

Analóg Integrált Elektronikai Tervezés

DR SZALAI ALBIN | 2018 ŐSZI FÉLÉV



Áramtűkrök és munkapontbeállító technikák

Egyszerű áramtűkrök

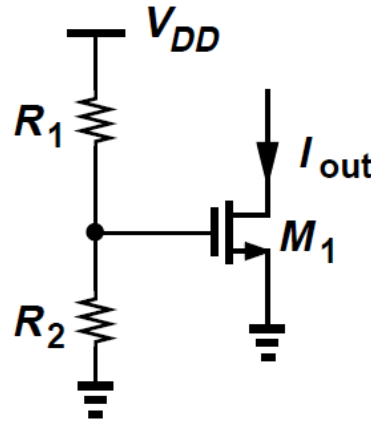
Kaskód áramtűkrök

Aktív áramtűkrök

Munkapontbeállító technikák



Egyszerű áramtűkrök

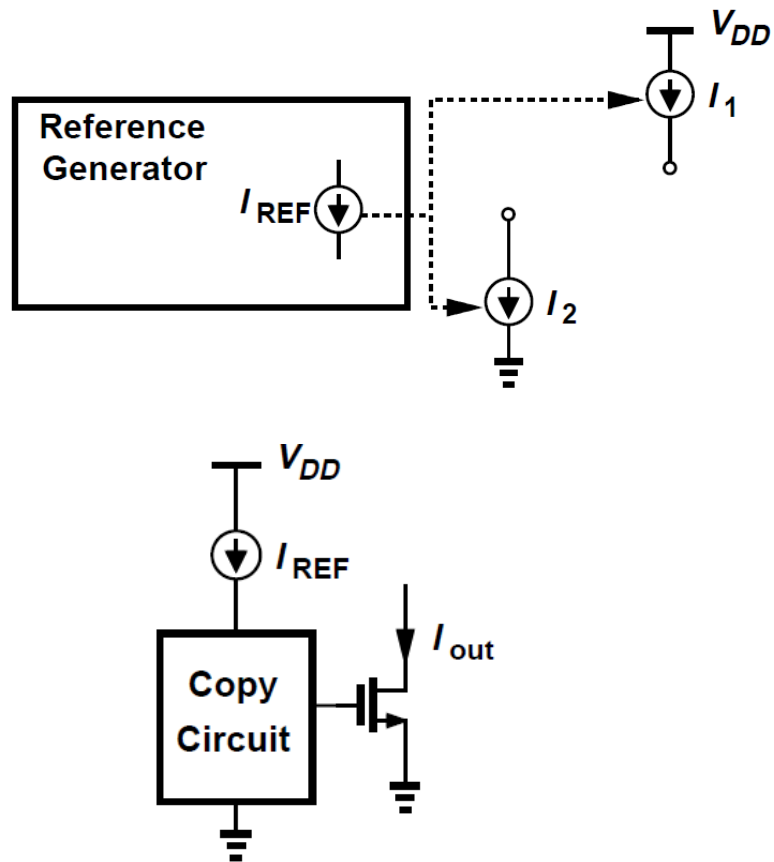


- Feltételezve hogy M_1 telítésben van felírható az alábbi összefüggés:

$$I_{out} \approx \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{DD} - V_{TH} \right)^2.$$

- A küszöbfeszültség szeletről szeletre 50-100mV-tal változhat.
- Mind μ_n mind V_{TH} függ a hőmérséklettől.
- Más módszert kell találnunk, a MOS áramgenerátorok munkapontjának beállítására.

Áramok másolásának koncepciója

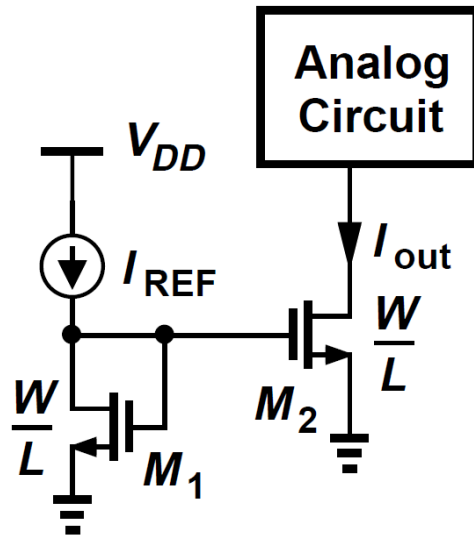


- Referencia használata különböző áramok előállításához.

$$I_{out} = f[f^{-1}(I_{REF})] = I_{REF}$$

- Két egyforma MOS eszköz, aminek ugyanaz a gate-source feszültsége és telítésben van megegyező áramot vezet.

A csatornarövidülés hatása



- Ha elhanyagoljuk a csatornarövidülést felírható, hogy:

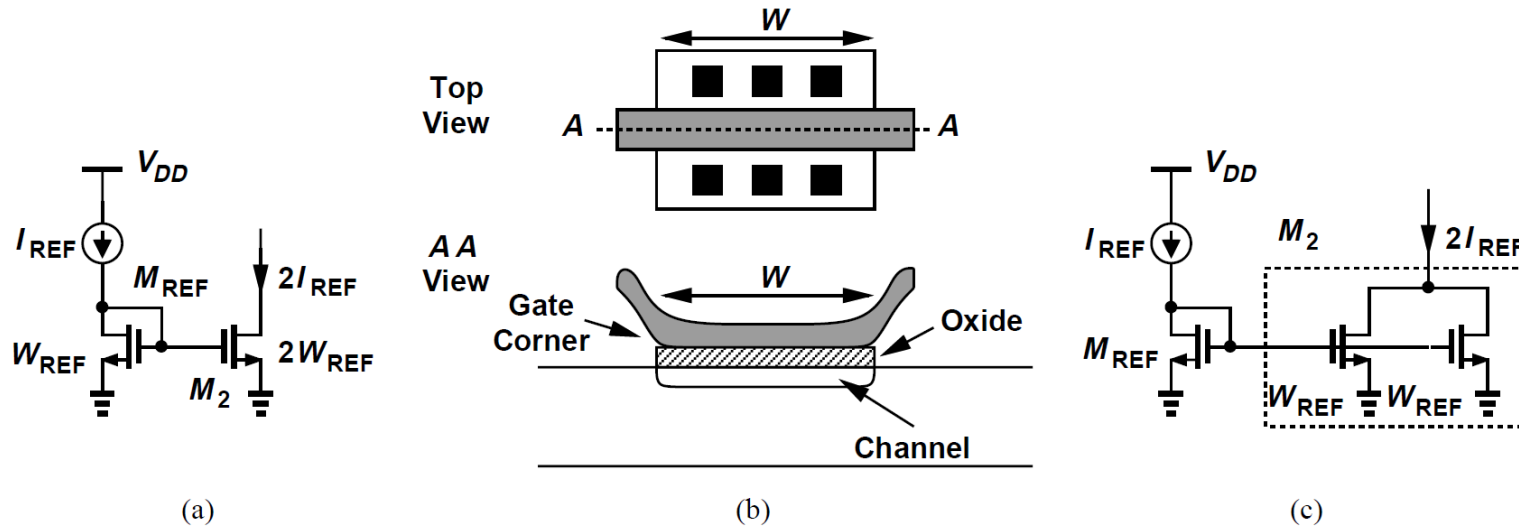
$$I_{REF} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS} - V_{TH})^2$$

$$I_{out} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_2 (V_{GS} - V_{TH})^2,$$

$$I_{out} = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} I_{REF}.$$

- Ez a módszer lehetővé teszi áramok pontos másolását, függetlenül a hőmérséklettől és a gyártástechnológiai szórásoktól.

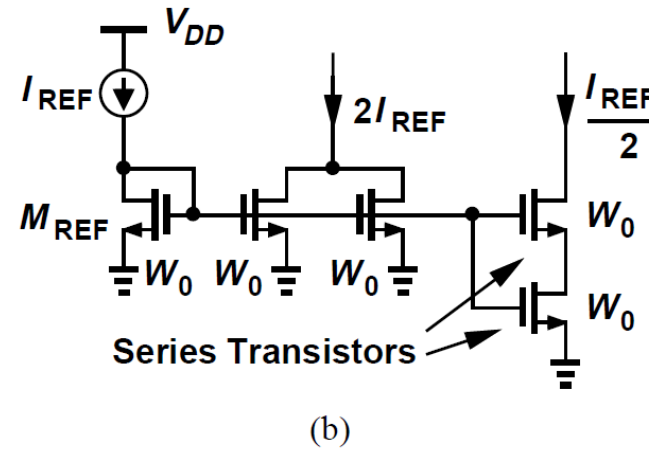
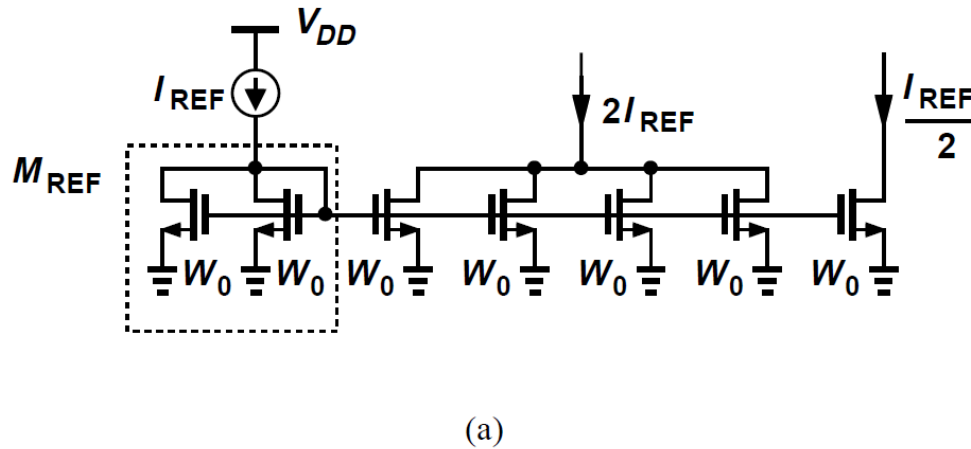
Méretezési kérdések



- Az áramtükrök tranzisztorai általában megegyező hosszúak.
- A tükrözési arányt szélességük módosításával állítjuk be.
- A szélesség direkt állítása szintén problémákat vet fel.
- Ezért célszerű „egység” tranzisztorokat alkalmazni és a kívánt tükrözési arányt ezek párhuzamos kapcsolásával beállítani.

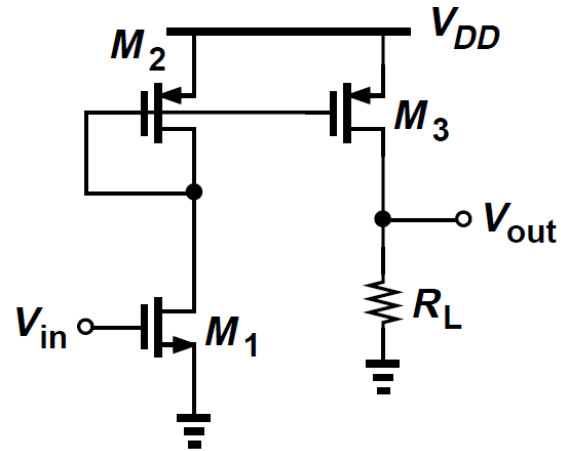
Méretezési kérdések

- Hogyan generálhatunk akkor olyan áramot, ami a referenciaáram fele?



- (a) fele olyan széles eszközzel (b) tranzisztorok sorba kötésével
- A (b) megközelítéssel mindkét tranzisztor effektív csatornahossza: $(L_{drawn} - 2L_D)$ így a kettő eredő hossza: $2(L_{drawn} - 2L_D)$
- Az áramtükörök jelfeldolgozásra is képesek, amire egy példa a következő dián található.

Példa



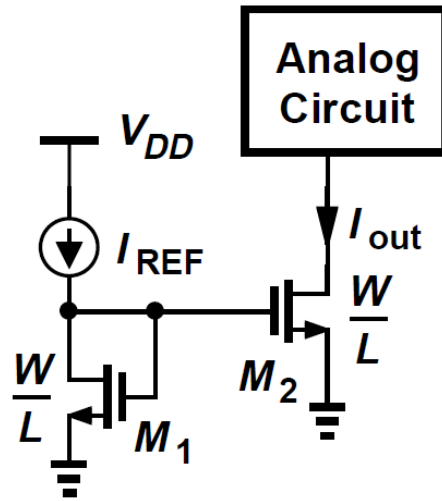
- Számítsuk ki az ábrán látható áramkör kisjelű feszültségerősítését!

$$I_{D2} = I_{D1}$$

$$I_{D3} = I_{D2}(W/L)_3/(W/L)_2$$

$$A = g_{m1}R_L(W/L)_3/(W/L)_2$$

Kasz kód áramtükörök



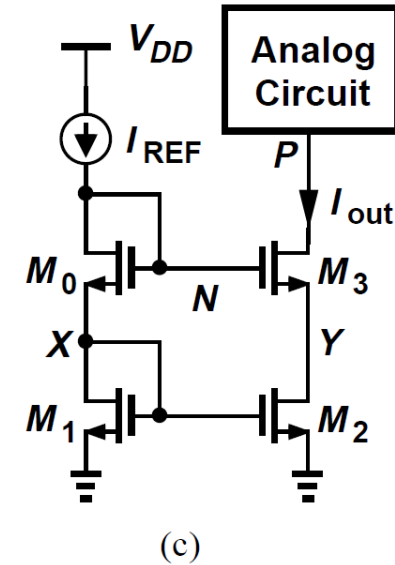
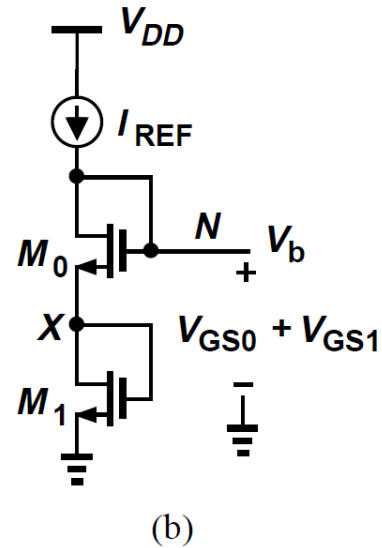
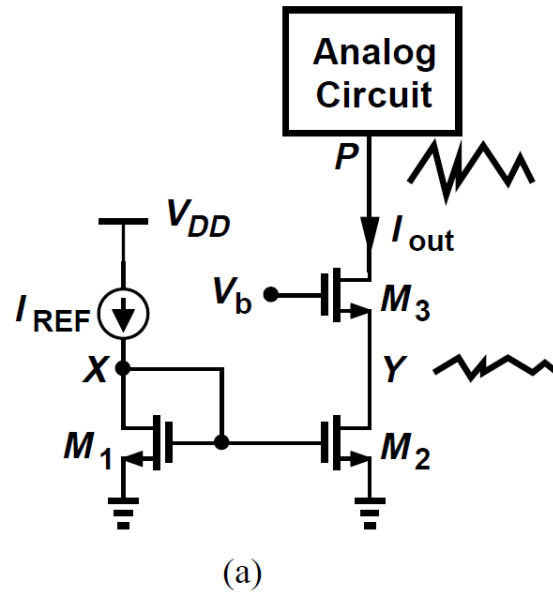
$$I_{D1} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS1})$$

$$I_{D2} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_2 (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS2})$$

$$\frac{I_{D2}}{I_{D1}} = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} \cdot \frac{1 + \lambda V_{DS2}}{1 + \lambda V_{DS1}}$$

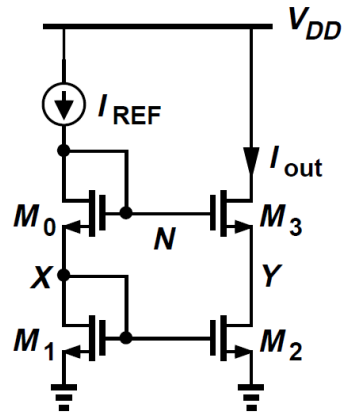
- Míg $V_{DS1} = V_{GS1} = V_{GS2}$, V_{DS2} nem biztos, hogy megegyezik V_{GS2} -vel.
- Két választásunk van:
 - V_{DS2} -t kényszerítjük, hogy egyenlő legyen V_{DS1} -gyel.
 - V_{DS1} -et kényszerítjük, hogy egyenlő legyen V_{DS2} -vel.

Első megközelítés

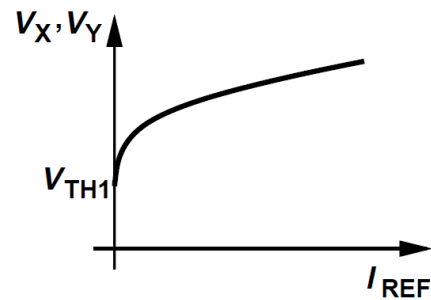


- Egy kaszkód eszköz “shield-elheti” az áramgenerátort, ezzel csökkentve az azon eső feszültségváltakozást.
- De hogyan biztosítjuk, hogy $V_{DS2} = V_{DS1}$?
- Létre kell hoznunk egy olyan V_b feszültséget, hogy $V_b - V_{GS3} = V_{DS1} (= V_{GS1})$.

Példa



(a)



(b)

$$V_Y = V_X \approx \sqrt{2I_{REF}/[\mu_n C_{ox}(W/L)_1]} + V_{TH1}$$

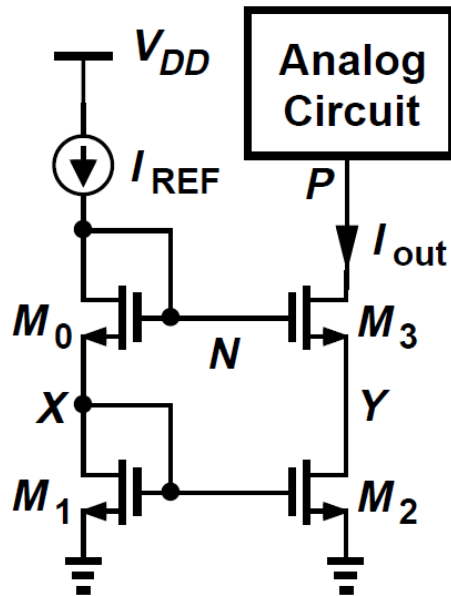
$$\begin{aligned} V_N &= V_{GS0} + V_{GS1} \\ &= \sqrt{\frac{2I_{REF}}{\mu_n C_{ox}}} \left[\sqrt{\left(\frac{L}{W}\right)_0} + \sqrt{\left(\frac{L}{W}\right)_1} \right] + V_{TH0} + V_{TH1} \end{aligned}$$

$$V_{DD} - \sqrt{\frac{2I_{REF}}{\mu_n C_{ox}}} \left[\sqrt{\left(\frac{L}{W}\right)_0} + \sqrt{\left(\frac{L}{W}\right)_1} \right] - V_{TH0} - V_{TH1} = 0.5 \text{ V}$$

$$I_{REF,max} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{(V_{DD} - 0.5 \text{ V} - V_{TH0} - V_{TH1})^2}{(\sqrt{(L/W)_0} + \sqrt{(L/W)_1})^2}.$$

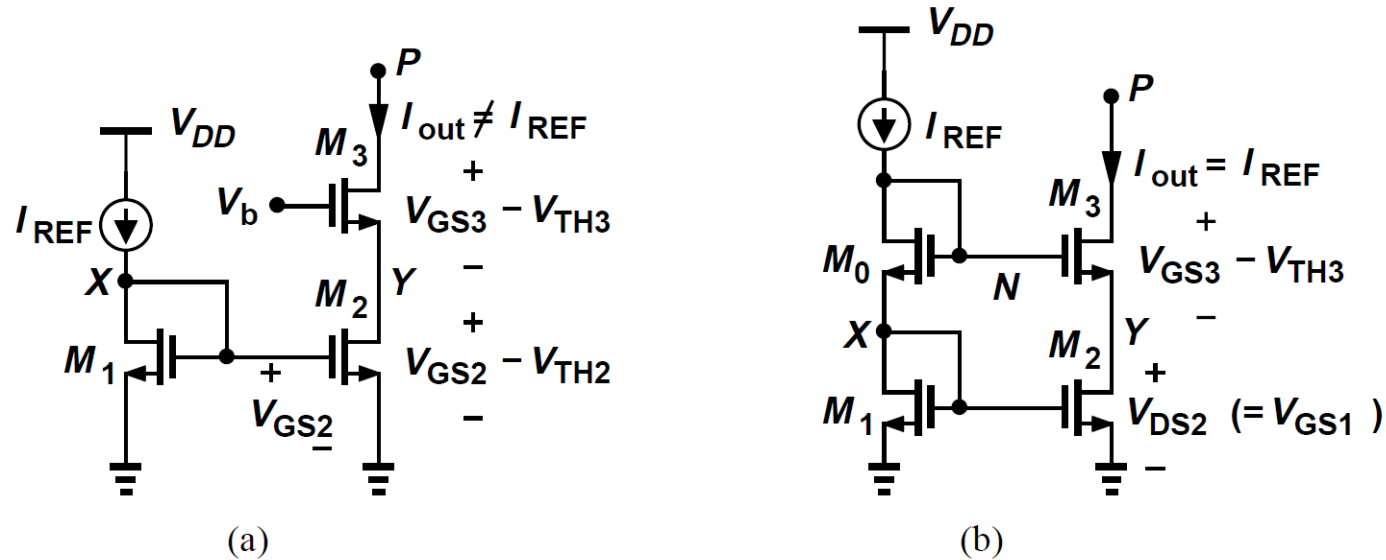
- Rajzoljuk fel V_X és V_Y feszültségeket I_{REF} függvényében!
- Ha I_{REF} áramforrásnak 0.5V feszültségre van szüksége, hogy áramgenerátorként funkcionáljon, (telítésben legyen) mekkora I_{REF} maximális értéke?

Példa



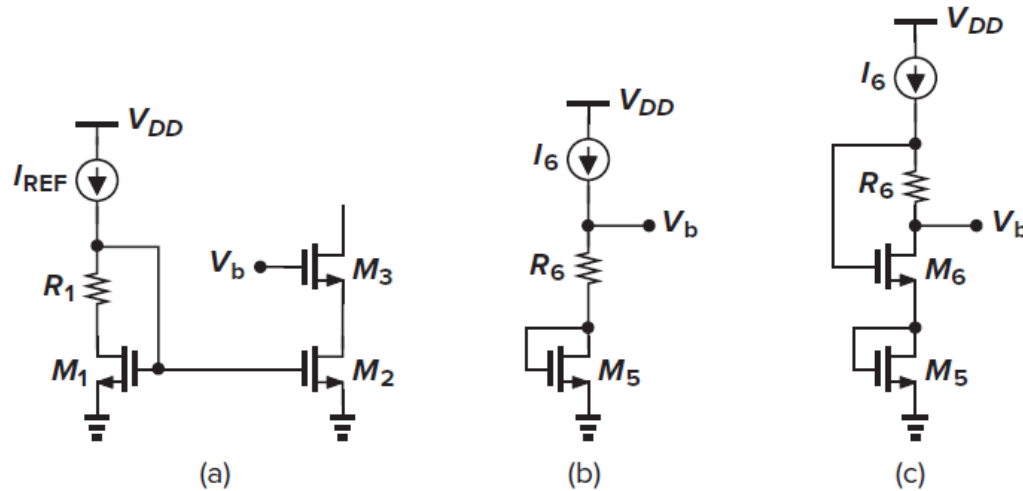
- A $V_N - V_{TH} = V_{GS0} + V_{GS1} - V_{TH}$
 $= (V_{GS0} - V_{TH}) + (V_{GS1} - V_{TH}) + V_{TH}$
- Ahhoz, hogy a kaszkód áramtükör telítésben legyen, az egyszerű áramtükörhöz képest V_{TH} -val nagyobb feszültséget igényel.
- Ez azért van így, mert ebben a kapcsolásban $V_{DS2} = V_{GS2}$. V_{DS2} azonban minimálisan $V_{GS2} - V_{TH}$ értéket vehet fel, hogy M_2 még szaturációban maradjon. Tehát a szükséges feszültség csökkenthető, ha az X és Y pontokon mért feszültséget csökkentjük.

Összegzés



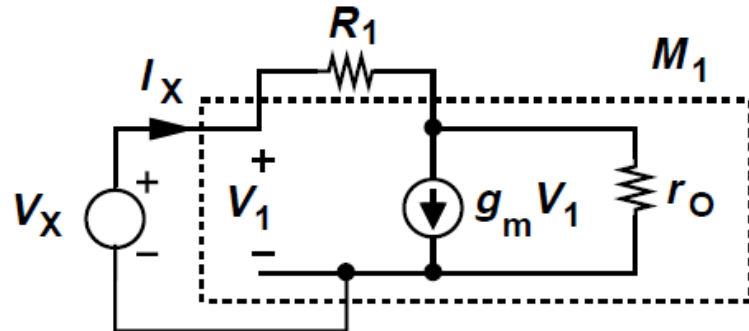
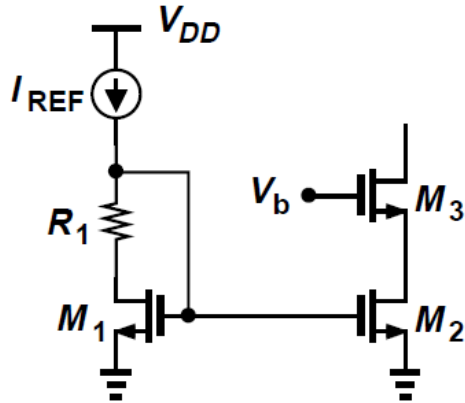
- Az (a) ábrán V_b -t úgy állítjuk be, hogy V_p minimális értéke a legkisebb legyen, de a kimenő áram nem lesz pontosan egyenlő a referenciaárammal.
- A (b) ábrán látható kapcsolással nagyobb pontosságot érünk el, de a minimális feszültség szint a "P" ponton egy küszöbfeszültségnyi értékkel nagyobb.

Második megközelítés



- A V_{TH} -val megnövelt minimálisan szükséges feszültség úgy csökkenthető, ha $V_b = V_{GS3} + (V_{GS2} - V_{TH2})$
- Ebben az esetben azonban biztosítanunk kell hogy $V_{DS1} = V_{DS2}$, tehát csökkentenünk kell V_{DS1} -et. Ez az (a) ábrán látható kapcsolással érhető el. V_{DS1} minimális, ha $R_1 I_{REF} \approx V_{TH1}$
- Ezek után biztosítanunk kell, hogy $V_b = V_{GS3} + (V_{GS1} - V_{TH1})$
- Így: $V_{DS1} = V_{GS1} - R_1 I_{REF} \approx V_{GS1} - V_{TH1} = V_b - V_{GS3} = V_{DS2}$.
- A (b) ábrán látható kapcsolásban $V_b = V_{GS5} + R_6 I_6$. Ez egy lehetséges módja V_b létrehozásának.

Kisjelű modell



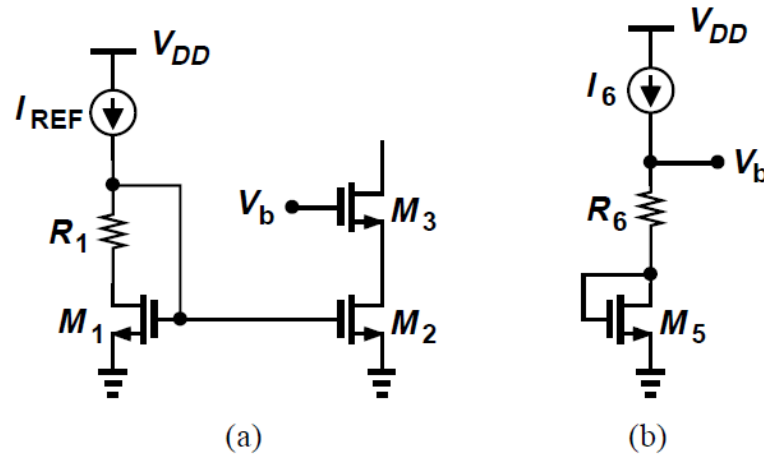
$$\frac{V_X - I_X R_1}{r_O} + g_m V_X = I_X.$$

$$\frac{V_X}{I_X} = \frac{R_1 + r_O}{1 + g_m r_O},$$

- A csatornarövidülés elhanyagolásával $1/g_m$ -re csökken
- Ezért kisjelű nézőpontból a kapcsolás nagyon közel áll a MOS diódához.
- De:
 - Nehézséget okozhat garantálni, hogy: $R_1 I_{REF} \approx V_{TH1}$
 - V_b generálása szintén problémát okozhat.

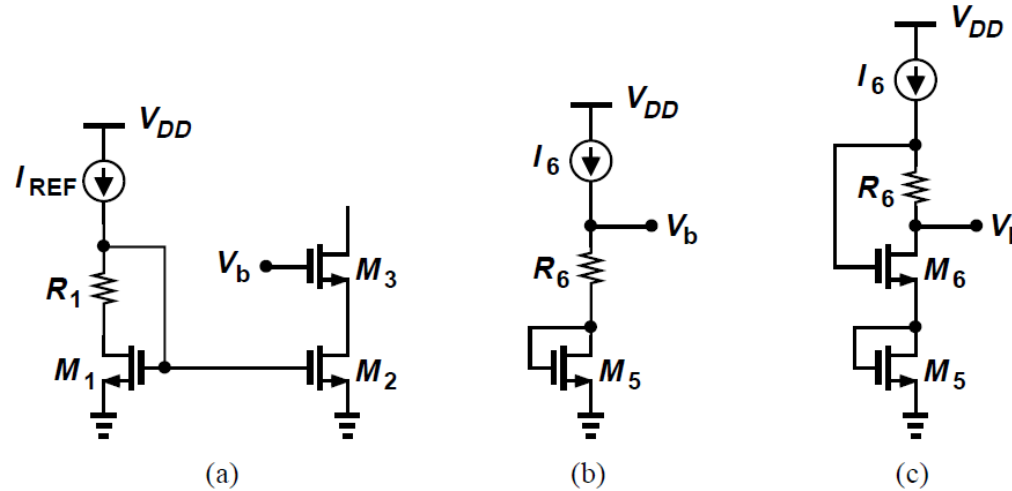
$$V_b = V_{GS3} + (V_{GS1} - V_{TH1})$$

V_b létrehozása



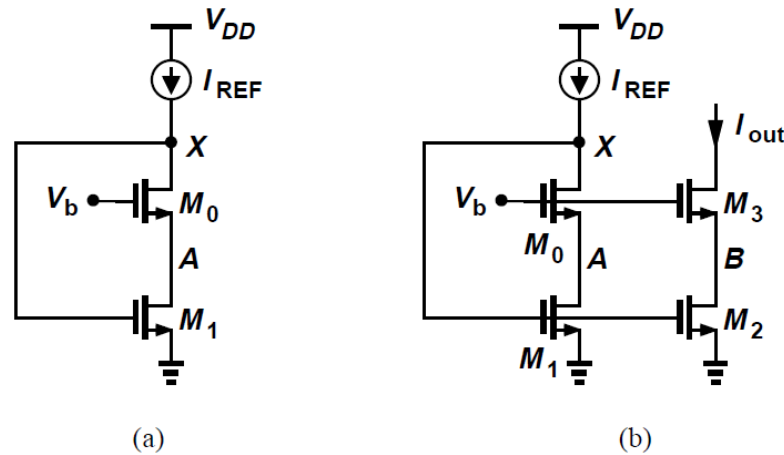
- A (b) ábra szerinti kapcsolásban: $V_b = V_{GS5} + R_6 I_6$
- $V_{GS5} = V_{GS3}$ (biztosítható)
- Azonban a $R_6 I_6 = V_{GS1} - V_{TH1} = V_{GS1} - R_1 I_{REF}$ feltétel nehezen teljesíthető.

V_b létrehozása



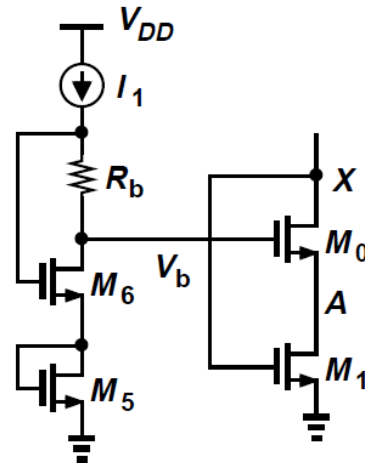
- A (c) ábrán látható áramkörre felírható, hogy:
$$V_{GS5} = V_{GS3}$$
$$V_{GS6} - R_6 I_6 = V_{GS1} - V_{TH1}$$
$$= V_{GS1} - R_1 I_{REF}$$
- Ezzel már lehetséges, hogy V_{GS6} és V_{GS1} kövesse egymást.
- Például egyszerűen választhatjuk, hogy: $I_6 = I_{REF}$, $R_6 = R_1$ és $(W/L)_6 = (W/L)_1$.

Egy másik topológia

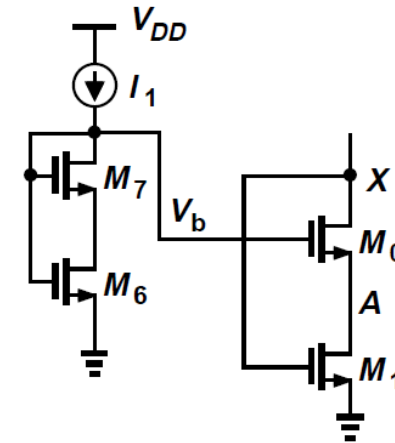


- Ebben az esetben: $V_{DS1} = V_b - V_{GS0}$
- Ahhoz hogy M_0 telítésben legyen teljesülnie kell, hogy: $V_b - V_{TH0} \leq V_X (= V_{GS1})$.
- Ahhoz, hogy M_1 telítésben legyen teljesülnie kell hogy: $V_{GS1} - V_{TH1} \leq V_A (= V_b - V_{GS0})$.
- Létezik megoldás, ha: $V_{GS0} + (V_{GS1} - V_{TH1}) < V_{GS1} + V_{TH0}$.
- Ezért M_0 megfelelő méretezésével biztosítanunk kell, hogy a meghajtó feszültsége jóval V_{TH1} alatt legyen.

Hogyan hozzuk létre V_b -t



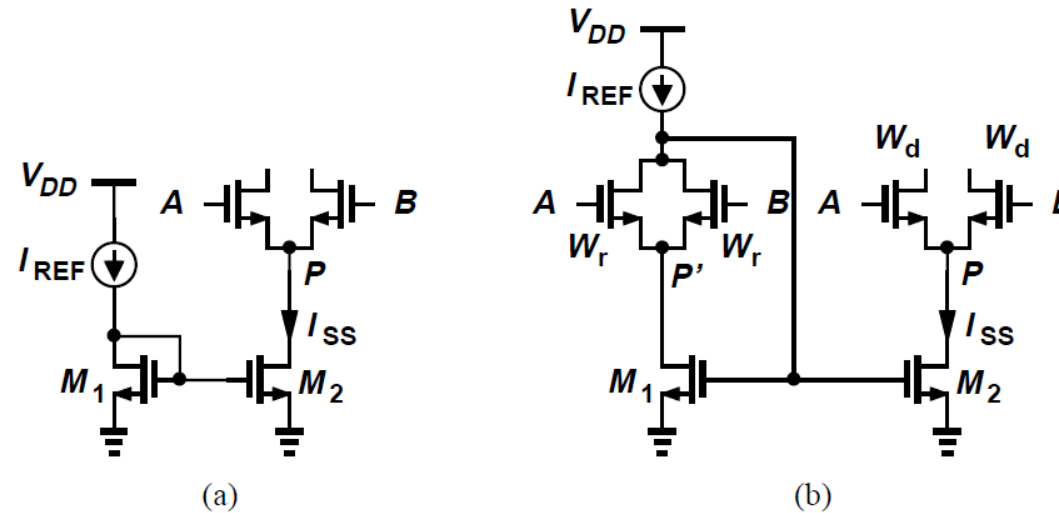
(a)



(b)

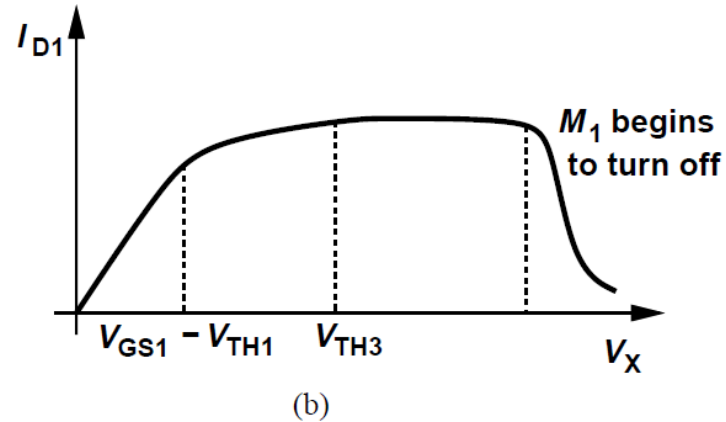
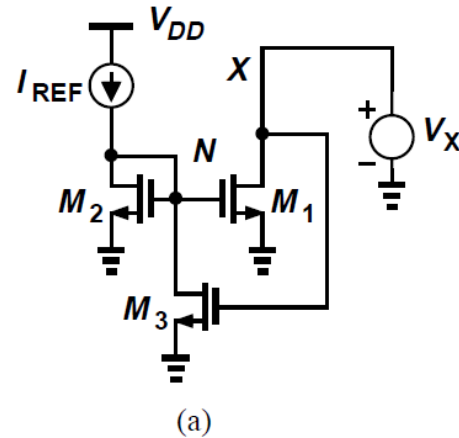
- Az (a) ábrára felírhatjuk, hogy: $V_{DS6} = V_{GS6} - R_b I_1 \approx V_{GS1} - V_{TH1}$
- Néma hibát okoz hogy M_5 küszöbfeszültségéhez képest M_0 -ét befolyásolja a bulk hatás.
- Ezen felül $R_b I_1$ nem tartható jól kézben
- Egy egyszerűbb alternatíva látható a (b) ábrán.

Példa



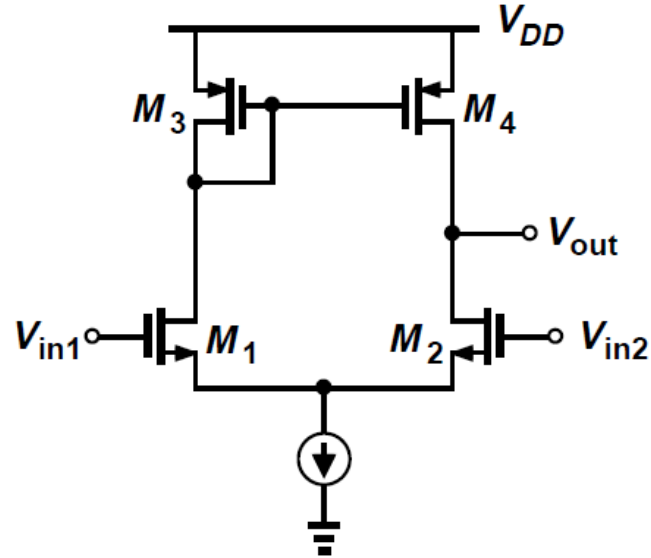
- A feszültség headroom túl kevés, hogy kaszkód áramgenerátort használjunk. Találjunk ki egy megoldást, hogy csökkentsük az áramtükör csatornarövidülés okozta hibáját.
- A (b) ábrán található áramkörben P' és P pontok megegyeznek akkor is, ha a közös módusú bemeneti jelszint változik.
- A két differenciál pár egyforma hosszú kell, hogy legyen, szélességüket pedig az áramok arányának megfelelően kell beállítani. $W_r/W_d = I_{REF}/I_{SS}$.

Példa



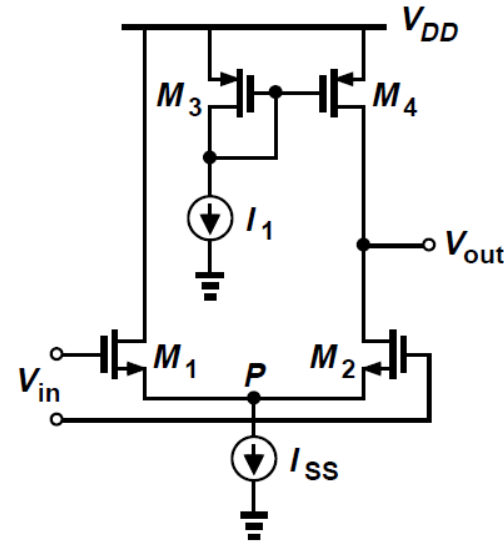
- Az ábrán látható alternatív áramtükör nagy kimeneti impedanciával rendelkezik.
- Kisjelű vizsgálat: Ha biztosítjuk, hogy: $g_{m3}g_{m1}/g_{m2} \approx r_{O1}^{-1}$ I_{D1} megváltozása kicsi.
- A nagyjelű viselkedés a (b) ábra mutatja.
- Az áramkör headroom korlátja: $V_X > V_{TH3}$

Aktív áramtűkrök



- Az ábrán egy öt tranzisztoros OTA (operation transconductance amplifier) látható.
- A kimenet single-ended, ezért ezt az áramkört gyakran használjuk, ha differenciális jelet szeretnénk single-ended jellé alakítani.

Gyors számítás

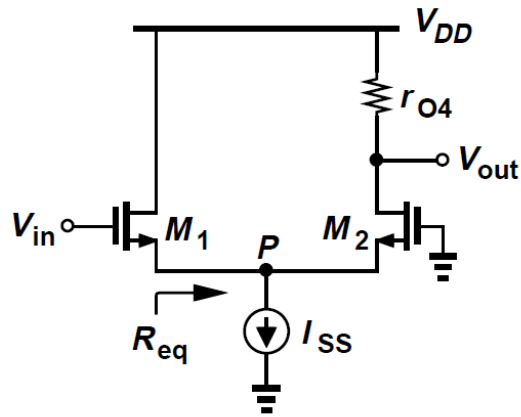


- Ha egyszerűen elhagyjuk a differenciál pár egyik kimenetét, ahogy az ábrán látható, akkor felírható az alábbi összefüggés:

- $|A_v| = G_m R_{out}$

$$|A_v| = \frac{g_{m1}}{2} [(2r_{O2}) || r_{O4}].$$

Gyors számítás



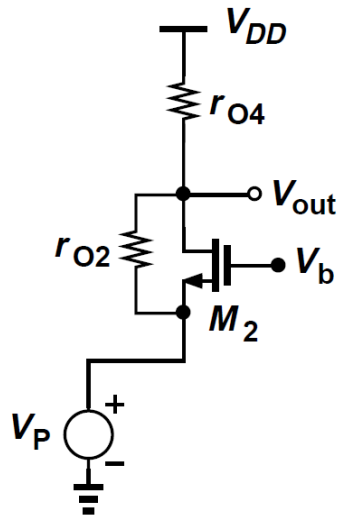
- Kiszámoljuk V_P/V_{in} -t:

$$\frac{V_P}{V_{in}} = \frac{R_{eq} || r_{O1}}{R_{eq} || r_{O1} + \frac{1}{g_{m1}}}$$

$$R_{eq} = \frac{r_{O2} + r_{O4}}{1 + g_{m2}r_{O2}}$$

$$\frac{V_P}{V_{in}} = \frac{g_{m1}r_{O1}(r_{O2} + r_{O4})}{(1 + g_{m1}r_{O1})(r_{O2} + r_{O4}) + (1 + g_{m2}r_{O2})r_{O1}}$$

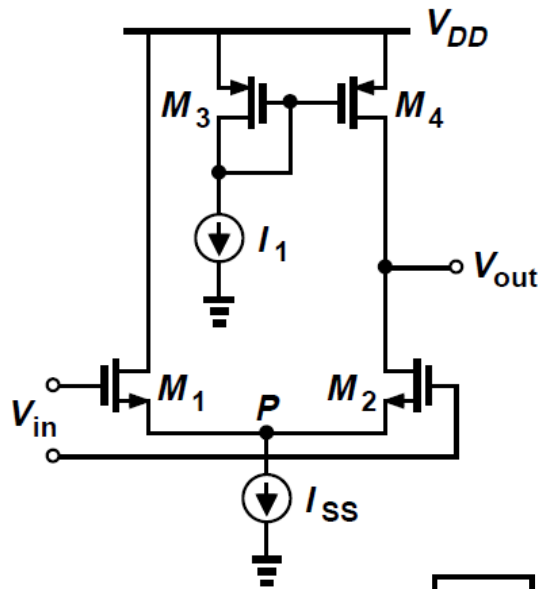
- Ezután kiszámítjuk V_{out}/V_P -t.



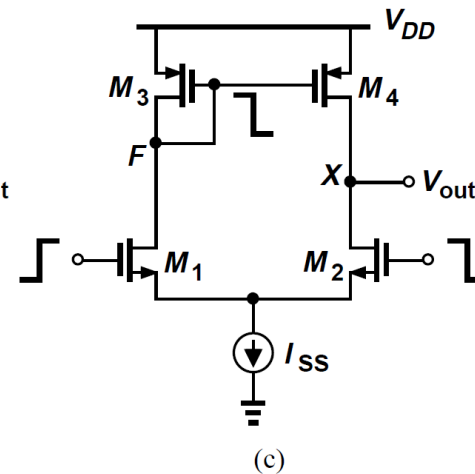
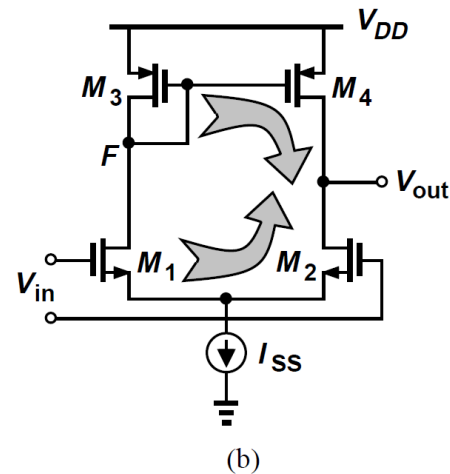
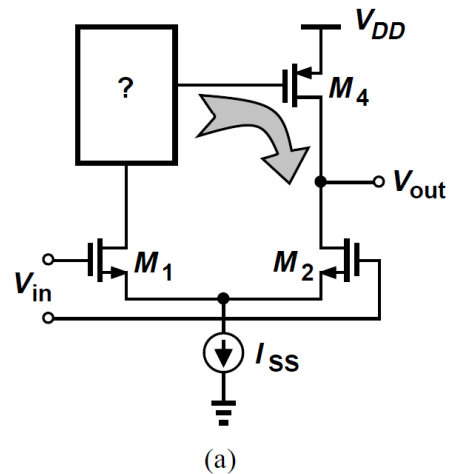
$$\frac{V_{out}}{V_P} = \frac{(1 + g_{m2}r_{O2})r_{O4}}{r_{O2} + r_{O4}}.$$

$$\begin{aligned} \frac{V_{out}}{V_{in}} &= \frac{g_{m2}r_{O2}r_{O4}}{2r_{O2} + r_{O4}} \\ &= \frac{g_{m2}}{2}[(2r_{O2}) || r_{O4}] \end{aligned}$$

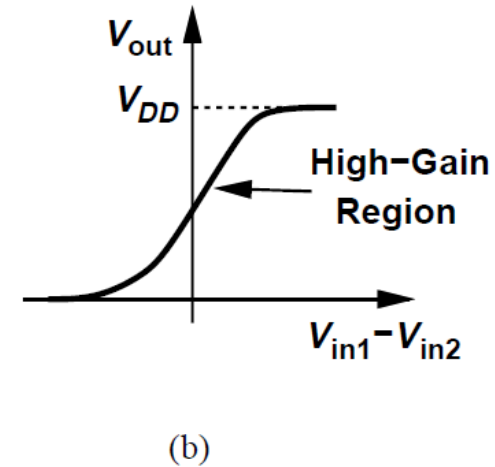
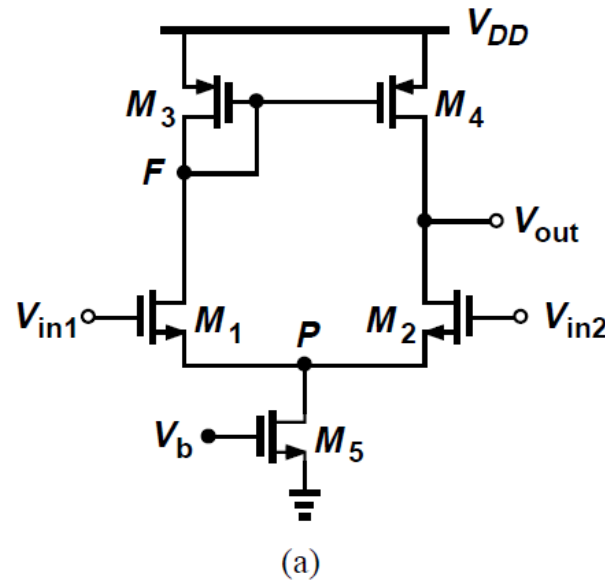
Differenciál pár aktív terheléssel



- M_1 kisjelű árama nem hasznosul.
- Jobb lenne, ha a megfelelő előjellel megjelenne a kimeneten.
- Ez megvalósítható az öt tranzisztros OTA-val.
- M_3 növeli az erősítést.
- Az öt tranzisztros OTA kapcsolás másnéven: Differenciál pár aktív terheléssel

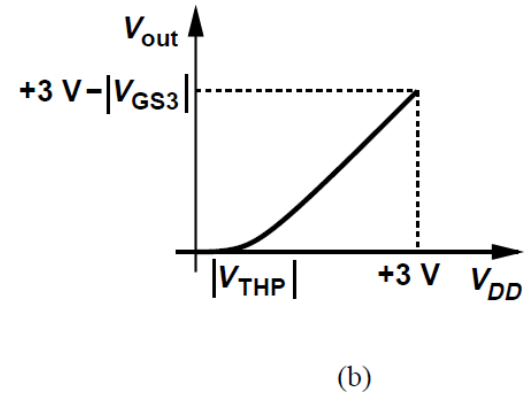
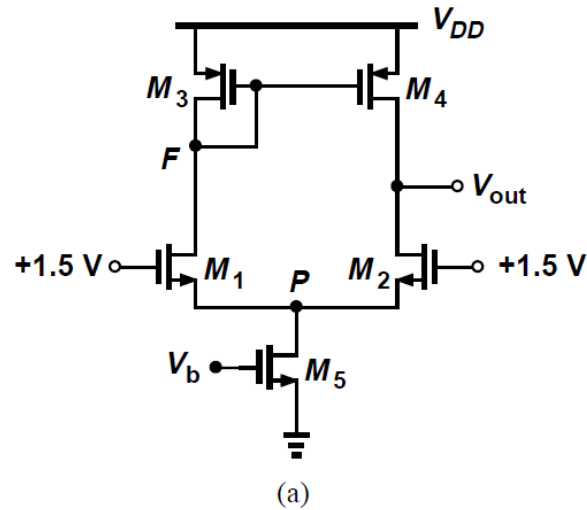


Nagyjelű analízis



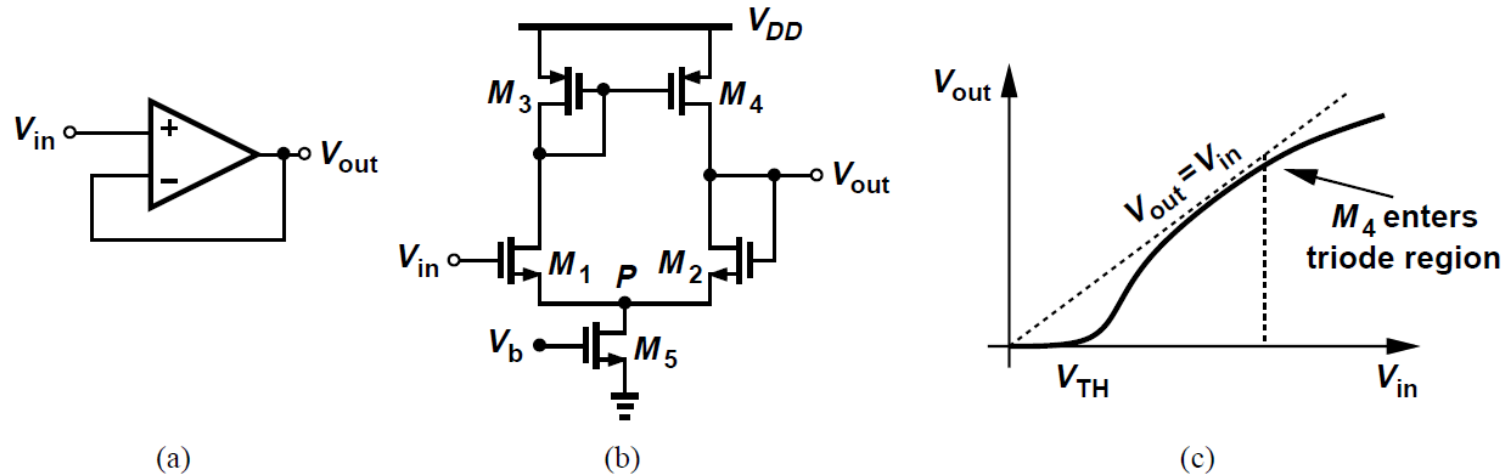
- Ha V_{in1} sokkal negatívabb, mint V_{in2} akkor $V_{out} = 0$.
- Ahogy V_{in1} megközelíti V_{in2} -t a kimeneti feszültség I_{D4} és I_{D2} különbségétől függ. Ha V_{in1} és V_{in2} között kicsi a különbség M_2 és M_4 is telítésben van, ezzel nagy feszültségerősítést biztosít.
- Ha V_{in1} sokkal pozitívabb lesz, mint V_{in2} V_{out} emelkedni kezd és M_4 trióda tartományba kerül.

Példa



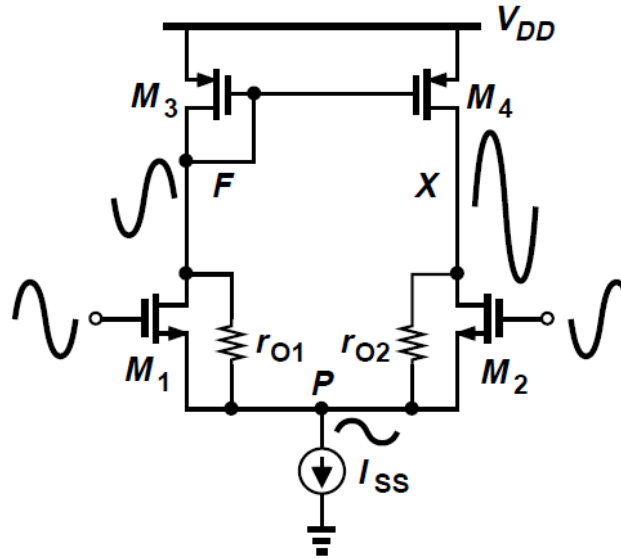
- Ha $V_{DD} = 3\text{ V}$ a szimmetria megköveteli, hogy: $V_{out} = V_F$
- Ahogy V_F és $V_{out} = 1.5 - V_{TH}$ alá esik M_1 és M_2 trióda tartományba kerül, de a drain áramuk állandó, ha M_5 telítésben van.
- V_{DD} csökkenésével M_5 előbb utóbb trióda tartományba kerül. Ezután az összes tranzisztor munkaponti árama csökken, ezért V_{out} kisebb meredekséggel fog csökkenni.

Példa



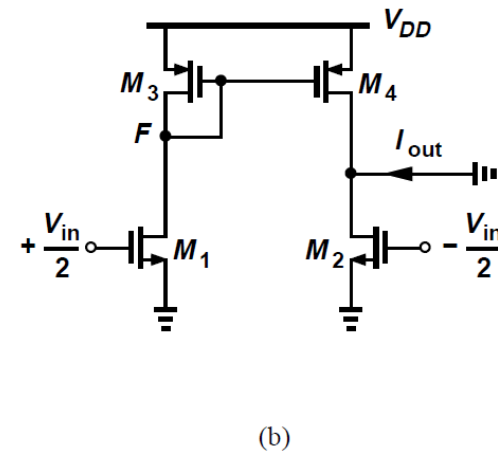
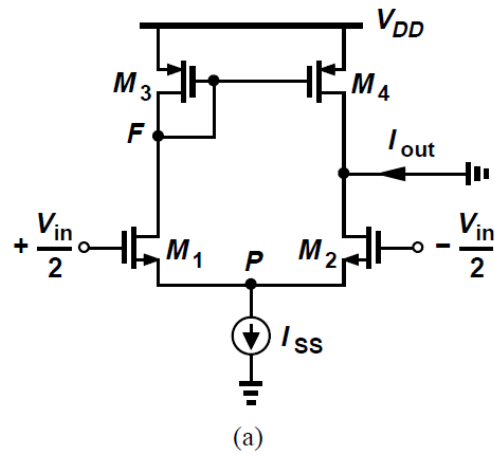
- Rajzoljuk fel a nagyjelű karakterisztikáját a képen látható követő erősítőnek, ha azt egy öt tranzisztoros OTA-val valósítottuk meg.
- Kezdetben $V_{in} = 0$, ezért M_1 , M_3 és M_4 nem vezet.
- Ahogy V_{in} növekszik $V_{out} \approx V_{in}$ (ha $V_{in} > V_{TH}$)
- Ha V_{in} egy adott értéknél tovább nő, akkor M_1 és M_4 trióda tartományba kerül.

Kisjelű analízis



- Kisjelű differenciális bemenet esetén a feszültség swing az F és X pontokon nagymértékben különböző.
- V_F és V_X P pontra való hatása nem egyenlíti ki egymást, a P pont nem tekinthető tovább virtuális földpontnak.

Közelítő analízis



- Ha a P pontot mégis virtuális földpontnak tekintjük, akkor felírható az alábbi összefüggés:

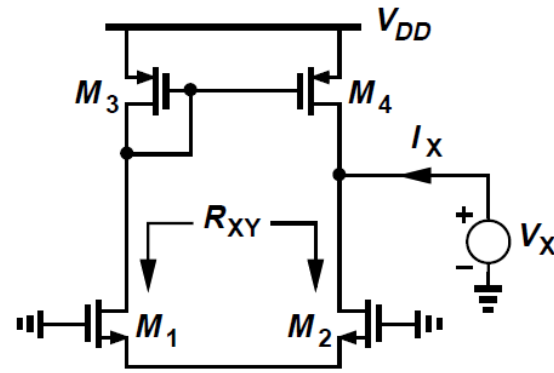
$$I_{D1} = |I_{D3}| = |I_{D4}| = g_{m1,2}V_{in}/2$$

$$I_{D2} = -g_{m1,2}V_{in}/2$$

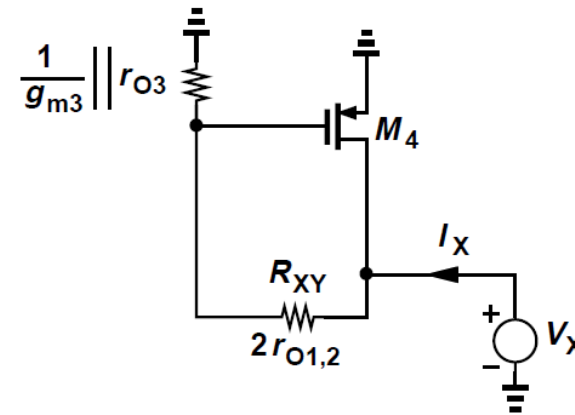
$$I_{out} = -g_{m1,2}V_{in}$$

$$|G_m| = g_{m1,2}$$

A kimenő ellenállás számítása



(a)



(b)

- Az M_1 -be befolyó kisjelű áram keresztül kell, hogy folyjon M_2 -n is, ezért ez a két tranzisztor modellezhető egy ellenállással: $R_{XY} = 2r_{O1,2}$
- A V_X feszültség által R_{XY} -on keresztül húzott áramot M_3 M_4 -re tükrözi egyszeres erősítéssel:

$$I_X = \frac{V_X}{2r_{O1,2} + \frac{1}{g_{m3}} \parallel r_{O3}} \left[1 + \left(\frac{1}{g_{m3}} \parallel r_{O3} \right) g_{m4} \right] + \frac{V_X}{r_{O4}}$$

- Ha $2r_{O1,2} \gg (1/g_{m3}) \parallel r_{O3}$

$$R_{out} \approx r_{O2} \parallel r_{O4}$$

Pontos elemzés

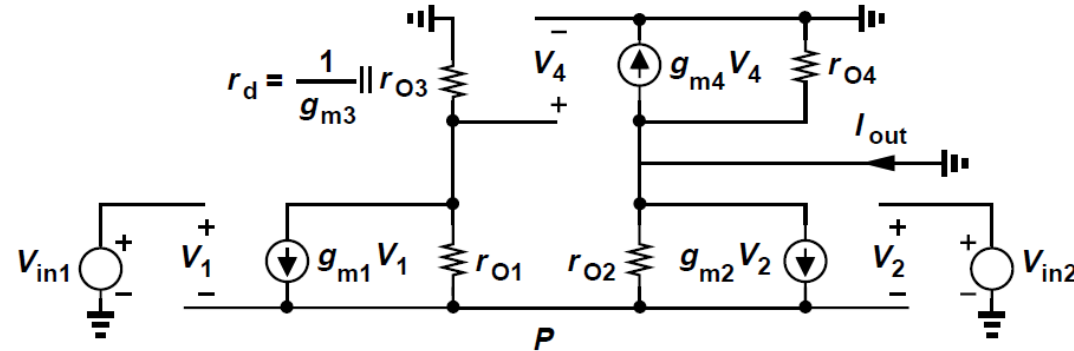


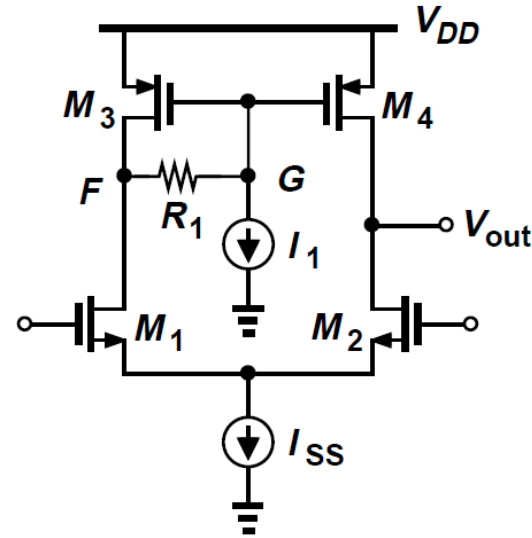
Figure 5.34. Equivalent circuit of five-transistor OTA

$$\begin{aligned}
 G_m R_{out} &= -g_{m1} r_{O1} r_{O4} \frac{2g_{m3} r_{O3} + 1}{(2g_{m3} r_{O3} + 1) r_{O4} + 2r_{O1}(1 + g_{m3} r_{O3}) + r_{O3}} \\
 &= -\frac{g_{m1} r_{O1} r_{O4}}{r_{O1} + r_{O3}} \cdot \frac{2g_{m3} r_{O3} + 1}{2(g_{m3} r_{O3} + 1)}.
 \end{aligned}$$

$$|A_v| = g_{m1}(r_{O1} || r_{O4}) \frac{2g_{m4} r_{O4} + 1}{2(g_{m4} r_{O4} + 1)}$$

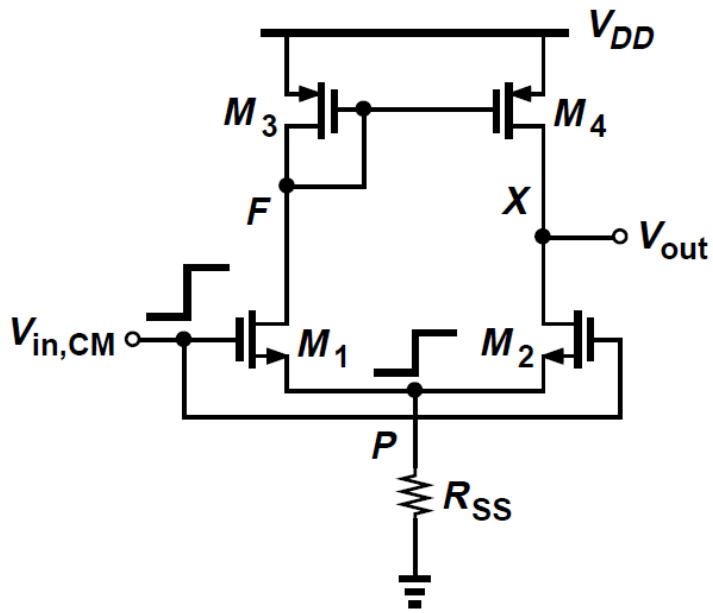
- Ezt az eredményt tekinthetjük úgy, hogy a közelítő eredményt ($g_{m1}(r_{O1} || r_{O4})$) megszoroztuk egy korrekciós faktoral, ami kisebb, mint egy.

Headroom megfontolások



- Az öt tranzisztoros OTA nem nagyon alkalmas alacsony feszültségű működésre.
- Ha kiegészítjük az áramkört egy ellenállással a gate-tel sorban és állandó áramot húzunk, akkor M_3 gate-je alacsonyabb potenciálon lehet, mint a drain-je, így adott áram mellett V_F magasabb értéket vesz fel, így növekszik a maximális bemenő feszültség értéke.
- I_1 sokkal kisebb kell, hogy legyen, mint $I_{SS}/2$, hogy az aszimmetria elhanyagolható legyen.

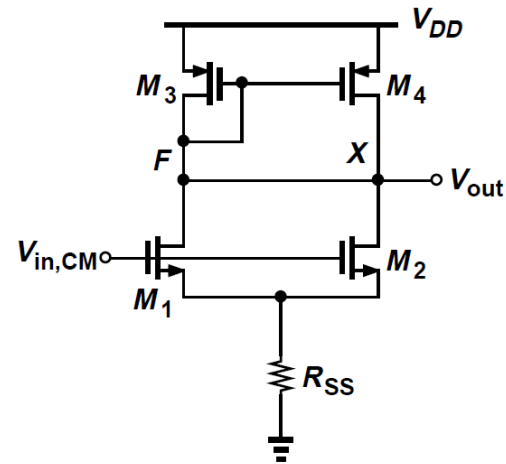
Közös modulusú viselkedés



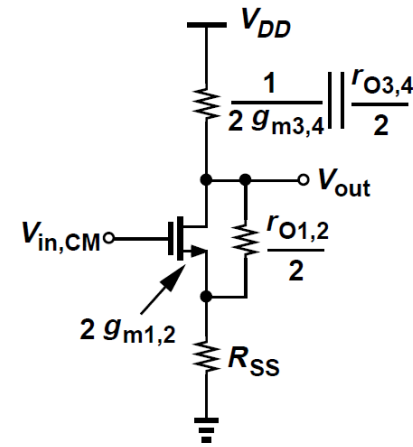
$$A_{CM} = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{in,CM}}$$

$$A_{CM} \approx \frac{-\frac{1}{2g_{m3,4}} \parallel \frac{r_{O3,4}}{2}}{\frac{1}{2g_{m1,2}} + R_{SS}}$$
$$= \frac{-1}{1 + 2g_{m1,2}R_{SS}} \frac{g_{m1,2}}{g_{m3,4}}$$

CMRR



(a)

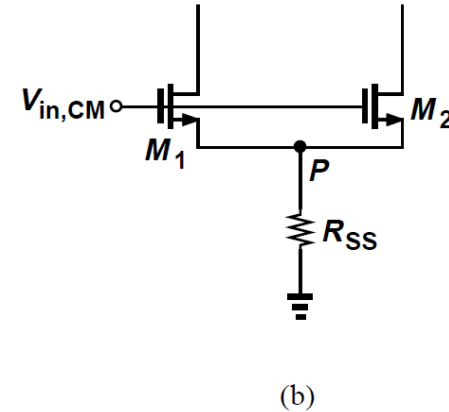
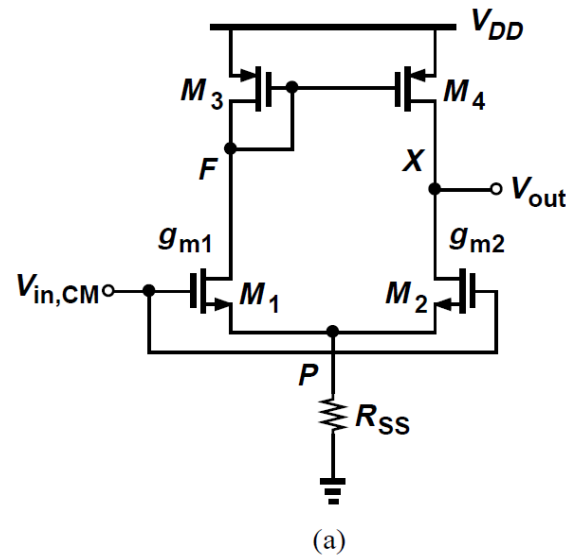


(b)

$$\begin{aligned} \text{CMRR} &= \left| \frac{A_{DM}}{A_{CM}} \right| \\ &= g_{m1,2}(r_{O1,2} \parallel r_{O3,4}) \frac{g_{m3,4}(1 + 2g_{m1,2}R_{SS})}{g_{m1,2}} \\ &= (1 + 2g_{m1,2}R_{SS})g_{m3,4}(r_{O1,2} \parallel r_{O3,4}) \end{aligned}$$

- A közös módusú bemeneti jel még tökéletes szimmetria esetén is hatással van a kimenetre.

A mismatch hatása

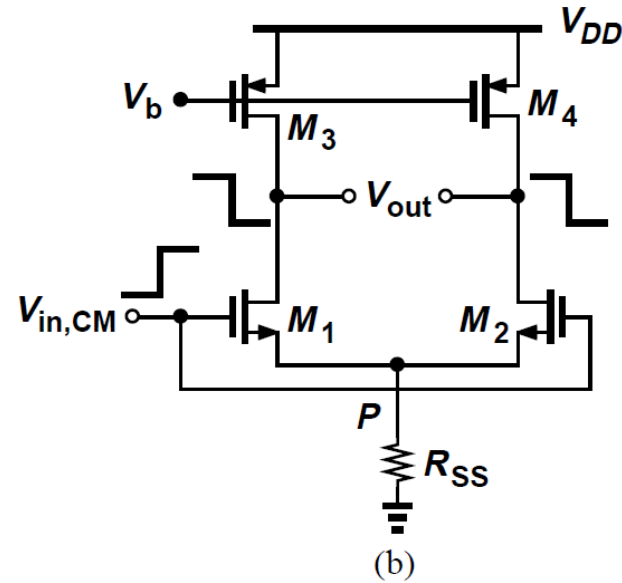
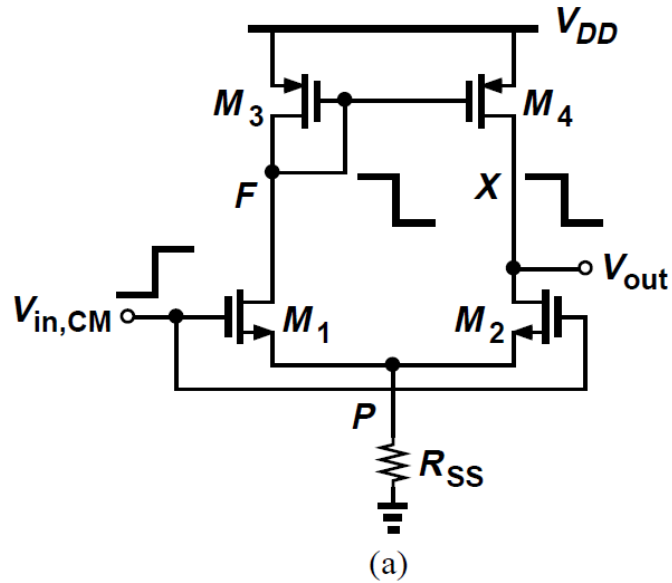


- Abban az esetben ha a bemeneti tranzisztorok kissé eltérő transzkonduktanciával rendelkeznek, akkor hogyan függ V_{out} $V_{in,CM}$ -től?

$$\frac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{in,CM}} \approx \frac{(g_{m1} - g_{m2})r_{O3} - g_{m2}/g_{m3}}{1 + (g_{m1} + g_{m2})R_{SS}}$$

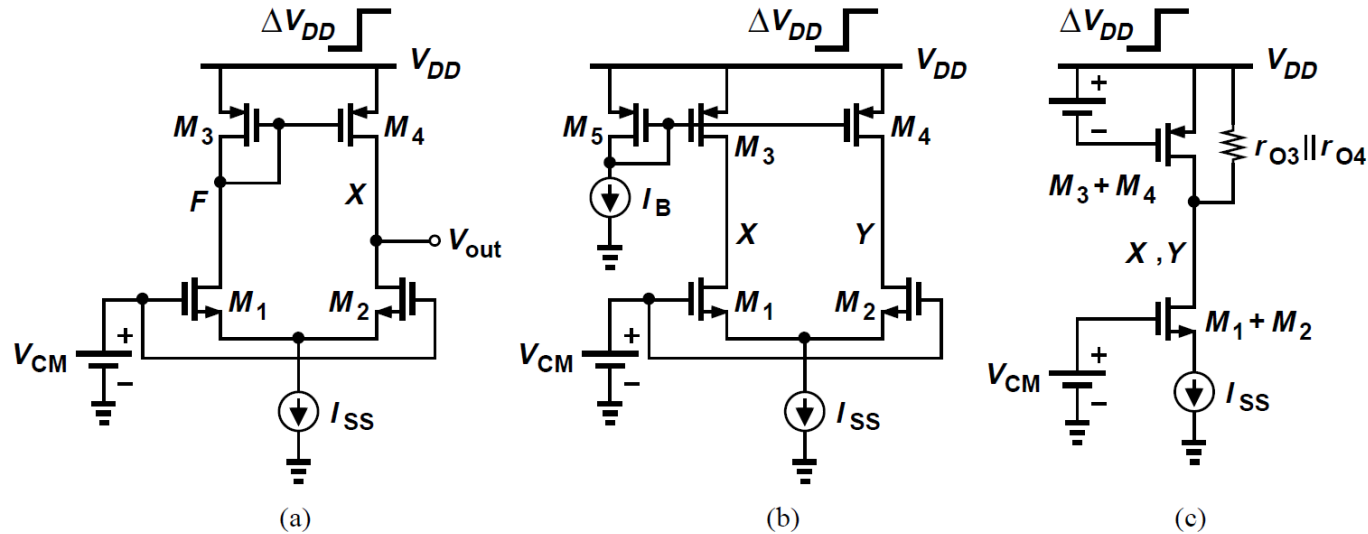
- Az eredmény egy plusz tagot tartalmaz: $(g_{m1} - g_{m2})r_{O3}$

Egyéb tulajdonságok



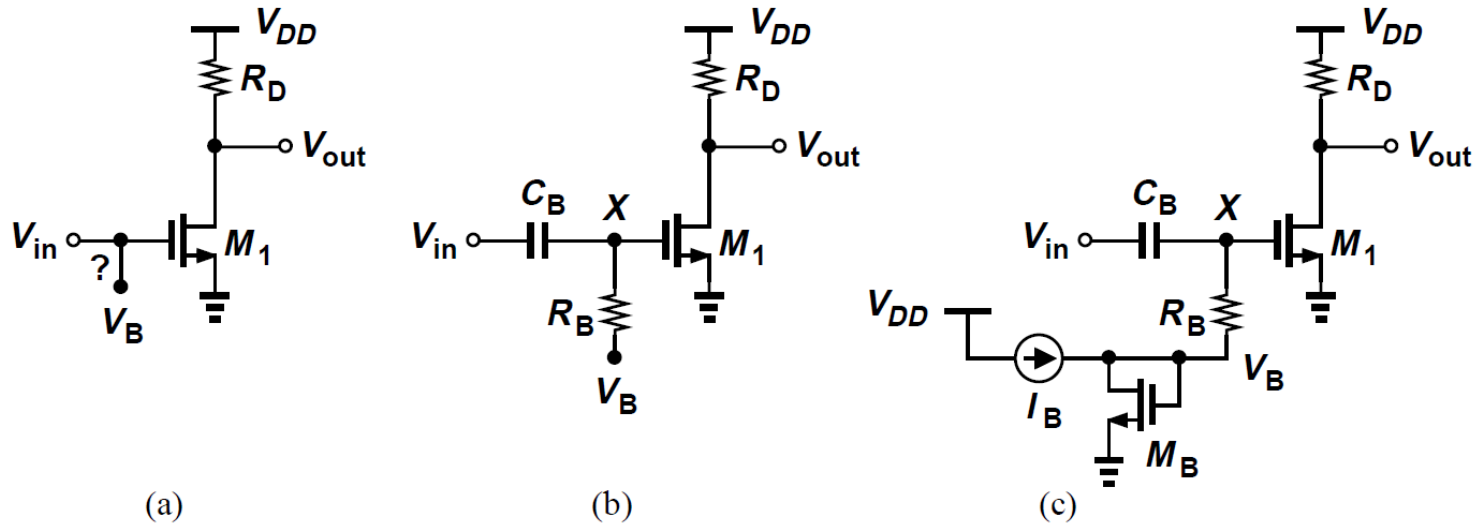
- Az áramkör véges CMRR-val rendelkezik még teljesen megegyező eszközök esetén is.
- A tápellnyomása alacsony.
- Ha kis mértékben megváltoztatjuk V_{DD} -t mennyit változik V_F ?

Egyéb tulajdonságok



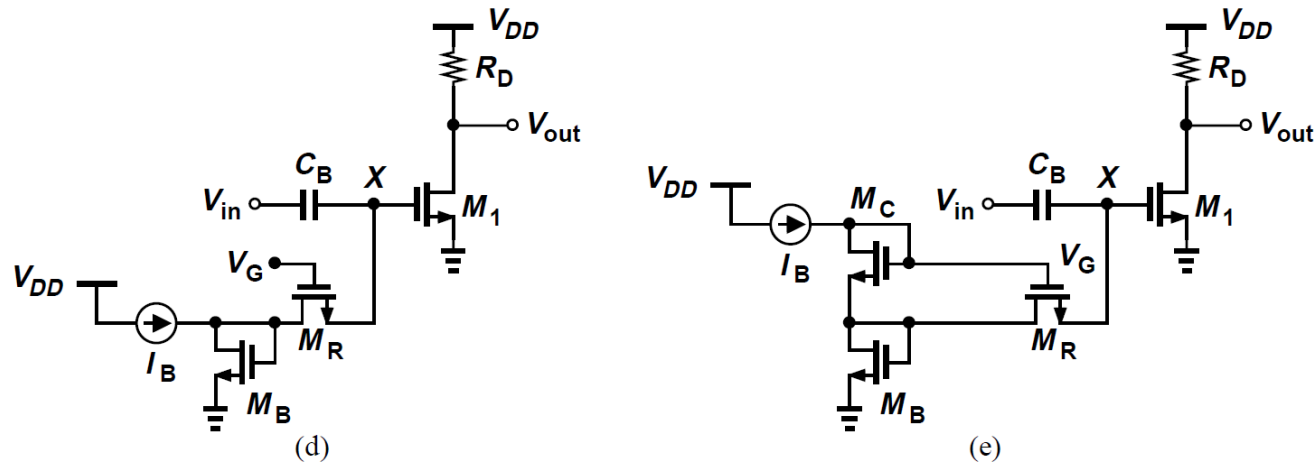
- Az (a) ábra szerinti áramkör esetén az erősítés V_{DD} -ről V_{out} -ra körülbelül egységnyi.
- A (b) ábrán egy teljesen differenciális topológia látható.
- Ebben az esetben is a kimenet ΔV_{DD} -vel változik, de V_X és V_Y különbsége változatlan marad.
- Ez az áramkör azonban közös modulusú visszacsatolást igényel.

Munkapontbeállító technikák



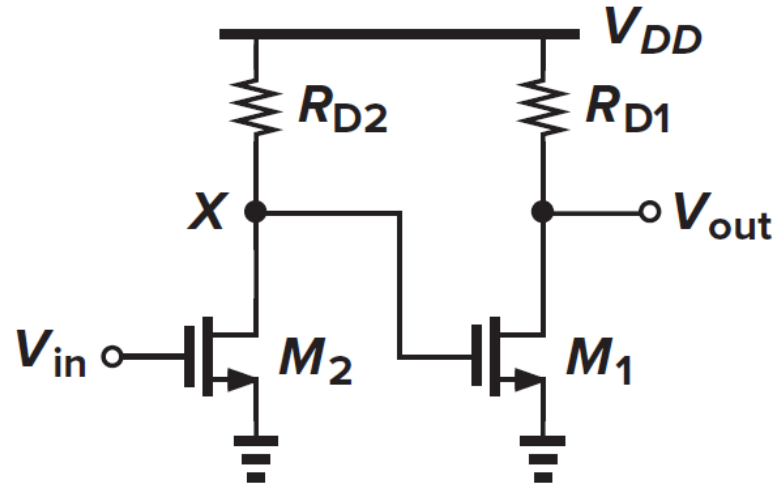
- Egyszerű CS fokozat.
- Hogyan biztosítjuk, hogy V_B ne befolyásolja V_{in} -t?
- V_{in} -t kapacitívan csatoljuk és V_B -t nagy impedancián keresztül kötjük be.
- A (b) ábrán az X pontnak egy DC utat kell biztosítani egy fix feszültségre.
- A bias feszültséget egy diódának kötött eszköz állítja elő.
- I_B -t tipikusan körülbelül I_{D1} egy tizedére vagy ötödére állítjuk, hogy minimalizáljuk a fogyasztást.

Munkapontbeállítás MOS FET segítségével



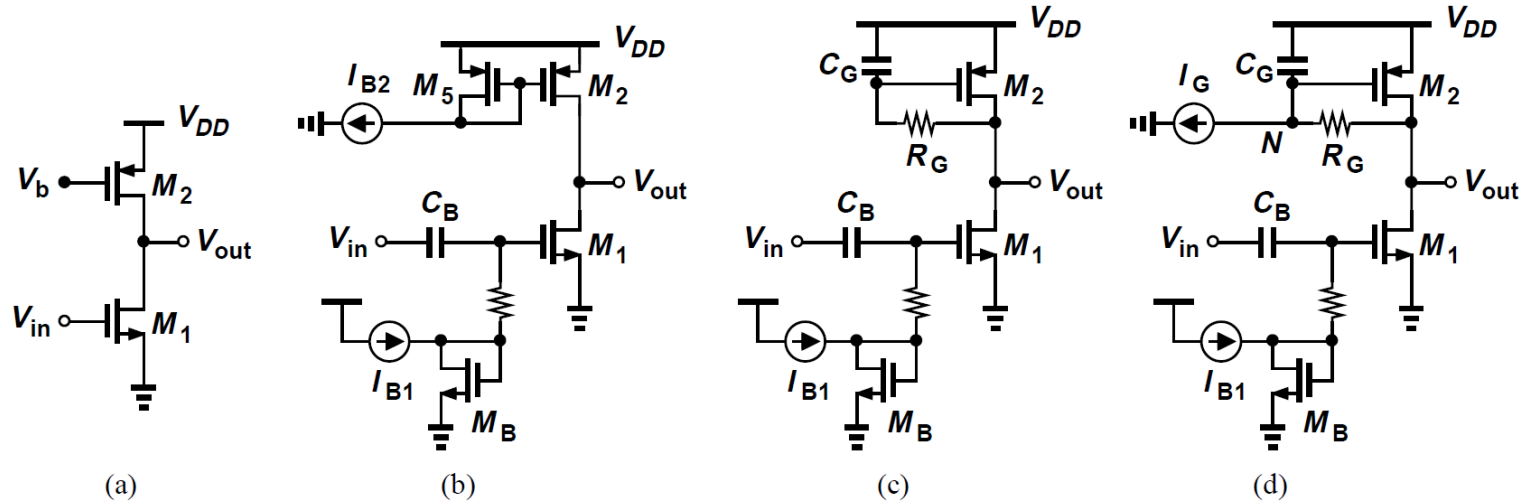
- A kondenzátor és az ellenállás nagy területet foglalhat a szeleten.
- A kondenzátor parazita elemeket visz a hálózatba.
- Olyan alkalmazások esetén, ahol nagy RC állandóra van szükség kicserélhetjük az ellenállást egy hosszú keskeny MOSFET-re.
- De hogyan biztosítjuk, hogy M_R ne kapcsoljon ki?
- M_R meghajtó feszültségét pontosan be kell állítanunk, amit szintén egy diódának kötött tranzisztortal valósíthatunk meg.

Direkt csatolás



- Lehetséges, hogy eltávolítjuk a csatoló kapacitást és egy előző fokozat biztosítja a bias feszültséget?
- Ezzel M_1 munkapontját befolyásolja M_2 munkapontja.
- A PVT szórások felerősödnek.
- Akkor alkalmazhatunk direkt csatolást, ha mindegyik kis erősítéssel rendelkezik.
- Nagy erősítéshez vagy sok fokozathoz szükség van negatív visszacsatolásra

CS fokozat áramgenerátoros terheléssel

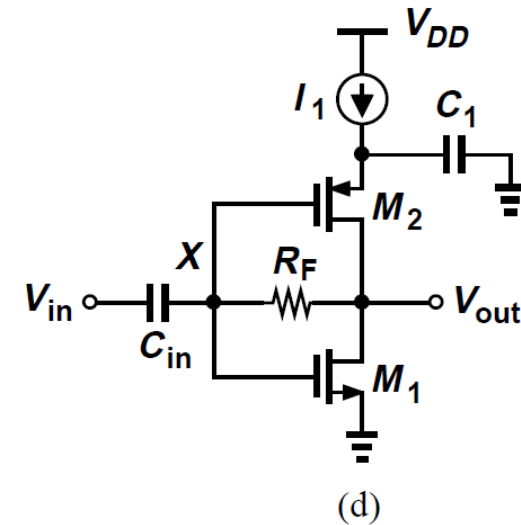
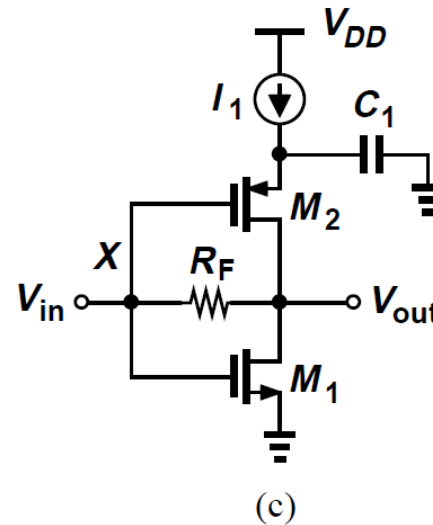
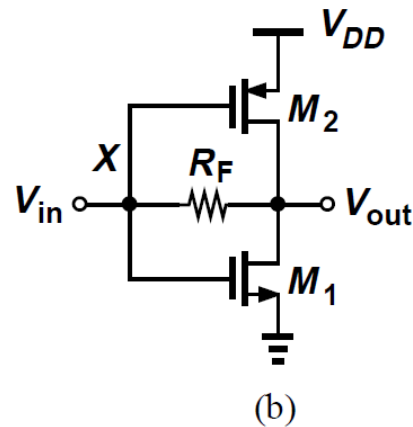
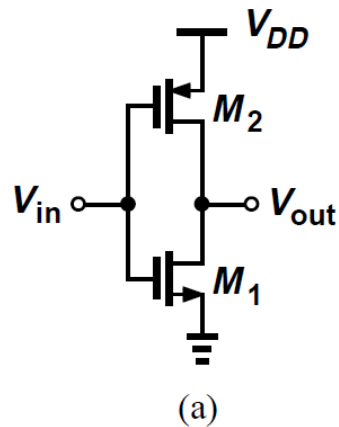


- A (b) ábrán lévő kapcsolásnál, ha a tükrözött áramok nem teljesen egyenlőek, akkor M_1 és M_2 is a “saját áramát akarja vezetni”.
- Hogy feloldjuk ezt, módosítjuk az áramkört a (c) ábra szerint.

$$A_v = -g_{m1}(r_{O1} || r_{O2} || R_G)$$

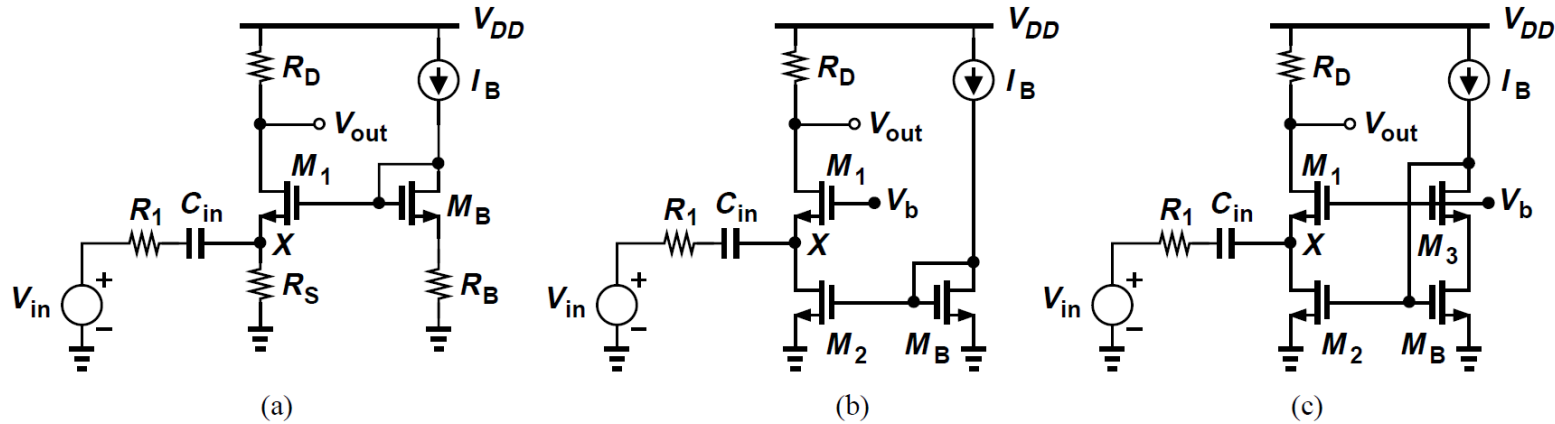
- Legyen $R_G \gg r_{O1} || r_{O2}$
- Állandó áramot I_G húzhatunk R_G -n keresztül, így V_{out} nagyobb lesz.

Komplementer CS fokozat



- A (b) ábrán mindkét tranzisztort diódként kötöttük, ezzel garantáljuk, hogy telítésben maradnak.
- Self-biased topológia
- Hogy pontosan beállítsuk a munkaponti áramot módosítjuk az áramkört a (c) ábra szerint.
- Mivel az X ponton lévő bias feszültség követi a kimenetet a bemenetet kapacitívan kell csatolnunk.

CG fokozat munkapontbeállítása

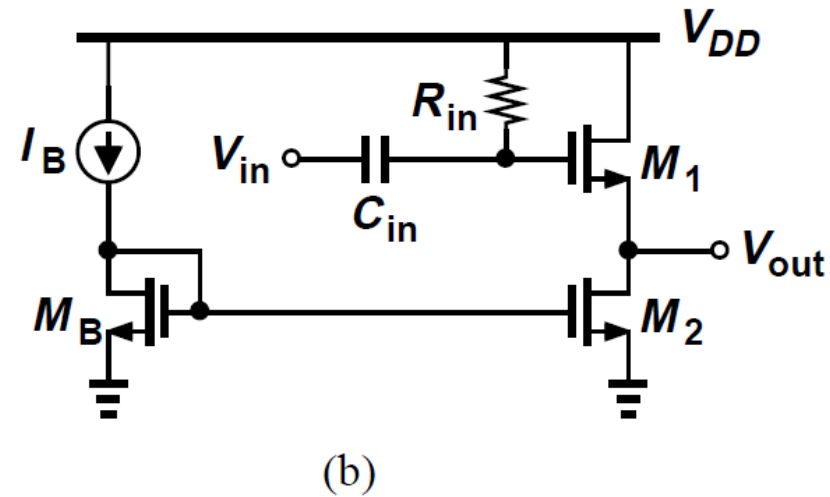
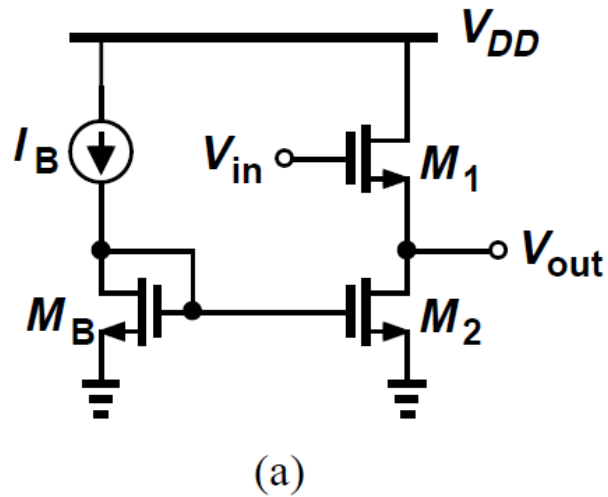


- Az (a) ábrán lévő áramkör tervezésekor nehézségek lépnek fel, ha alacsony feszültségre kell tervezni.

$$\frac{V_X}{V_{in}} = \frac{\frac{1}{g_{m1} + g_{mb1}} || R_S}{\frac{1}{g_{m1} + g_{mb1}} || R_S + R_1}$$

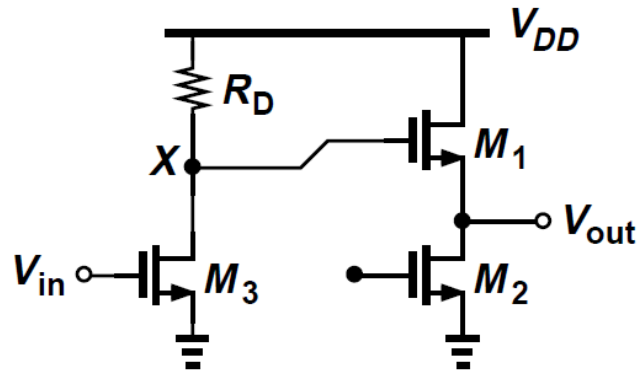
- R_S elérheti vagy meghaladhatja R_D -t.
- Helyettesítsük R_S -t egy áramforrással.

Source követő fokozat munkapontbeállítása

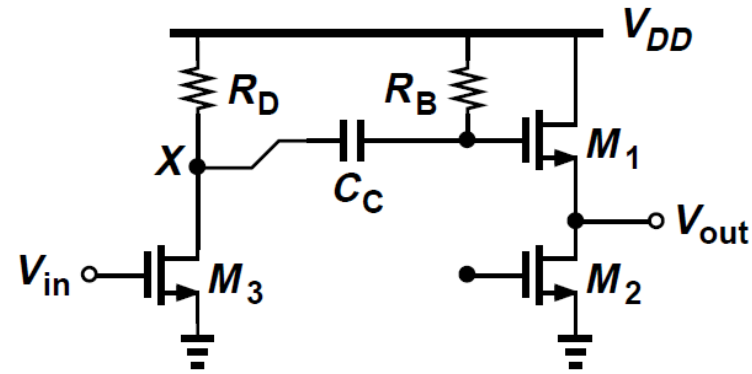


- Olyan alkalmazások esetén, amikor a DC bemeneti feszültség jelentősen változhat alkalmazhatunk kapacitív csatolást.
- Vizsgáljuk meg az áramkört kapacitív csatolással és anélkül!

SF használata



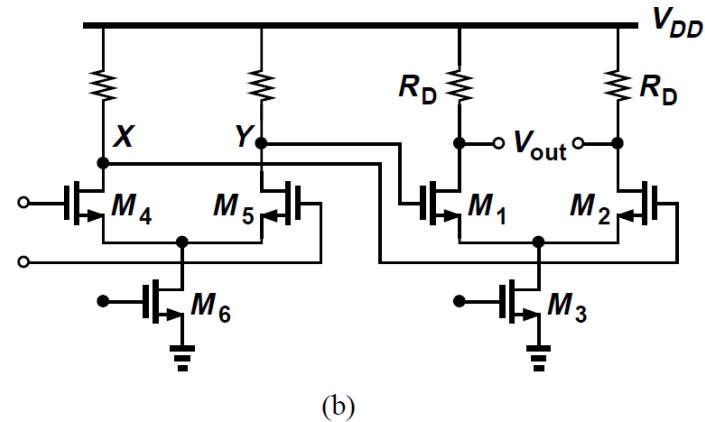
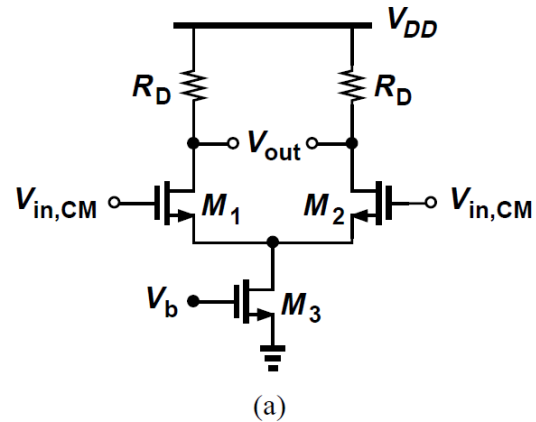
(a)



(b)

- Az (a) ábrán M_3 minimális drain feszültsége adott: $V_{GS1} + V_{DS2min}$ így R_D -n mérhető feszültséget erősen korlátozza.
- A (b) ábra szerinti kapcsolásban viszont az első fokozat erősítése maximalizálható függetlenül a másodiktól.

Differenciál pár munkapontbeállítása



- Mivel M_1 és M_2 munkaponti árama gyakorlatilag független a gate feszültségeiktől, ezért azokat direkt hozzáköthetjük az előző fokozat kimenetéhez.
- Ha V_X és V_Y bias feszültsége csupán két meghajtó feszültség, ami túl alacsony közös modulusú szint a következő fokozat differenciál párjának.
- Ilyen ritka esetekben mégis kapacitív csatolást kell alkalmazni.