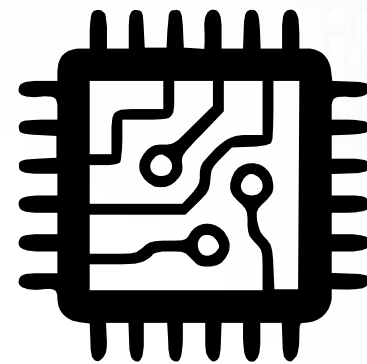


بسم الله الرحمن الرحيم



فصل چهارم: تقویت کننده تفاضلی



۱-۴ مقایسه عملکرد مدار تک سر و تفاضلی

۲-۴ زوج تفاضلی پایه

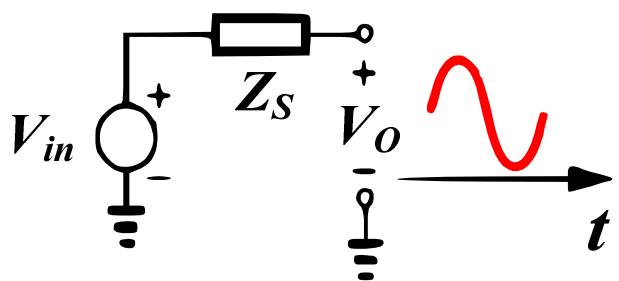
۳-۴ پاسخ حالت مشترک و تفاضلی

۴-۴ زوج تفاضلی با بار فعال

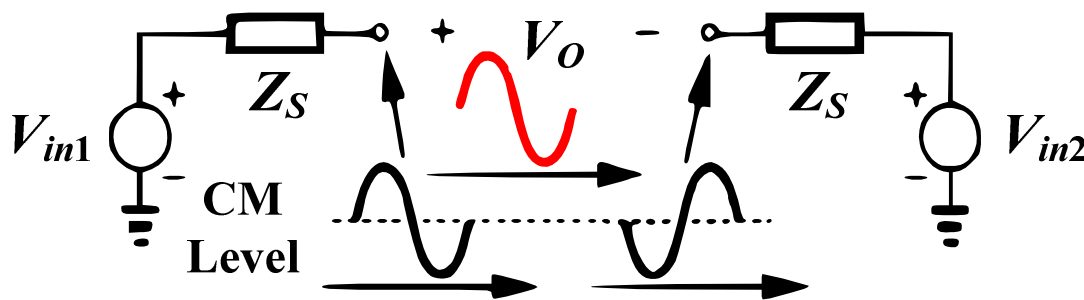
۵-۴ سلول گیلبرت

پردازش سیگنال‌ها به صورت تمام تفاضلی

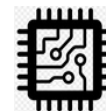
- تاریخچه تقویت‌کننده‌های تفاضلی به زمان پیدایش لامپ‌های خلأ (ابتدای قرن بیستم میلادی) باز می‌گردد.
- به دلیل مزایای فراوان، پردازش تمام تفاضلی سیگنال‌ها به‌طور گسترده در مدارهای مجتمع کاربرد دارد.
- شکل‌ها، پردازش سیگنال‌ها در حالت تمام تفاضلی را با حالت تک سر مقایسه می‌کنند.
- ولتاژ تک سر نسبت به زمین مدار سنجیده می‌شود.
- ولتاژ تمام تفاضلی از تفاضل ولتاژ دو گره با دامنه ولتاژ یکسان و با اختلاف فاز 180° درجه حول یک ولتاژ حالت مشترک (Common mode = CM) مشخص بدست می‌آیند.
- ولتاژ حالت مشترک، ولتاژ متوسط موجود در دو گره تمام تفاضلی است.



SE: Single Ended تک سر



FD: Fully Differential تمام تفاضلی



مزیت‌های پردازش و انتقال سیگنال‌ها به صورت تمام تفاضلی

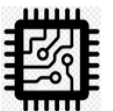
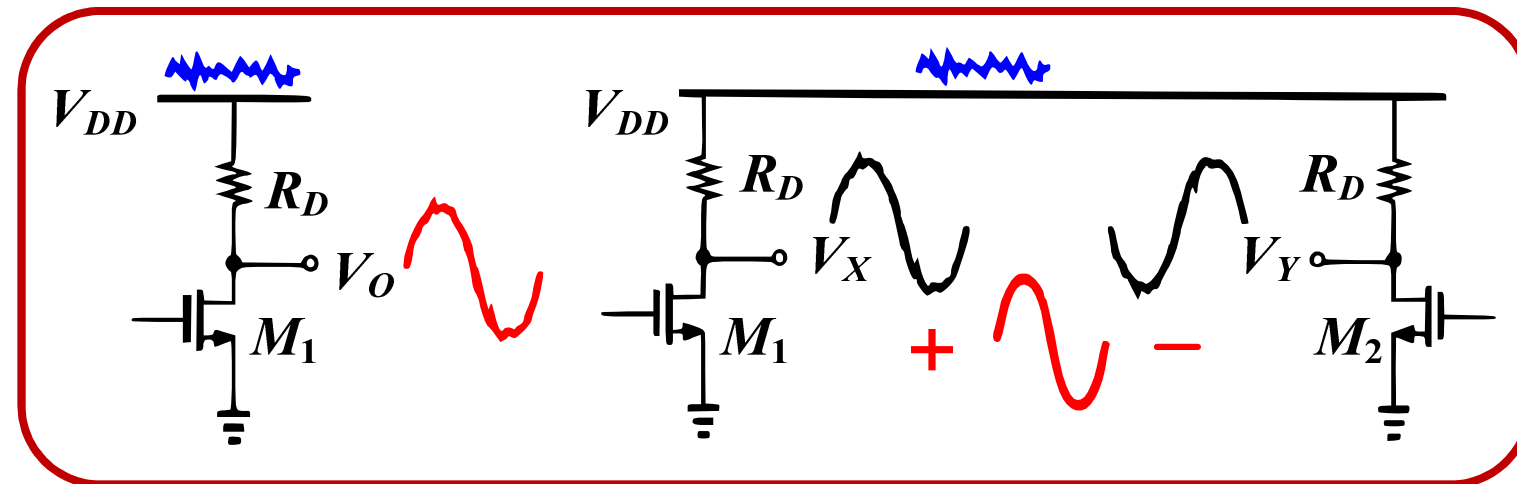
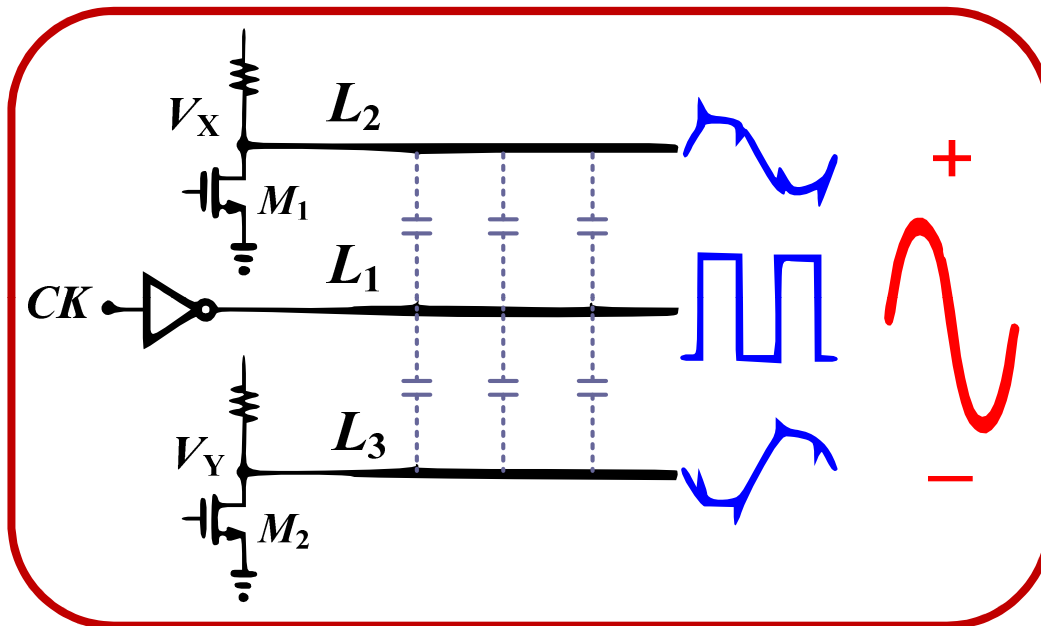
۱- ایمنی بالا به نویز

- تغییرات سیگنال ساعت در خط L_1 ، به صورت یکسان به خط‌های مجاور تزریق می‌شود. اما اگر تفاضل ولتاژ خطوط L_2 و L_3 را در نظر بگیریم، سیگنال حاصل دست‌نخورده باقی می‌ماند.
- با وجود آنکه سیگنال‌های هر یک از گره‌های تفاضلی ممکن است شامل نویز منبع تغذیه باشد،

اختلاف آنها

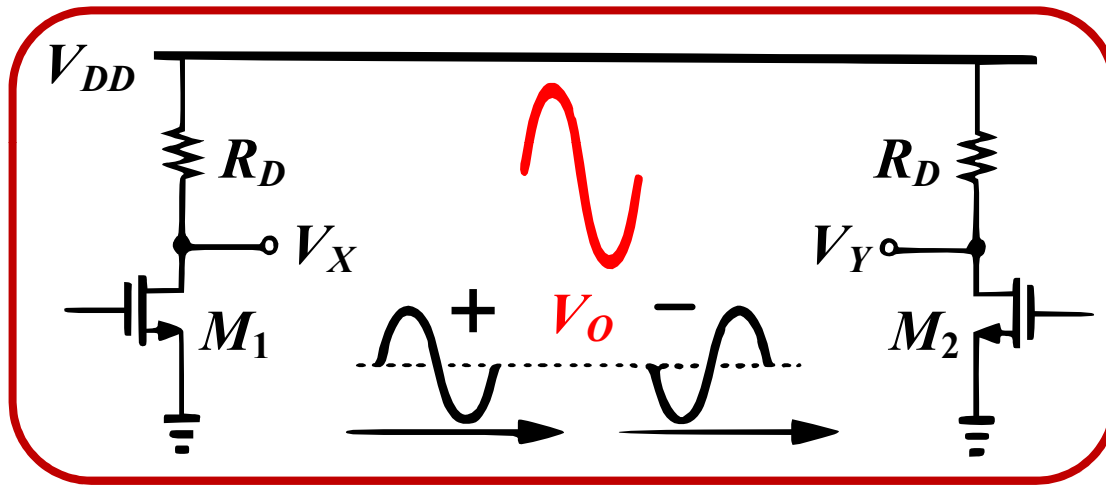
بدون تغییر باقی می‌ماند.

- لذا ساختار تمام تفاضلی تأثیر زیادی از نویز حالت مشترک نمی‌پذیرد.



۲- افزایش حد بالای تغییرات ولتاژ

- استفاده از ساختار تمام تفاضلی، حد بالای تغییرات ولتاژ خروجی را دو برابر می‌کند.
- در ساختار شکل، ولتاژ هر خروجی تک سر از بالا به V_{DD} و از پایین به $V_{DS,sat}$ محدود می‌شود.



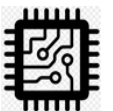
$$\text{Swing}_{SE} = V_{DD} - V_{DS,sat}$$

- با توجه به اینکه ولتاژهای تفاضلی 180° درجه اختلاف فاز دارند، حد بالای تغییرات ولتاژ خروجی تمام تفاضلی دو برابر می‌شود:

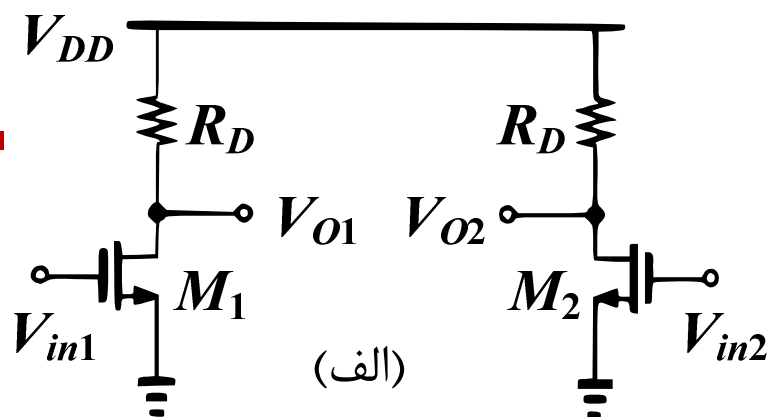
$$\text{Swing}_{FD} = V_X - V_Y = 2 \times \text{Swing}_{SE}$$

۳- توان مصرفی و سطح اشغالی کمتر؛ خطی بودن بهتر

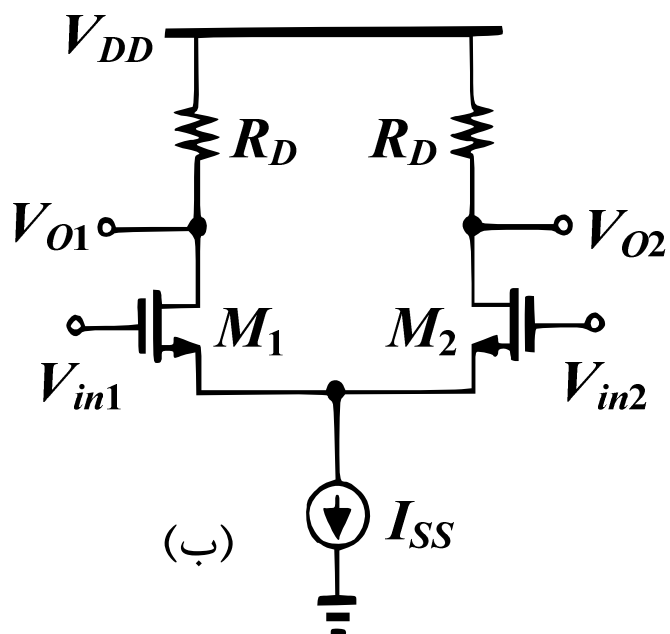
- ممکن است که چنین تصور شود که مدار تمام تفاضلی سطح بیشتری اشغال نموده و توان مصرفی بالاتری را نسبت به مدار تک سر مصرف می‌کند. ولی اگر مزایای مدار تمام تفاضلی را از نقطه نظرهای نویز، حد بالای نوسان (دو برابر) و خطی بودن بررسی کنیم، متوجه می‌شویم که در کارایی یکسان، ساختارهای تمام تفاضلی از سطح اشغالی و توان مصرفی مناسب‌تری برخوردار هستند.



زوج تفاضلی ساده



تقویت کننده تمام تفاضلی ساده

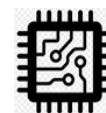


تقویت کننده تفاضلی با منبع جریان در سورس

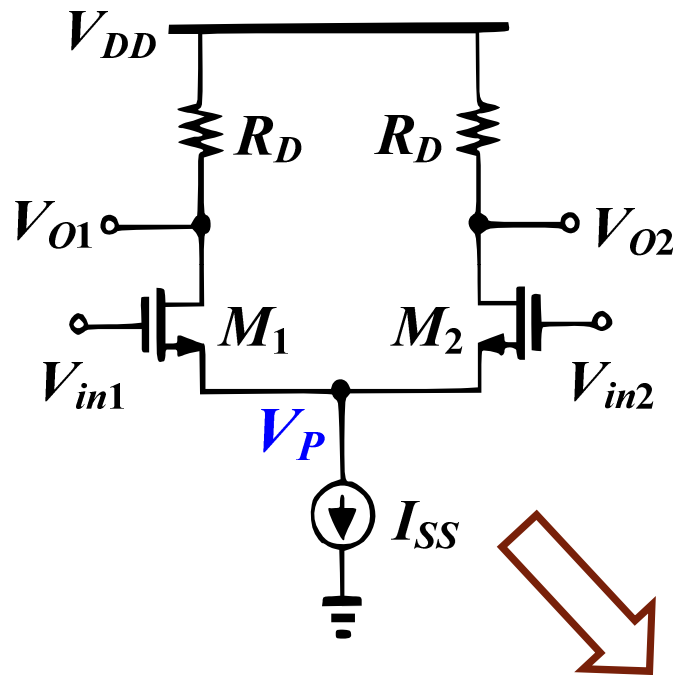
○ در مدار (الف)، اگر ولتاژ حالت مشترک دو سیگنال ورودی V_{in1} و V_{in2} به درستی تنظیم نشود، ولتاژ حالت مشترک دو خروجی V_{O1} و V_{O2} بسیار بالا و نزدیک به V_{DD} یا بسیار پایین و نزدیک به $V_{DS,Sat}$ خواهد بود. لذا در موقع نوسان، دو خروجی خیلی زود از بالا یا از پایین بریده می شوند.

○ برای کاهش حساسیت ولتاژ حالت مشترک خروجی به حالت مشترک ورودی، از یک منبع جریان در سورس دو ترانزیستور استفاده می شود (شکل (ب)). جریان هر شاخه، به $I_{SS}/2$ محدود شده و حداکثر تا I_{SS} و حداقل تا صفر نوسان می کند.

○ به دلیل ثابت ماندن جریان دو ترانزیستور ورودی در شکل (ب)، ولتاژ CM خروجی ثابت باقی می ماند.



زوج تفاضلی با منبع جریان: تحلیل نقطه کار



○ وضعیت ترانزیستورها و خروجی را به ازای ورودی های مختلف

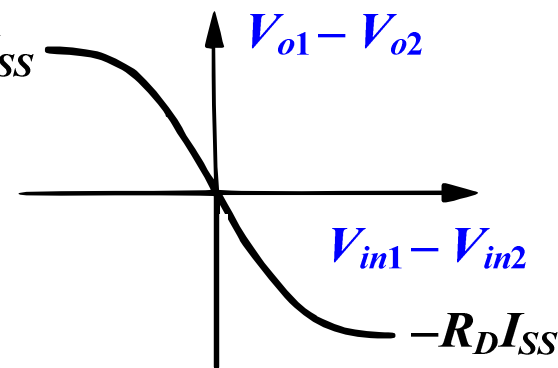
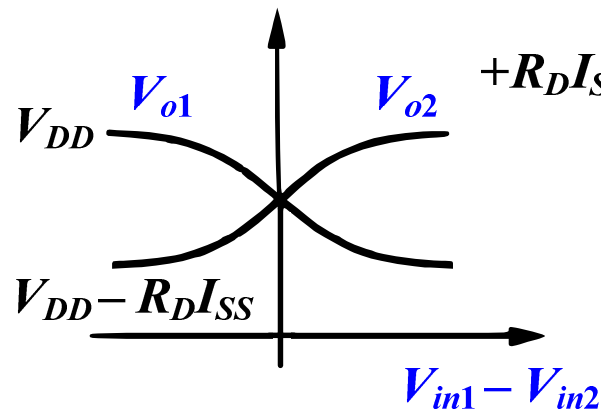
بررسی می کنیم:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{in1} \ll V_{in2} \Rightarrow M_1 : \text{OFF}, M_2 : \text{ON} \\ I_{D2} = I_{SS} \Rightarrow V_{O2} = V_{DD} - R_D I_{SS}, V_{O1} = V_{DD} \end{array} \right.$$

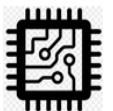
$$\left\{ \begin{array}{l} V_{in1} \approx V_{in2} \Rightarrow M_1 : \text{ON}, M_2 : \text{ON} \\ I_{D1} \approx I_{D2} \approx \frac{I_{SS}}{2} \Rightarrow V_{O1} \approx V_{O2} \approx V_{DD} - R_D \frac{I_{SS}}{2} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{in1} \gg V_{in2} \Rightarrow M_1 : \text{ON}, M_2 : \text{OFF} \\ I_{D1} = I_{SS} \Rightarrow V_{O1} = V_{DD} - R_D I_{SS}, V_{O2} = V_{DD} \end{array} \right.$$

وضعیت دو
خروجی به ازای
ورودی تمام
تفاضلی

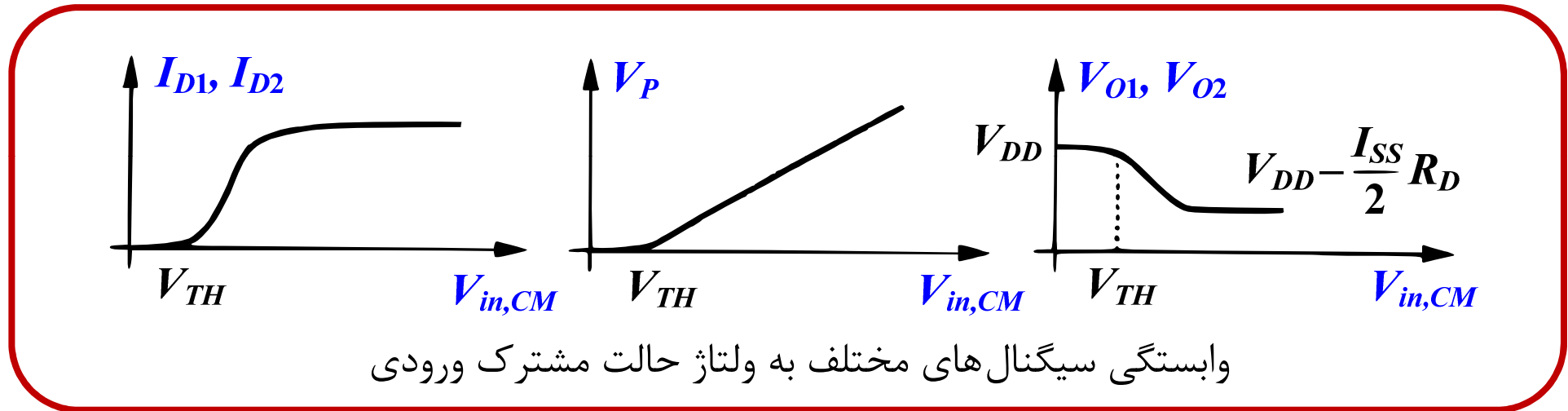


خروجی تمام
تفاضلی به صورت
تابعی از ورودی
تمام تفاضلی



○ واضح است که:

- ۱- حداکثر و حداقل تغییرات ولتاژهای تک سر و تمام تفاضلی خروجی، مستقل از ولتاژ CM ورودی است.
- ۲- حداکثر بهره، به ازای ورودی‌های مساوی بدست می‌آید چرا که شیب منحنی در اطراف مبدأ حداکثر است.

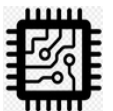


○ در حالت تعادل، CM ورودی نقشی در تعیین CM خروجی ندارد؛ اما به‌منظور تغذیه صحیح ترانزیستورها، $V_{in,CM}$ باید دارای مقدار مطلوب زیر باشد تا ترانزیستورها روشن و در ناحیه اشباع باقی بمانند.

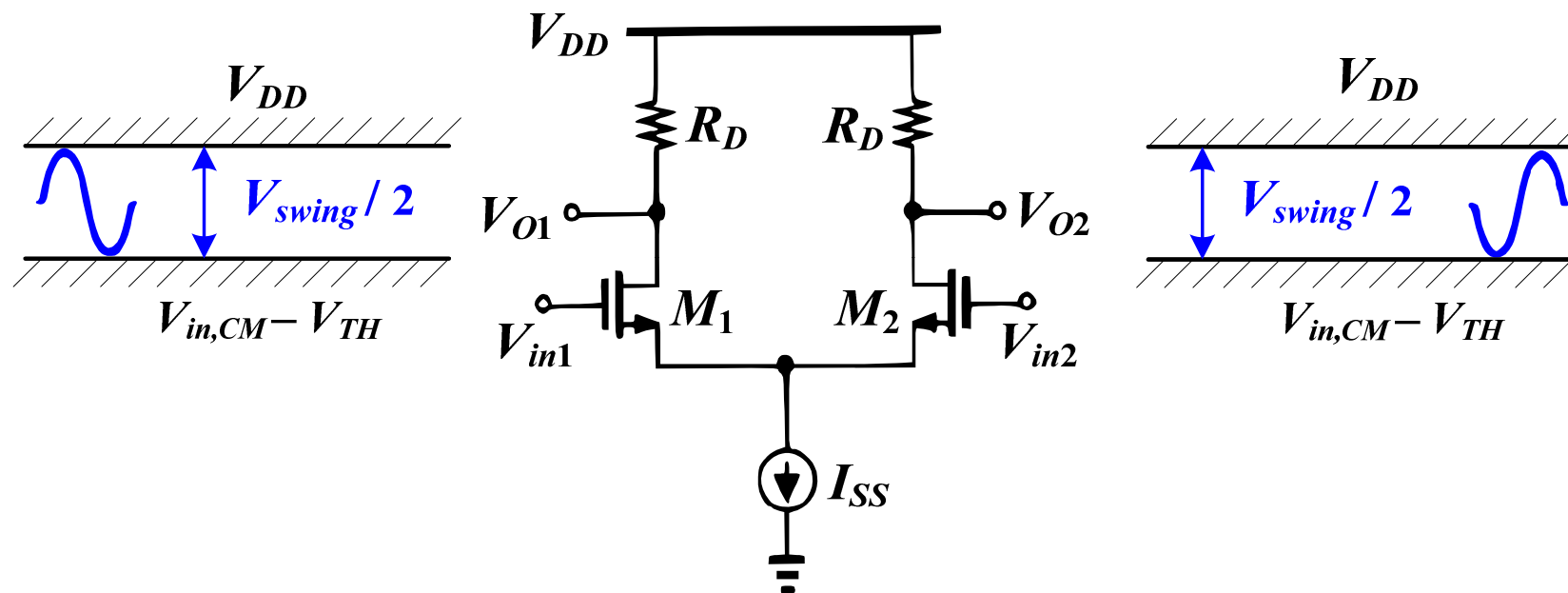
$$V_{DS,sat,SS} + V_{GS1} < V_{in,CM} < \min\left(V_{DD}, V_{DD} - \frac{R_D I_{SS}}{2} + V_{TH}\right)$$

با افزایش زیاد ورودی حالت مشترک، به تدریج ولتاژ گیت ترانزیستورهای ورودی از ولتاژ درین آنها فراتر رفته و ترانزیستور ورودی وارد ناحیه تریود می‌شوند.

حداقل ولتاژ لازم برای در اشباع ماندن منبع جریان



زوج تفاضلی پایه: بررسی دامنه خروجی

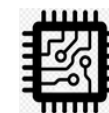


○ در ساختار شکل، ولتاژهای خروجی از پایین به $V_{in,CM} - V_{TH}$ (مرز تریود و اشباع ترانزیستورهای ورودی) محدود می‌شوند اما ولتاژهای خروجی از بالا می‌توانند تا ولتاژ تغذیه پیش بروند.

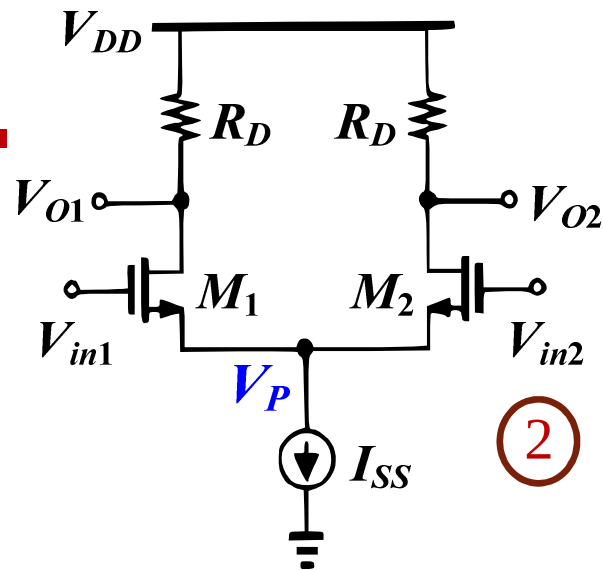
○ لذا حد بالای نوسان مدار تمام تفاضلی برابر است با:

$$V_{Swing} = 2(V_{DD} - V_{in,CM} + V_{TH})$$

بهتر است که ولتاژ حالت مشترک دو ورودی را تا حد امکان (و تا جایی که ترانزیستورهای ورودی روشن بمانند) کوچک انتخاب کنیم.



زوج تفاضلی پایه : تحلیل سیگنال - بزرگ



○ مجموع جریان دو ترانزیستور برابر با جریان منبع جریان است:

○ از طرف دیگر با فرض برابر بودن ابعاد:

$$(1) \quad I_{D1} + I_{D2} = I_{SS}$$

$$(2) \quad V_{in1} - V_{in2} = V_{GS1} - V_{GS2} = \sqrt{\frac{2I_{D1}}{\mu_n C_{ox} (W/L)}} - \sqrt{\frac{2I_{D2}}{\mu_n C_{ox} (W/L)}}$$

قانون ولتاژ

○ از ترکیب روابط 1 و 2، اختلاف جریان ها

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

بدست می آید : $(\Delta V_{in} = V_{in1} - V_{in2})$

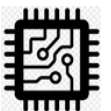
○ هدایت انتقالی تفاضلی :

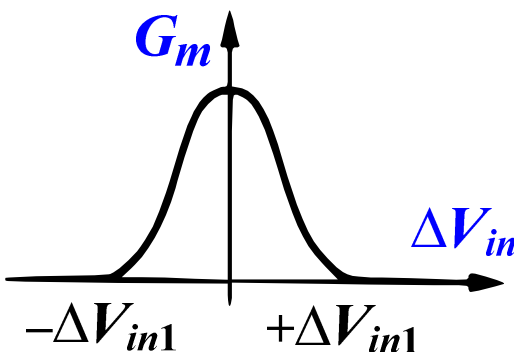
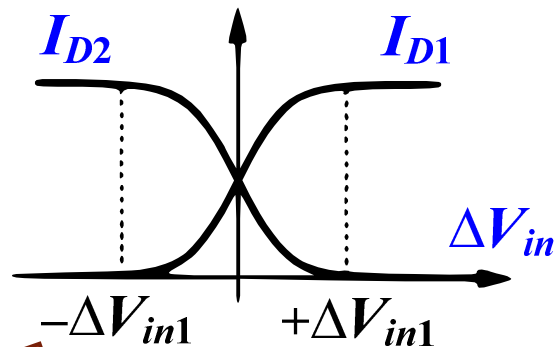
$$G_m = \frac{\partial \Delta I_D}{\partial \Delta V_{in}} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \frac{\frac{4I_{SS}}{\mu_n C_{ox} (W/L)} - 2(\Delta V_{in})^2}{\sqrt{\frac{4I_{SS}}{\mu_n C_{ox} (W/L)} - (\Delta V_{in})^2}}$$

○ به ازای $V_{in1} \approx V_{in2}$ هر دو ترانزیستور

در ناحیه اشباع هستند و هدایت انتقالی حداکثر است :

$$\left[\begin{array}{l} V_{in1} \approx V_{in2} \\ \Delta V_{in} = 0 \end{array} \right] \Rightarrow \Delta I_D \approx \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (\Delta V_{in}) \sqrt{\frac{4I_{SS}}{\mu_n C_{ox} (W/L)}} \Rightarrow G_m (\max) = \sqrt{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_{SS}}$$





چگونگی تغییر هدایت انتقالی
تفاضلی و جریان های درین با
تغییر ولتاژ ورودی تفاضلی (با
توجه به روابط اسلاید قبل)

$$\Delta V_{in1} = \sqrt{\frac{2I_{SS}}{\mu_n C_{ox} (W/L)}} \Rightarrow \begin{cases} G_m = 0 \\ \Delta I_D = I_{SS} \end{cases}$$

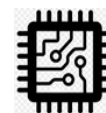
○ ولتاژ ورودی تفاضلی که به ازای آن جریان و هدایت انتقالی یک ترانزیستور صفر می شود:

$$V_{DS,sat1,2} = \sqrt{\frac{2I_{D1,2}}{\beta}} = \sqrt{\frac{I_{SS}}{\mu_n C_{ox} (W/L)}} = \frac{\Delta V_{in1}}{\sqrt{2}} : V_{in1} \approx V_{in2}$$

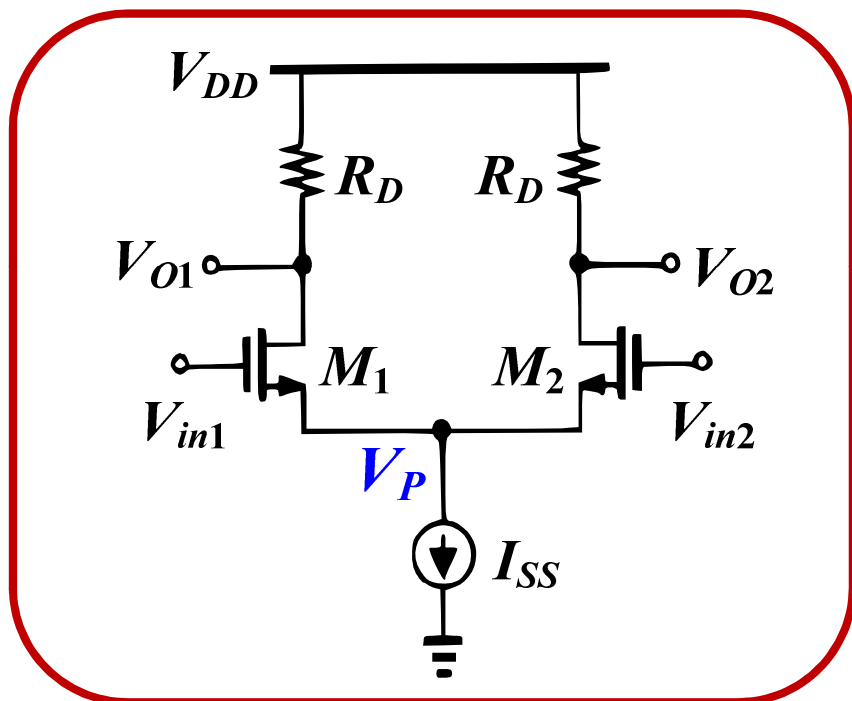
○ برای افزایش بازه جریان و G_m ، می توان ولتاژ اشباع دو ترانزیستور ورودی را افزایش داد: $\frac{W}{L} \downarrow, I_{SS} \uparrow$

○ در وضعیت تعادل $V_{in1} \approx V_{in2}$ ، بهره ولتاژ برابر با حاصل ضرب هدایت انتقالی تفاضلی در مقاومت بار (درین) است:

$$A_v = \frac{\partial \Delta V_o}{\partial \Delta V_{in}} = \frac{\partial \Delta V_o}{\partial \Delta I_D} \times \frac{\partial \Delta I_D}{\partial \Delta V_{in}} = R_D \times G_m (\max) = R_D \sqrt{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_{SS}}$$



زوج تفاضلی پایه: تحلیل سیگنال-کوچک (روش اول)



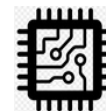
- ◀ دو روش برای تحلیل تقویت کننده شکل و بدست آوردن رابطه بهره ولتاژ سیگنال-کوچک وجود دارد:
- ۱- در نظر گرفتن نحوه تحریک مدار با دو منبع سیگنال مستقل از هم
- ۲- روش نیم مدار

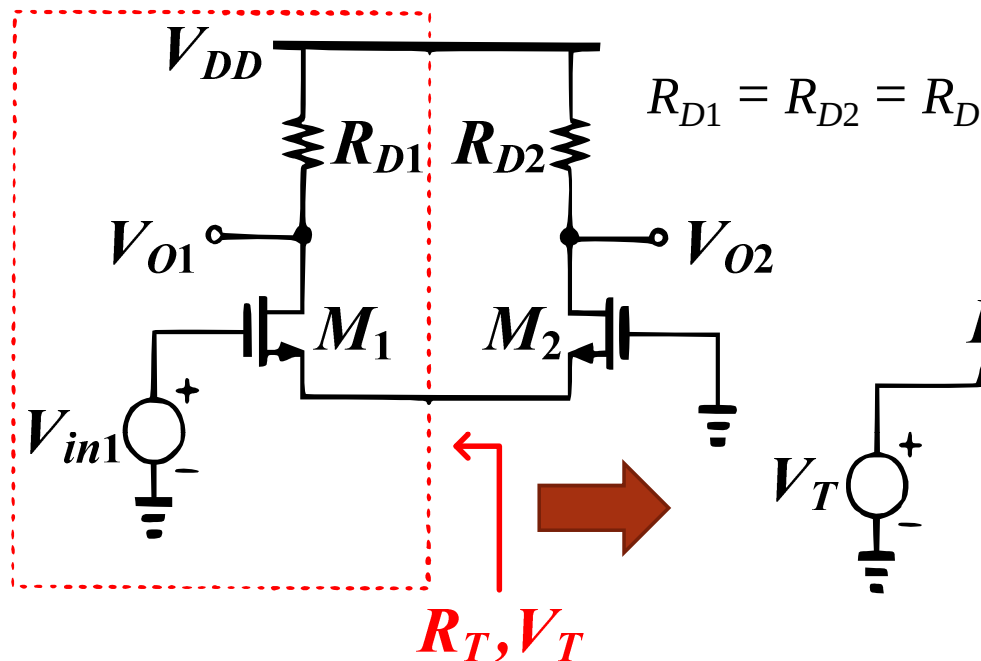
روش اول } اثر هر منبع را به طور جداگانه بررسی کرده و از قاعده جمع آثار استفاده می کنیم.

○ فرض کنید که فقط V_{in1} در مدار موجود باشد.

○ مقاومت دیده شده در سورس ترانزیستور M_2 برابر با $1/g_{m2}$ است. لذا:

$$\frac{V_{O1}}{V_{in1}} = - \frac{\text{مقاومت بار}}{\text{مقاومت سورس}} = \frac{-R_D}{\frac{1}{g_{m1}} + \frac{1}{g_{m2}}}$$





○ از مدار معادل تونن روبرو برای
مشخص کردن اثر V_{in1} بر روی
 V_{O2} کمک می گیریم:

$$\begin{aligned} V_T &\approx V_{in1} \\ R_T &= 1/g_{m1} \end{aligned}$$

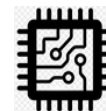
$$\frac{V_{O2}}{V_{in1}} \approx \frac{V_{O2}}{V_T} = \frac{\text{مقاومت بار}}{\text{مقاومت سورس}} = \frac{R_D}{\frac{1}{g_{m1}} + \frac{1}{g_{m2}}}$$

$$V_{O1} - V_{O2} \Big|_{V_{in1}} = \frac{-2R_D}{\frac{1}{g_{m1}} + \frac{1}{g_{m2}}} V_{in1} \xrightarrow{g_{m1} = g_{m2} = g_m} V_{O1} - V_{O2} \Big|_{V_{in1}} = -g_m R_D V_{in1} \quad \text{○ لذا:}$$

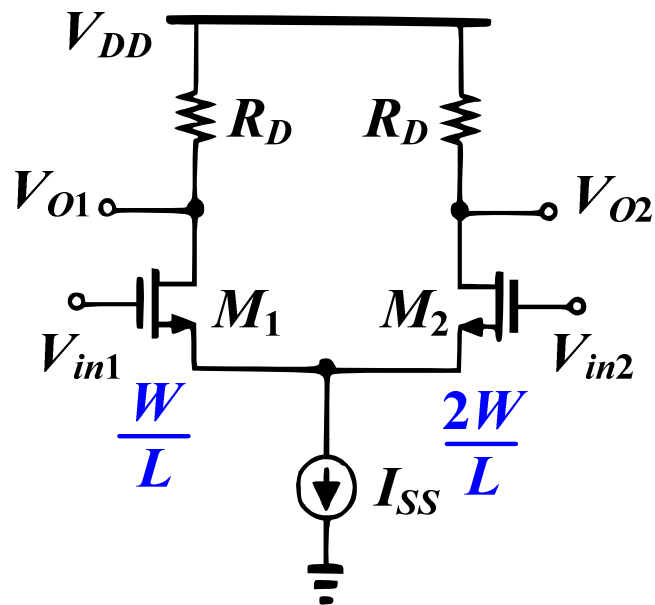
$$V_{O1} - V_{O2} \Big|_{V_{in2}} = g_m R_D V_{in2} \quad \text{○ با توجه به تقارن:}$$

$$\frac{V_{O1} - V_{O2}}{V_{in1} - V_{in2}} = \frac{\Delta V_O}{\Delta V_{in}} = -g_m R_D$$

○ طبق قاعده جمع آثار:



مثال: بهره ولتاژ تفاضلی را در مدار شکل بیابید.



○ با توجه به متفاوت بودن ترانزیستورها، جریان I_{SS} به تساوی بین آنها تقسیم نمی شود:

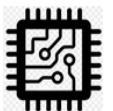
$$\left[\begin{array}{l} V_{in1} = V_{in2} \\ V_{GS1} = V_{GS2} \end{array} \right] \Rightarrow I_{D1} = \frac{1}{3} I_{SS}, \quad I_{D2} = \frac{2}{3} I_{SS}$$

○ با توجه به یکسان بودن ولتاژ گیت- سورس، به ازای ولتاژ بایاس حالت مشترک ورودی مساوی:

$$g_m = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_{TH}} \Rightarrow g_{m2} = 2g_{m1}$$

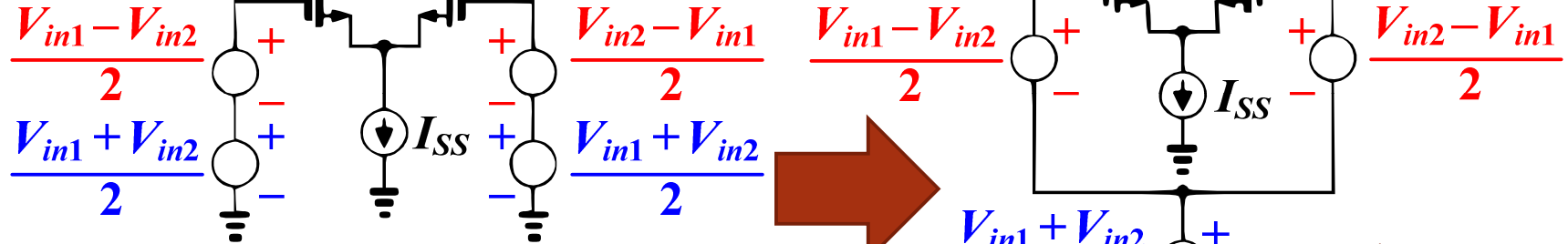
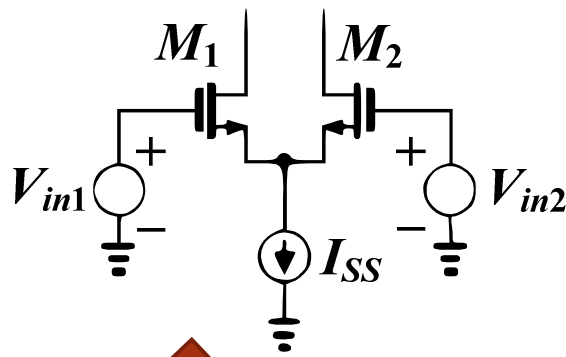
○ مشابه با مدارهای تک سر، بهره ولتاژ در مدارهای تمام تفاضلی برابر با مجموع مقاومت های موجود در بار تقسیم بر مجموع مقاومت های موجود در سورس ترانزیستورهای ورودی است:

$$|A_v| = \frac{\text{مجموع مقاومت های بار}}{\text{مجموع مقاومت های سورس}} = \frac{2R_D}{\frac{1}{g_{m1}} + \frac{1}{g_{m2}}}$$

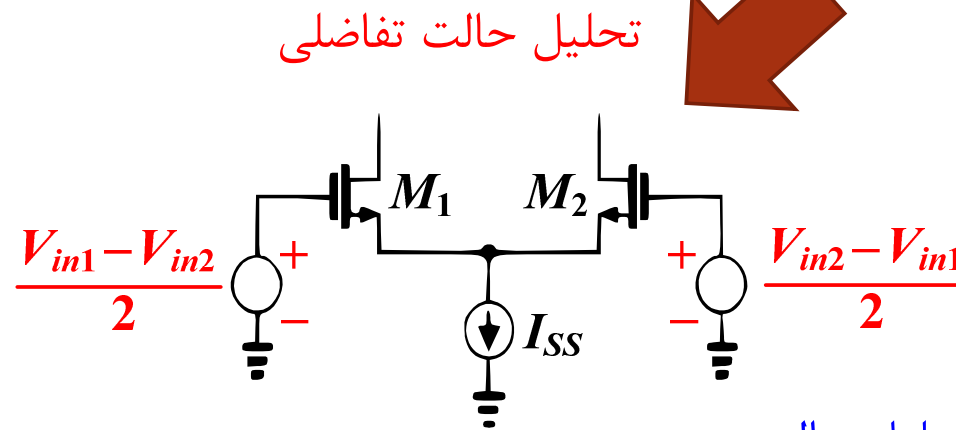


مفهوم نیم مدار

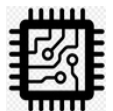
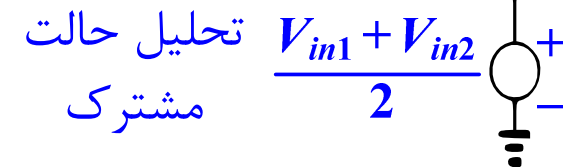
از لحاظ ریاضی می توان ورودی های تقویت کننده تفاضلی را به صورت حاصل جمع تفاضلی و مشترک فرض کرد.



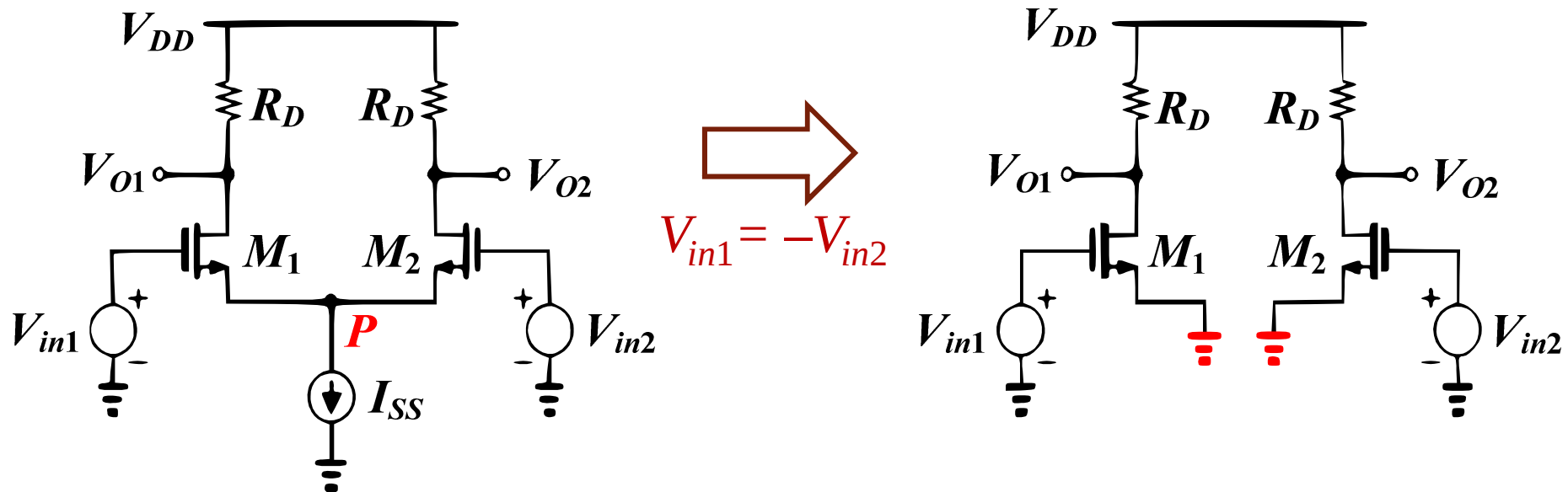
می توان چنین تصور کرد که ورودی های تفاضلی و حالت مشترک، به شکل جداگانه به مدار اعمال شده اند.



طبق قاعده جمع آثار، اثر هر کدام را می توان جداگانه لحاظ نمود و نیم مدار معادل را برای حالت تفاضلی و مشترک رسم کرد.

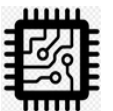


زوج تفاضلی پایه: تحلیل سیگنال-کوچک (روش دوم)

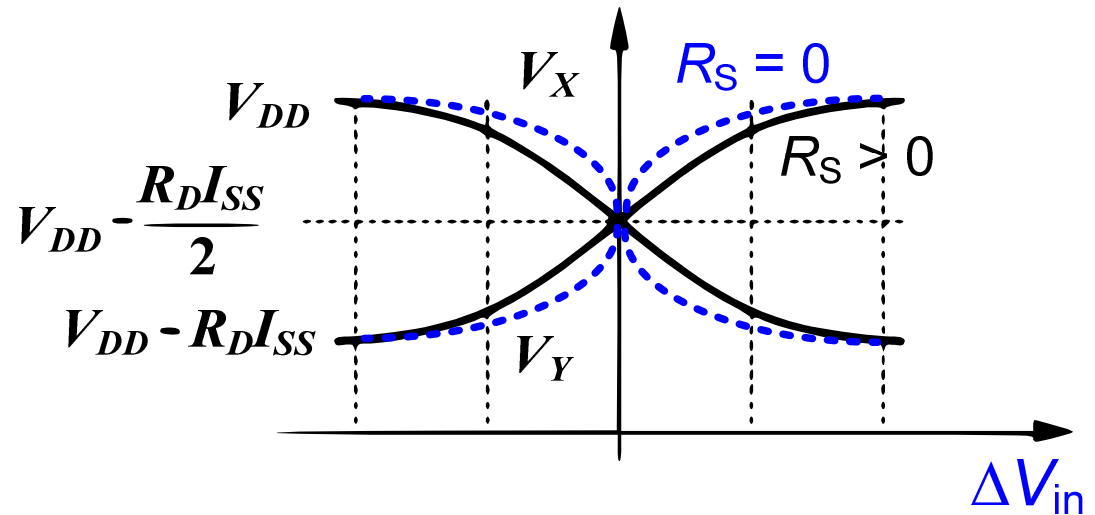
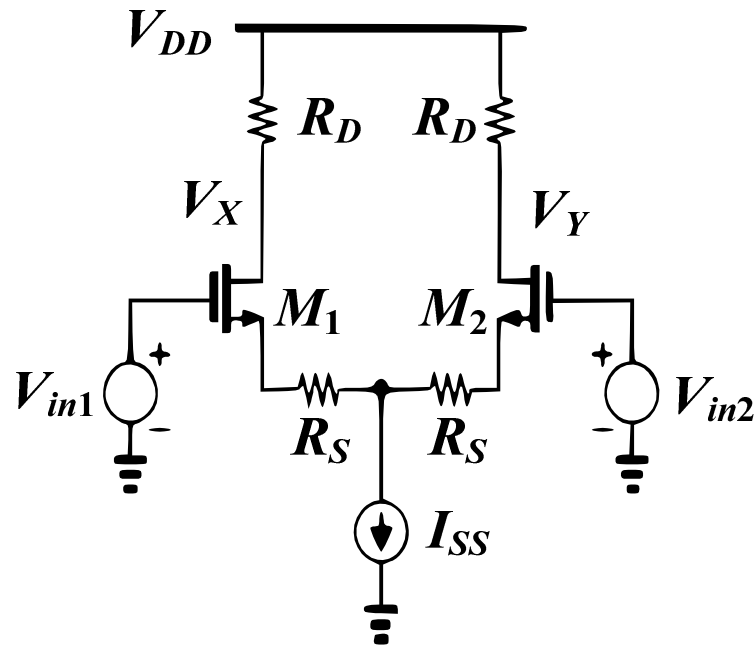


○ استفاده از روش نیم مدار و زمین مجازی فرض کردن گره مشترک سورس: اگر ابعاد دو ترانزیستور برابر باشند، با زمین فرض کردن گره مشترک P ، می توان بهره ولتاژ حالت تفاضلی را همانند یک تقویت کننده سورس-مشترک ساده بدست آورد:

$$A_V = \frac{V_{O1} - V_{O2}}{V_{in1} - V_{in2}} = -g_m R_D // r_o$$



زوج تفاضلی با مقاومت سورس



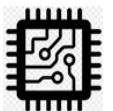
○ در حضور مقاومت‌های سورس R_S ، وابستگی بهره به هدایت انتقالی و مشخصه‌های ذاتی ترانزیستورهای ورودی کمتر می‌شود.

○ لذا برای بهبود عملکرد خطی مدار، می‌توان از مقاومت‌های سورس استفاده کرد.

○ بهره ولتاژ تفاضلی سیگنال-کوچک را می‌توان با رسم نیم مدار آن بدست آورد:

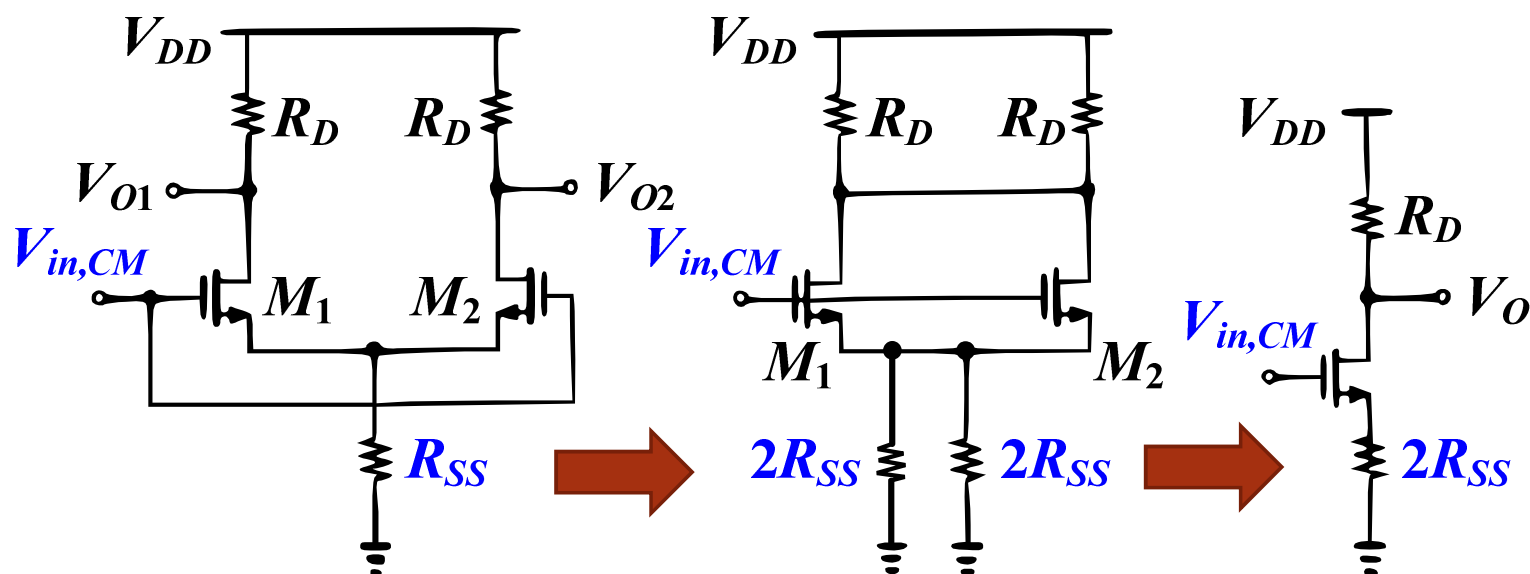
○ با توجه به کم شدن بهره در حضور R_S ، بین بهره و خطی بودن مدار مصالحه وجود دارد.

$$|A_V| = \frac{R_D}{R_S + \frac{1}{g_m}}$$

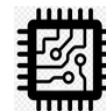


زوج تفاضلی پایه: تحلیل حالت مشترک

- یکی از مزایای تقویت‌کننده‌های تفاضلی، تضعیف ولتاژ حالت مشترک سیگنال-کوچک ورودی است.
- فرض کنید که منبع جریان، مقاومت خروجی محدود R_{SS} داشته باشد.
- با اعمال ورودی حالت مشترک و با فرض تقارن کامل مدار، خروجی‌ها یکسان هستند و می‌توان آنها را متصل به هم فرض کرد. مقاومت R_{SS} را هم حاصل موازی دو مقاومت $2R_{SS}$ در نظر می‌گیریم.
- هم‌اکنون می‌توان دو شاخه سمت راست و سمت چپ مدار را از هم جدا نمود و هر طرف را به صورت مدار معادل تک سر در نظر گرفت. بهره ولتاژ برابر است با:



$$A_{CM} = \frac{V_O}{V_{in,CM}} = \frac{\text{مقاومت بار}}{\text{مقاومت سورس}} = \frac{-R_D}{2R_{SS} + \frac{1}{g_m}}$$



تبدیل حالت مشترک (CM) به حالت تفاضلی (DM)

- در مدار کاملاً متقارن، سیگنال‌های CM و DM در هم نفوذ نمی‌کنند.
- اما در وضعیتی که مدار متقارن نباشد، تغییر در CM ورودی باعث تغییر در DM خروجی می‌شود.
- در مدار شکل، مقاومت‌های درین متفاوت هستند.

○ با توجه به تقارن قسمت پایین،

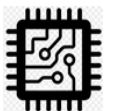
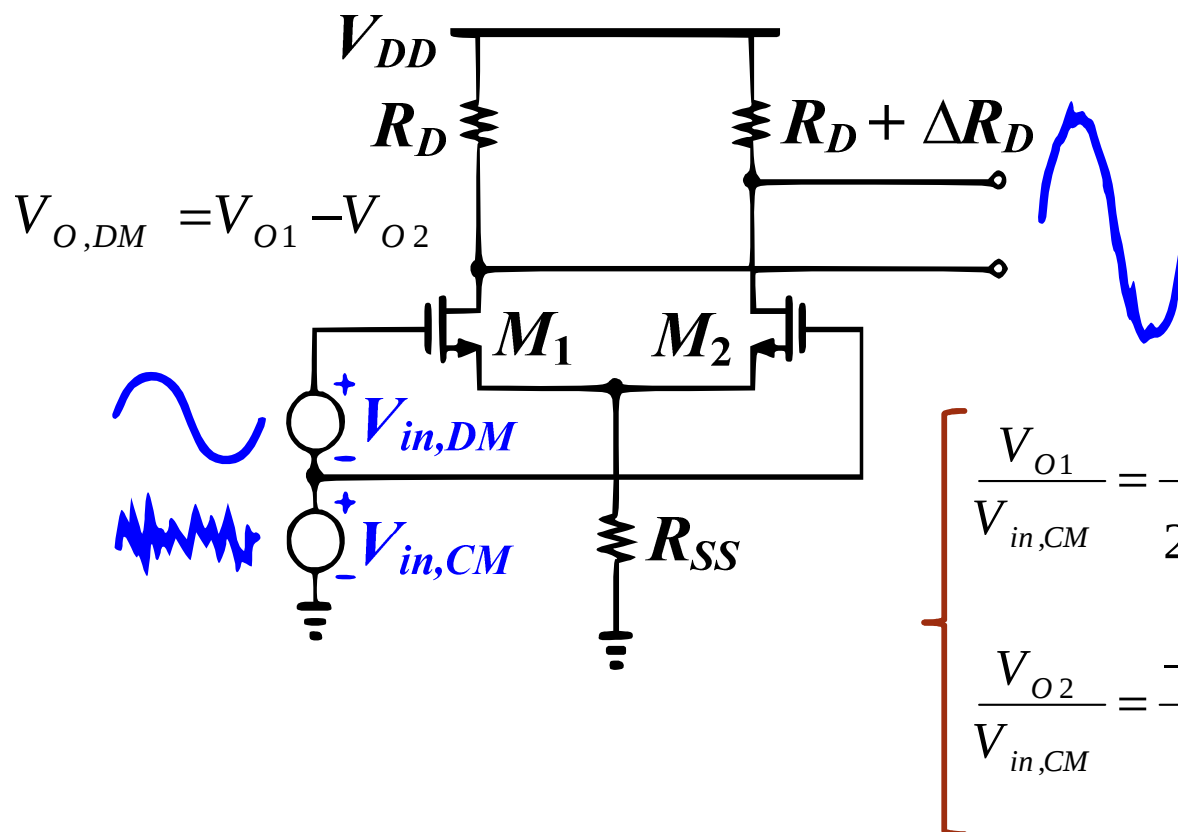
گره مشترک دو ترانزیستور

زمین است و بهره ولتاژ حالت

مشترک هر کدام از خروجی‌ها

و بهره حالت مشترک به

تفاضلی برابر هستند با:

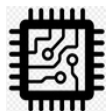
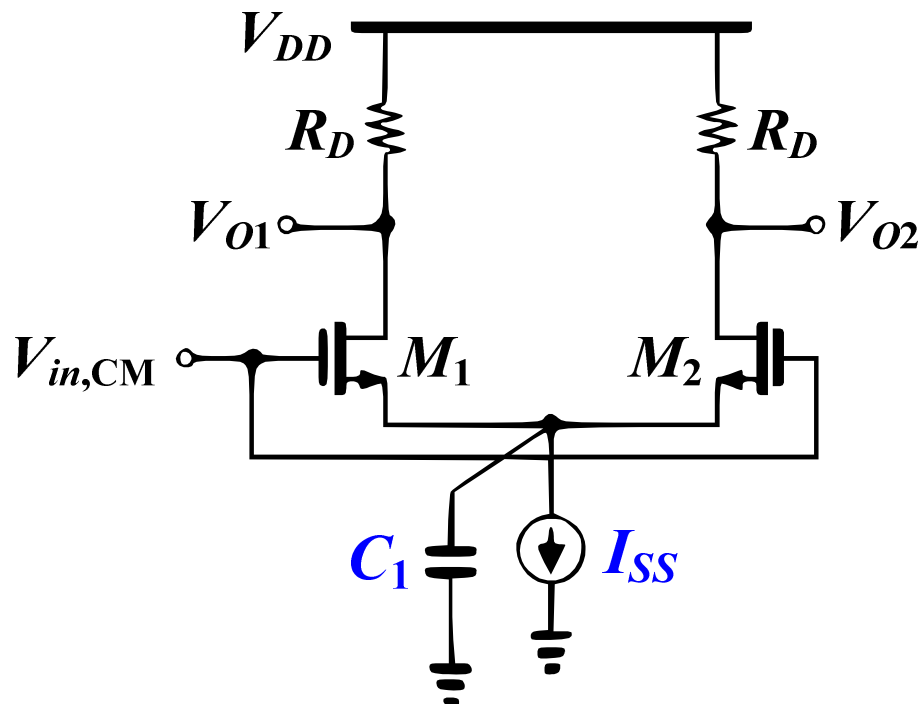


- در یک مدار نامتقارن، تغییرات CM ورودی باعث تغییر در DM خروجی می شود.
- در مجموع، اثر CM ورودی به دو شکل در مدار تمام تفاضلی ظاهر می شود:
- الف- محدود بودن مقاومت خروجی منبع جریان؛ این مورد باعث تغییر در سیگنال حالت مشترک هر دو خروجی با هم می شود.
- ب- نامتقارن بودن مدار: این مورد اثر مخرب تری دارد و باعث تبدیل سیگنال CM به DM می شود.

○ دو نکته در خصوص تبدیل CM به DM:

۱- خازن منبع جریان، امپدانس کوچک تری در فرکانس های بالاتر سیگنال CM ورودی دارد. لذا در فرکانس های بالاتر، اندازه بهره حالت مشترک بزرگ تر خواهد بود و تبدیل سیگنال CM به DM جدی تر است.

۲- علاوه بر مقاومت بار، نامتقارن بودن مدار می تواند ناشی از عدم انطباق ترانزیستورهای ورودی باشد.

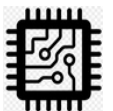
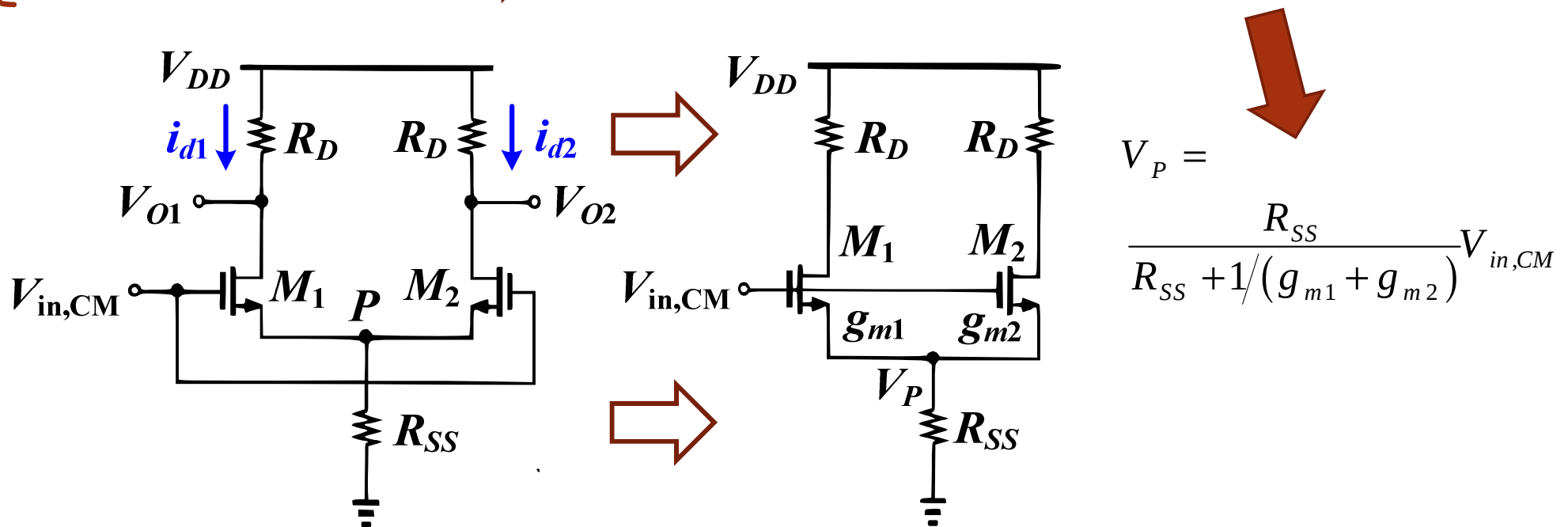


تبدیل مشترک به تفاضلی ناشی از عدم انطباق ترانزیستورها

- فرض کنیم که مقاومت‌ها دقیقاً یکسان بوده و عدم تقارن مدار ناشی از ترانزیستورهای ورودی باشد. این عدم تقارن، باعث تفاوت در هدایت انتقالی ترانزیستورهای ورودی می‌شود.
- با توجه به برابر بودن دو ورودی CM، می‌توان آنها را به هم وصل کرد.

○ جریان سیگنال-کوچک درین ترانزیستورهای ورودی :

$$\begin{cases} i_{d1} = g_{m1} (V_{in,CM} - V_P) \\ i_{d2} = g_{m2} (V_{in,CM} - V_P) \end{cases} \Rightarrow V_P = R_{SS} (i_{d1} + i_{d2}) = R_{SS} (g_{m1} + g_{m2}) (V_{in,CM} - V_P) \quad \text{لذا:}$$



○ پس خروجی‌ها و بهره تبدیل سیگنال حالت- مشترک به تفاضلی برابر هستند با:

$$\left\{ \begin{aligned} V_{O1} &= -R_D i_{d1} = -g_{m1} (V_{in,CM} - V_P) R_D = \frac{-g_{m1}}{(g_{m1} + g_{m2}) R_{SS} + 1} R_D V_{in,CM} \\ V_{O2} &= -R_D i_{d2} = -g_{m2} (V_{in,CM} - V_P) R_D = \frac{-g_{m2}}{(g_{m1} + g_{m2}) R_{SS} + 1} R_D V_{in,CM} \end{aligned} \right.$$

$$V_{O1} - V_{O2} = \Delta V_{O,DM} = \frac{-(g_{m1} - g_{m2})}{(g_{m1} + g_{m2}) R_{SS} + 1} R_D V_{in,CM} \Rightarrow A_{CM-DM} = -\frac{R_D \Delta g_m}{(g_{m1} + g_{m2}) R_{SS} + 1}$$

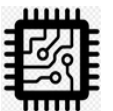
○ اگر در فرکانس‌های بالا، منبع جریان را با خازن C_P مدل سازی کنیم، بایستی در رابطه بهره مقاومت R_{SS} را با امپدانس خازن یعنی $1/C_P \omega$ جایگزین کنیم.

○ با توجه به امپدانس نسبتاً پایین خازن در فرکانس‌های بالا، به شرط عدم تقارن، میزان تبدیل نویز و اعوجاج CM به DM در فرکانس‌های بالا بیشتر خواهد بود.

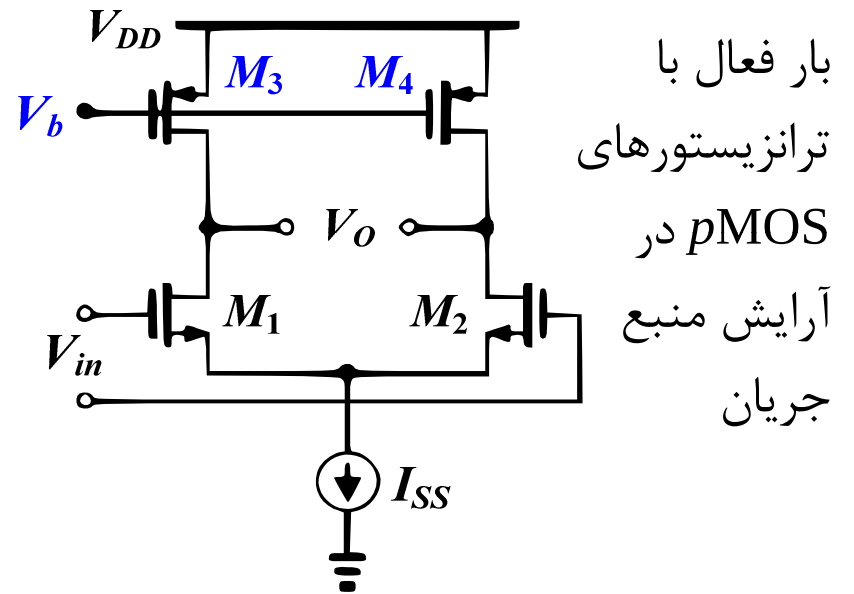
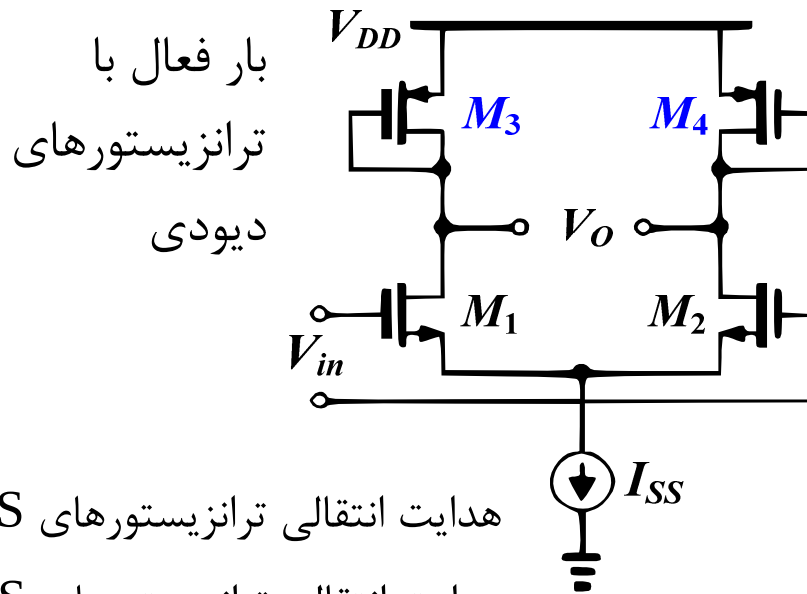
○ با توجه به نهفته بودن اطلاعات در تفاضل دو سیگنال، بهره A_{CM-DM} باعث تخریب اطلاعات می شود.

○ تعریف دقیق CMRR یا نسبت حذف سیگنال حالت مشترک به صورت زیر است:

$$CMRR = \left| \frac{A_{DM}}{A_{CM-DM}} \right| = \frac{2R_D}{1/g_{m1} + 1/g_{m2}} \times \frac{1 + (g_{m1} + g_{m2}) R_{SS}}{R_D \Delta g_m}$$



زوج تفاضلی با بار فعال



g_{mN} : هدایت انتقالی ترانزیستورهای nMOS
 g_{mP} : هدایت انتقالی ترانزیستورهای pMOS
 r_{ON} : مقاومت خروجی ترانزیستورهای nMOS

r_{OP} : مقاومت خروجی ترانزیستورهای pMOS

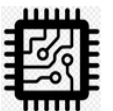
○ محاسبه بهره تمام تفاضلی:

$$A_V = -g_{mN} (r_{ON} // r_{OP})$$

○ با رسم نیم مدار تفاضلی در آرایش با بار منبع جریان:

$$A_V = -g_{mN} \left(\frac{1}{g_{mP}} // r_{ON} // r_{OP} \right) \approx -\frac{g_{mN}}{g_{mP}} = -\sqrt{\frac{\mu_n (W/L)_N}{\mu_p (W/L)_P}}$$

○ در آرایش با بار ترانزیستور در اتصال دیودی:



○ برای افزایش بهره در مدار با اتصال دیودی، می‌بایستی که ابعاد ترانزیستورهای $pMOS$ را کاهش دهیم:

$$\left(\frac{W}{L}\right)_P \downarrow \Rightarrow A_V \uparrow, V_{DS,sat,P} \uparrow$$

$$V_{DS,sat,P} = \sqrt{\frac{2I}{\mu_p C_{OX} (W/L)}}$$

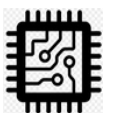
○ افزایش بهره با افزایش ولتاژ اشباع ترانزیستورهای $pMOS$ همراه است.

○ با افزایش ولتاژ اشباع و به تبع آن، ولتاژ سورس-گیت ترانزیستورهای $pMOS$ ، هم حد بالای نوسان ولتاژ خروجی و هم بازه حالت مشترک ورودی (برای نگهداشتن ترانزیستورهای ورودی در ناحیه اشباع) محدود می‌شود.

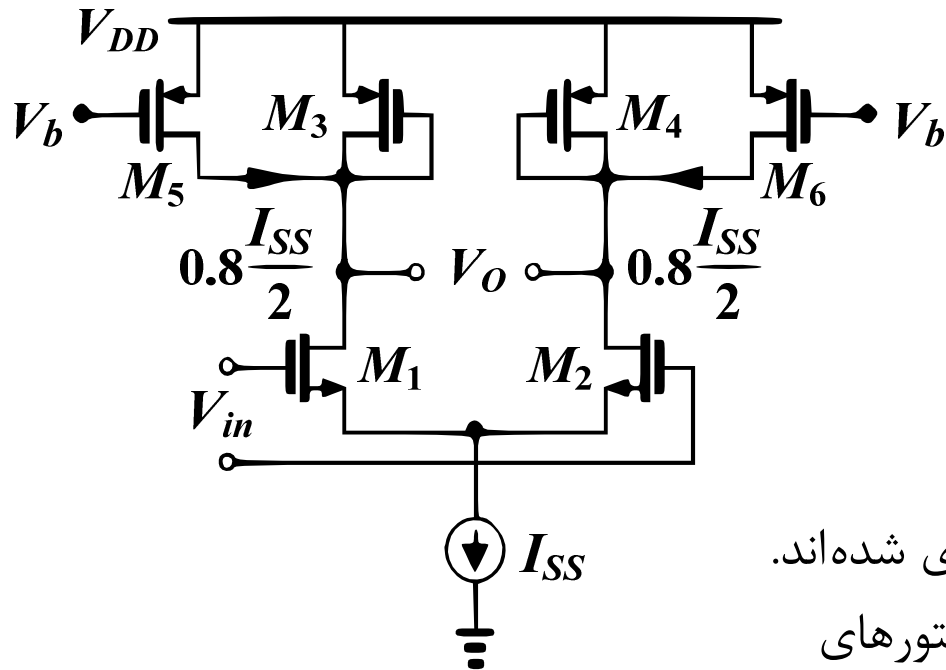
○ اثبات:

$$\begin{aligned} V_{Swing} &= 2(V_{DD} - V_{SG,P} - V_{DS,sat,N} - V_{DS,sat,SS}) \\ &= 2(V_{DD} - |V_{TH}| - V_{SD,sat,P} - V_{DS,sat,N} - V_{DS,sat,SS}) \end{aligned}$$

$$V_{DS,sat,SS} + V_{GS1} < V_{in,CM} < \min(V_{DD}, V_{DD} - V_{SG,P} + V_{TH})$$



زوج تفاضلی با بار فعال و منبع جریان



○ بدون تغییر ولتاژ اشباع ترانزیستورهای $pMOS$ ،
برای افزایش بهره می توان نسبت عرض به طول
ترانزیستورهای $pMOS$ و جریان آنها را همزمان
کاهش داد. شکل، ایده کاهش جریان
ترانزیستورهای $pMOS$ را با موازی کردن منبع
جریان با آنها نشان می دهد.

○ دو منبع جریان با ترانزیستورهای در آرایش دیودی موازی شده اند.

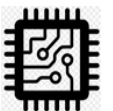
○ اگر جریان منابع جریان $0.8I_{SS}/2$ باشد، جریان ترانزیستورهای

دیودی $0.2I_{SS}/2$ ، خواهد شد. لذا به ازای یک ولتاژ اشباع مشخص

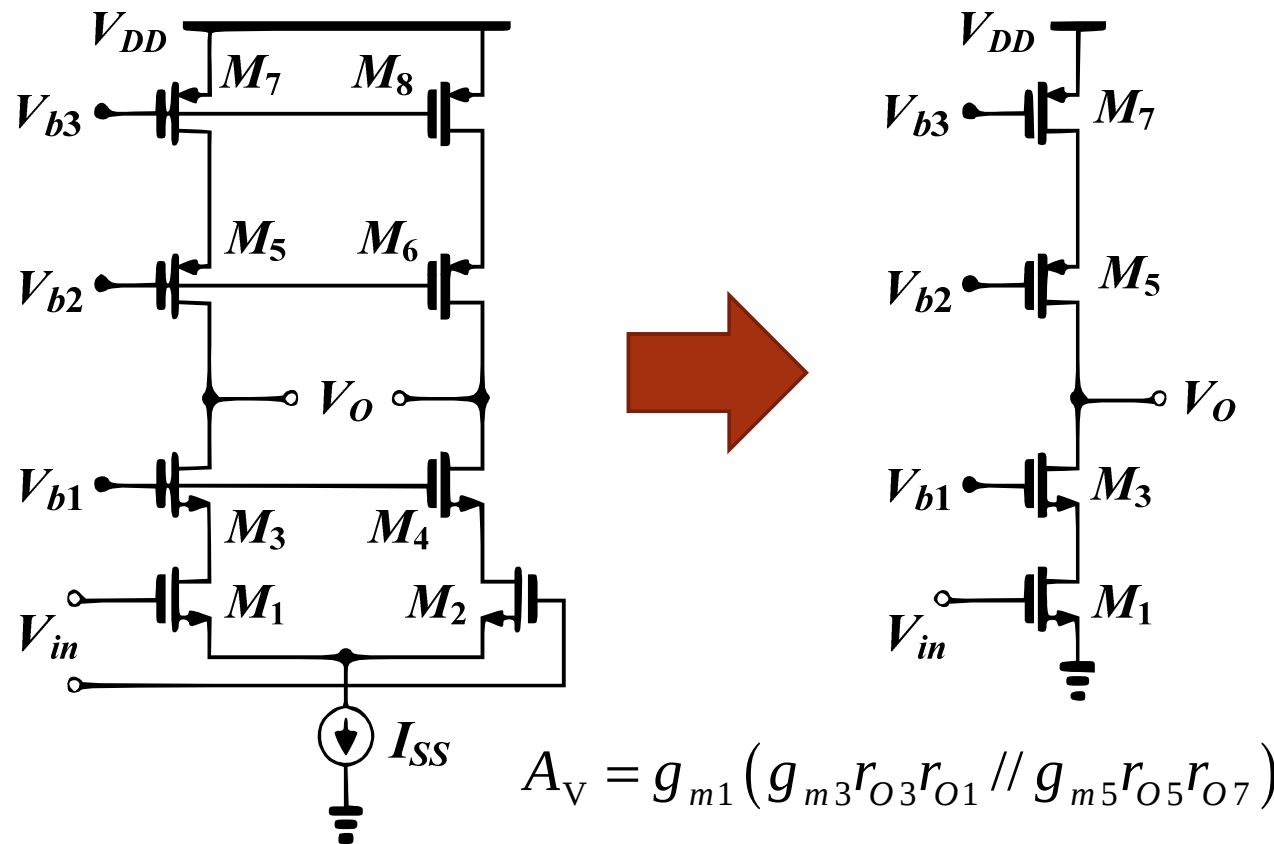
می توان ابعاد و جریان را 0.2 برابر نمود و بهره را افزایش داد.

◀ به ازای ولتاژ اشباع ثابت، هدایت انتقالی ترانزیستورهای $pMOS$ ، 0.2 برابر شده و بهره پنج برابر می شود.

$$I_D(2) = 0.2I_D(1) \quad g_m = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_{TH}} \Rightarrow g_{mP}(2) = 0.2g_{mP}(1) \Rightarrow A_V(2) = -\frac{g_{mN}}{g_{mP}} = 5 \times A_V(1)$$

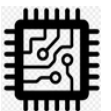


تقویت کننده تفاضلی با بار فعال کسکود

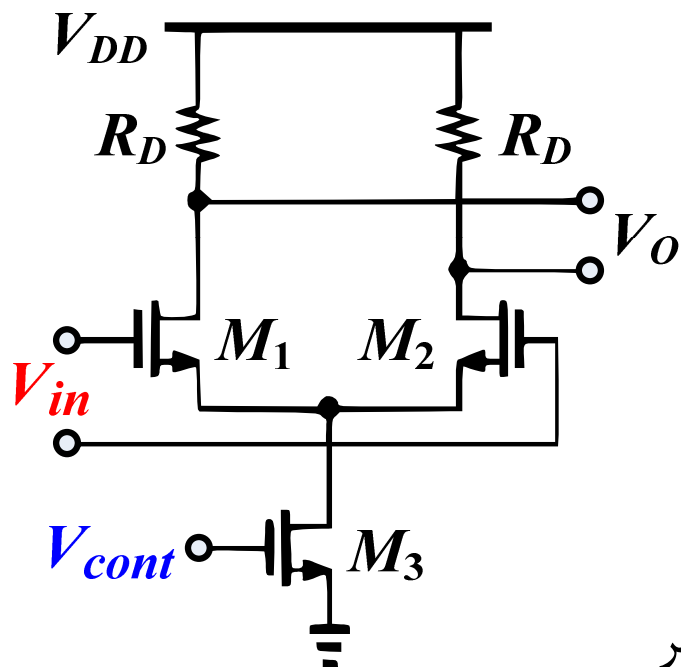


- با کسکود کردن ترانزیستورها، بهره افزایش می یابد اما به همان نسبت، دامنه نوسان ولتاژ خروجی کم می شود.
- شکل سمت چپ آرایش تقویت کننده اصلی و شکل سمت راست، مدار معادل را در حالت تفاضلی نشان می دهند.
- بهره ولتاژ تفاضلی برابر است با:

- به دلیل مقاومت خروجی بالا، ولتاژ حالت مشترک خروجی ها تعریف نشده است و باید با اعمال فیدبکی موسوم به فیدبک حالت مشترک (CMFB)، مقدار ولتاژ حالت مشترک خروجی را تعریف کرد.
- توضیح در مورد فیدبک حالت مشترک و چگونگی اعمال آن در فصل نهم آمده است.



ایجاد بهره متغیر با استفاده از سلول گیلبرت



○ دو نکته در سازوکار عملیاتی زوج تفاضلی اهمیت دارد:

۱- بهره ولتاژ سیگنال-کوچک، وابسته به جریان منبع جریان است.

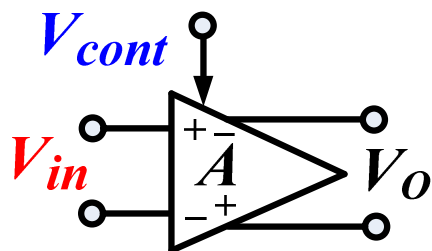
۲- ترانزیستورهای ورودی، جریان منبع جریان را به سمت یکی از دو خروجی هدایت می کنند.

○ تقویت کننده تفاضلی شکل با ورودی تفاضلی V_{in} و ولتاژ کنترل V_{cont} را در نظر بگیرید.

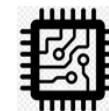
○ با تغییر V_{cont} از صفر تا حداکثر، جریان منبع جریان M_3 نیز بیشتر و بیشتر می شود.

○ به تبع آن بهره مدار نیز تغییر می کند و وابسته به V_{cont} می شود.

○ تقویت کننده نشان داده شده، نمونه ای از یک تقویت کننده با بهره متغیر (VGA) است.



VGA = Variable Gain Amplifier

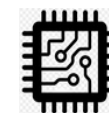
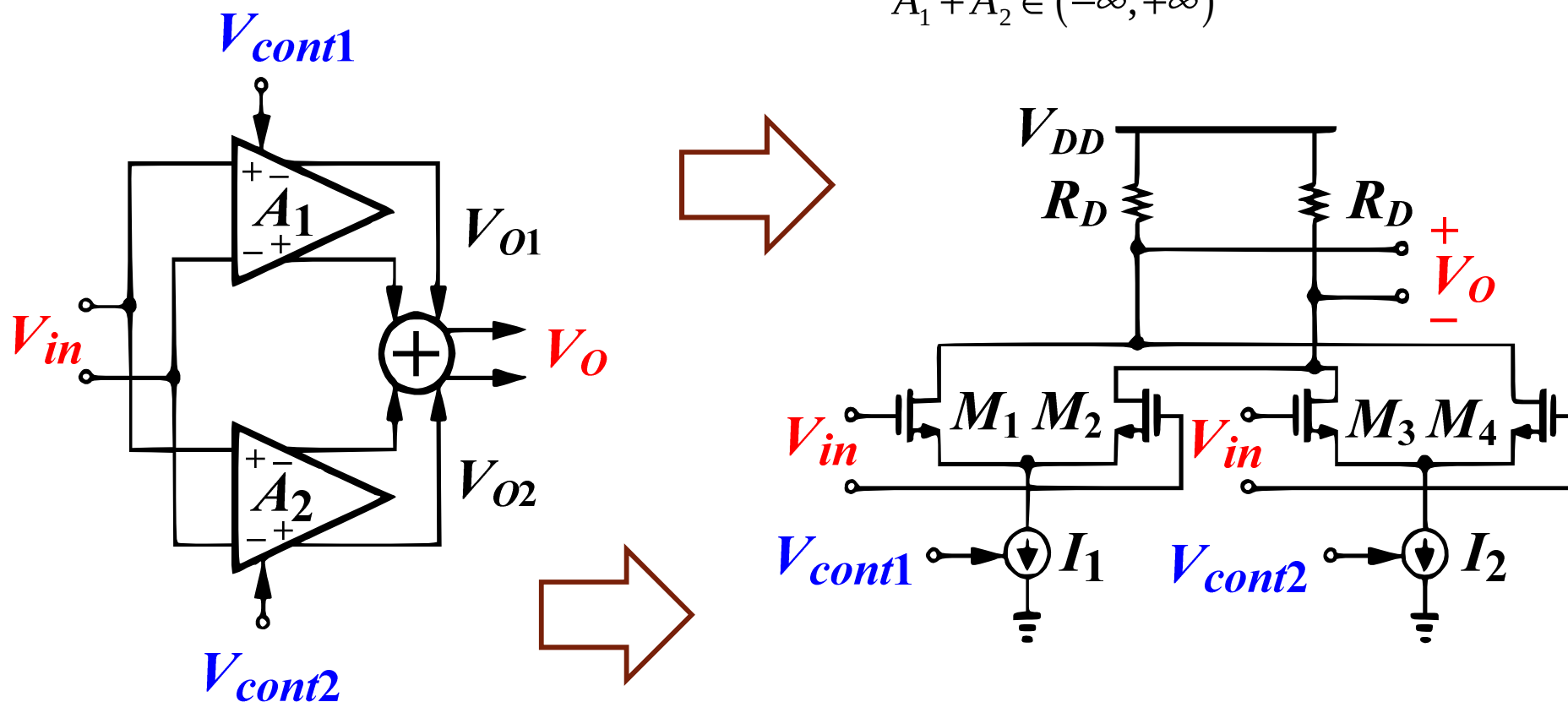


- اگر بخواهیم تقویت کننده ای طراحی کنیم که بهره آن از مقادیر منفی تا مقادیر مثبت تغییر کند باید دوتا از زوج های تفاضلی اسلاید قبلی با خروجی های برعکس را موازی کنیم.
- شکل، بلوک دیاگرام تقویت کننده حاصل را نشان می دهد.

○ خروجی برابر است با:

$$V_O = V_{O1} + V_{O2} = A_1 V_{in} + A_2 V_{in} = (A_1 + A_2) V_{in}$$

$$A_1 + A_2 \in (-\infty, +\infty)$$



○ در مدار (الف)، رابطه ولتاژ خروجی V_O بر حسب ولتاژهای خروجی V_{O1} و V_{O2} عبارت است از:

$$V_{O1} - V_{O2} = R_D (I_{D1} + I_{D4}) - R_D (I_{D2} + I_{D3})$$

معادل سیگنال
کوچک جریان
های درین

$$I_D = \frac{1}{2} g_m V_{in}$$

$$\begin{cases} I_1 = 0 \Rightarrow V_O = +g_m R_D V_{in} \\ I_1 = I_2 \Rightarrow V_O = 0 \\ I_2 = 0 \Rightarrow V_O = -g_m R_D V_{in} \end{cases}$$

○ شکل (ب) آرایش سلول گیلبرت را با یک منبع

جریان I_{SS} و دو ترانزیستور تفاضلی M_5 و M_6

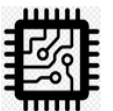
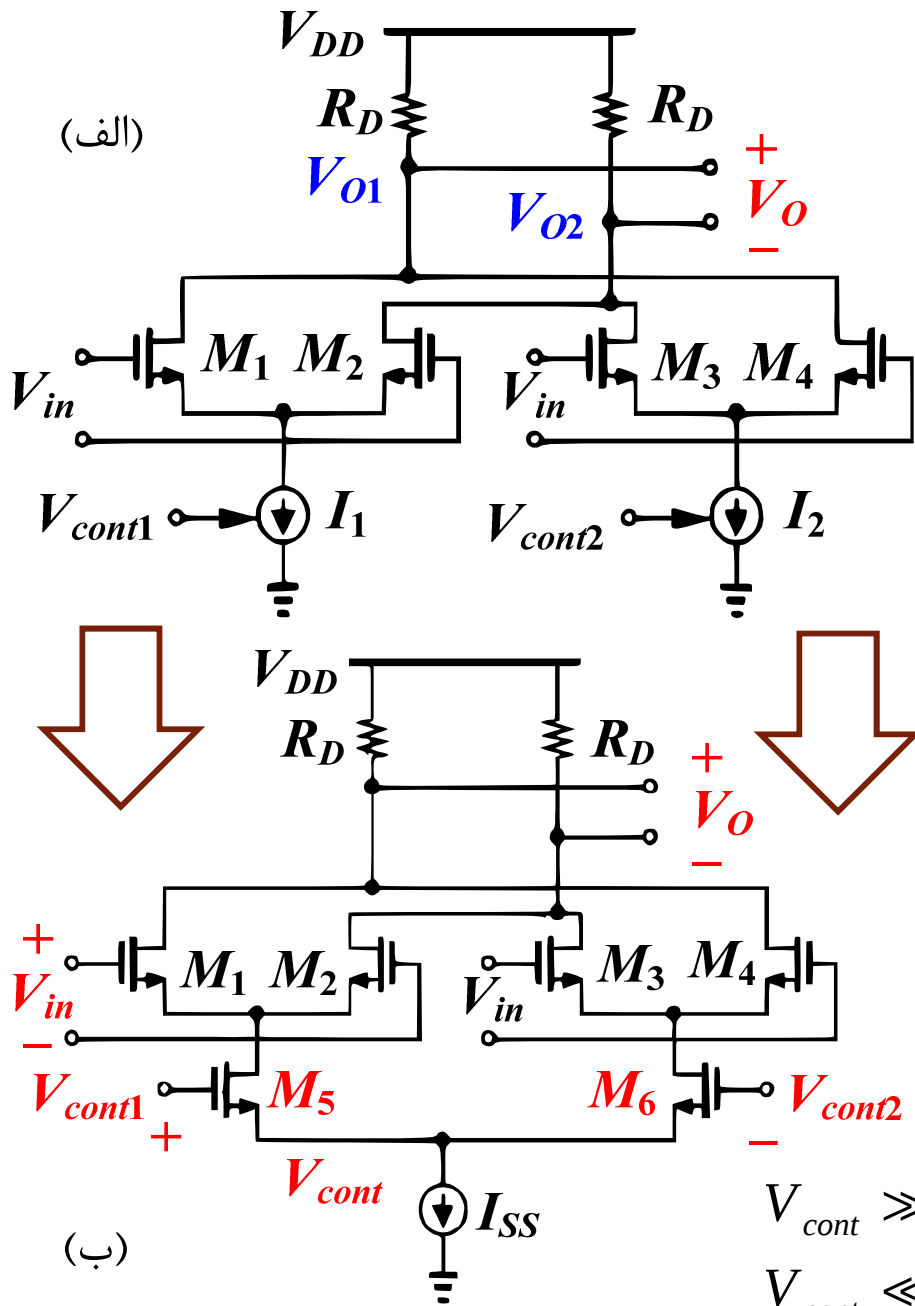
نمایش می دهد. با تغییر $V_{cont} = V_{cont1} - V_{cont2}$

سهم هر شاخه از کل جریان I_{SS} تعیین می شود.

$$V_{cont1} = V_{cont2} \Rightarrow A = 0$$

$$V_{cont} \gg 0 \Rightarrow V_{cont1} \gg V_{cont2} : I_{D5} = I_{SS} \Rightarrow A = +g_m R_D$$

$$V_{cont} \ll 0 \Rightarrow V_{cont1} \ll V_{cont2} : I_{D6} = I_{SS} \Rightarrow A = -g_m R_D$$



(* **نکته:** سلول گیلبرت در اصل یک ضرب کننده آنالوگ است چرا که بهره، تابعی از یک ولتاژ کنترلی می باشد:

$$V_O = V_{in} \times A = V_{in} \times f(V_{cont})$$

○ با بسط دادن $f(V_{cont})$ به صورت سری تیلور و صرف نظر از جملات مرتبه بالا، $A = f(V_{cont}) = \alpha V_{cont}$ خواهد شد. خروجی در این حالت برابر است با:

$$V_O = \alpha V_{in} V_{cont}$$

(* **نکته:** با توجه به قرار داشتن چندین ترانزیستور بر روی هم، سلول گیلبرت حد بالای تغییرات ولتاژ خروجی کمتری نسبت به زوج تفاضلی ساده دارد.

○ می توان مکان اتصال ولتاژهای ورودی و کنترل در بالا و پایین را با هم عوض کرد و باز هم به یک تقویت کننده با بهره متغیر رسید.

(* **نکته:** می توان از مقاومت در سورس ترانزیستورهای M_5 و M_6 استفاده کرد تا تبدیل ولتاژ ورودی به جریان خروجی، به صورت خطی تری انجام شود.

