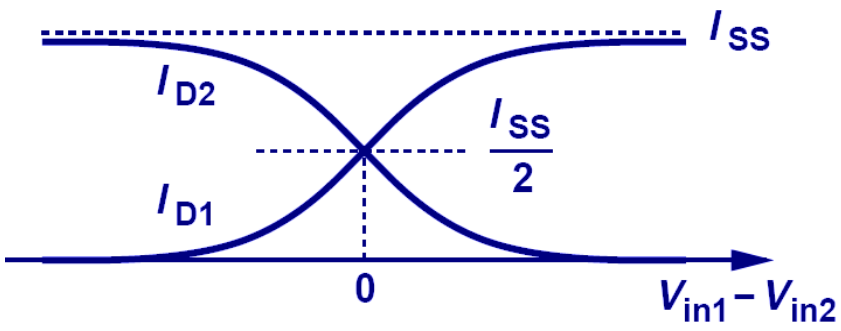
پاسخ تفاضلی

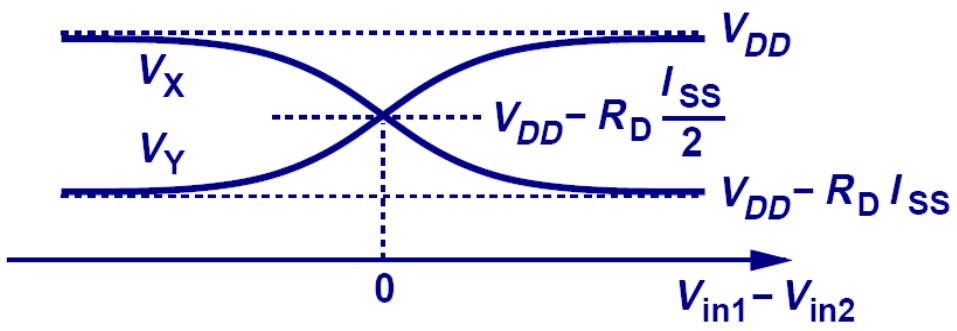


(a)



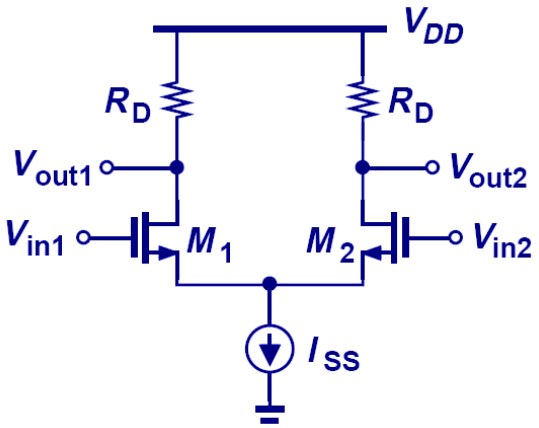
(b)





(c)

تحلیل سیگنال بزرگ

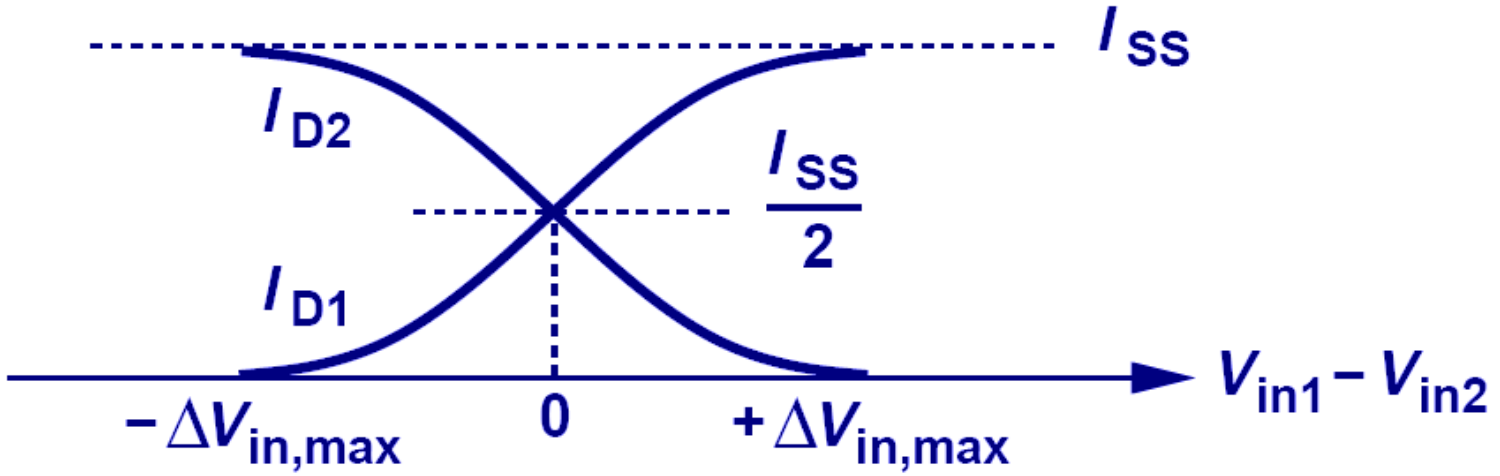


$$I_{D1} = \frac{I_{SS}}{2} + \frac{V_{in1} - V_{in2}}{4}\sqrt{\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}\left[4I_{SS} - \mu_n C_{ox}\frac{W}{L}(V_{in1} - V_{in2})^2\right]}$$

$$I_{D2} = \frac{I_{SS}}{2} + \frac{V_{in2} - V_{in1}}{4}\sqrt{\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}\left[4I_{SS} - \mu_n C_{ox}\frac{W}{L}(V_{in2} - V_{in1})^2\right]}$$

$$I_{D1} - I_{D2} = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}(V_{in1} - V_{in2})\sqrt{\frac{4I_{SS}}{\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}} - (V_{in1} - V_{in2})^2}$$

حداکثر ولتاژ تفاضلی

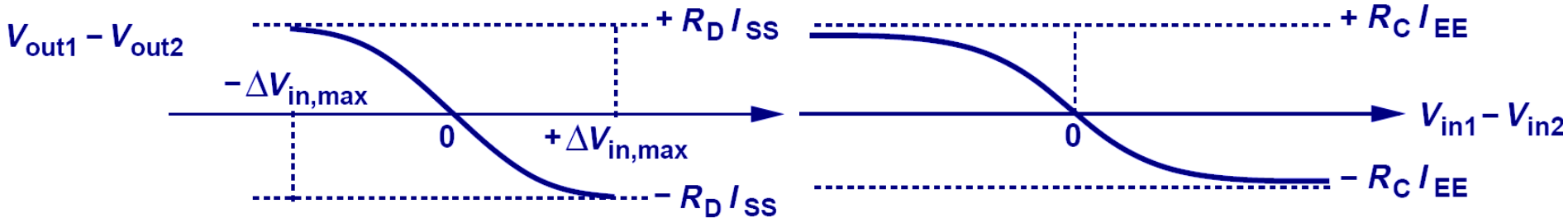


$$\left|V_{in1} - V_{in2}\right|_{\max} = \sqrt{2}V_{od}\Big|_{equil} = \sqrt{2}\left(V_{GS} - V_{TH}\right)_{equil} = \sqrt{\frac{2I_{SS}}{\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}}}$$

- در صورتی که ولتاژ تفاضلی به مقدار مشخصی برسد، یکی از ماسفت ها خاموش و تمام جریان I_{SS} از ماسفت دیگر عبور می کند. به عبارت دیگر در مشخصه بالا مجانب نداریم
- این کاملا برخلاف ترانزیستورهای دو قطبی است در آن جا از نظر ریاضی بایستی ولتاژ تفاضلی بینهایت شود تا به تبع آن تمام جریان منبع جریان از یک ترانزیستور عبور کند.

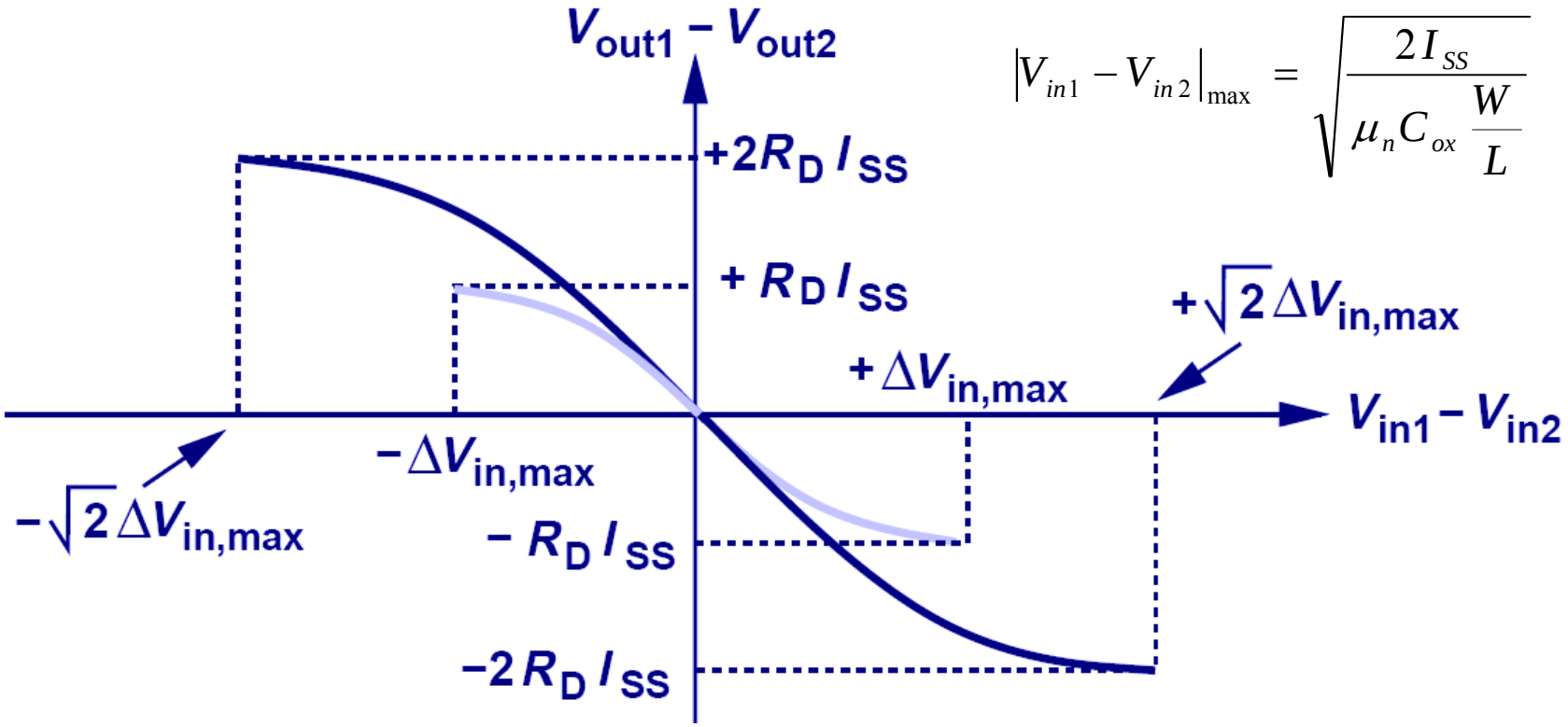
تفاوت مشخصه زوج ماسفت و زوج ترانزیستور دو قطبی

MOS *Bipolar*



$$\left|V_{in1} - V_{in2}\right|_{\max} = \sqrt{\frac{2I_{SS}}{\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}}}$$

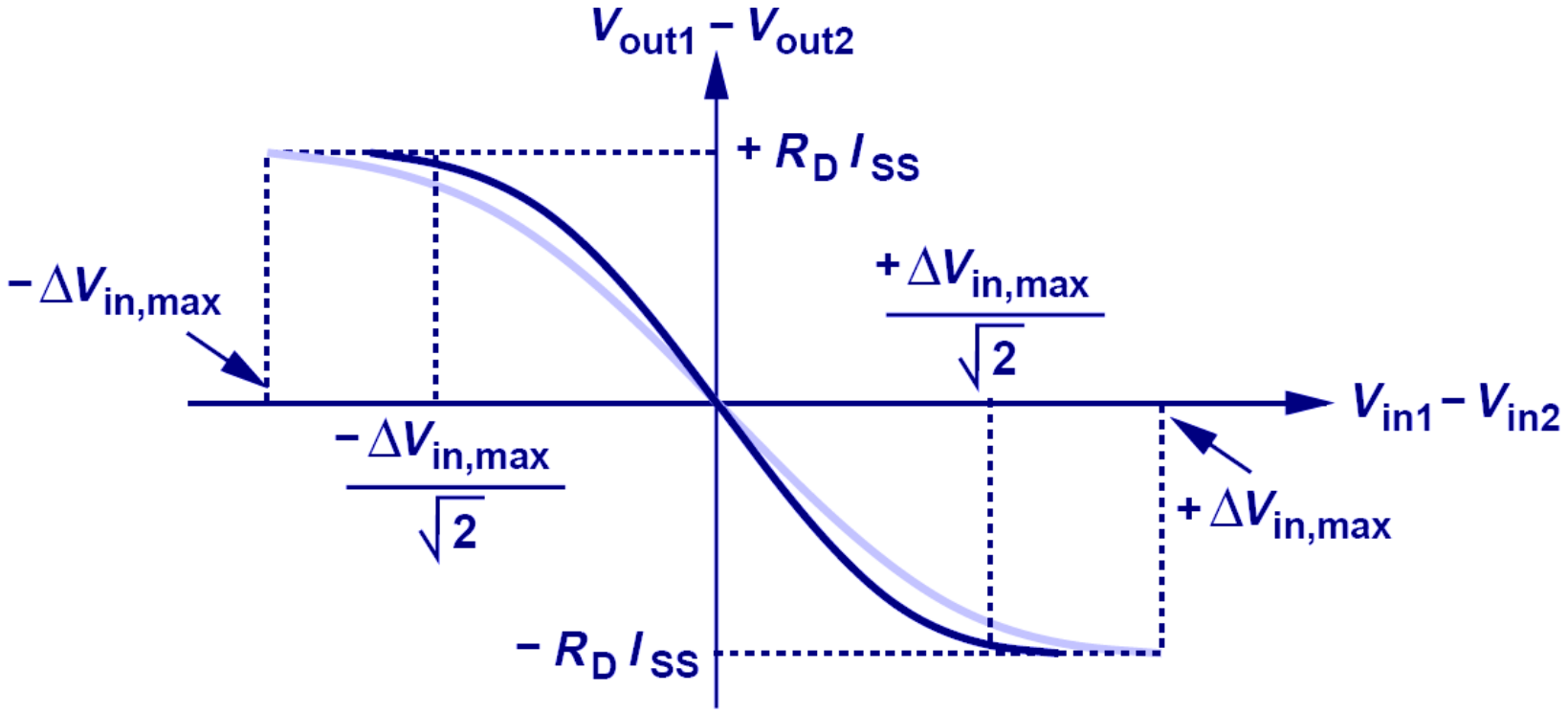
اثر دو برابر کردن منبع جریان دنباله



$$\left|V_{in1} - V_{in2}\right|_{\max} = \sqrt{\frac{2I_{SS}}{\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}}}$$

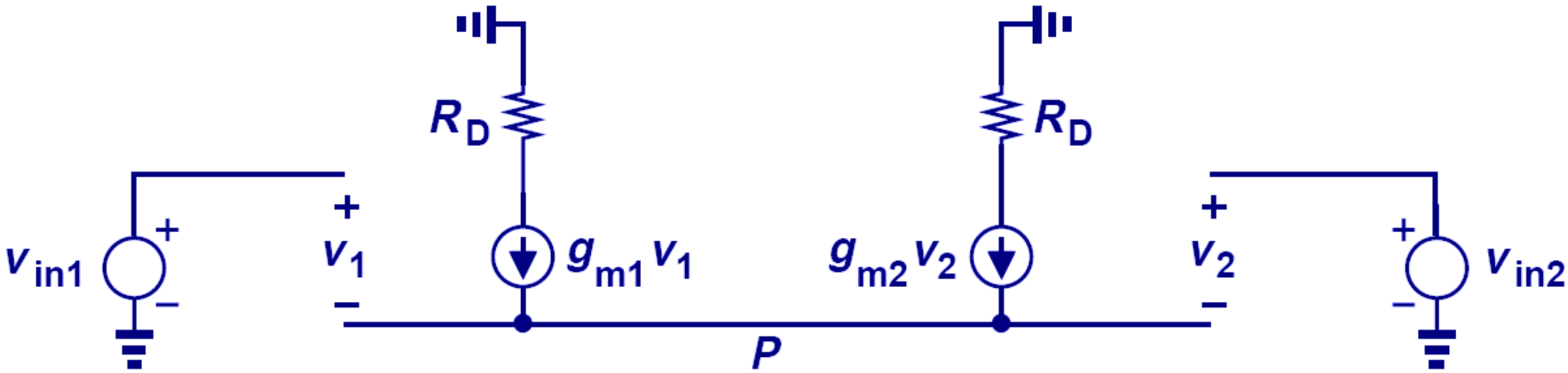
- اگر I_{SS} را دو برابر کنیم ولی نسبت ابعاد ترانزیستور را تغییر ندهیم، در آن صورت $\Delta V_{in,max}$ به اندازه $\sqrt{2}$ برابر افزایش می یابد. همچنین محدود نوسانات خروجی دو برابر می شود.

اثر دو برابر کردن W/L



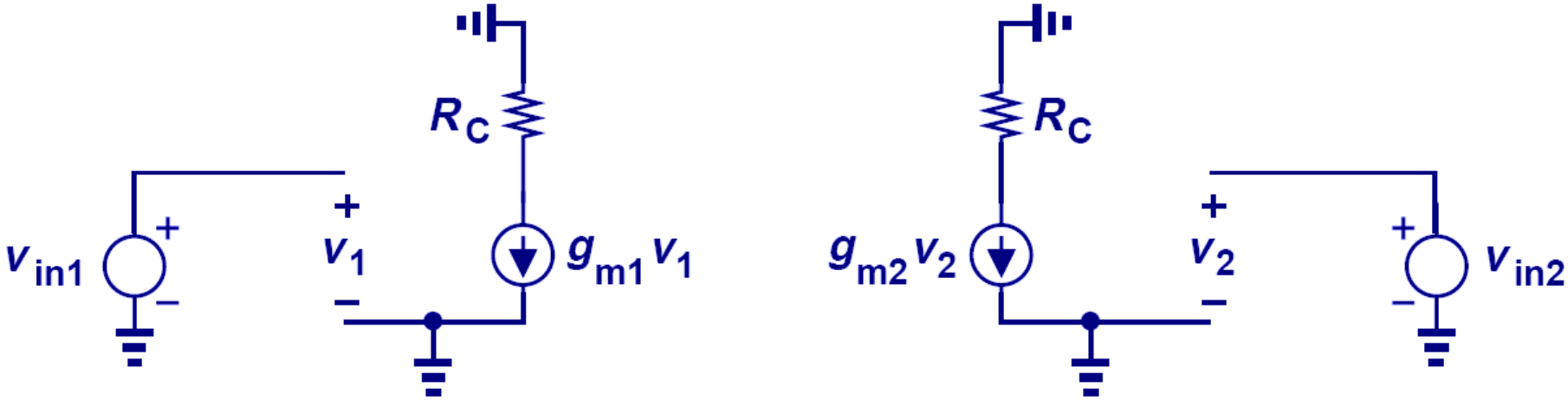
- اگر نسبت W/L را دوبرابر کنیم ولی جریان دنباله را تغییر ندهیم در آن صورت $\Delta V_{in,max}$ به اندازه $\sqrt{2}$ برابر کاهش می یابد. در این شرایط محدوده نوسانات خروجی تغییری نمی کند.

تحلیل سیگنال کوچک



در تحلیل سیگنال کوچک، با فرض
Vin1=Vi/2, Vin2=-Vi/2، به راحتی اثبات
می شود: Vp=0
اصطلاحا در تحلیل تفاضلی به گره P، زمین
مجازی می گویند.

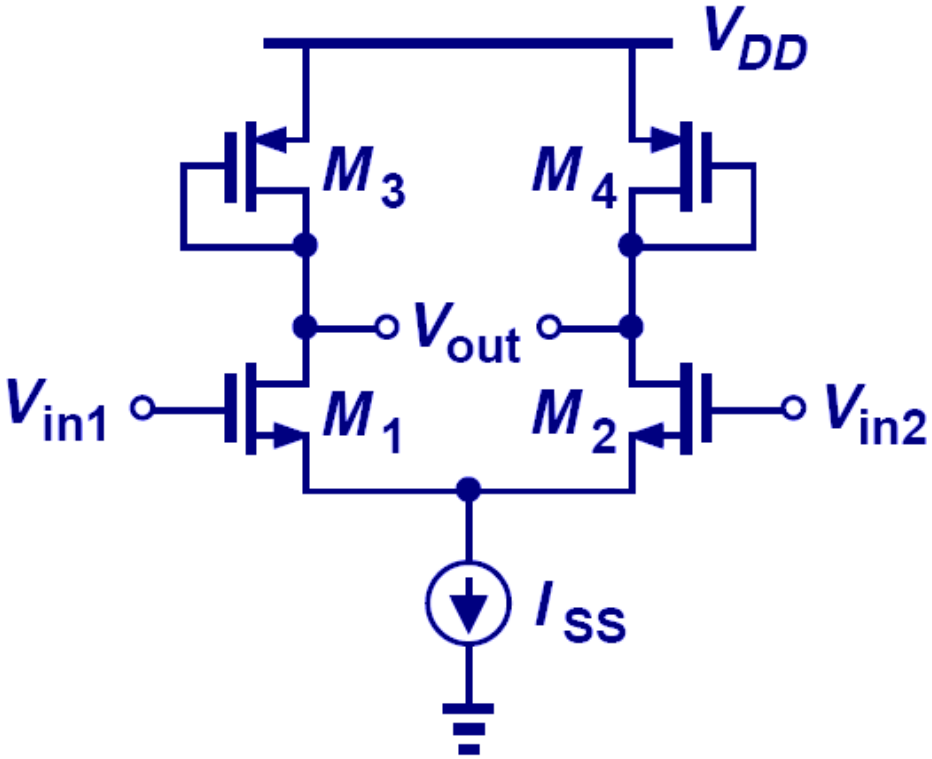
نیم مدار تفاضلی

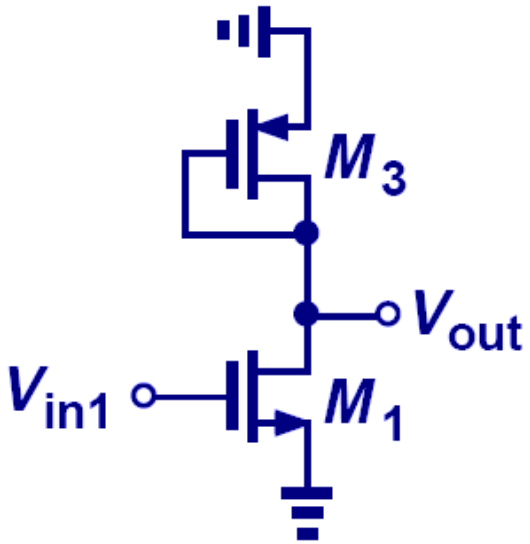


$$V_P = 0$$

$$A_v = -g_m R_C$$

مثال 1

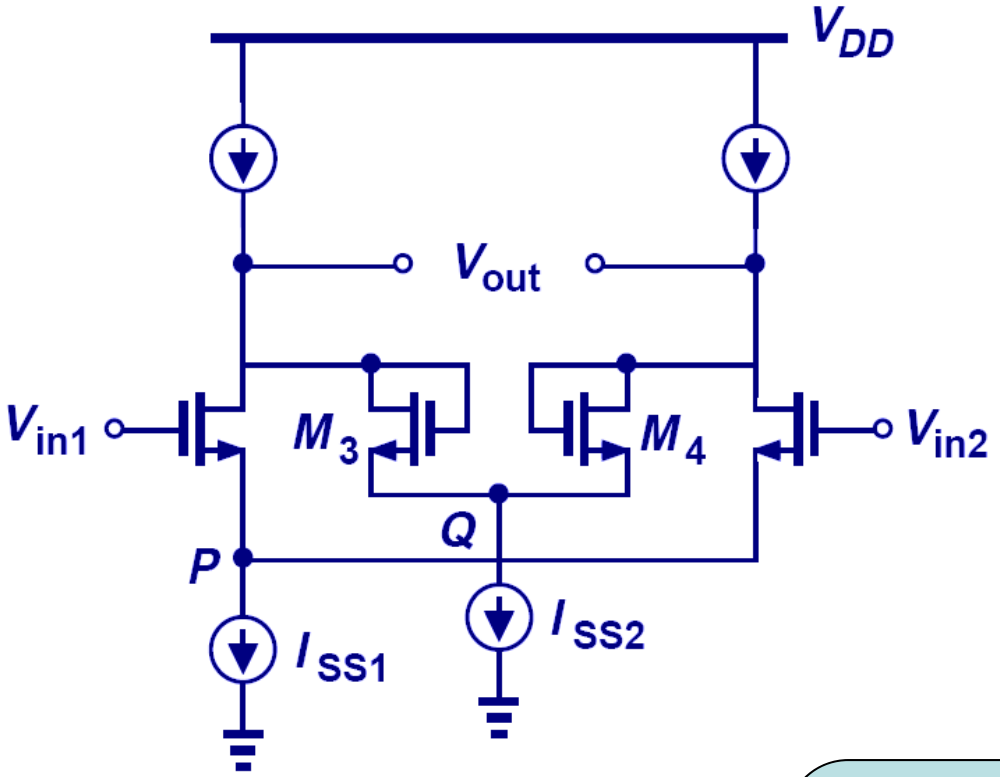


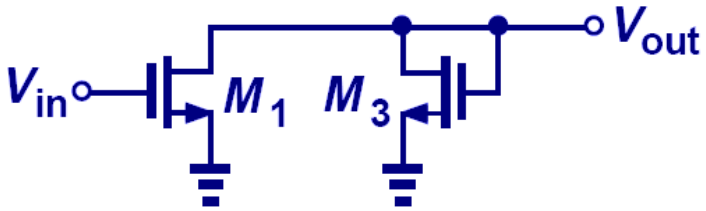


$$\lambda \neq 0$$

$$A_v = -g_{m1}\left(\frac{1}{g_{m3}} \| r_{O3} \| r_{O1}\right)$$

مثال 2

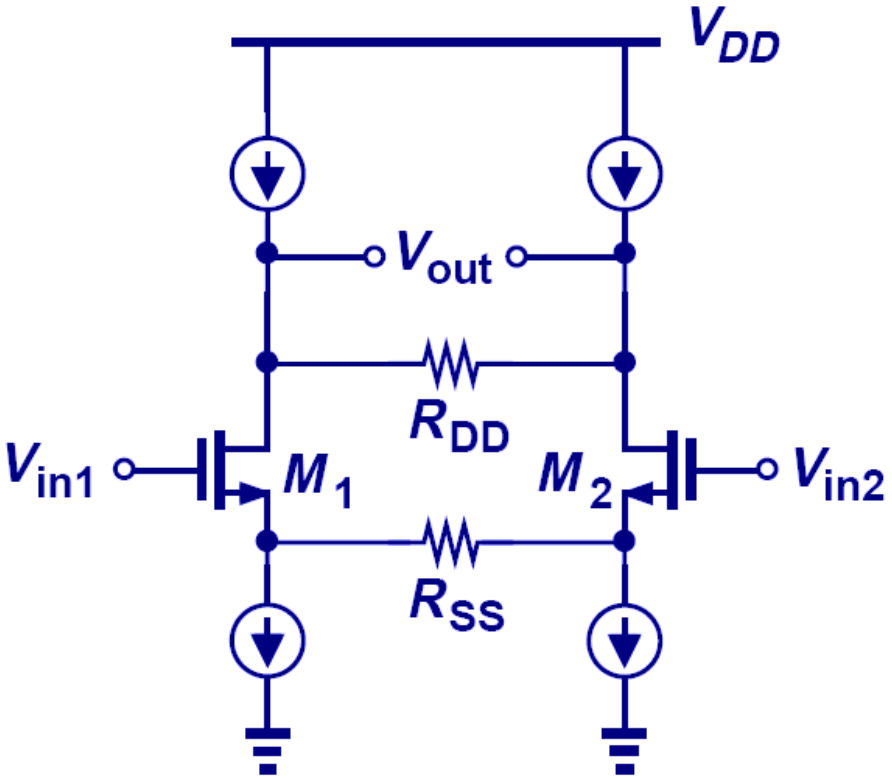


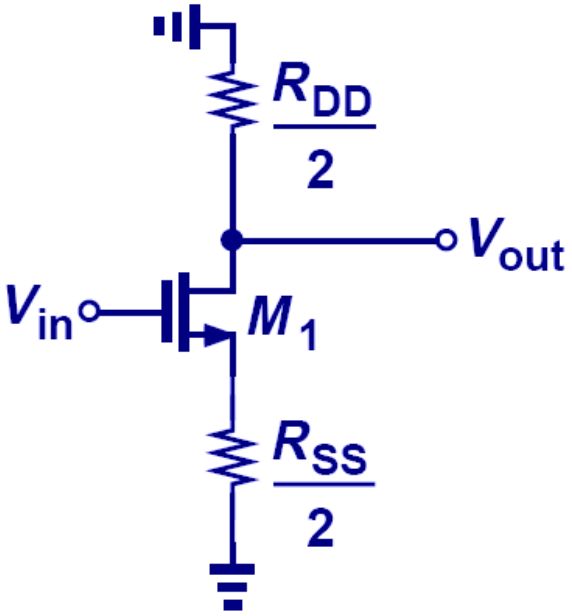


$$\lambda = 0$$

$$A_v = -\frac{g_{m1}}{g_{m3}}$$

مثال 3

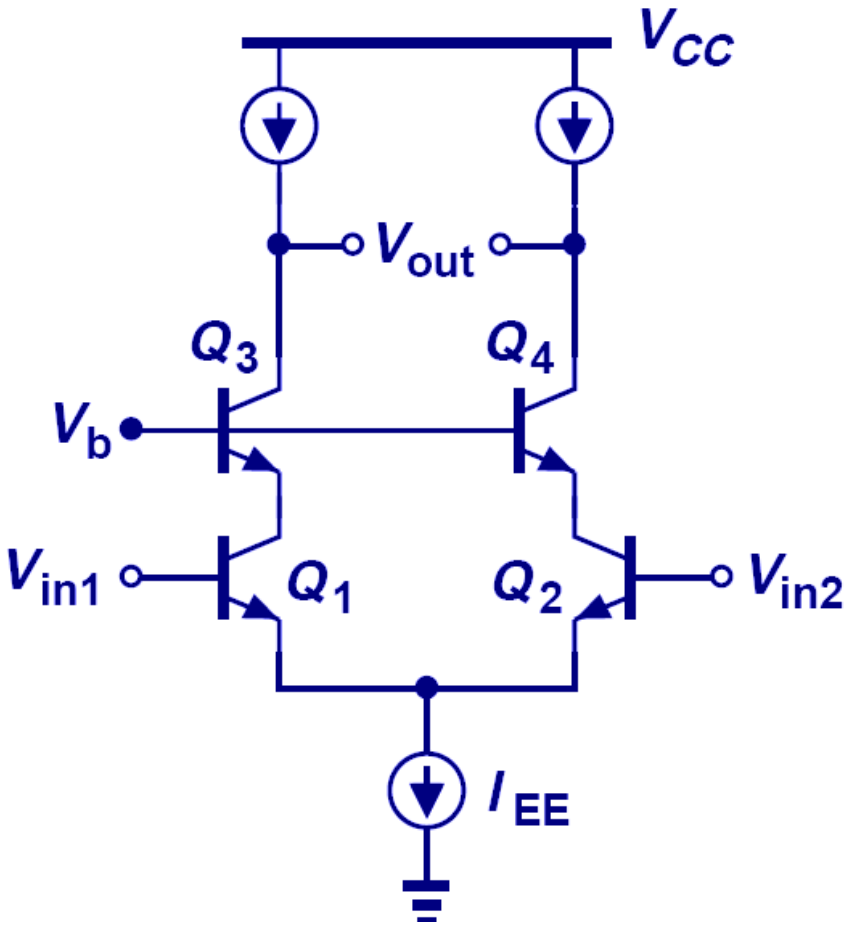


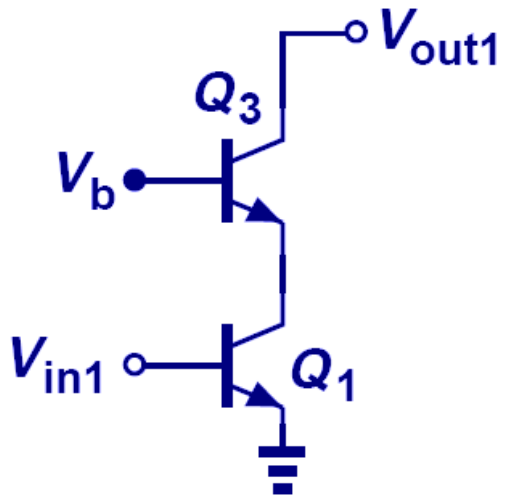


$$\lambda = 0$$

$$A_v = -\frac{R_{DD}/2}{R_{SS}/2 + 1/g_m}$$

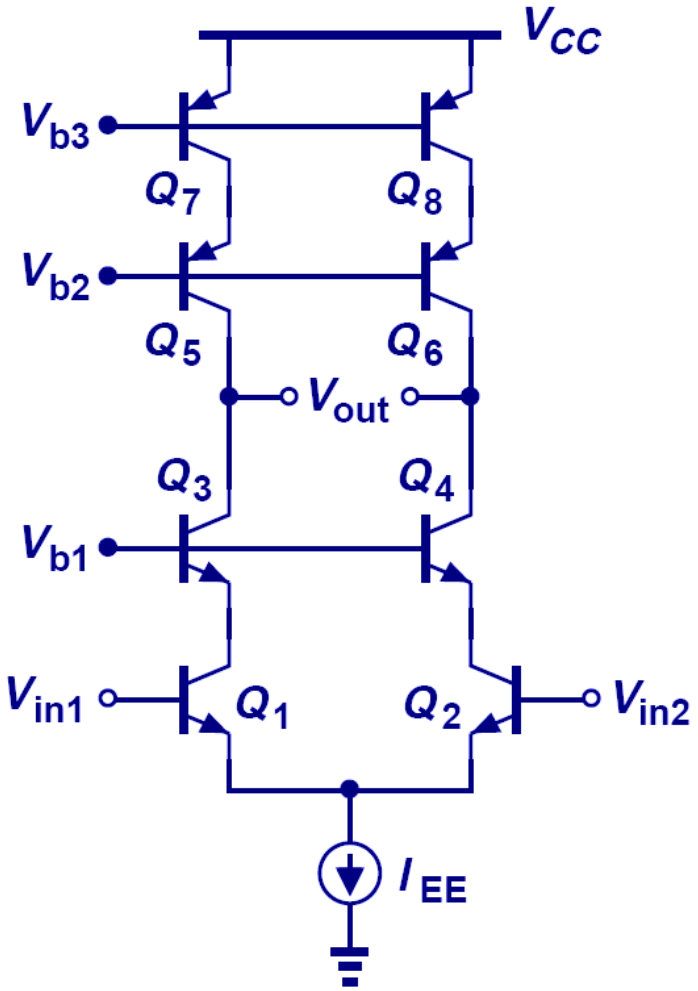
زوج تفاضلی کسکد با استفاده از ترانزیستورهای دوقطبی

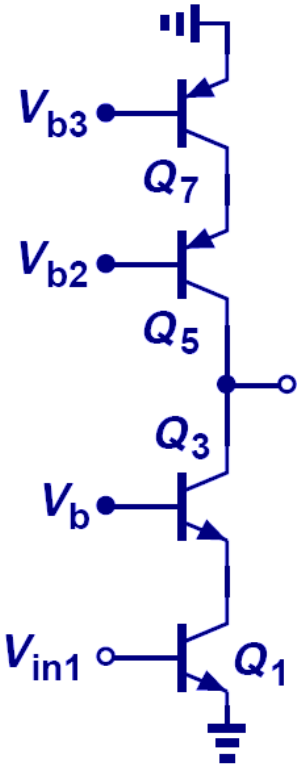




$$A_v = -g_{m1}\left[r_{O3} + \left(1 + g_{m3}r_{O3}\right)\left(r_{O1} \parallel r_{\pi 3}\right)\right]$$

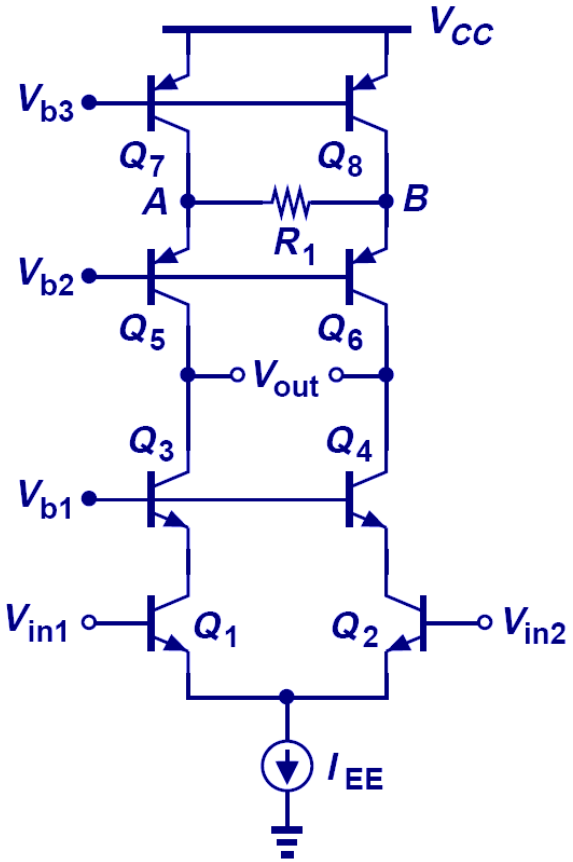
تقویت کننده تفاضلی کسکد تلسکوپی

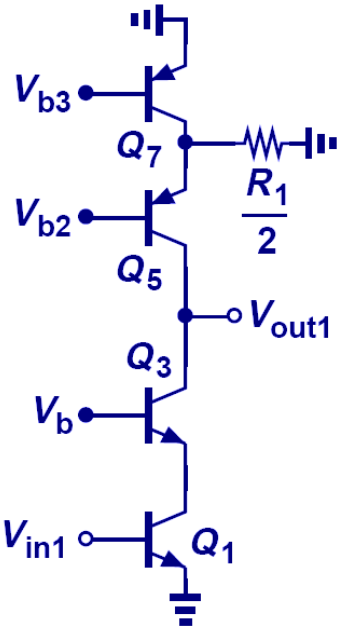




$$A_v \approx -g_{m1}[g_{m3}r_{O3}(r_{O1} \parallel r_{\pi 3})] \parallel [g_{m5}r_{O5}(r_{O7} \parallel r_{\pi 5})]$$

مثال

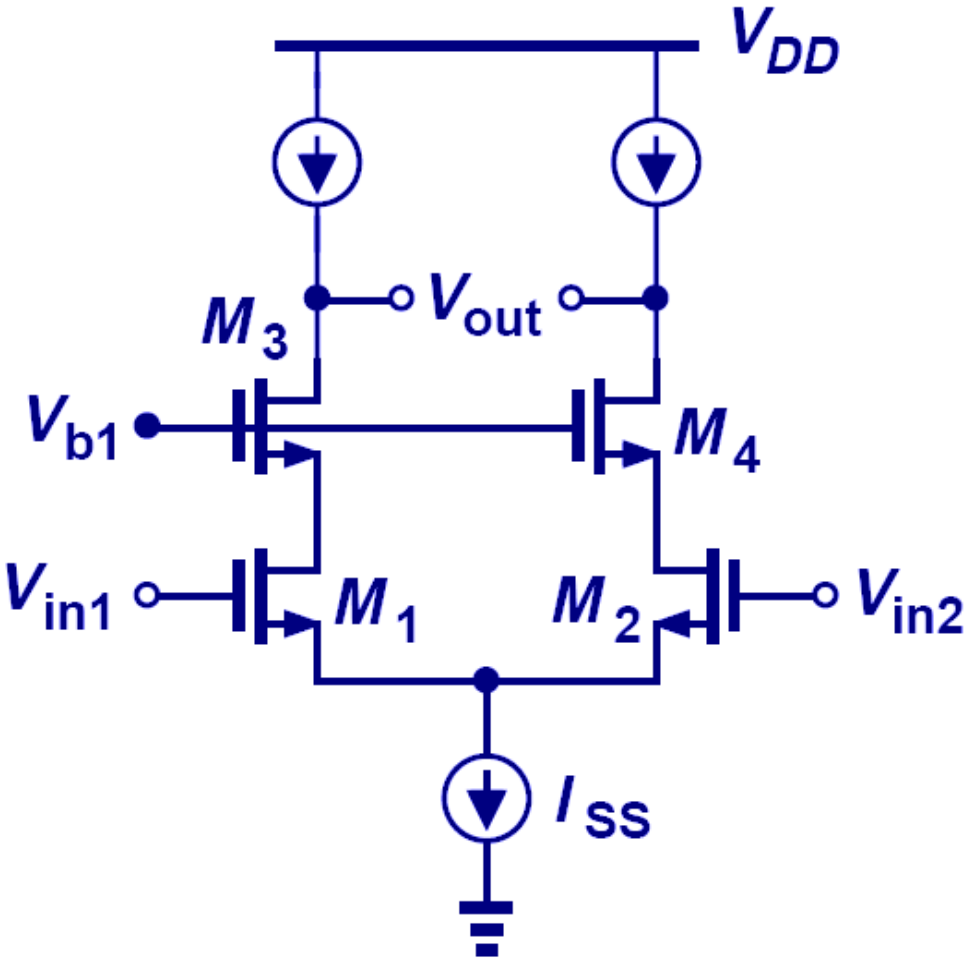


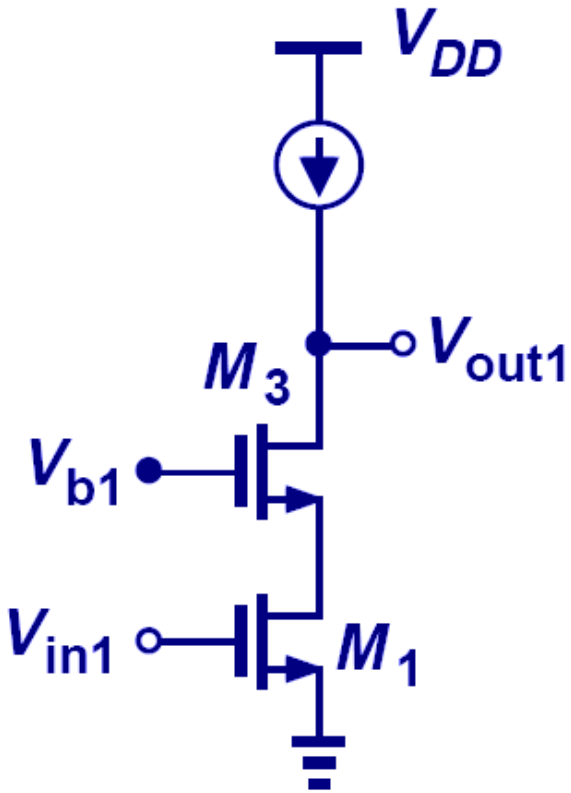


$$R_{op} = r_{O5} + (1 + g_{m5} r_{O5}) \left(r_{O7} \,||\, r_{\pi 5} \,||\, \frac{R_1}{2} \right)$$

$$A_v = -g_{m1} \left[r_{O3} + (1 + g_{m3} r_{O3})(r_{O1} \,||\, r_{\pi 3}) \right] || \, R_{op}$$

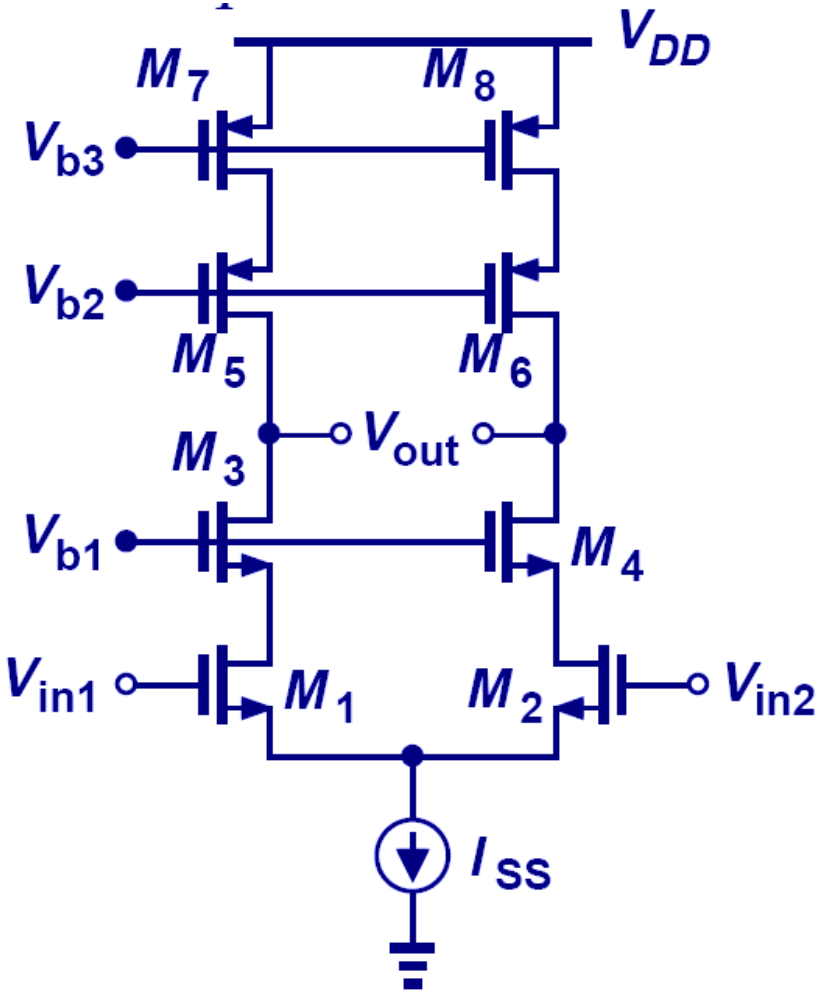
زوج تفاضلی کسکد با استفاده از ماسفت

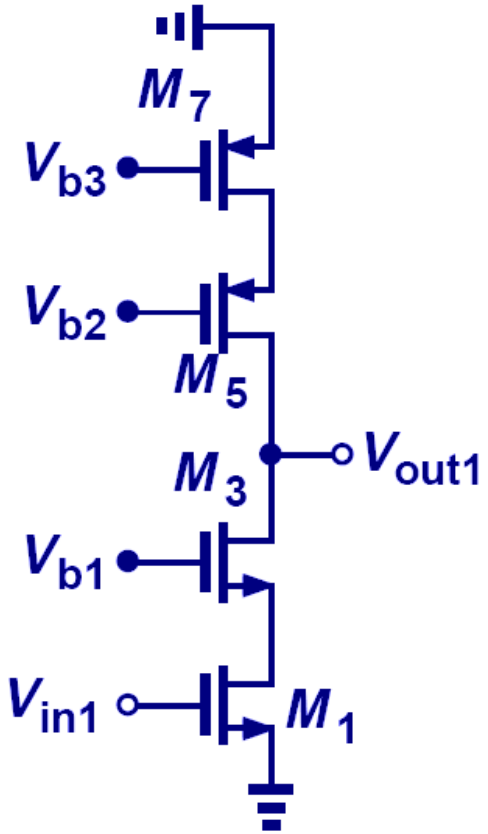




$$A_v \approx -g_{m1} r_{O3} g_{m3} r_{O1}$$

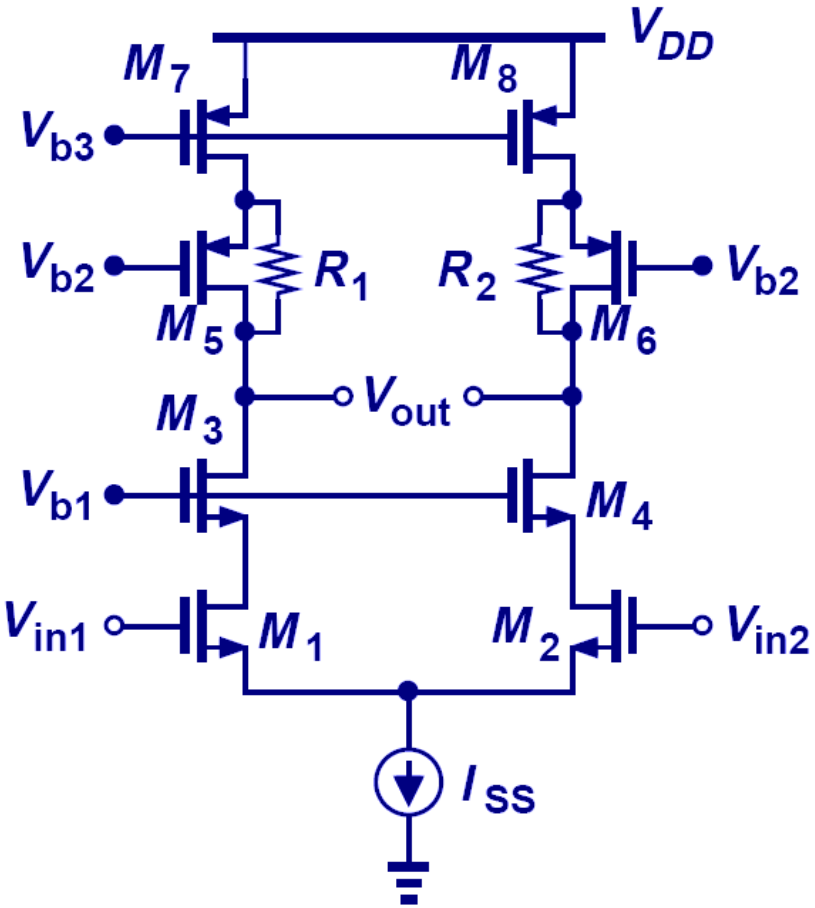
تقویت کننده کسکد تلسکوپی

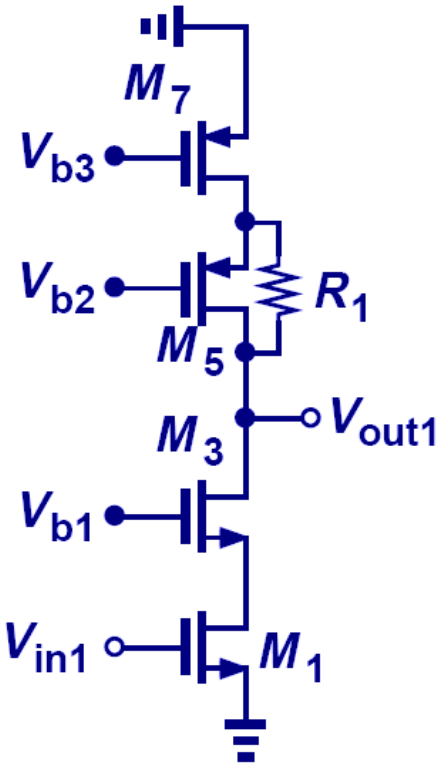




$$A_v \approx -g_{m1}\left[\left(g_{m3}r_{O3}r_{O1}\right) \| \left(g_{m5}r_{O5}r_{O7}\right)\right]$$

مثال





$$R_{op} = r_{O5} \parallel R_1 + \left(1 + g_{m5}\left(r_{O5} \parallel R\right)\right) r_{O7}$$

$$A_v \approx -g_{m1}\left(R_{op} \parallel r_{O3} g_{m3} r_{O1}\right)$$