

Analóg Integrált Elektronikai Tervezés

DR SZALAI ALBIN | 2018 ŐSZI FÉLÉV



Egyfokozatú erősítők

Alkalmazások

Általános megfontolások

Közös source fokozat

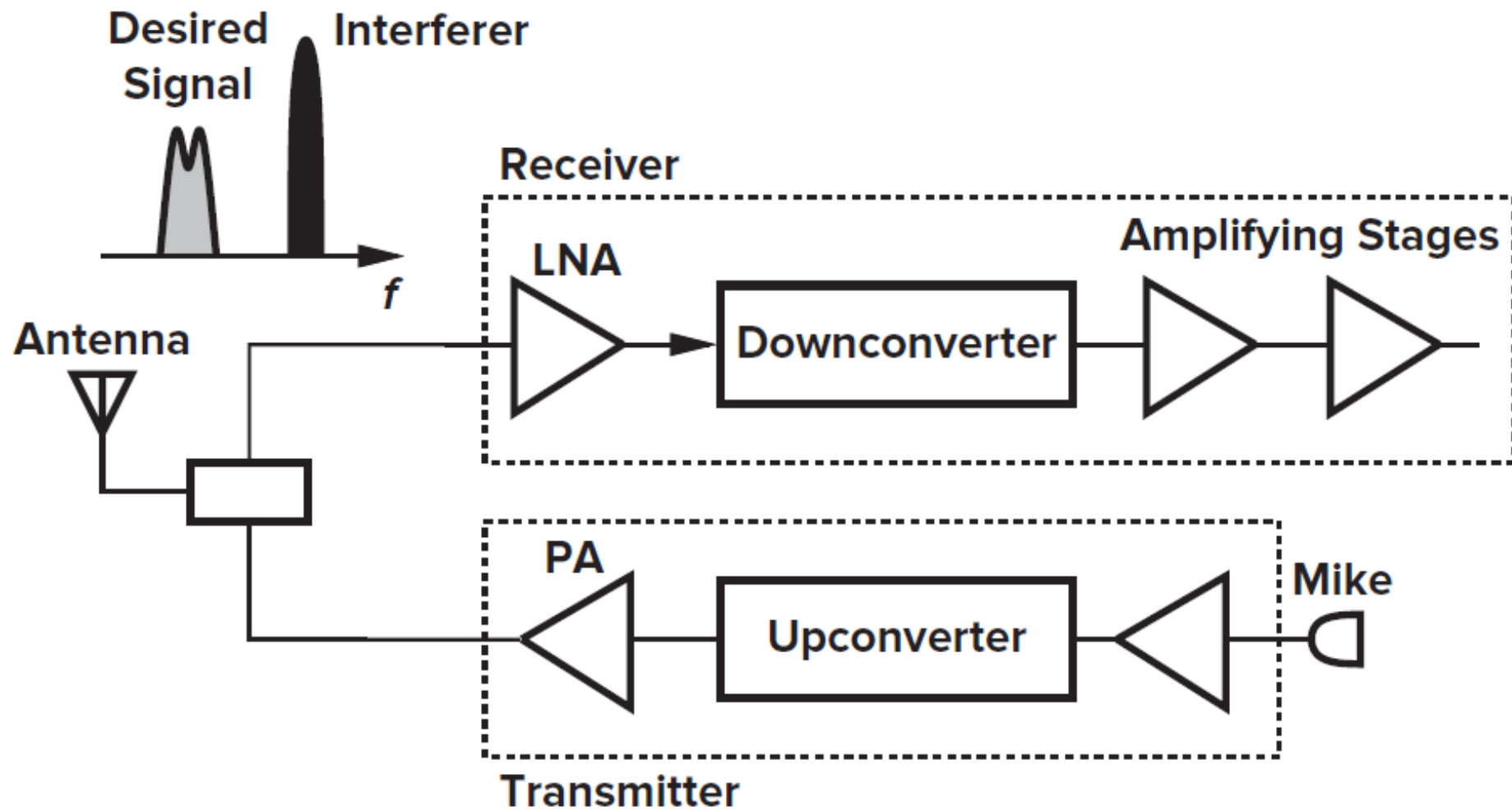
Source követő

Közös gate fokozat

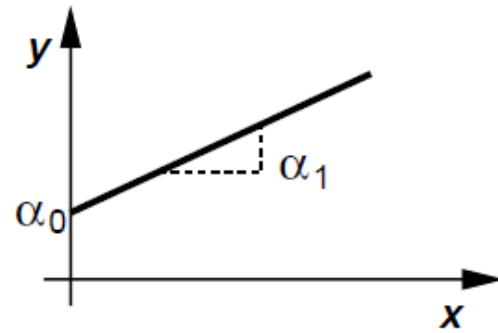
Kaskád fokozat



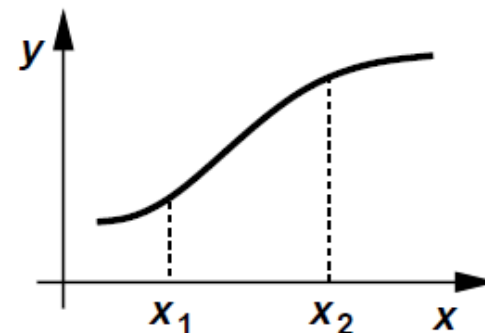
Alkalmazások



Idealis vs valós erősítő



(a)



(b)

- Ideális erősítő (a. ábra)

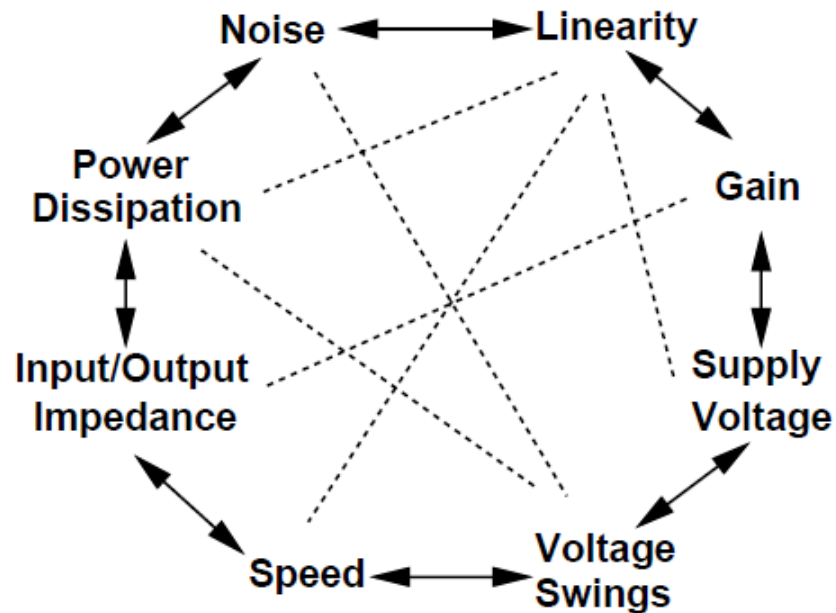
$$y(t) = \alpha_0 + \alpha_1 x(t)$$

- Nagyjelű karakterisztika egy egyenes
- α_1 az „erősítés/gain”, α_0 a „DC előfeszítés/bias”
- Nemlineáris erősítő (b. ábra)

$$y(t) = \alpha_0 + \alpha_1 x(t) + \alpha_2 x^2(t) + \cdots + \alpha_n x^n(t)$$

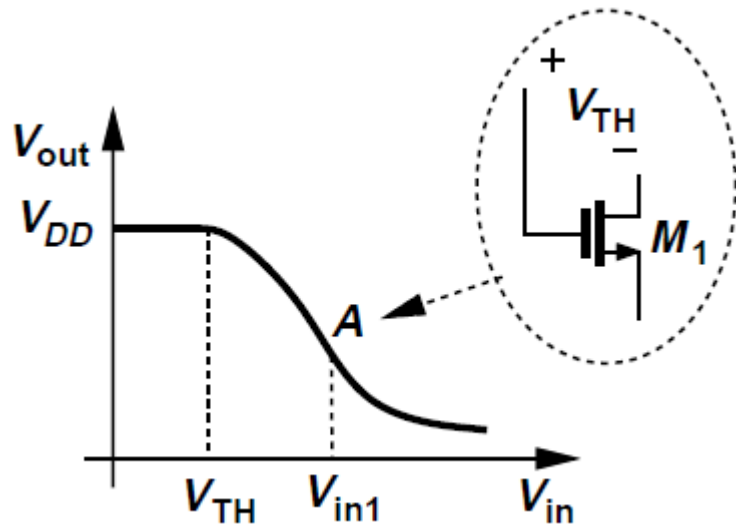
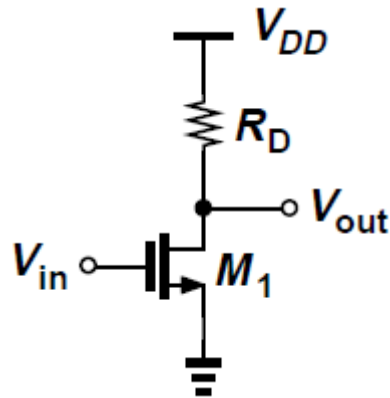
- Nagyjelű behatások a munkapont körül
- Változó „gain”, polinommal közelíthető
- Torzítást okoz a jelben

Analog Design Tradeoff



- A gain és sebesség mellett más paraméter is fontos
- Bemeneti és kimeneti impedanciák határozzák meg az interakciókat a megelőző és a következő fokozattal
- A paramétereket egymás rovására tudjuk javítani
 - Többdimenziós optimalizációs feladat

Közös source fokozat rezisztív terheléssel



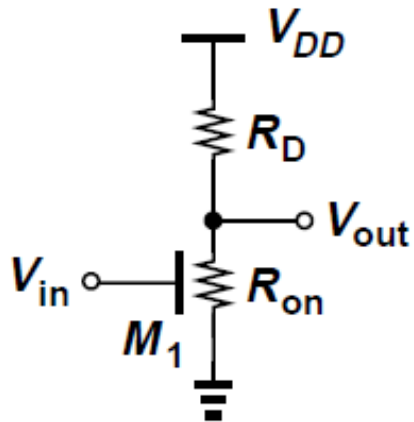
- Nagyon nagy bemenő impedancia kis frekvenciákon
- Ha $V_{in} < V_{TH}$, M_1 ki van kapcsolva és $V_{out} = V_{DD}$

$$V_{out} = V_{DD} - R_D \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in} - V_{TH})^2$$

- Amikor $V_{in} > V_{TH}$, M_1 bekapcsol telítéses tartományba, V_{out} csökkenni kezd
- Amikor $V_{in} > V_{in1}$, M_1 belép a trióda tartományba
- Az A ponton, $V_{out} = V_{in1} - V_{TH}$

$$V_{in1} - V_{TH} = V_{DD} - R_D \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in1} - V_{TH})^2$$

Közös source fokozat rezisztív terheléssel



- Ha $V_{in} > V_{in1}$,

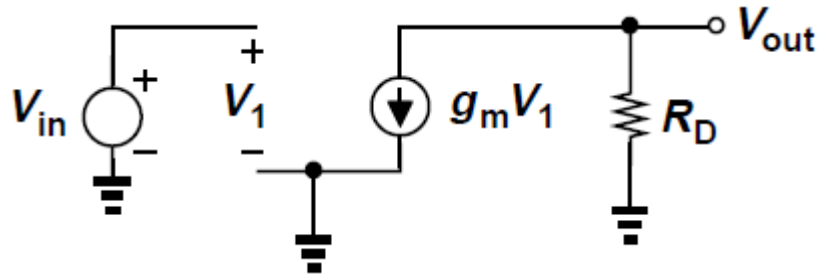
$$V_{out} = V_{DD} - R_D \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[2(V_{in} - V_{TH})V_{out} - V_{out}^2 \right]$$

- Ha V_{in} elég magas, hogy mély trióda tartományba vezérelje M_1 tranzisztort, vagyis $V_{out} \ll 2(V_{in} - V_{TH})$,

$$\begin{aligned} V_{out} &= V_{DD} \frac{R_{on}}{R_{on} + R_D} \\ &= \frac{V_{DD}}{1 + \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} R_D (V_{in} - V_{TH})} \end{aligned}$$

Közös source fokozat rezisztív terheléssel

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}} \\ &= -R_D \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in} - V_{TH}) \\ &= -g_m R_D. \end{aligned}$$



- Deriválva I_D telítéses tartománybeli egyenletét a kisjelű erősítés meghatározható
- Ugyanez megkapható a kisjelű modellből is

$$V_{out} = -g_m V_1 R_D = -g_m V_{in} R_D$$

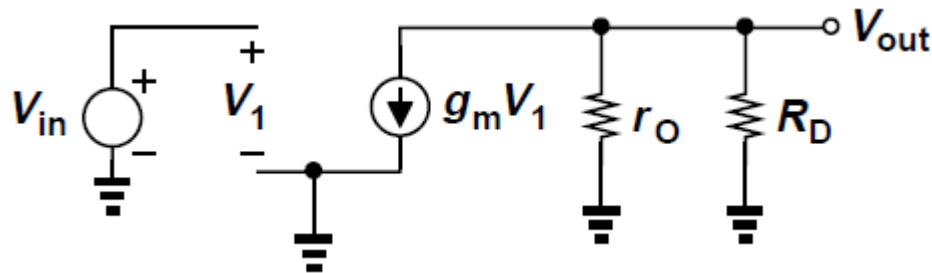
- g_m és A_v változik nagyjelű bemenet esetén:
$$g_m = \mu_n C_{ox} (W/L) (V_{GS} - V_{TH})$$
- Ez nemlinearitást okoz.

Közös source fokozat rezisztív terheléssel

- R_D nagy értéke esetén M_1 csatornahossz modulációja jelentős lesz, V_{out} egyenlete a következő:

$$V_{out} = V_{DD} - R_D \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{out})$$

- A feszültség erősítés $A_v = -g_m \frac{r_O R_D}{r_O + R_D}$
- A fenti eredményeket a kisjelű modellből is megkapjuk



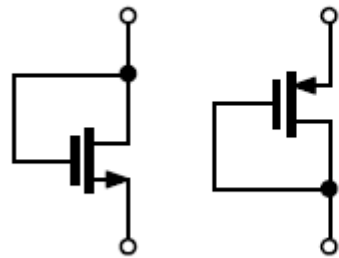
$$V_1 = V_{in}$$

$$g_m V_1 (r_O \parallel R_D) = -V_{out}$$

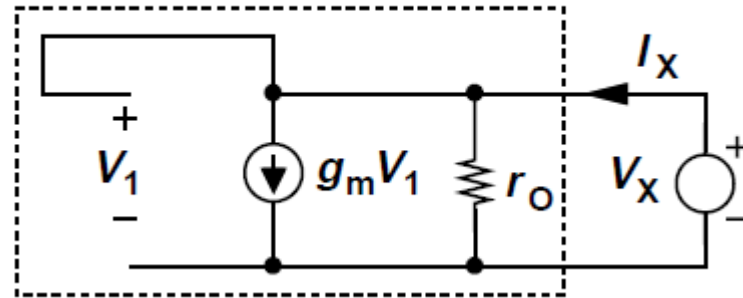
$$V_{out}/V_{in} = -g_m (r_O \parallel R_D)$$

MOS dióda

- Egy MOSFET gate-drain összekötésével egy kisjelű ellenállásként használható, ezt nevezzük „MOS diódának”
- Az eszköz mindig telítésben van



Diode-Connected Device

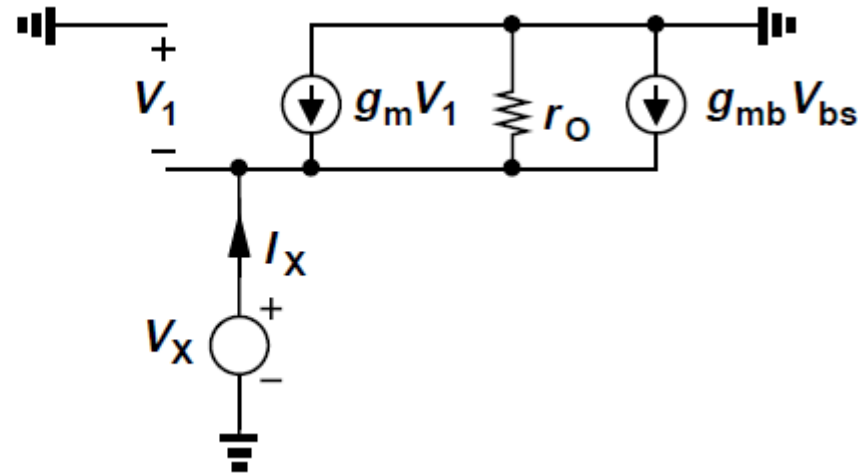
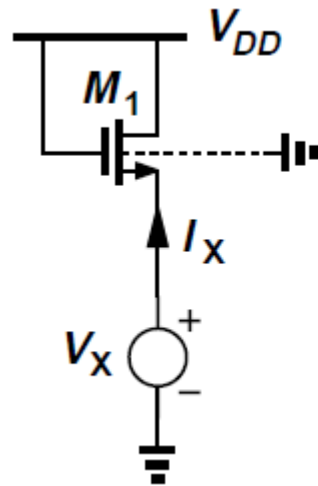


- Az eszköz impedanciája a kisjelű modellből meghatározható

$$V_1 = V_X \quad I_X = V_X / r_O + g_m V_X$$

$$V_X / I_X = (1 / g_m) \parallel r_O \approx 1 / g_m$$

MOS dióda



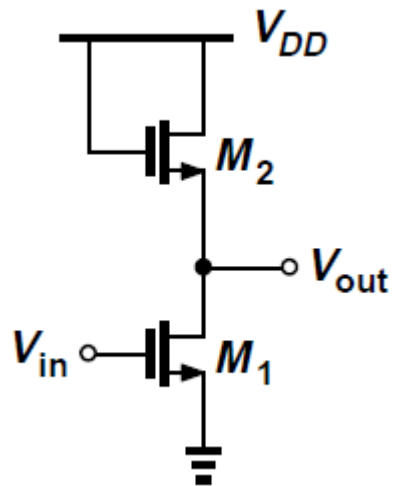
- A body hatást is figyelembe véve a source kapcsón „benézve” a MOS dióda impedancia

$$V_1 = -V_X \quad V_{bs} = -V_X$$

$$(g_m + g_{mb})V_X + \frac{V_X}{r_O} = I_X$$

$$\begin{aligned} \frac{V_X}{I_X} &= \frac{1}{g_m + g_{mb} + r_O^{-1}} \\ &= \frac{1}{g_m + g_{mb}} \parallel r_O \\ &\approx \frac{1}{g_m + g_{mb}}. \end{aligned}$$

Közös source fokozat MOS dióda terheléssel



- A csatornahossz modulációt elhanyagolva és felhasználva a MOS dióda impedanciát,

$$\begin{aligned} A_v &= -g_{m1} \frac{1}{g_{m2} + g_{mb2}} \\ &= -\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \frac{1}{1 + \eta}, \end{aligned}$$

ahol, $\eta = g_{mb2}/g_{m2}$.

- g_{m1} és g_{m2} eszköz dimenziókkal kifejezve,

$$A_v = -\sqrt{\frac{(W/L)_1}{(W/L)_2}} \frac{1}{1 + \eta}$$

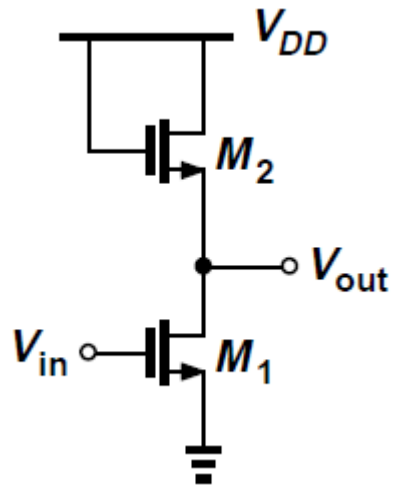
- Ez azt mutatja, hogy az erősítés gyenge függvénye a munkaponti áramoknak és feszültségeknek, vagyis a be-kimeneti karakterisztika egész lineáris.

Közös source fokozat MOS dióda terheléssel

- Nagyjelű analízisból,

$$\frac{1}{2}\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_1 (V_{in} - V_{TH1})^2 = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_2 (V_{DD} - V_{out} - V_{TH2})^2$$

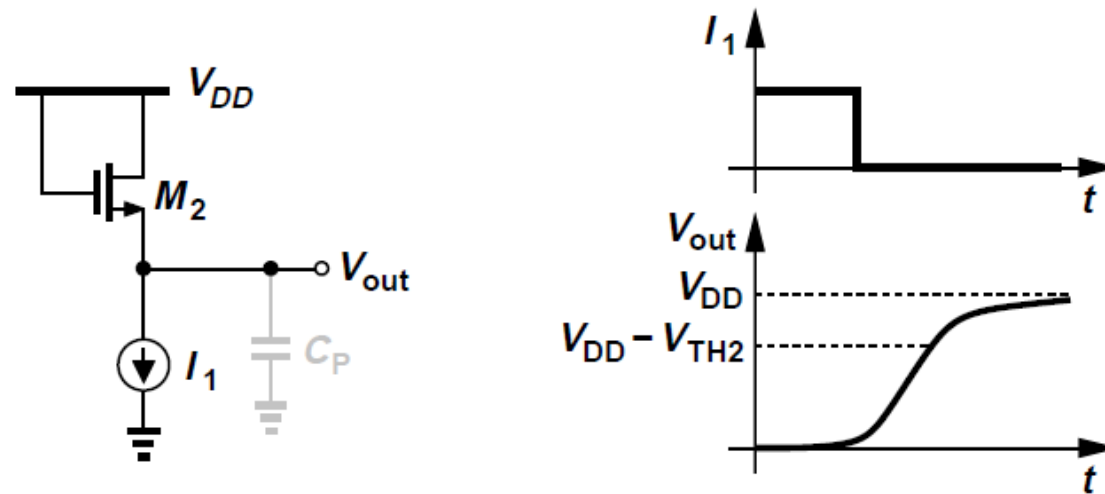
$$\sqrt{\left(\frac{W}{L}\right)_1} (V_{in} - V_{TH1}) = \sqrt{\left(\frac{W}{L}\right)_2} (V_{DD} - V_{out} - V_{TH2})$$



- Ha V_{TH2} nem változik nagyon V_{out} függvényében, a bemeneti-kimeneti karakterisztika egész lineáris.
- M_1 négyzetre emelő függvénye és M_2 négyzetgyökös függvénye inverz függvényekként viselkednek.

$$f^{-1}(f(x)) = x$$

Közös source fokozat MOS dióda terheléssel

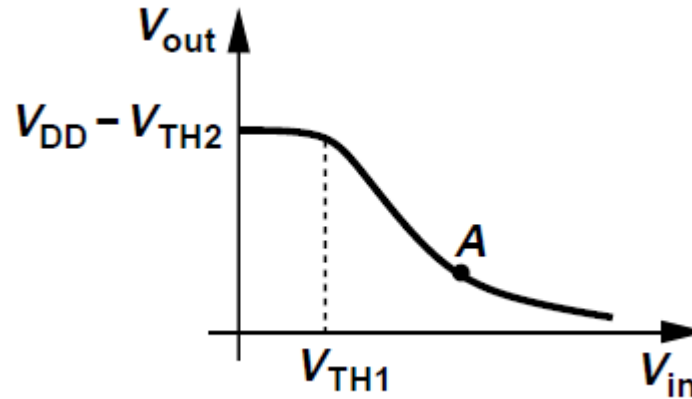
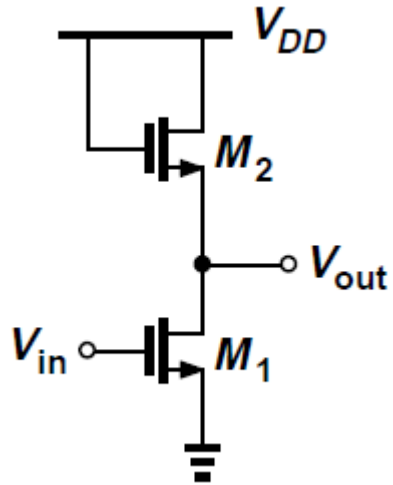


- Ha I_1 csökken, vele csökken M_2 meghajtó feszültsége, vagyis

$$V_{GS2} \approx V_{TH2} \qquad V_{out} \approx V_{DD} - V_{TH2}$$

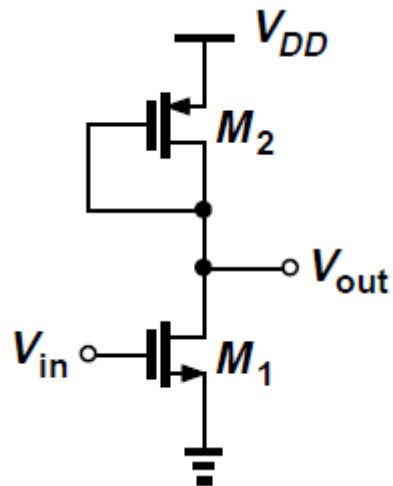
- M_2 küszöbfeszültség alatti árama végül V_{DD} -re húzza V_{out} értékét, de ezt nagyon kis árammal teszi, a kimeneti csomópont véges C_P kapacitása nagyon lelassítja a kimenet változását $V_{DD} - V_{TH2}$ -ról V_{DD} -re.
- Nagysebességű áramköröknél V_{out} nagyjából $V_{DD} - V_{TH2}$ marad, ha I_1 lecsökken.

Közös source fokozat MOS dióda terheléssel



- Ha $V_{in} < V_{TH1}$, $V_{out} = V_{DD} - V_{TH2}$
- Ahogy $V_{in} > V_{TH1}$, az előző nagyjelű analízis szerint V_{out} közelítőleg egy egyenes vonalat követ
- Ahogy V_{in} átlépi $V_{out} + V_{TH1}$ értékét (A ponttól jobbra), M_1 belép a trióda tartományba és a karakterisztika nemlineáris lesz.

Közös source fokozat PMOS dióda terheléssel



- A MOS dióda terhelés PMOS eszközzel is megvalósítható, ami nem szenved a body hatástól
- A kisjelű feszültség erősítés a csatornahossz moduláció elhanyagolásával

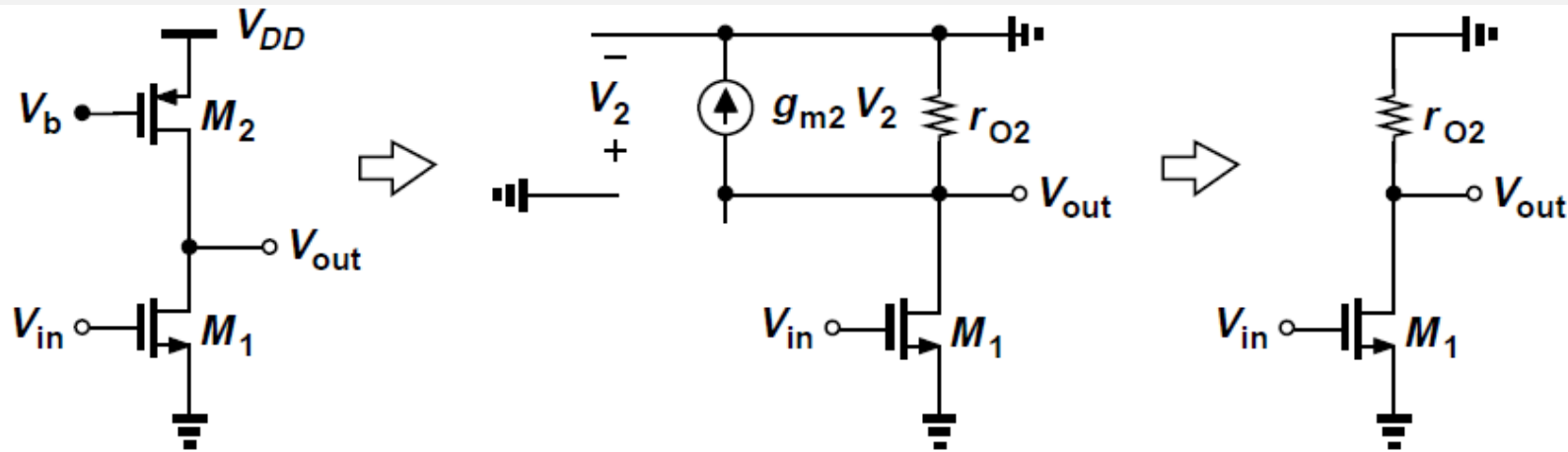
$$A_v = -\sqrt{\frac{\mu_n(W/L)_1}{\mu_p(W/L)_2}}$$

- Az erősítés relatíve gyenge függvénye az eszköz dimenzióknak
- Mivel $\mu_n \approx 2\mu_p$, nagy erősítéshez „erős” bemeneti eszköz (rövid) és „gyenge” terhelő eszköz (hosszú) kell
- Korlátozza a feszültség swinget mivel $\lambda = 0$ esetén

$$\frac{|V_{GS2} - V_{TH2}|}{V_{GS1} - V_{TH1}} = A_v$$

- MOS dióda terhelés esetén a swinget mind a szükséges meghajtó feszültség mind a küszöbfeszültség korlátozza, vagyis kis meghajtó feszültség esetén a kimenet nem mehet $V_{DD} - |V_{TH}|$ fölé.

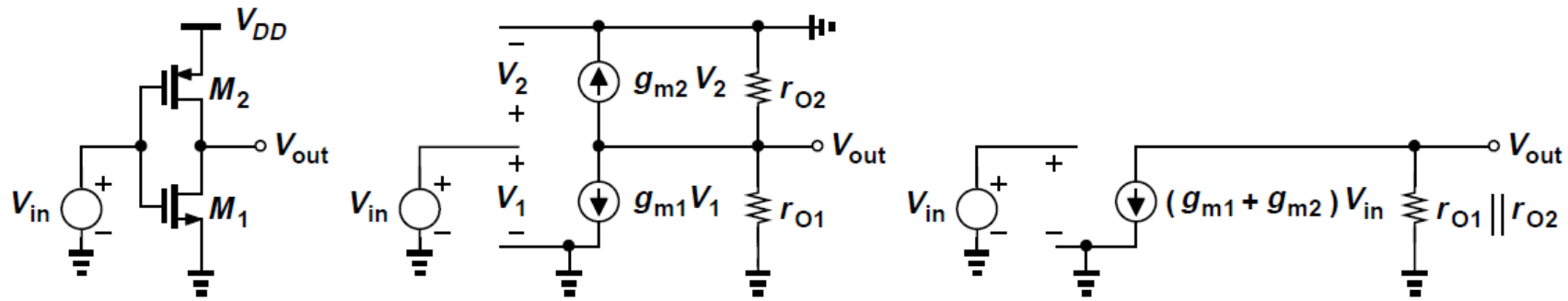
Közös source fokozat áramforrás terheléssel



- Az áramforrás terhelés nagy kimeneti ellenállást tesz lehetővé a kimeneti swing korlátozása nélkül
- A feszültségerősítés $A_v = -g_{m1}(r_{O1}||r_{O2})$
- M_2 meghajtó feszültsége csökkenthető W növelésével, r_{O2} növelhető L növelésével
- A kimeneti feszültség nem jól definiált
- M_1 intrinsic erősítése nő L -el és csökken I_D -vel

$$g_{m1}r_{O1} = \sqrt{2 \left(\frac{W}{L} \right)_1 \mu_n C_{ox} I_D} \frac{1}{\lambda I_D}$$

Közös source fokozat aktív terheléssel

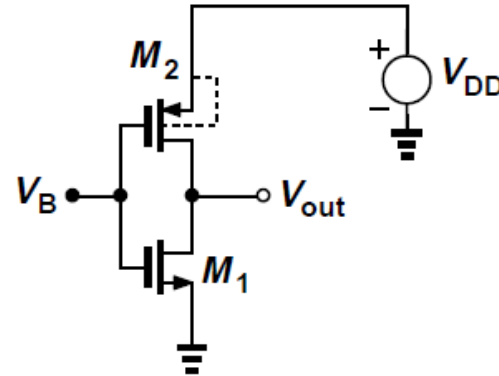


- A bemeneti jel a terhelő eszköz gate-jét is vezéri, ezzel egy „aktív” terhelésként viselkedik
- M_1 és M_2 párhuzamosan működik növelve a feszültségerősítést
- A kisjelű helyettesítő képből,

$$-(g_{m1} + g_{m2})V_{in}(r_{O1} || r_{O2}) = V_{out}$$
$$A_v = -(g_{m1} + g_{m2})(r_{O1} || r_{O2})$$

- A kimeneti ellenállás megegyezik ez előző esettel, de a transzkonduktancia nagyobb
- M_1 és M_2 munkaponti árama erősen PVT függő

Közös source fokozat aktív terheléssel: tápfeszültség-érzékenység

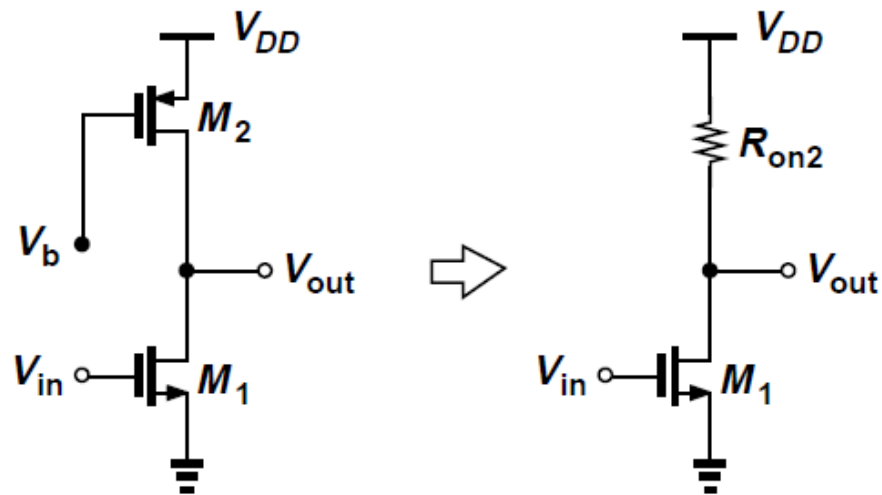


$$V_{GS1} + |V_{GS2}| = V_{DD}$$

- V_{DD} vagy a küszöbfeszültség változásai közvetlenül drain áramváltozást okoznak
- Tápfeszültség változások "tápszajok" is felerősödnek
- Feszültségerősítés V_{DD} és V_{out} között:

$$\begin{aligned}\frac{V_{out}}{V_{DD}} &= \frac{g_{m2}r_{O2} + 1}{r_{O2} + r_{O1}}r_{O1} \\ &= \left(g_{m2} + \frac{1}{r_{O2}}\right)(r_{O1}||r_{O2})\end{aligned}$$

Közös source fokozat trióda terheléssel

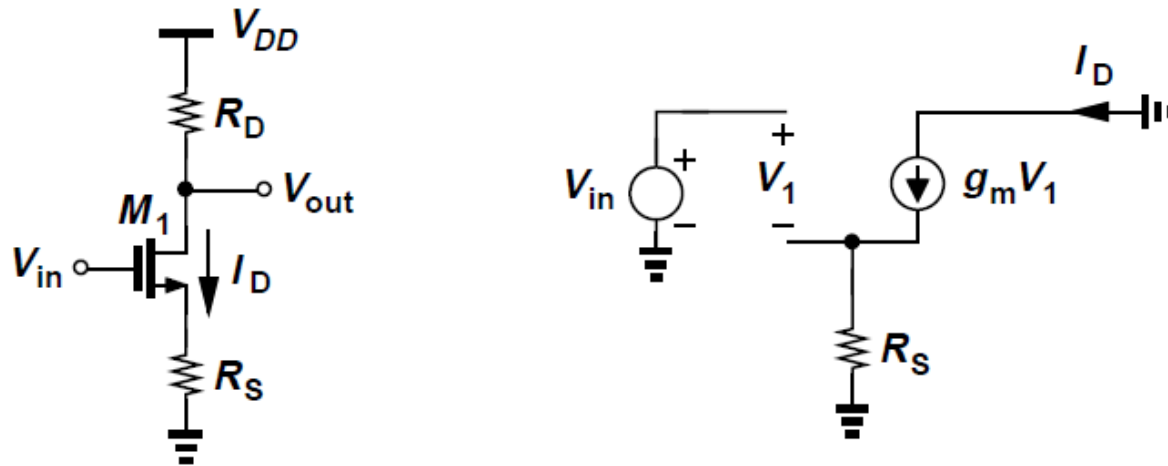


- Egy MOS eszköz mélytrióda tartományban rezisztív terhelésként használható
- V_b elég kicsi, hogy M_2 mindig mélytrióda tartományban maradjon minden kimeneti feszültség esetén
- A feszültségerősítés $A_v = -g_{m1}R_{on2}$, ahol R_{on2} a MOS bekapcsolt ellenállása:

$$R_{on2} = \frac{1}{\mu_p C_{ox} (W/L)_2 (V_{DD} - V_b - |V_{THP}|)}$$

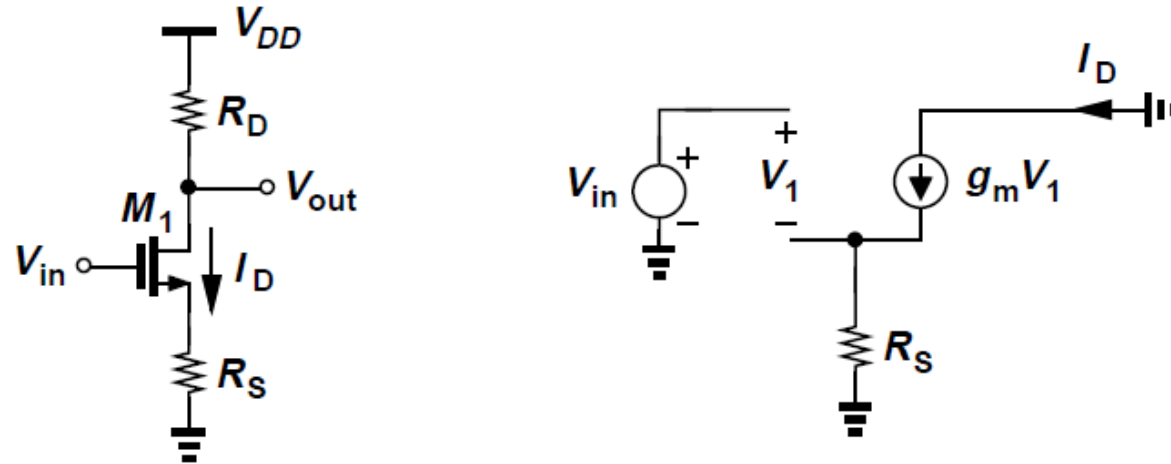
- R_{on2} - $\mu_p C_{ox}$, V_b és V_{THP} függvénye amik PVT függők
- Precíz V_b előállítása nagyon bonyolult lehet ami megnehezíti az áramkör használatát
- Trióda terhelés kevesebb feszültség headroom-ot használ, mint a MOS dióda, mivel $V_{out,max} = V_{DD}$ miközben MOS dióda esetén $V_{out,max} = V_{DD} - |V_{THP}|$

Közös source fokozat source degenerációval



- Egy R_S degeneráló ellenállás a source terminállal sorban lineárisabb működést eredményez
- Ahogy V_{in} emelkedik, úgy I_D is és a feszültség esés az R_S ellenálláson
- V_{in} megváltozásának egy része az R_S ellenálláson jelenik meg a gate-source meghajtó feszültség helyett, ezzel I_D változása simább lesz
- Az erősítés így g_m gyengébb függvénye

Közös source fokozat source degenerációval

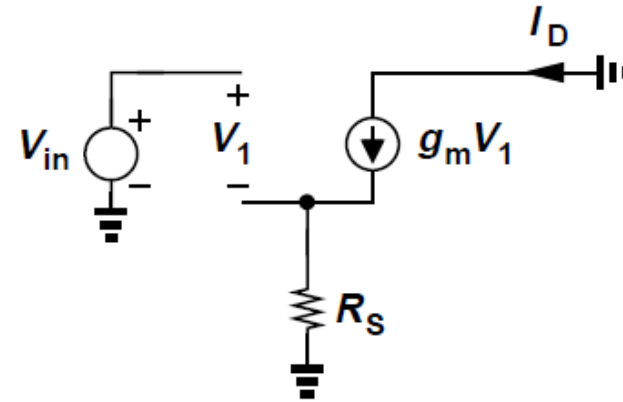
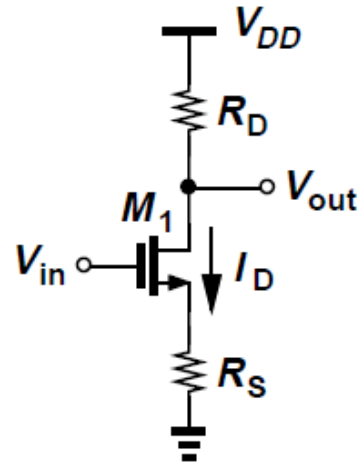


- Az áramkör nemlinearitása abból adódik, hogy I_D nemlineárisan függ V_{in} értékétől
- Az áramkör ekvivalens G_m transzkonduktanciája $G_m = \partial I_D / \partial V_{in}$

$$V_{out} = V_{DD} - I_D R_D$$
$$\partial V_{out} / \partial V_{in} = -(\partial I_D / \partial V_{in}) R_D$$

$$I_D = f(V_{GS})$$
$$G_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{in}}$$
$$= \frac{\partial f}{\partial V_{GS}} \frac{\partial V_{GS}}{\partial V_{in}}$$

Közös source fokozat source degenerációval



$$V_{GS} = V_{in} - I_D R_S$$

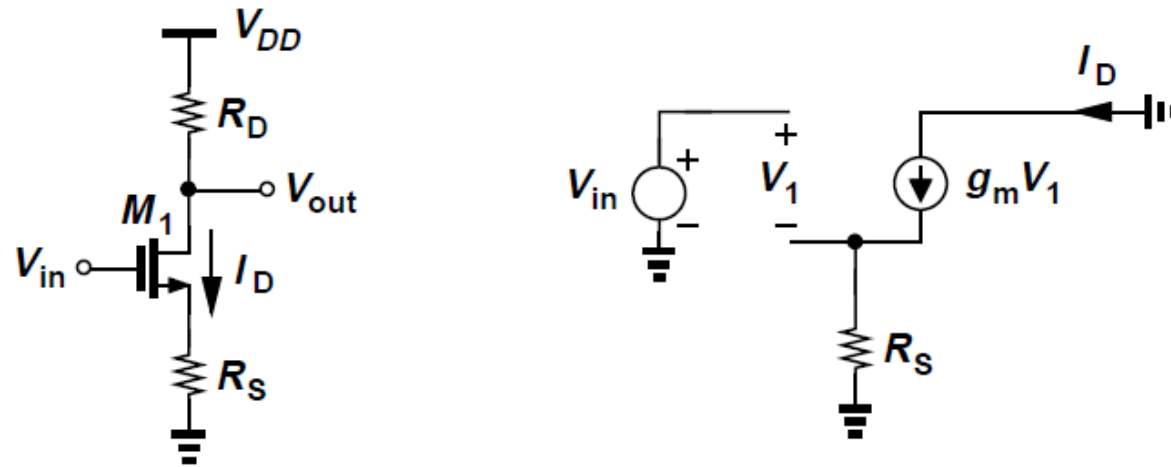
$$\partial V_{GS} / \partial V_{in} = 1 - R_S \partial I_D / \partial V_{in}$$

$$G_m = \left(1 - R_S \frac{\partial I_D}{\partial V_{in}} \right) \frac{\partial f}{\partial V_{GS}}$$

$$G_m = \frac{g_m}{1 + g_m R_S}$$

- g_m az M_1 eszköz transzkonduktanciája
- A kisjelű feszültségerősítés így
$$A_v = \frac{-G_m R_D}{1 + g_m R_S}$$

Közös source fokozat source degenerációval

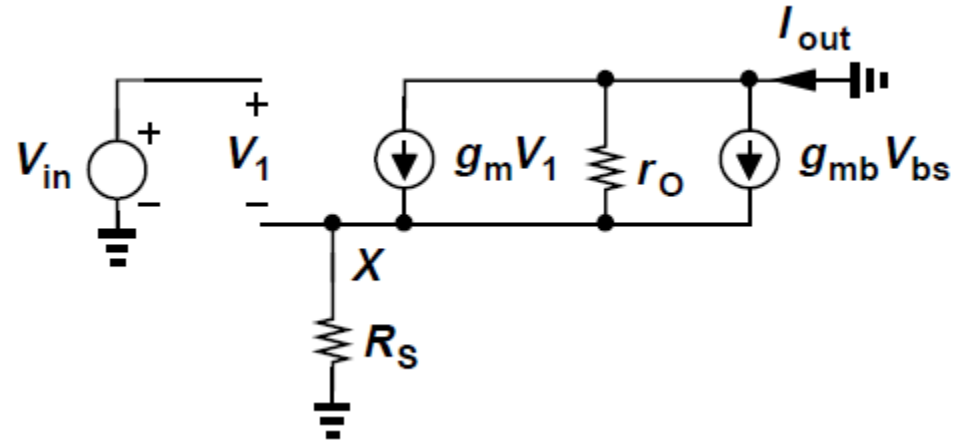


- G_m kifejezhető a kisjelű modellt használva is, ahol

$$\begin{aligned} V_{in} &= V_1 + I_D R_S \\ I_D &= g_m V_1 \end{aligned}$$

- Ahogy R_S nő, G_m egyre gyengébben fog függeni g_m és így I_D értékétől.
- Ha $R_S \gg 1/g_m$ vagyis $G_m \approx 1/R_S$, akkor $\Delta I_D \approx \Delta V_{in}/R_S$
- V_{in} változásának nagy része az R_S ellenálláson keresztül linearizálja a drain áramot.

Közös source fokozat source degenerációval



- A body hatást és a csatornahossz modulációt is figyelembe véve, G_m meghatározható a módosított kisjelű helyettesítő kapcsolásból

$$V_{in} = V_1 + I_{out} R_S$$

$$I_{out} = g_m V_1 - g_{mb} V_X - \frac{I_{out} R_S}{r_O}$$

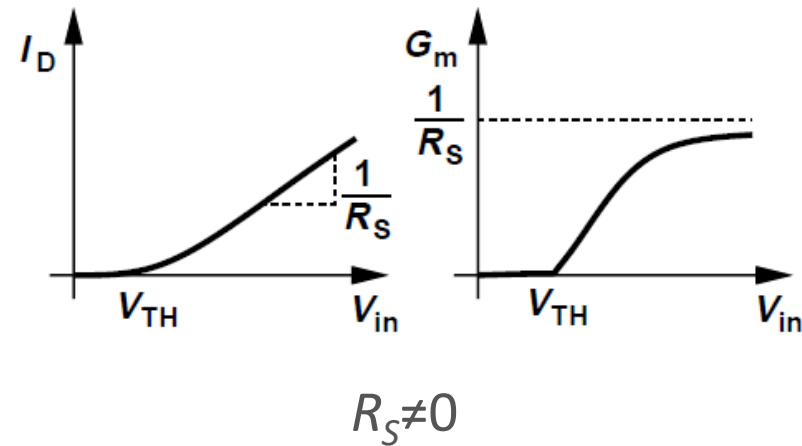
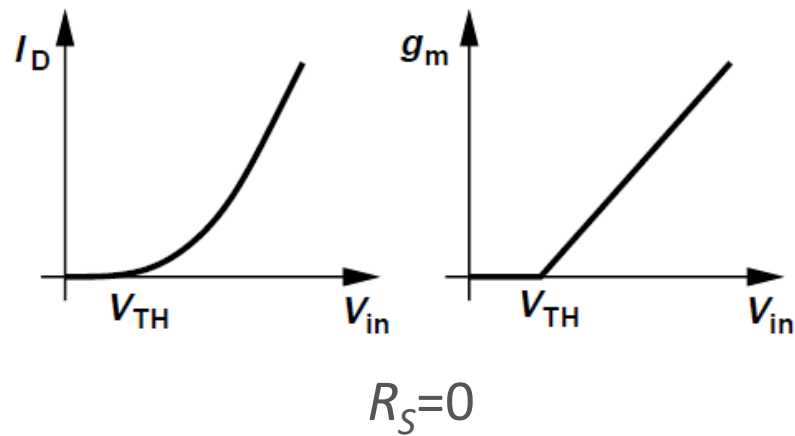
$$= g_m (V_{in} - I_{out} R_S) + g_{mb} (-I_{out} R_S) - \frac{I_{out} R_S}{r_O}$$

$$G_m = \frac{I_{out}}{V_{in}}$$

$$= \frac{g_m r_O}{R_S + [1 + (g_m + g_{mb}) R_S] r_O}$$

Közös source fokozat source degenerációval

Nagyjelű működés



- I_D és g_m változik V_{in} függvényében ahogy korábban levezettük

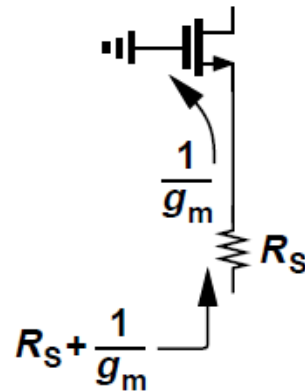
- Kis áramoknál a bekapcsolás hasonló az $R_S = 0$ esethez, mivel $1/g_m \gg R_S$ és így $G_m \approx g_m$
- Ahogy a meghajtó feszültség és így g_m nő, R_S hatása egyre jelentősebb lesz

Közös source fokozat source degenerációval

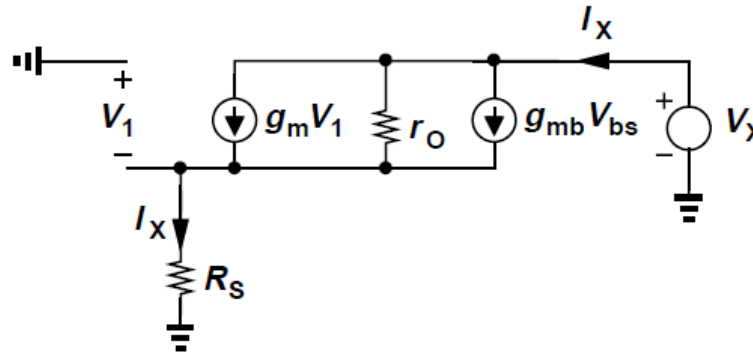
- A korábban levezetett kisjelű erősítés a következő formában is írható

$$A_v = - \frac{R_D}{\frac{1}{g_m} + R_S}$$

- Nevező = Sorosan az inverz transzkonduktancia + az ellenállás ami a source-ból a föld fele látható
- Ezt nevezzük a „source útban látható ellenállásnak”
- Erősítés nagysága = A drain-en látható ellenállás/ teljes ellenállás a source útban



Közös source fokozat source degenerációval

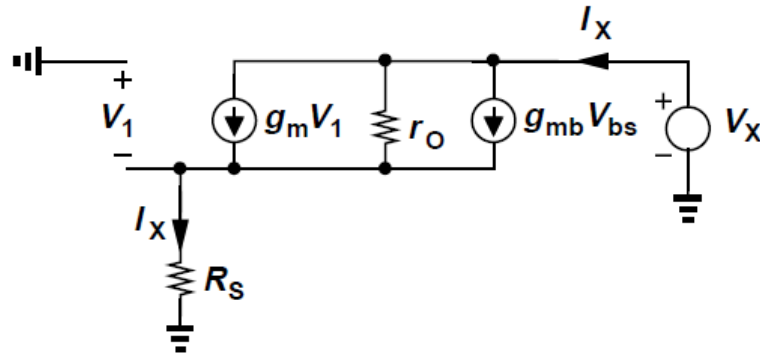


- A degeneráció növeli a kimeneti ellenállást
- Figyelmen kívül hagyva R_D -t és figyelembe véve a body hatást a kisjelű modellben,

$$\begin{aligned}V_1 &= -I_X R_S \\I_X - (g_m + g_{mb})V_1 &= I_X + (g_m + g_{mb})R_S I_X \\R_{out} &= [1 + (g_m + g_{mb})R_S]r_O + R_S \\&= [1 + (g_m + g_{mb})r_O]R_S + r_O.\end{aligned}$$

- r_O értéke egy $\{1 + (g_m + g_{mb})R_S\}$ faktorral növekedett és ez adódott R_S értékéhez
- Alternatív megközelítés, hogy R_S értéke növekedett egy $\{1 + (g_m + g_{mb})r_O\}$ faktorral és adódott hozzá r_O értékéhez

Közös source fokozat source degenerációval

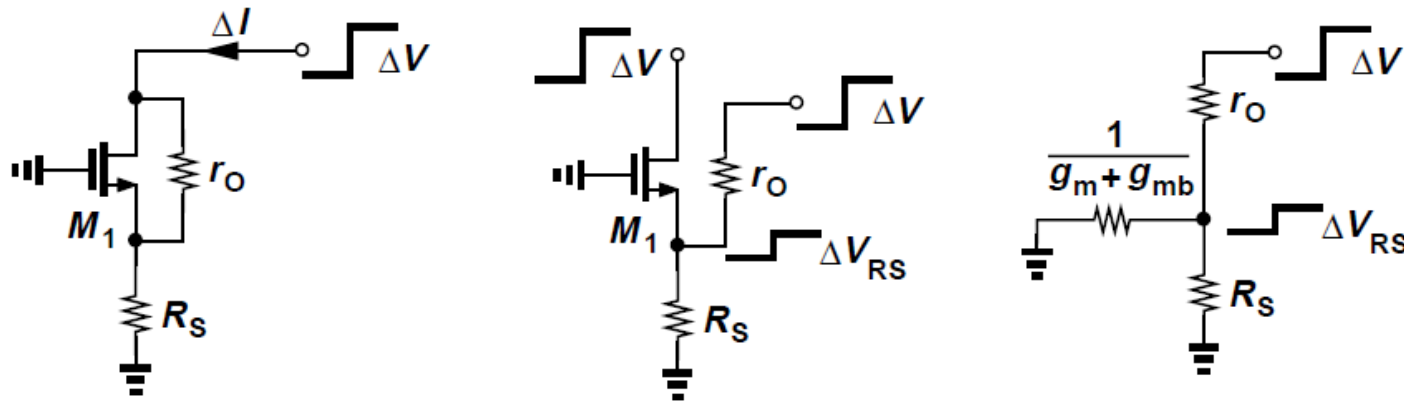


- Összehasonlítva $R_S = 0$ és $R_S > 0$ eseteket
- Ha $R_S = 0$, $g_m V_1 = g_{mb} V_{bs} = 0$ és $I_X = V_X / r_O$
- Ha $R_S > 0$, $I_X R_S > 0$ és $V_1 < 0$, negatív lesz $g_m V_1$ és $g_{mb} V_{bs}$
- Így a V_X által szolgáltatott áram kevesebb lesz mint V_X / r_O így a kimeneti impedancia nagyobb lesz mint r_O

Közös source fokozat source degenerációval

A megnövekedett kimeneti impedancia intuitív megközelítése

- Kényszerítsünk ΔV feszültség változást a kimenetre és mérjük a kimeneti ΔI áram változást, ami az R_s ellenálláson folyó áramváltozás is egyben

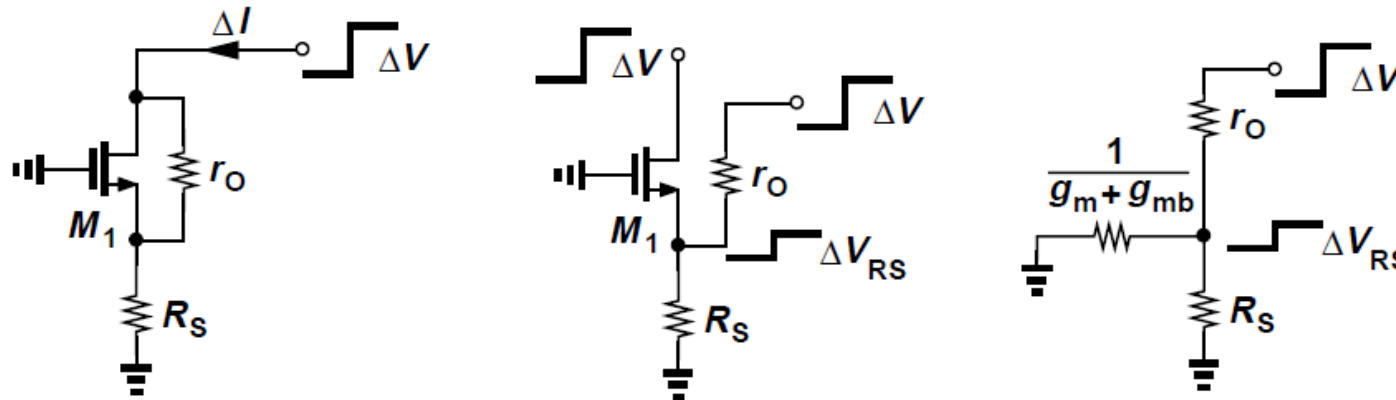


- M_1 source-ba nézve a látható ellenállás $1/(g_m + g_{mb})$
- A feszültség változás az R_s ellenálláson

$$\Delta V_{RS} = \Delta V \frac{\frac{1}{g_m + g_{mb}} \parallel R_S}{\frac{1}{g_m + g_{mb}} \parallel R_S + r_O}$$

Közös source fokozat source degenerációval

A megnövekedett kimeneti impedancia intuitív megközelítése



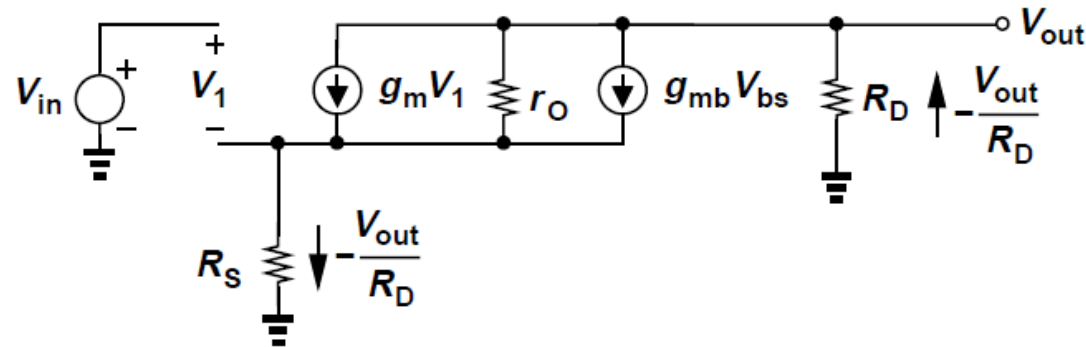
- Az R_S ellenálláson az áramváltozás

$$\begin{aligned}\Delta I &= \frac{\Delta V_{RS}}{R_S} \\ &= \Delta V \frac{1}{[1 + (g_m + g_{mb})R_S]r_O + R_S}\end{aligned}$$

- Így a kimeneti ellenállás

$$\frac{\Delta V}{\Delta I} = [1 + (g_m + g_{mb})R_S]r_O + R_S$$

Közös source fokozat source degenerációval



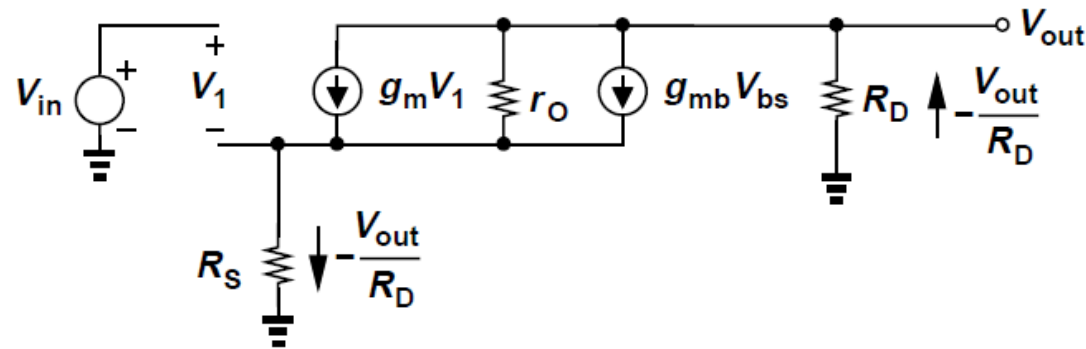
- Az erősítés általános meghatározásához amiben figyelembe vesszük a body hatást és a csatornahossz modulációt is a fenti kisjelű helyettesítőképet használjuk
- Kirchoff feszültség törvény alapján,

$$V_1 = V_{in} + V_{out} R_S / R_D$$

- Kirchoff áramtörvény alapján,

$$\begin{aligned} I_{r_o} &= -\frac{V_{out}}{R_D} - (g_m V_1 + g_{mb} V_{bs}) \\ &= -\frac{V_{out}}{R_D} - \left[g_m \left(V_{in} + V_{out} \frac{R_S}{R_D} \right) + g_{mb} V_{out} \frac{R_S}{R_D} \right] \end{aligned}$$

Közös source fokozat source degenerációval



- Mivel a feszültség esés r_O és R_S ellenállásokon ki kell hogy adja V_{out} értékét,

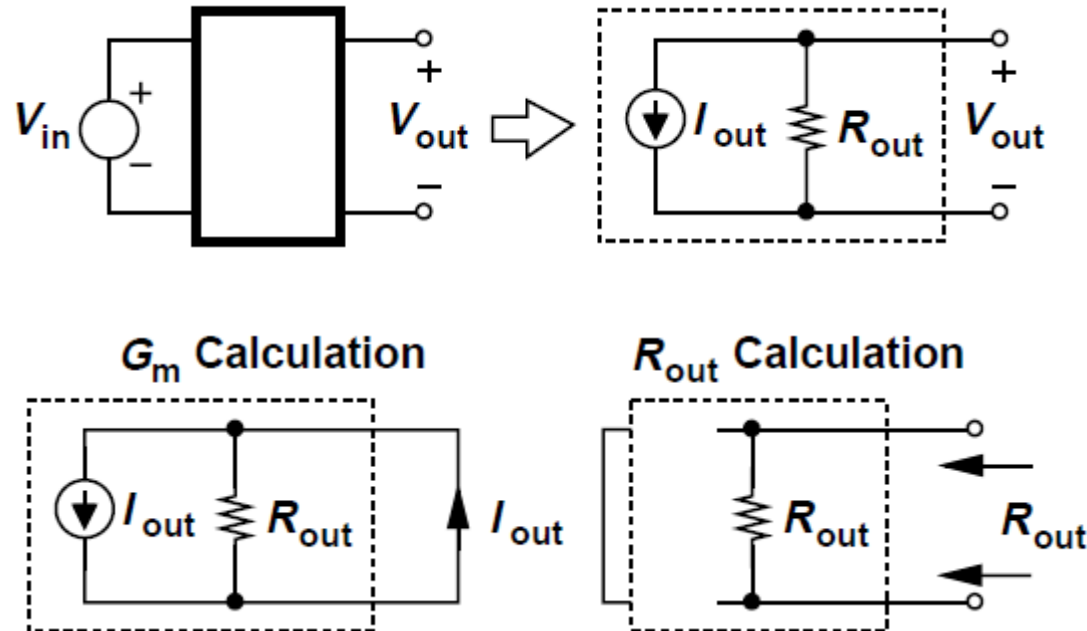
$$\begin{aligned} V_{out} &= I_{r_O} r_O - \frac{V_{out}}{R_D} R_S \\ &= -\frac{V_{out}}{R_D} r_O - \left[g_m \left(V_{in} + V_{out} \frac{R_S}{R_D} \right) + g_{mb} V_{out} \frac{R_S}{R_D} \right] r_O - V_{out} \frac{R_S}{R_D} \end{aligned}$$

- A feszültségerősítés így

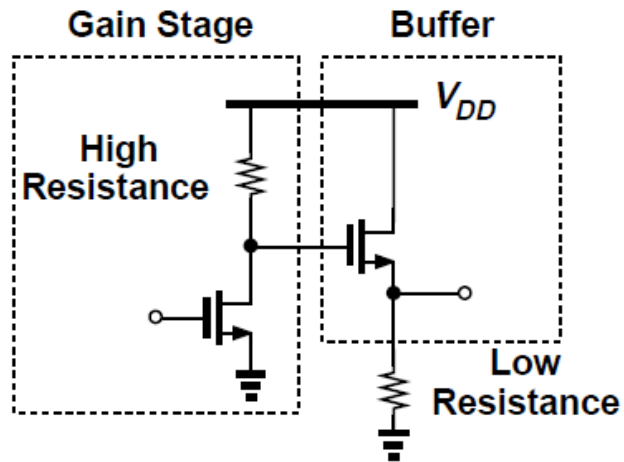
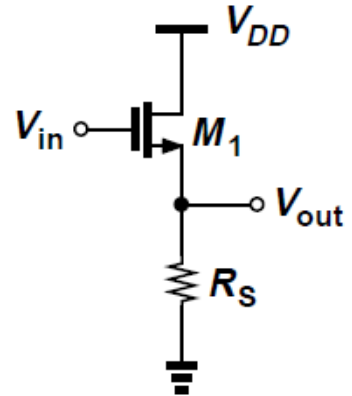
$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-g_m r_O R_D}{R_D + R_S + r_O + (g_m + g_{mb}) R_S r_O}$$

Lemma

- Egy lineáris áramkörben a feszültségerősítés $-G_m R_{out}$
 - G_m az áramkör transzkonduktanciáját jelöli amikor a kimenet földre van húzva
 - R_{out} reprezentálja a kimeneti ellenállását az áramkörnek, amikor a bemeneti feszültség zérus
- Egy lineáris áramkör Norton ekvivalense

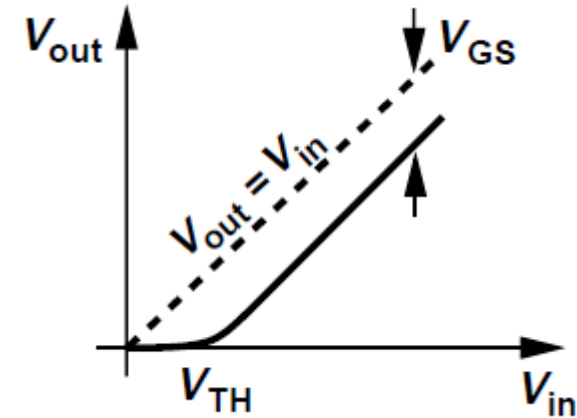
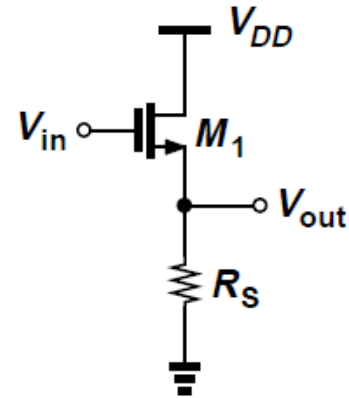


Source követő



- A source követő (szoktuk közös drain fokozatnak is nevezni) érzékeli a bemenetet a gate-en és a source-on hajtja meg a terhelést
- Nagy bemeneti impedanciája van, lehetővé teszi, hogy a source potenciál „kövesse” a gate feszültséget
- Feszültség bufferként viselkedik

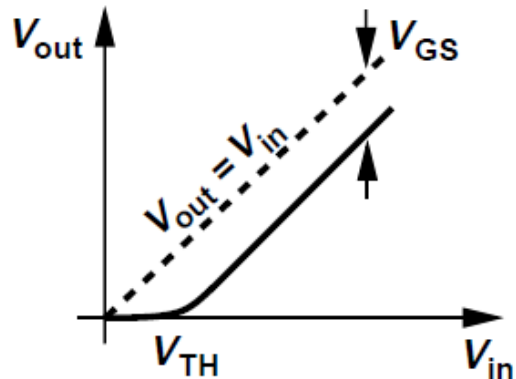
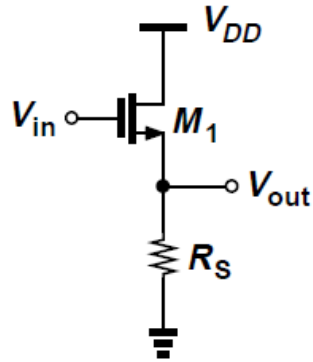
Source követő



- Amikor $V_{in} < V_{TH}$, M_1 ki van kapcsolva és $V_{out} = 0$
- Ahogy V_{in} átlépi V_{TH} értékét, M_1 bekapcsol telítéses tartományba, mivel $V_{DS} = V_{DD}$ és $V_{GS} - V_{TH} \approx 0$ és I_{D1} átfolyik az R_S ellenálláson
- Ahogy V_{in} tovább nő, V_{out} követi a bemenetet egy feszültség különbséggel (szinteltolás) ami V_{GS}
- A bemeneti-kimeneti karakterisztika a csatornahossz modulációt elhanyagolva kifejezhető

$$\frac{1}{2}\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in} - V_{TH} - V_{out})^2 R_S = V_{out}$$

Source követő



- Amikor $V_{in} < V_{TH}$, M_1 ki van kapcsolva, és $V_{out} = 0$
- Deriválva a nagyjelű egyenletet mindkét oldalát V_{out} szerint

$$\frac{1}{2}\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} 2(V_{in} - V_{TH} - V_{out}) \left(1 - \frac{\partial V_{TH}}{\partial V_{in}} - \frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}}\right) R_S = \frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}}$$

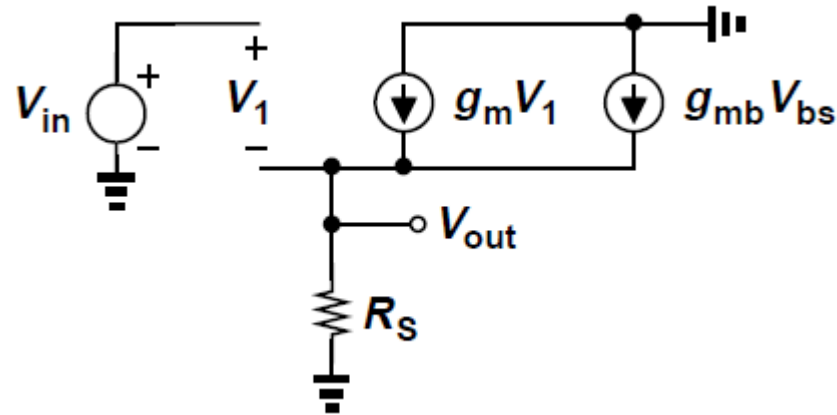
- Mivel $\partial V_{TH} / \partial V_{in} = (\partial V_{TH} / \partial V_{SB})(\partial V_{SB} / \partial V_{in}) = \eta \partial V_{out} / \partial V_{in}$

- Ebből
$$\frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}} = \frac{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in} - V_{TH} - V_{out}) R_S}{1 + \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in} - V_{TH} - V_{out}) R_S (1 + \eta)}$$

- Figyelembe véve, hogy $g_m = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in} - V_{TH} - V_{out})$

- Ezekből következik,
$$A_v = \frac{g_m R_S}{1 + (g_m + g_{mb}) R_S}$$

Source követő



- Ugyanez az eredmény sokkal könnyebben megkapható a kisjelű modellből

- KVL:

$$V_{in} - V_1 = V_{out}, \quad V_{bs} = -V_{out}$$

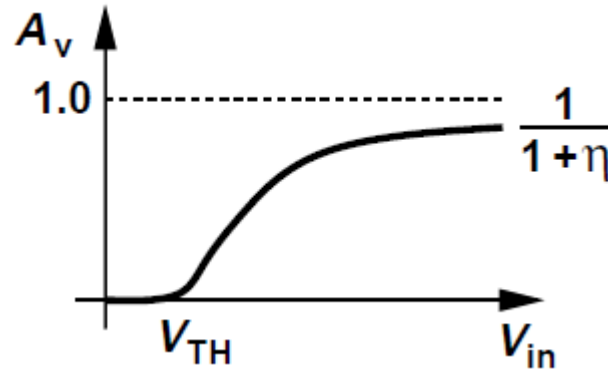
- KCL:

$$g_m V_1 - g_{mb} V_{out} = V_{out} / R_S$$

- Ezekből,

$$V_{out} / V_{in} = g_m R_S / [1 + (g_m + g_{mb}) R_S]$$

Source követő

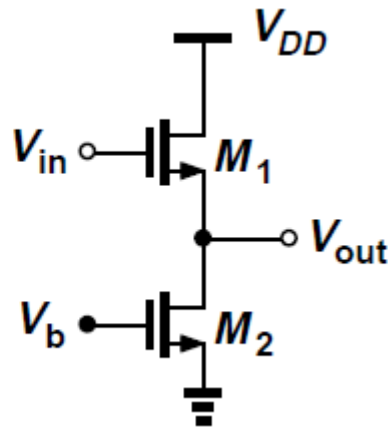
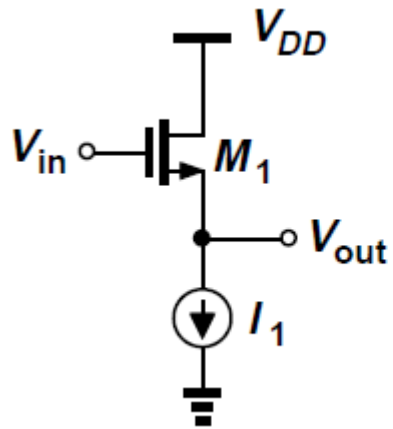
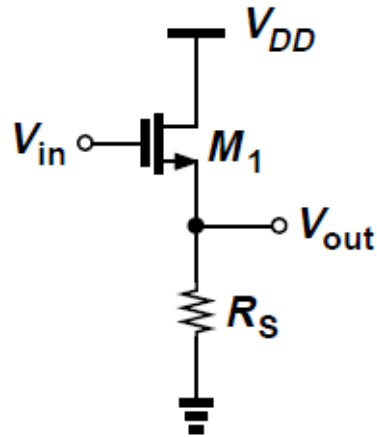


- Feszültségerősítés nulláról indul amikor $V_{in} \approx V_{TH}$ ($g_m \approx 0$), és monotonikusan nő
- Ahogy a drain áram és g_m nő, A_v közelíti

$$g_m / (g_m + g_{mb}) = 1 / (1 + \eta)$$

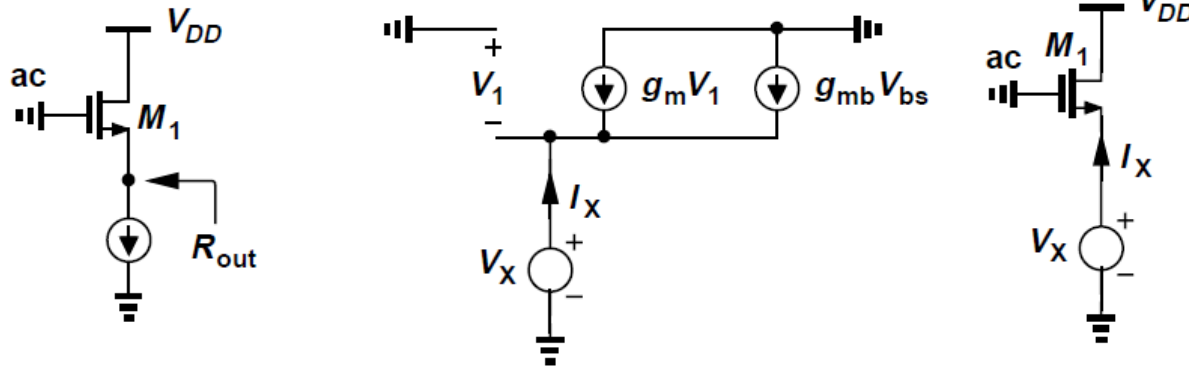
- Mivel η lassan csökken V_{out} -al, A_v végül egyenlő lesz egységnyivel, azonban tipikusan megengedhető source-bulk feszültségek esetén, η durván 0.2 és magasabb értékeken marad
- Ha $R_S = \infty$, a source követő feszültségerősítése akkor sem lesz egységnyi

Source követő



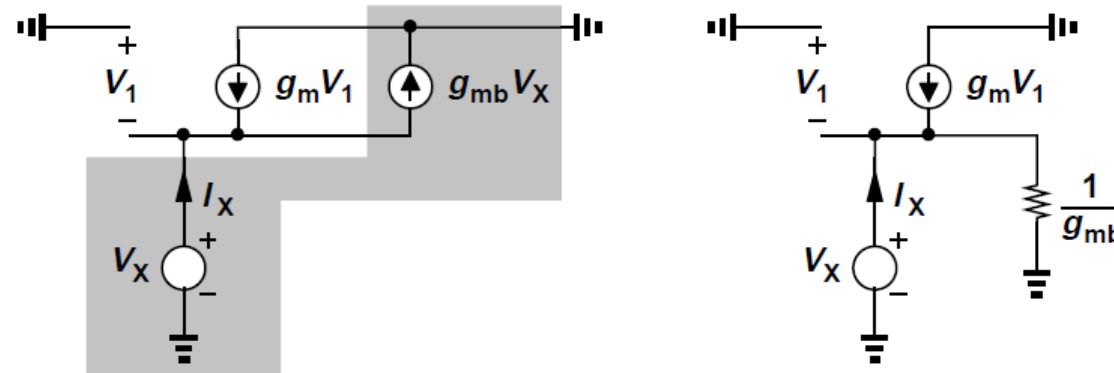
- M_1 drain árama erősen a bemeneti DC szint függvénye
- Ha V_{TH} közelítőleg állandó, V_{GS} növekedése azt fogja eredményezni, hogy $V_{out} (=V_{in}-V_{GS})$ nem fogja a V_{in} feszültséget hűen követni, ami nemlinearitást okoz
- Ennek a problémának a megelőzésére az ellenállást lecserélhetjük egy állandó áramforrásra
- Az áramforrás egy telítésben működő NMOS tranzisztorral valósítható meg

Source követő – kimeneti impedancia számítása



- A kisjelű helyettesítő kapcsolásból, $V_X = -V_{bs}$
- Vagyis $I_X - g_m V_X - g_{mb} V_X = 0$ és $R_{out} = \frac{1}{g_m + g_{mb}}$
- A body hatás csökkenti a source követő kimeneti ellenállást
- Ha V_X csökken ΔV -vel a drain áram nő
 - body hatás nélkül, V_{GS} nő ΔV -vel
 - body hatással, V_{TH} is csökken, így $(V_{GS} - V_{TH})^2$ és I_{D1} jobban fog nőni, ezzel csökkentve a kimeneti impedanciát

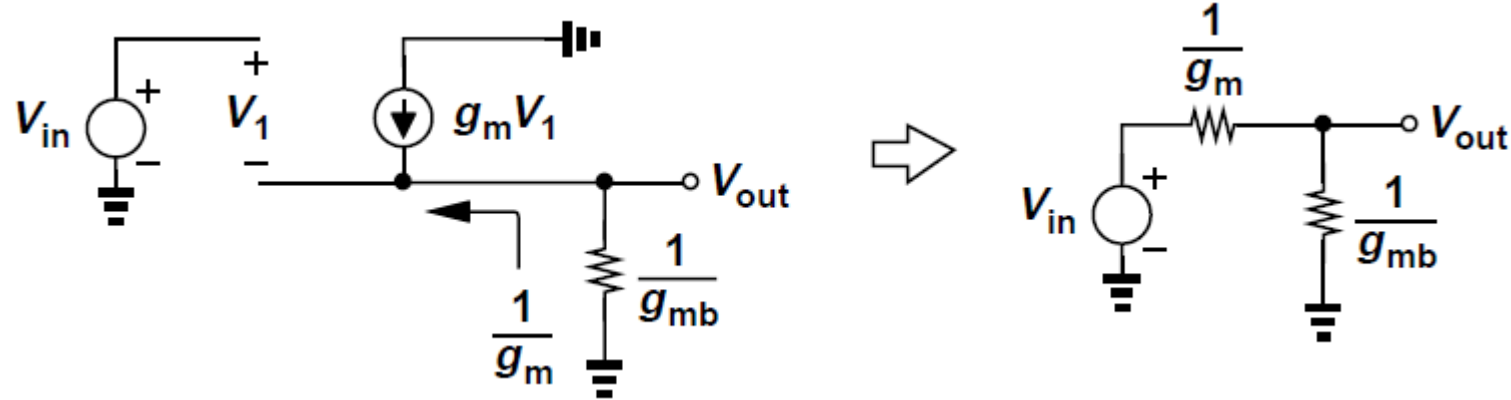
Source követő



- A $g_{mb}V_{bs} = g_{mb}V_x$ áramgenerátor nagysága lineáris függvénye a rajta lévő feszültségnek, modellezhető egy $1/g_{mb}$ értékű ellenállással (csak a source követőre érvényes közelítés)
- Ez párhuzamosan van a kimenettel, csökkentve a kimeneti ellenállást
- Mivel $1/g_{mb}$ nélkül a kimeneti ellenállás $1/g_m$, ebből következik, hogy

$$\begin{aligned} R_{out} &= \frac{1}{g_m} \parallel \frac{1}{g_{mb}} \\ &= \frac{1}{g_m + g_{mb}} \end{aligned}$$

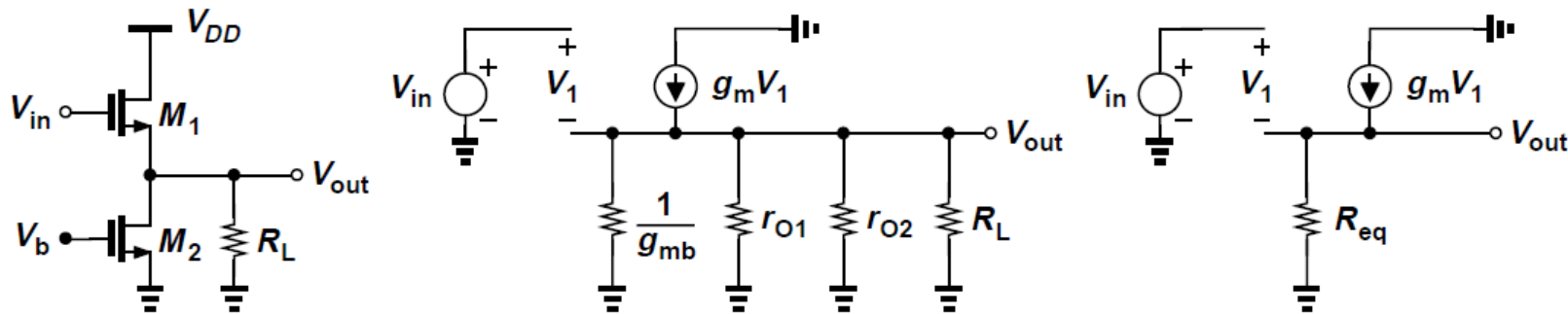
Source követő



- g_{mb} hatását ellenállással modellezve könnyen megérthetjük a kisebb mint egységnyi erősítést akkor is, ha $R_S = \infty$
- Thevenin ekvivalens helyettesítő képből

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{\frac{1}{g_{mb}}}{\frac{1}{g_m} + \frac{1}{g_{mb}}} \\ &= \frac{g_m}{g_m + g_{mb}}. \end{aligned}$$

Source követő



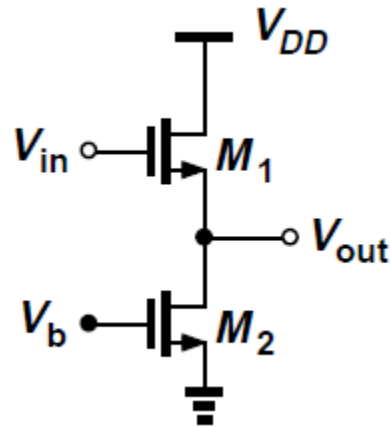
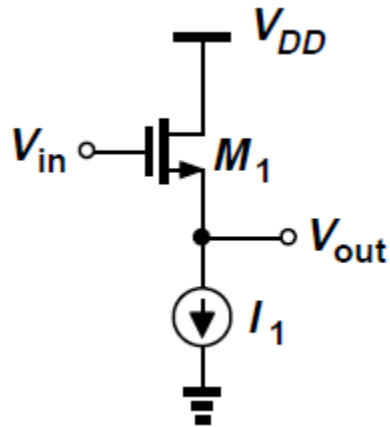
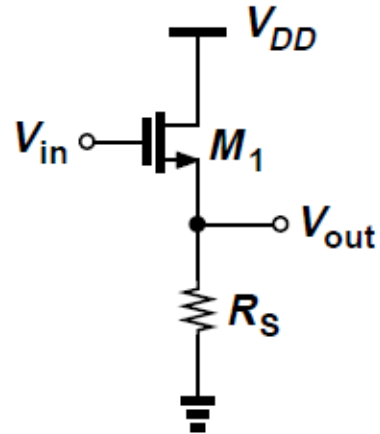
- A kisjelű helyettesítő kapcsolás véges terhelő ellenállás és csatornahossz moduláció esetén
- $1/g_{mb}$, r_{O1} , r_{O2} és R_L párhuzamosak, így

$$R_{eq} = (1/g_{mb}) || r_{O1} || r_{O2} || R_L$$

- Ebből

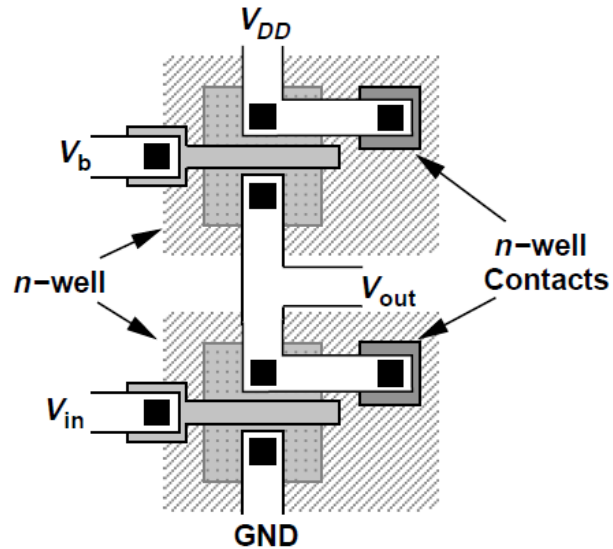
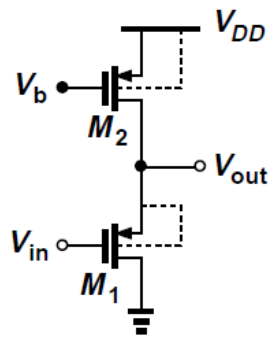
$$A_v = \frac{R_{eq}}{R_{eq} + \frac{1}{g_m}}$$

Source követő problémái



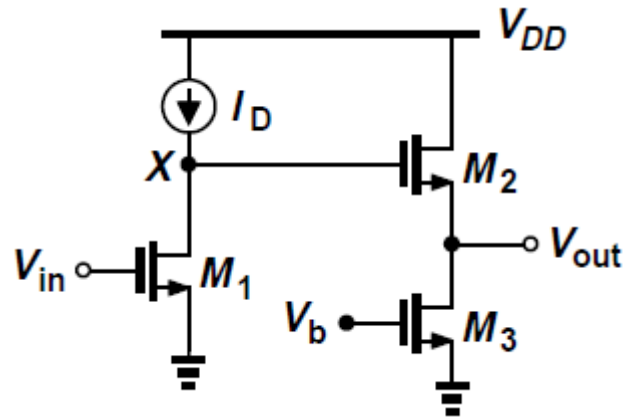
- Source követők nagy bemeneti és közepes kimeneti impedanciával rendelkeznek, de ennek ára van
 - Nemlinearitás
 - Feszültség headroom limitációk
- Akkor ha ideális áramforrással is terheljük, a V_{TH} nemlineáris függése a source potenciáltól nemlinearitást okoz a bemeneti-kimeneti karakterisztikában
- Submikronos technológiákon r_o jelentősen változik V_{DS} értékével és további kisjelű erősítés varianciát okoz

Source követő problémái



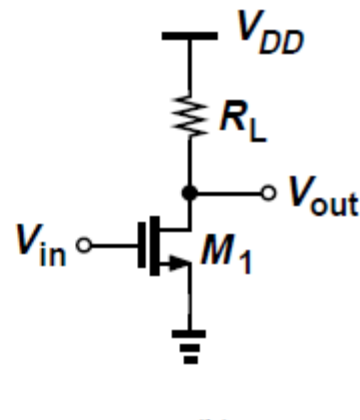
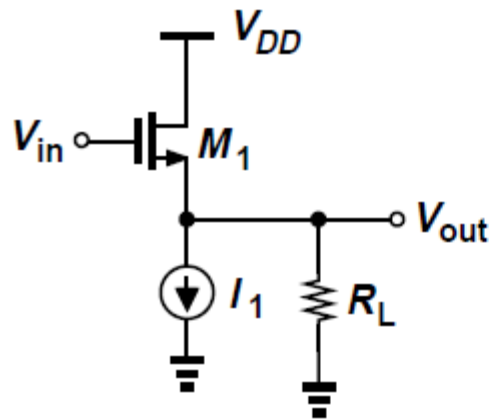
- A nemlinearitás eliminálható ha a bulk és a source össze van kötve
 - Normál technológiákon csak PMOS használatával oldható meg, mert általában az összes NMOS szubsztrát közös
- PMOS source követő két külön n -zsebbel kiküszöböli M_1 body hatását
- A PMOS eszközök kisebb mobilitása nagyobb kimeneti impedanciát eredményez az NMOS párjával szemben

Source követő problémái



- Source követők eltolják a jel DC szintjét V_{GS^-} -el, ami feszültség headroom-ot igényel
- Az ábrán látható közös source és source követő kaszkád kapcsolásban,
 - Source követő nélkül a legalacsonyabb megengedhető V_X érték $V_{GS1} - V_{TH1}$ lenne (hogy M_1 telítésben maradjon)
 - Source követővel V_X nagyobb kell legyen, mint $V_{GS2} + (V_{GS3} - V_{TH3})$, hogy M_3 telítésben maradjon
- M_1 és M_3 összevethető meghajtó feszültségei mellett a feszültség swing az X csomópontban V_{GS2} -vel csökkent

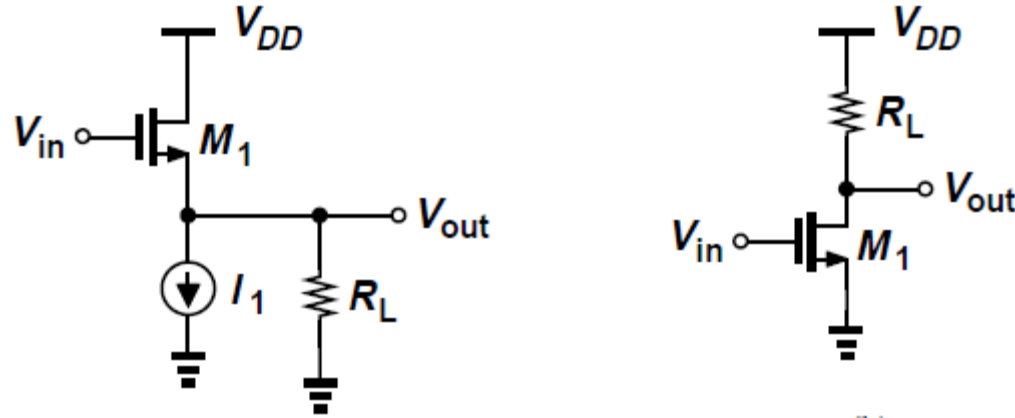
CS fokozat és source követő összehasonlítása



- Hasonlítsuk össze a source követő és a CS fokozat erősítését kis terhelő impedancia mellett
 - Pl. egy külső 50Ω lezárás meghajtása nagyfrekvenciás alkalmazásban
- Amikor a source követő hajtja meg a terhelést a teljes erősítés

$$\begin{aligned}\frac{V_{out}}{V_{in}}|_{SF} &\approx \frac{R_L}{R_L + 1/g_{m1}} \\ &\approx \frac{g_{m1}R_L}{1 + g_{m1}R_L}.\end{aligned}$$

CS fokozat és source követő összehasonlítása



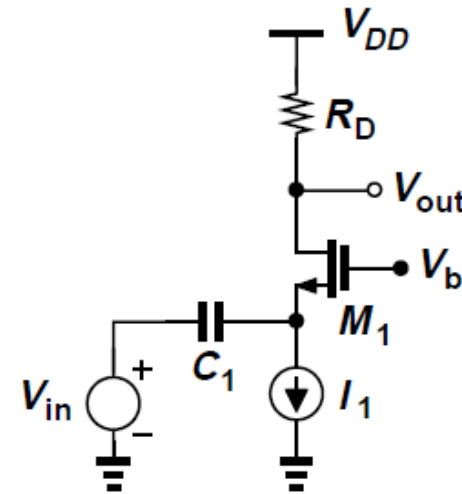
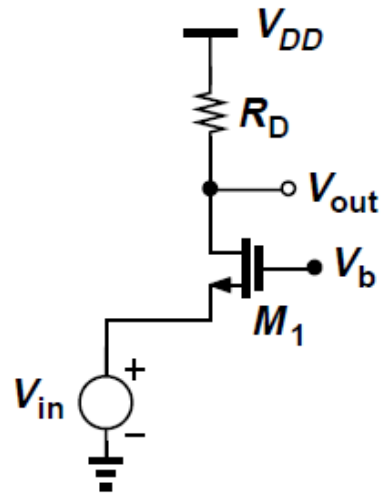
- A terhelés a közös source fokozat részének tekinthető, az erősítés

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}|_{CS} \approx -g_{m1}R_L.$$

- A legfontosabb különbség a két topológia között az elérhető feszültség erősítés adott áram mellett
- Például, ha $1/g_{m1} \approx R_L$, a source követő erősítése maximum 0.5, miközben a közös source fokozat közel egységnyi erősítést ad
- Ebből levonhatjuk a következtetést, hogy a source követők nem igazán hatékony meghajtó fokozatok

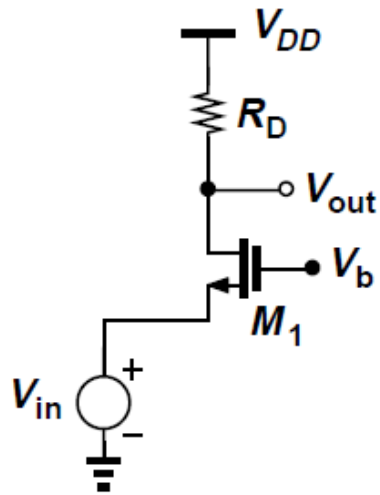
Közös gate fokozat

- A közös gate (CG) fokozat a bemenetet a source terminálon érzékeli és a kimenetet a drain terminálon állítja elő
- A gate úgy van előfeszítve, hogy megfelelő munkapontba hozzuk az eszközt



- Az M_1 eszköz munkaponti árama átfolyik a bemeneti jelforráson
- Alternatív megoldásként M_1 egy állandó áramforrással állítható munkapontba, a bemeneti jelet pedig kapacitívan csatoljuk be

Közös gate fokozat: Nagyjelű viselkedés



- Tegyük fel V_{in} csökken egy nagy pozitív értékről és $\lambda=0$
- Amikor $V_{in} \geq V_b - V_{TH}$, M_1 ki van kapcsolva és $V_{out} = V_{DD}$
- V_{in} kisebb értékeire, ha M_1 telítésben van,

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_b - V_{in} - V_{TH})^2$$

- Ahogy V_{in} tovább csökken, úgy csökken V_{out} is M_1 eszközt a trióda tartományba kényszerítve, ha

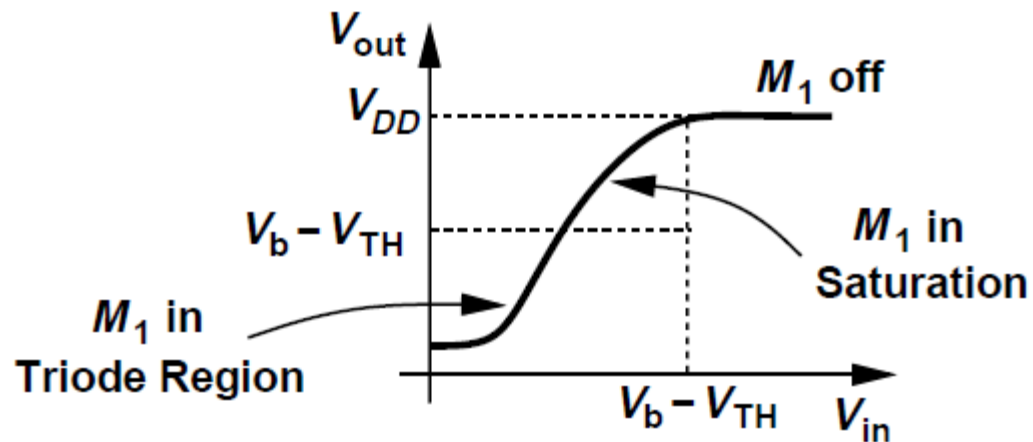
$$V_{DD} - \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_b - V_{in} - V_{TH})^2 R_D = V_b - V_{TH}$$

- Abban a tartományban ahol M_1 telítésben van, a kimeneti feszültséget kifejezhetjük

$$V_{out} = V_{DD} - \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_b - V_{in} - V_{TH})^2 R_D$$

Közös gate fokozat

Bemeneti-kimeneti karakterisztika



- Amikor M_1 telítésben,

$$V_{out} = V_{DD} - \frac{1}{2}\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_b - V_{in} - V_{TH})^2 R_D.$$

- A kisjelű erősítés megkapható

$$\frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}} = -\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_b - V_{in} - V_{TH}) \left(-1 - \frac{\partial V_{TH}}{\partial V_{in}} \right) R_D$$

- Mivel $\partial V_{TH} / \partial V_{in} = \partial V_{TH} / \partial V_{SB} = \eta$,

$$\begin{aligned} \frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}} &= \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} R_D (V_b - V_{in} - V_{TH}) (1 + \eta) \\ &= g_m (1 + \eta) R_D. \end{aligned}$$

Közös gate fokozat

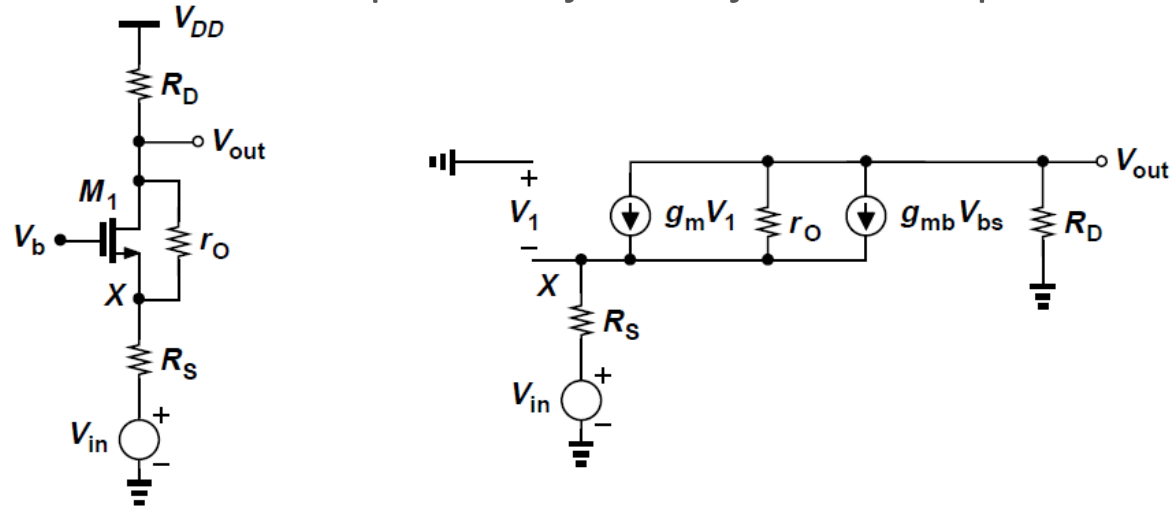
- A közös gate (CG) fokozat erősítése pozitív

$$\begin{aligned}\frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}} &= \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} R_D (V_b - V_{in} - V_{TH})(1 + \eta) \\ &= g_m (1 + \eta) R_D.\end{aligned}$$

- A body hatás növeli a fokozat effektív transzkonduktanciáját
- Adott munkaponti áram és tápfeszültség mellett (pl. adott a teljesítmény keret), a feszültség erősítése a CG fokozatnak maximalizálható
 - Növelve g_m -et a bemeneti eszköz szélességének növelésével, amivel egészen a subthreshold tartományig juthatunk el [$g_m = I_D / \zeta V_T$]
 - Növelve R_D értékét és ezzel a DC feszültségesést rajta
- A legkisebb megengedhető érték V_{out} -ra $V_{GS} - V_{TH} + V_{I1}$, ahol V_{I1} jelöli a legkisebb feszültséget amire az I_1 áramnak szüksége van

Közös gate fokozat

- Figyelembe véve a tranzisztor kimeneti impedanciáját és a jelforrás impedanciáját



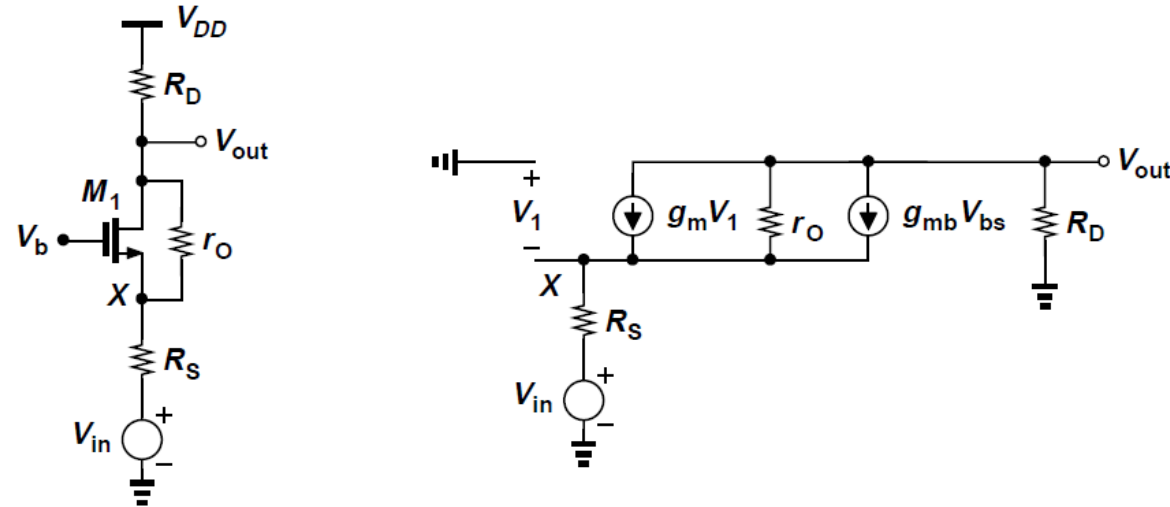
- A kisjelű helyettesítő kapcsolásban, mivel az R_S ellenálláson átfolyó áram $-V_{out}/R_D$,

$$V_1 - \frac{V_{out}}{R_D} R_S + V_{in} = 0.$$

- Továbbá, mivel az r_O ellenálláson átfolyó áram $-V_{out}/R_D - g_m V_1 - g_{mb} V_1$

$$r_O \left(\frac{-V_{out}}{R_D} - g_m V_1 - g_{mb} V_1 \right) - \frac{V_{out}}{R_D} R_S + V_{in} = V_{out}$$

Közös gate fokozat



- Átrendezés után

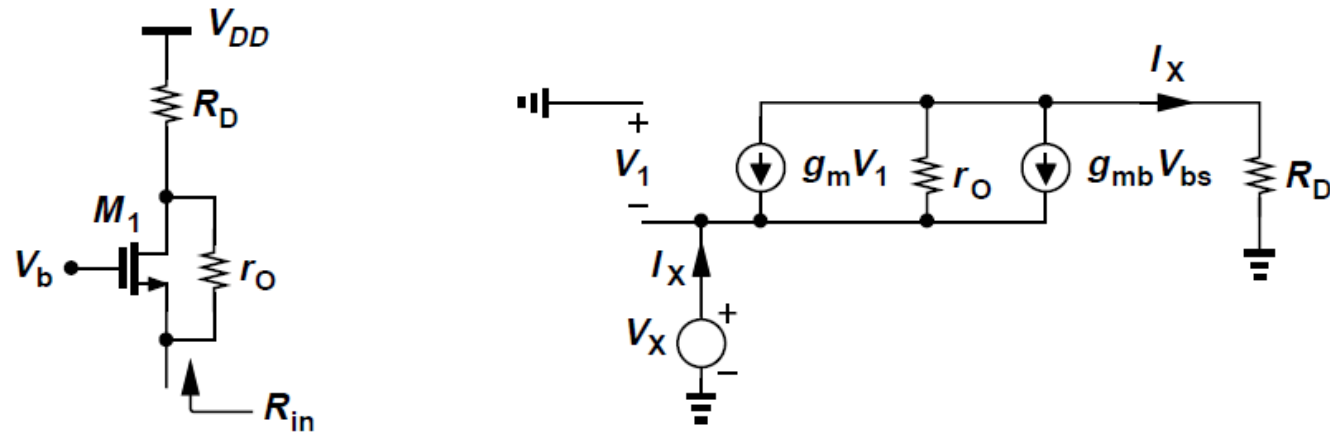
$$r_O \left[\frac{-V_{out}}{R_D} - (g_m + g_{mb}) \left(V_{out} \frac{R_S}{R_D} - V_{in} \right) \right] - \frac{V_{out} R_S}{R_D} + V_{in} = V_{out}$$

- Így,

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{(g_m + g_{mb})r_O + 1}{r_O + (g_m + g_{mb})r_O R_S + R_S + R_D} R_D$$

- A feszültségerősítés a degenerált CS fokozathoz hasonlít.

Közös gate fokozat: Bemeneti impedancia



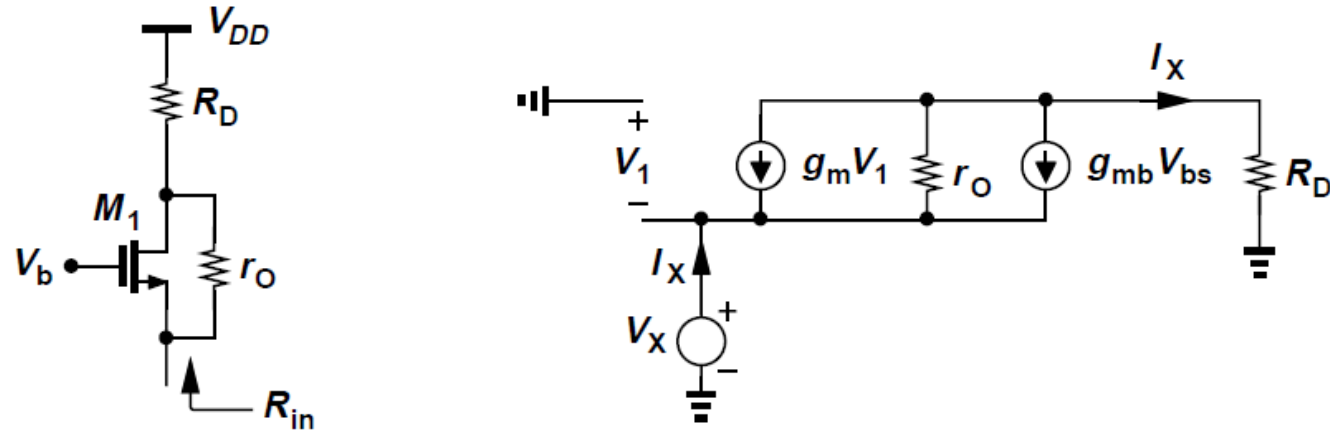
- A kisjelű helyettesítő kapcsolásból a bemeneti impedancia meghatározásához

$$V_1 = -V_X$$

- Az r_o ellenálláson átfolyó áram $I_X + g_m V_1 + g_{mb} V_1 = I_X - (g_m + g_{mb})V_X$
- A feszültségek r_o és R_D ellenállásokon keresztül összeadva

$$R_D I_X + r_o [I_X - (g_m + g_{mb})V_X] = V_X$$

Közös gate fokozat: Bemeneti impedancia



■ Így,

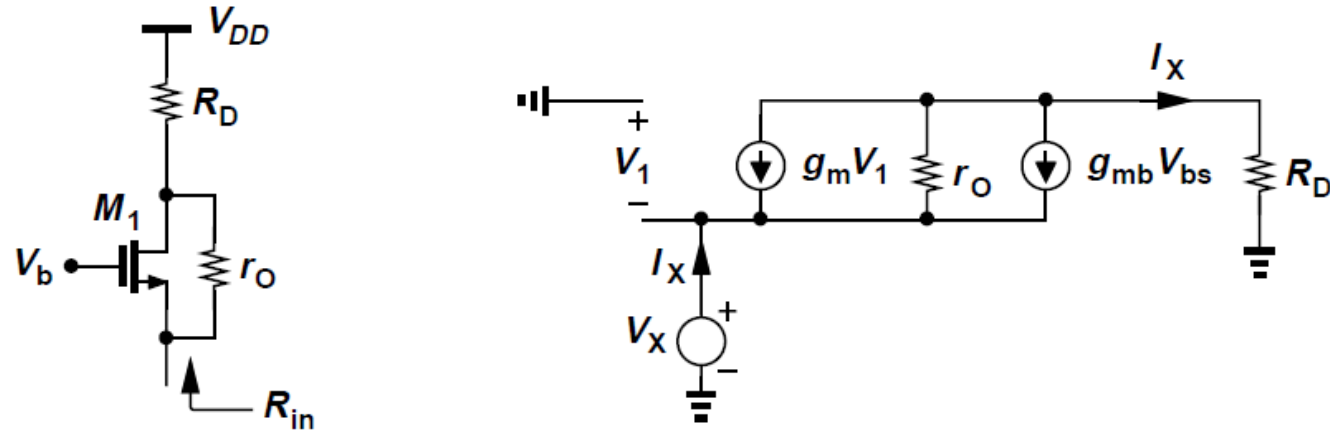
$$\begin{aligned}\frac{V_X}{I_X} &= \frac{R_D + r_O}{1 + (g_m + g_{mb})r_O} \\ &\approx \frac{R_D}{(g_m + g_{mb})r_O} + \frac{1}{g_m + g_{mb}};\end{aligned}$$

Ha $(g_m + g_{mb})r_O \gg 1$

A drain impedancia leosztódik $(g_m + g_{mb})r_O$ faktossal a source felől nézve

■ Ez fontos rövidcsatornás eszközök esetén az alacsony intrinsíc erősítésük miatt

Közös gate fokozat: Bemeneti impedancia

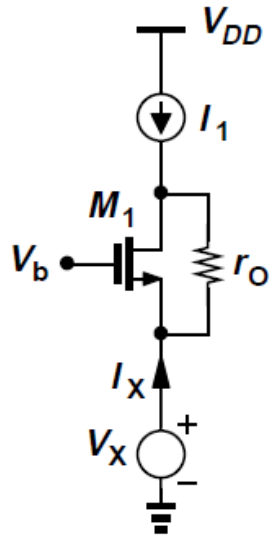


- Tegyük fel $R_D = 0$, ekkor

$$\begin{aligned}\frac{V_X}{I_X} &= \frac{r_O}{1 + (g_m + g_{mb})r_O} \\ &= \frac{1}{\frac{1}{r_O} + g_m + g_{mb}},\end{aligned}$$

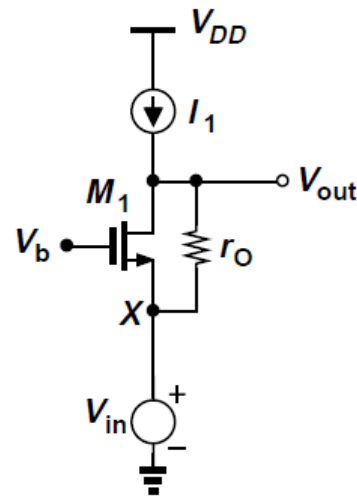
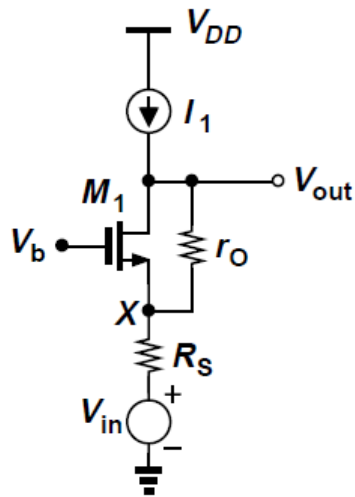
- Ez az impedancia megegyezik a source követő impedanciájával, ami várható volt, mert $R_D = 0$ esetén visszkapjuk ugyanazt az áramkört mint a source követő

Közös gate fokozat: Bemeneti impedancia



- Ha R_D ellenállást lecseréljük egy ideális áramforrásra, a korábbi eredmények azt jósolják a bemeneti impedancia a végtelenhez tart
- A tranzisztoron átfolyó teljes áram fix és egyenlő I_1 értékkel
- Ennek köszönhetően a source potenciál változása nem tudja megváltoztatni az eszköz áramát, vagyis $I_x = 0$
- A CG fokozat bemeneti impedanciája csak akkor relatíve kicsi, ha a drain terminálhoz kapcsolódó terhelő impedancia kicsi

Közös gate fokozat

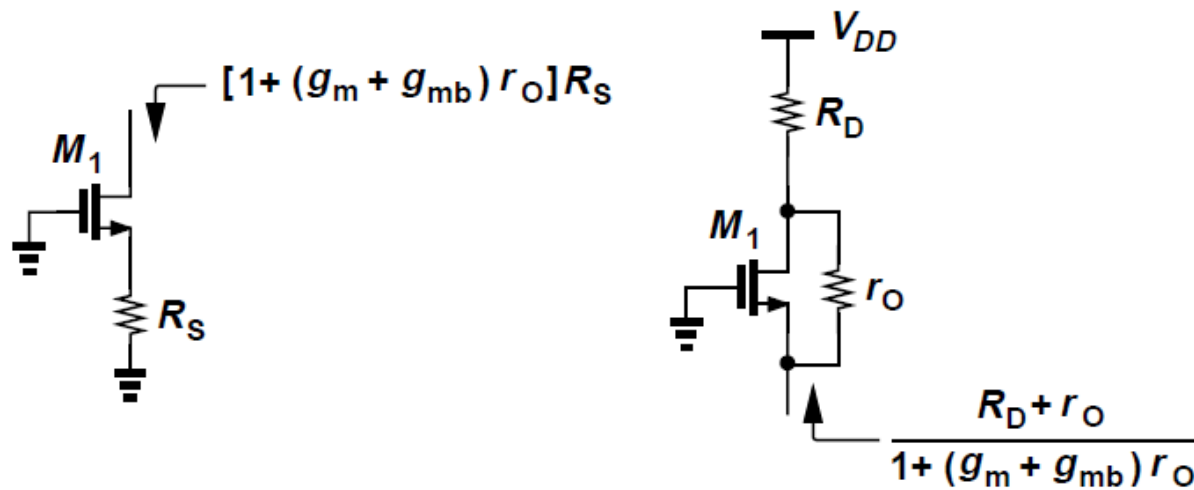


- Olyan CG fokozat esetén ahol a terhelés áramforrás $R_D = \infty$ helyettesítéssel a feszültségerősítés

$$A_v = (g_m + g_{mb})r_O + 1$$

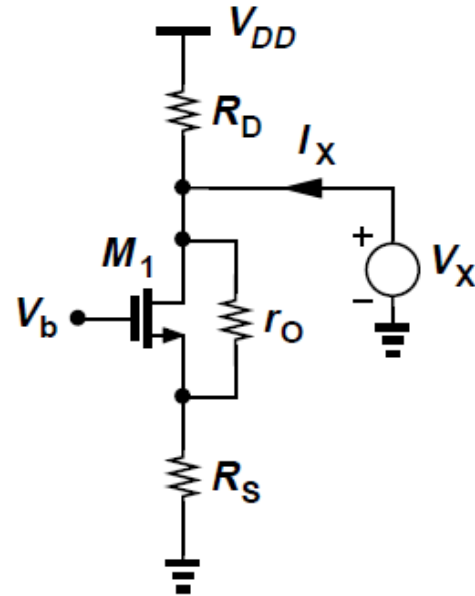
- Az erősítés nem függ R_S értékétől
- Ha $R_D \rightarrow \infty$, úgy M_1 source terminálból látható impedancia is, és a kisjelű feszültség az X csomópontban egyenlő lesz V_{in} értékével

Közös gate fokozat



- Degenerált CS fokozatban pongyolán úgy fogalmazhatunk a tranzisztor a source ellenállást nagyobb értékre transzformálja
- CG fokozatban a tranzisztor a drain ellenállását alacsonyabb értékre transzformálja
- A MOS tranzisztor így tekinthető egy ellenállás transzformátornak

Közös gate fokozat: Kimeneti impedancia

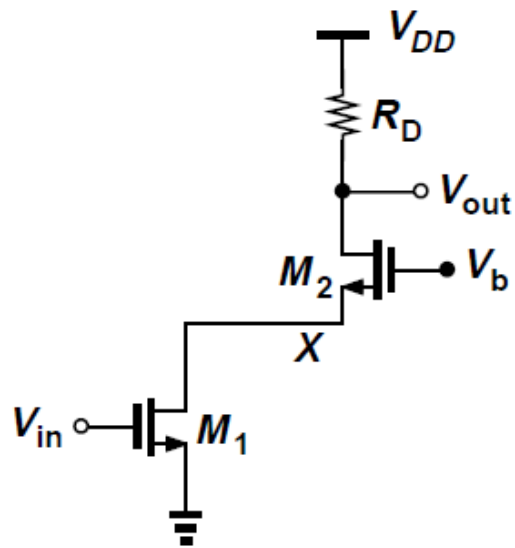


- A fenti kisjelű helyettesítő képből meghatározhatjuk a kimeneti impedanciát

$$R_{out} = \{[1 + (g_m + g_{mb})r_O]R_S + r_O\} \parallel R_D$$

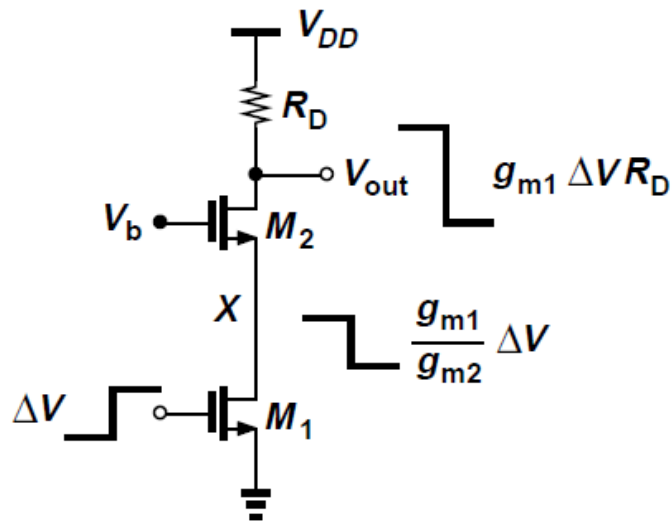
- Az eredmény hasonló a degenerált CS fokozat eredményével

Kaskód fokozat



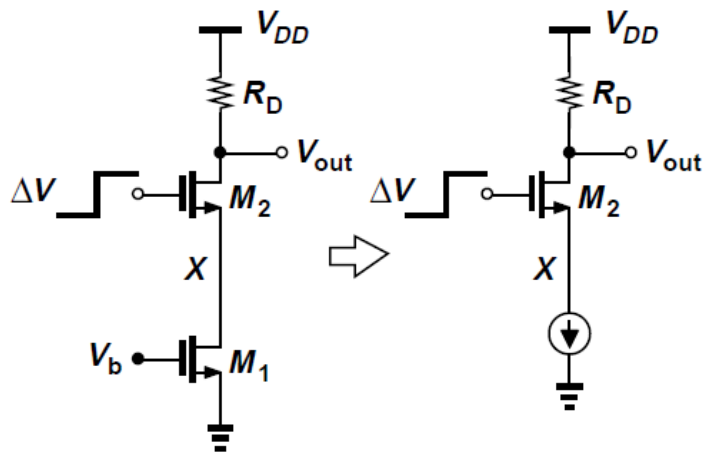
- A CS és CG fokozatok kaskád kapcsolását kaskód topológiának nevezzük
- M_1 létrehoz egy kisjelű drain áramot ami arányos a kisjelű V_{in} bemenettel majd M_2 egyszerűen rávezeti ezt az áramot az R_D ellenállásra
- M_1 eszköz a bemeneti, M_2 a kaskód eszköz
- M_1 és M_2 ebben a példában egyenlő munkaponti és szignál áramot vezet
 - Ezt a topológiát „teleszkóp kaskódnak” is nevezik

Kasz kód fokozat: Kvalitatív analízis



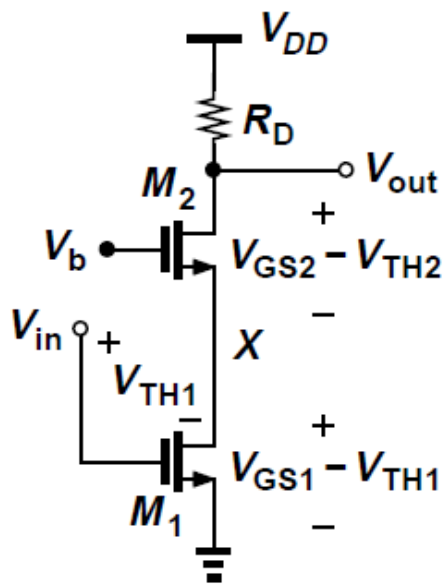
- Tegyük fel mindkét eszköz telítésben van és $\lambda = \gamma = 0$
- Ha V_{in} megnő ΔV -vel, akkor I_{D1} megnő $g_{m1} \Delta V$ -vel
- Ez az áramváltozás átfolyik az X csomópontban látható impedancián, vagyis M_2 source terminálján látható impedancián ami $1/g_{m2}$
- Így, V_X csökken $g_{m1} \Delta V \cdot (1/g_{m2})$ faktorial
- Ez a változás az I_{D1} áramban szintén átfolyik az R_D ellenálláson, létrehozva egy feszültségesést a kimeneten ami $g_{m1} \Delta V R_D$, mint egy egyszerű CS fokozat esetén

Kasz kód fokozat: Kvalitatív analízis



- Vizsgáljuk meg amikor V_{in} fix és V_b megnő ΔV értékkel
- Mivel V_{GS1} állandó és $r_{O1} = \infty$, M_1 lecserélhető egy ideális áramforrással
- Az X csomópont M_2 úgy működik, mint egy source követő, érzékeli a ΔV bemeneti jelet a gate-en és létrehozza a kimenetet az X ponton
- $\lambda = \gamma = 0$, a kisjelű feszültségerősítése a source követőnek egységnyi R_D értékétől függetlenül
- V_X megnő ΔV értékkel, de V_{out} nem változik, mert $I_{D2} = I_{D1} = \text{állandó}$, így a feszültségerősítés V_b és V_{out} között zérus

Kasz kód fokozat: Munkapont beállítás



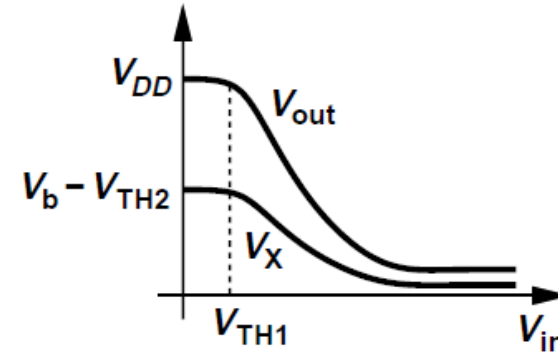
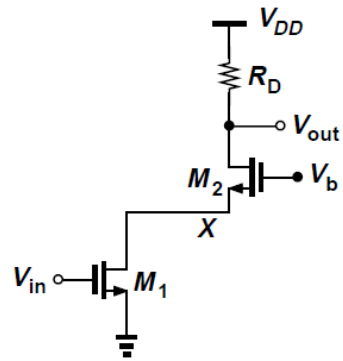
- Ahhoz, hogy M_1 telítésben legyen, $V_X \geq V_{in} - V_{TH1}$ kell legyen
- Ha M_1 és M_2 szintén telítésben van, M_2 source követőként működik és V_X elsősorban V_b függvénye: $V_X = V_b - V_{GS2}$
- Így, $V_b - V_{GS2} \geq V_{in} - V_{TH1}$ és így $V_b > V_{in} + V_{GS2} - V_{TH1}$
- Ahhoz, hogy M_2 telítésben legyen, $V_{out} \geq V_b - V_{TH2}$
- Így,

$$\begin{aligned} V_{out} &\geq V_{in} - V_{TH1} + V_{GS2} - V_{TH2} \\ &= (V_{GS1} - V_{TH1}) + (V_{GS2} - V_{TH2}) \end{aligned}$$

ha úgy választjuk meg V_b értékét, hogy M_1 a telítés határán legyen

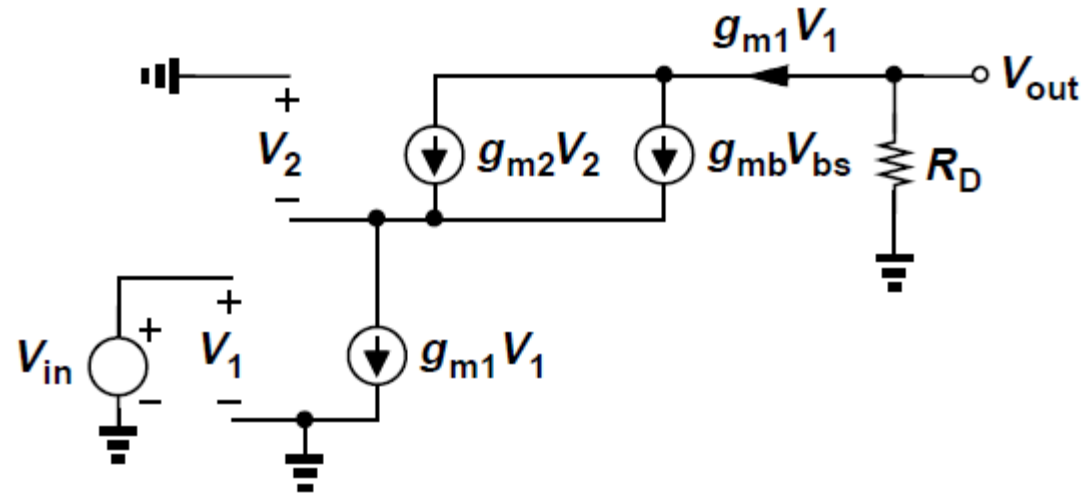
- A minimum kimeneti szint ahol mindkét tranzisztort telítésben van M_1 and M_2 eszközök meghajtófeszültségeinek összege
- Azzal hogy az áramkörhöz adtuk M_2 tranzisztort, a kimeneti feszültség swing legalább az eszköz meghajtófeszültségével csökkent

Kasz kód fokozat: Nagyjelű viselkedés



- Amikor $V_{in} \leq V_{TH1}$, M_1 és M_2 ki vannak kapcsolva, $V_{out} = V_{DD}$, és $V_X \approx V_b - V_{TH2}$
- Ahogy V_{in} átlépi V_{TH1} értékét, M_1 áramot kezd húzni és V_{out} csökkenni kezd
- Mivel I_{D2} nő, V_{GS2} feszültségnek szintén emelkednie kell, ami V_X csökkenését okozza
- Ahogy V_{in} elég nagy lesz két dolog történhet:
 - V_X lecsökken V_{in} alá V_{TH1} -vel trióda tartományba kényszerítve az M_1 tranzisztort
 - V_{out} lecsökken V_b alá V_{TH2} -vel trióda tartományba kényszerítve az M_2 tranzisztort
- Az eszköz méretei, R_D és V_b függvényében az egyik effektus hamarabb történik meg, mint a másik

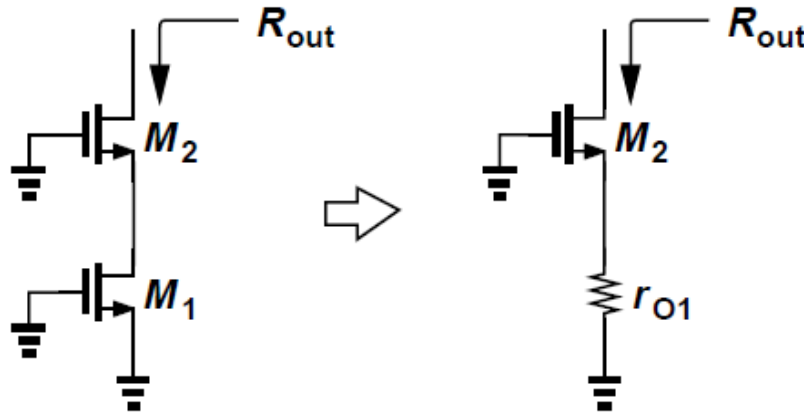
Kasz kód fokozat: Kisjelű karakterisztika



- Tegyük fel mindkét eszköz telítésben van és $\lambda=0$
- A feszültségerősítés megegyezik a CS fokozat erősítésével, mivel a bemeneti eszköz által létrehozott áramnak át kell folyni a kaszkód eszközön
- Ez az eredmény független az M_2 eszköz transzkonduktanciájától és body hatásától
- $A_v = -G_m R_{out}$

Kasz kód fokozat: Kimeneti impedancia

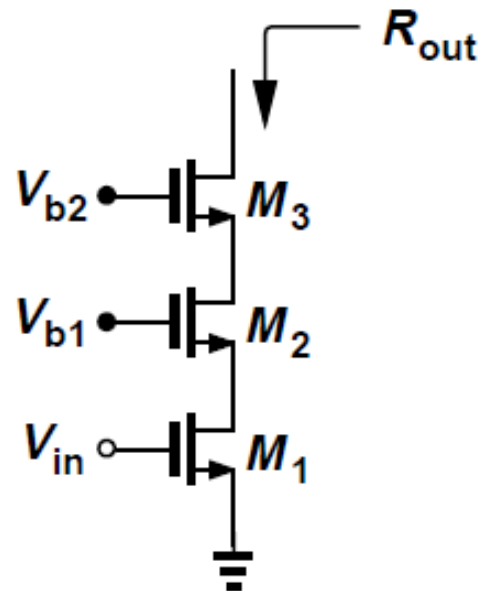
- Egy nagyon fontos tulajdonsága a kaszkód struktúrának a nagy kimeneti impedanciája



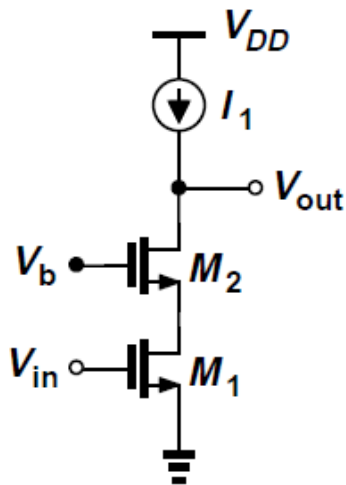
- R_{out} számításához úgy tekinthető, mint egy CS fokozat egy degeneráló ellenállással, ami r_{O1}
- Így, $R_{out} = [1 + (g_{m2} + g_{mb2})r_{O2}]r_{O1} + r_{O2}$
- Feltételezve, hogy $g_m r_O \gg 1$, $R_{out} \approx (g_{m2} + g_{mb2})r_{O2}r_{O1}$
- M_2 boostolja M_1 kimeneti impedanciáját egy $(g_{m2} + g_{mb2})r_{O2}$ faktoral

Tripla kaszkód

- A kaszkód kiegészíthető három vagy több stack-elt eszközzel is, hogy nagyobb kimeneti impedanciát érjünk el
- A szükséges plusz feszültség headroom miatt nem túl vonzó
- Tripla kaszkód esetén a minimum kimeneti feszültség három meghajtófeszültség összege

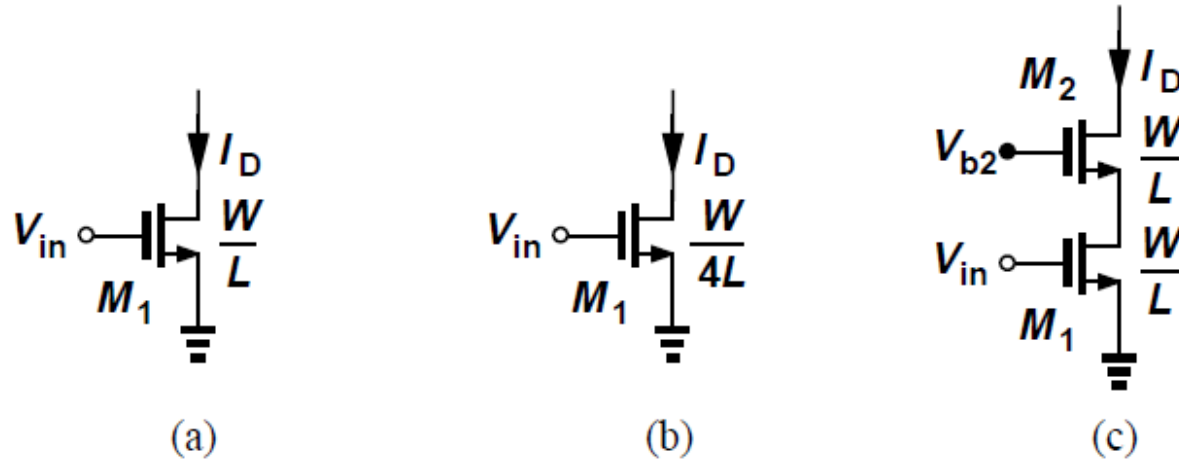


Kasz kód fokozat áramforrás terheléssel



- A feszültségerősítés maximalizálható G_m és/vagy R_{out} maximalizálásával
- Mivel G_m tipikusan a tranzisztor transzkonduktanciáján múlik és munkaponti áram és eszközkapacitás trade-off-al állunk szemben, előnyösebb úgy növelni a feszültségerősítést, hogy maximalizáljuk R_{out} értékét
- Ha M_1 és M_2 is telítésben működik, $G_m \approx g_{m1}$ és $R_{out} \approx (g_{m2} + g_{mb2})r_{O2}r_{O1}$ azt eredményezi, hogy
$$A_v = (g_{m2} + g_{mb2})r_{O2}g_{m1}r_{O1}$$
- A maximális erősítés durván a tranzisztor intrinsic erősítésének négyzete

Kasz kód fokozat vs megnövelt csatornahossz

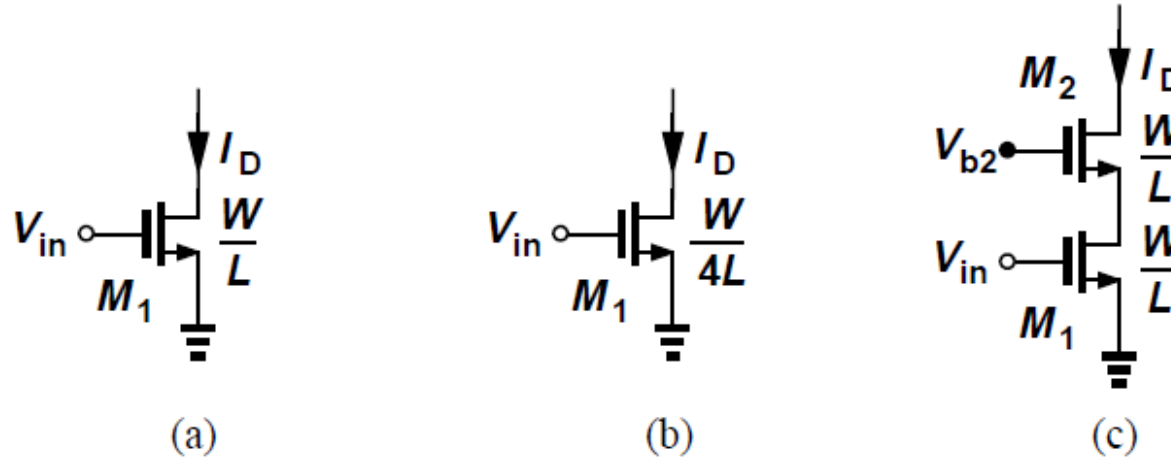


- A bemeneti tranzisztor csatorna hosszának növelésével adott munkaponti áram mellett növelhető a kimeneti impedancia
- Tegyük fel, hogy a bemeneti tranzisztor csatorna hosszát megnégyszerezük, miközben a csatorna szélességét változatlanul hagyjuk
- Mivel

$$I_D = (1/2)\mu_n C_{ox}(W/L)(V_{GS} - V_{TH})^2$$

A meghajtó feszültség duplázódik és a tranzisztor ugyanannyi feszültség headroomot használ, mint a kaszkód fokozat, vagyis a (b) és (c) áramkörök ugyanolyan feszültség swing korlátokkal rendelkeznek

Kasz kód fokozat vs megnövelt csatornahossz

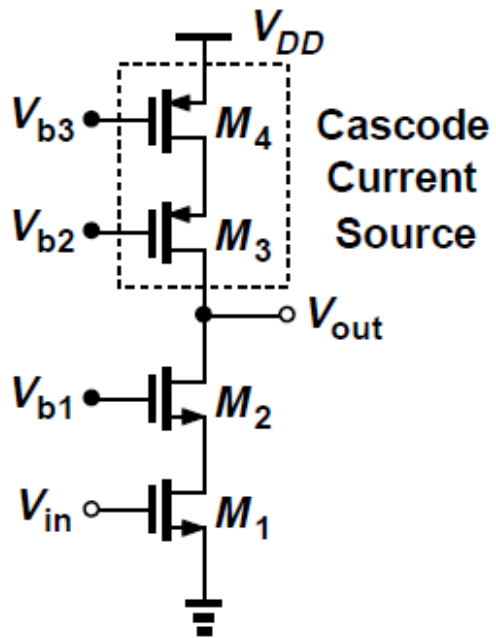


- Mivel

$$g_m r_O = \sqrt{2\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_D} \frac{1}{\lambda I_D}$$

- És $\lambda \propto 1/L$, L négyszerezése csak duplázza $g_m r_O$ értékét, miközben a kaszkód megoldás $g_m r_O^2$ eredményez
- M_1 transzkonduktanciája a (b) esetben csak fele a (c) esetnek, rontva az áramkör tulajdonságain
- Adott feszültség headroom esetén a kaszkód ad nagyobb kimeneti impedanciát

Kasz kód struktúra, mint áramforrás



- A kaszkód struktúra nagy kimenő impedanciájának köszönhetően közelebb kerülünk egy ideális áramforráshoz feszültség headroom árán
- Kaszkód fokozat áramforrás terhelése egy PMOS kaszkóddal valósítható meg aminek impedanciája

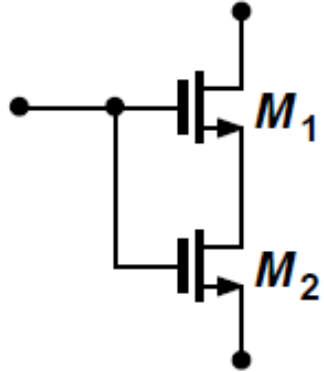
$$[1 + (g_{m3} + g_{mb3})r_{O3}]r_{O4} + r_{O3}$$

- A feszültségerősítés számításához, $G_m \approx g_{m1}$
- A kimenő ellenállás a PMOS és NMOS kaszkódok kimenő impedanciájának párhuzamos eredője

$$R_{out} = \{[1 + (g_{m2} + g_{mb2})r_{O2}]r_{O1} + r_{O2}\} \parallel \{[1 + (g_{m3} + g_{mb3})r_{O3}]r_{O4} + r_{O3}\}$$
- Az erősítés $|A_v| \approx g_{m1}R_{out}$
- Tipikus értékek esetén ez közelíthető

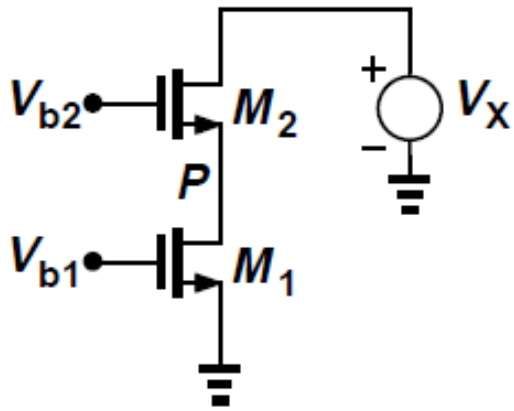
$$|A_v| \approx g_{m1}[(g_{m2}r_{O2}r_{O1}) \parallel (g_{m3}r_{O3}r_{O4})]$$

Szegényember kaszkódja



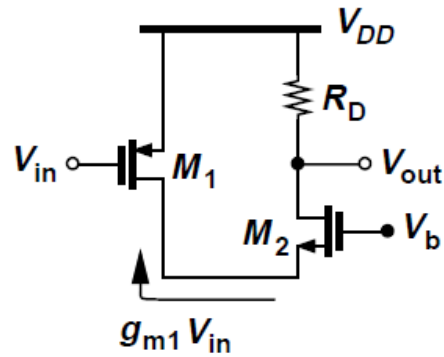
- Egy minimalista kaszkód áramforrás kaszkód eszközének nincs önálló előfeszítése
- „Szegényember kaszkódjának” nevezzük, M_2 trióda tartományban van, mert $V_{GS1} > V_{TH1}$ és $V_{DS2} = V_{GS2} - V_{GS1} < V_{GS2} - V_{TH2}$
- Ha M_1 és M_2 dimenziói megegyeznek a struktúra megegyezik egy dupla csatornahosszúságú tranzisztorral, nem igazán kaszkód
- Modern CMOS technológiákon léteznek különböző küszöbfeszültségű tranzisztorok, így M_2 telítésben lehet, ha M_1 küszöbfeszültsége alacsonyabb, mint M_2 küszöbfeszültsége

Szegényember kaszkódja: Árnyékoló tulajdonság

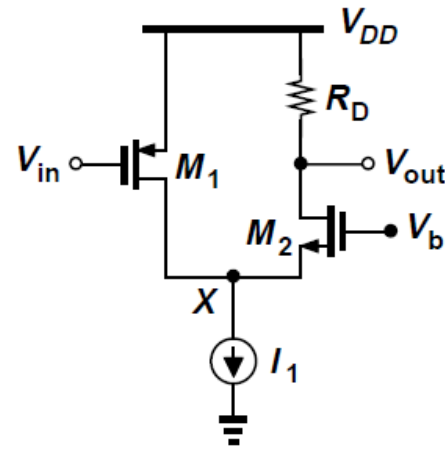


- A nagy kimeneti impedancia abból adódik, hogy a kimeneti csomópont ΔV feszültségváltozása a kaszkód eszköz source csomópontján egy sokkal kisebb feszültségváltozást eredményez
- A kaszkód tranzisztor megvédi a bemeneti eszközt a kimeneti feszültségváltozásoktól
- Ez az árnyékoló tulajdonság eltűnik, ha a kaszkód eszköz trióda tartományba kerül
- Az áramkörön ahogy V_X lecsökken $V_{b2} - V_{TH2}$ alá, M_2 átlép a trióda tartományba és egyre nagyobb gate-source meghajtó feszültségre van szüksége, hogy az M_1 által kényszerített áramot fent tudja tartani, így
$$I_{D2} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_2 [2(V_{b2} - V_P - V_{TH2})(V_X - V_P) - (V_X - V_P)^2]$$
- Ahogy V_X csökken, V_P szintén csökkenni fog, hogy I_{D2} állandó maradjon, így V_X változásai már jobban megjelennek a P csomóponton

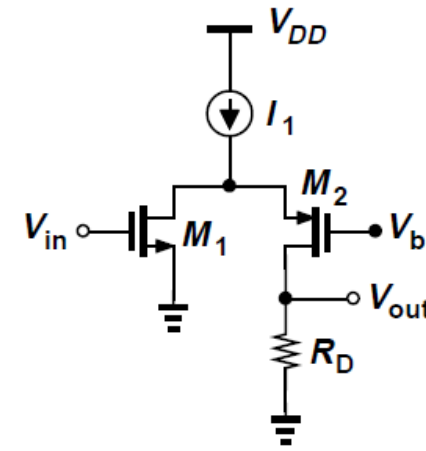
Összehajtogatott (folded) kaszkód



(a)



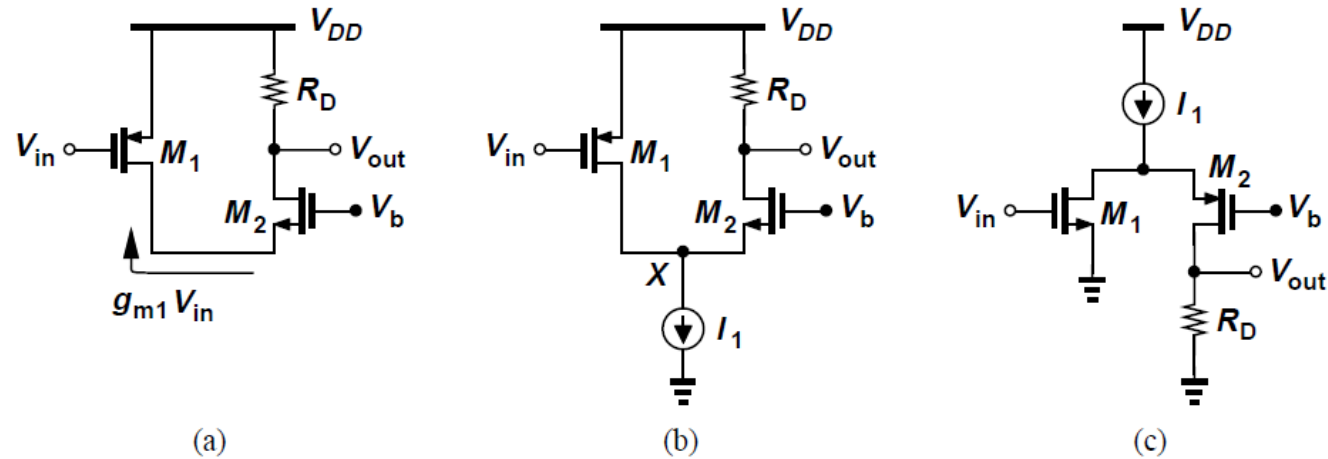
(b)



(c)

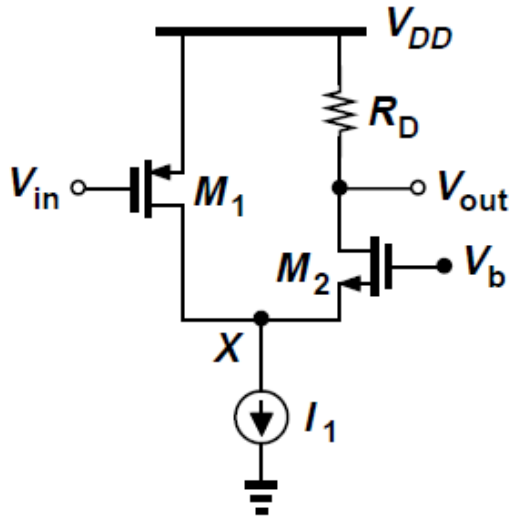
- A kaszkód struktúra bemeneti és kaszkód eszköze nem szükségszerűen ugyanolyan típusú
- A fenti ábrán (a), egy PMOS-NMOS kaszkód kombináció látja el ugyanazt a feladatot, mint egy teleszkóp kaszkód
- M_1 és M_2 előfeszítéséhez egy áramforrás hozzáadása szükséges (b)
- $|I_{D1}| + I_{D2}$ egyenlő I_1 áramforrással és így állandóak
- (c) egy NMOS-PMOS folded kaszkód struktúrát mutat

Folded kaskád: kisjelű működés



- Ha V_{in} pozitívabb lesz, $|I_{D1}|$ csökken, I_{D2} növekedni fog és így V_{out} csökken
- A feszültségerősítés és a kimeneti impedancia ugyanúgy kapható meg, mint korábban az NMOS-NMOS kaskád esetében
- (b) és (c) fokozatot nevezzük „folded kaskád” fokozatnak, mert a kisjelű árama fel illetve le van hajtogatva a (b) és (c) struktúrában
- Teleszkóp kaskád esetén az előfeszítő áram újra van használva, miközben a (b) és (c) struktúrában M_1 és M_2 árama összeadódik így nagyobb áramfogyasztást eredményezve

Folded kaszkód: nagyjelű működés

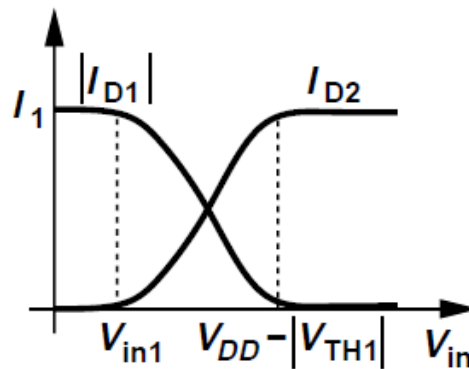
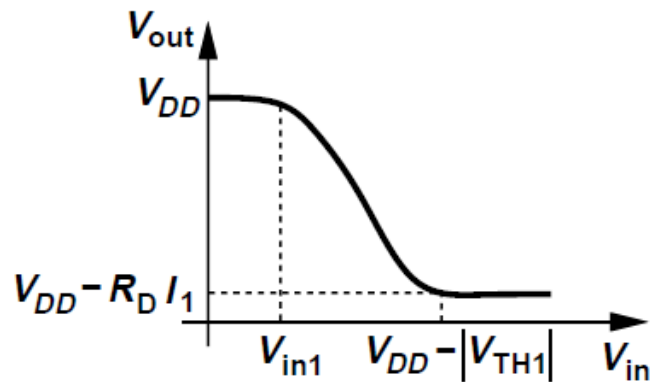
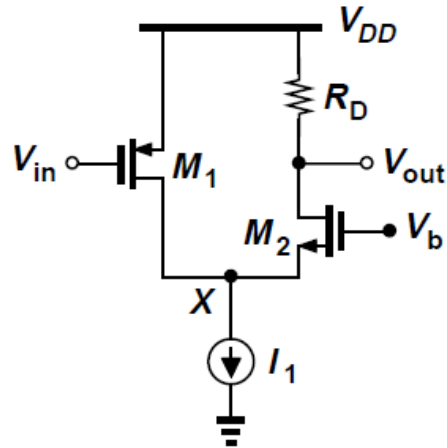


- Tegyük fel V_{in} csökken V_{DD} -től nullára
- Amikor $V_{in} > V_{DD} - |V_{TH1}|$, M_1 ki van kapcsolva és M_2 árama I_1 , vagyis $V_{out} = V_{DD} - I_1 R_D$
- Amikor $V_{in} < V_{DD} - |V_{TH1}|$, M_1 bekapcsol telítésben,

$$I_{D2} = I_1 - \frac{1}{2} \mu_p C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_{DD} - V_{in} - |V_{TH1}|)^2.$$

- Ahogy V_{in} csökken, I_{D2} tovább csökken, egészen nulláig ha $I_{D1} = I_1$

Folded kaskád: nagyjelű működés



- Ez történik $V_{in} = V_{in1}$ esetén, ha

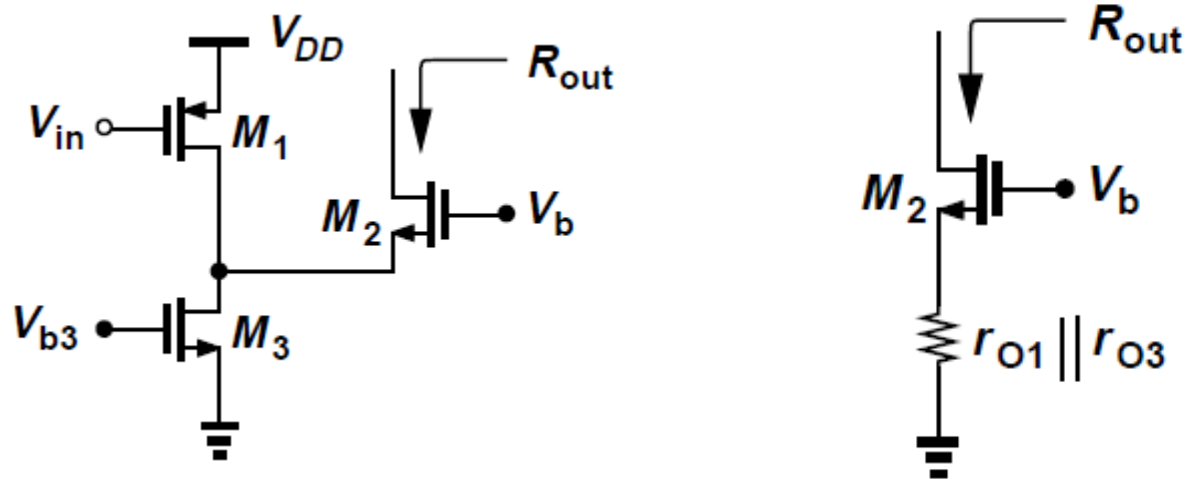
$$\frac{1}{2} \mu_p C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_{DD} - V_{in1} - |V_{TH1}|)^2 = I_1$$

- Így,

$$V_{in1} = V_{DD} - \sqrt{\frac{2I_1}{\mu_p C_{ox} (W/L)_1}} - |V_{TH1}|$$

- Ha V_{in} lecsökken ez alá, I_{D1} nagyobb akar lenni, mint I_1 és M_1 belép a trióda tartományba, hogy fent tartsa $I_{D1} = I_1$ -et
- Ahogy I_{D2} csökken, V_X nő, majd eléri $V_b - V_{TH2}$ értékét és $I_{D2} = 0$
- Ahogy M_1 belép a trióda tartományba, V_X közelíti V_{DD} értékét

Folded kaszkód: kimeneti impedancia

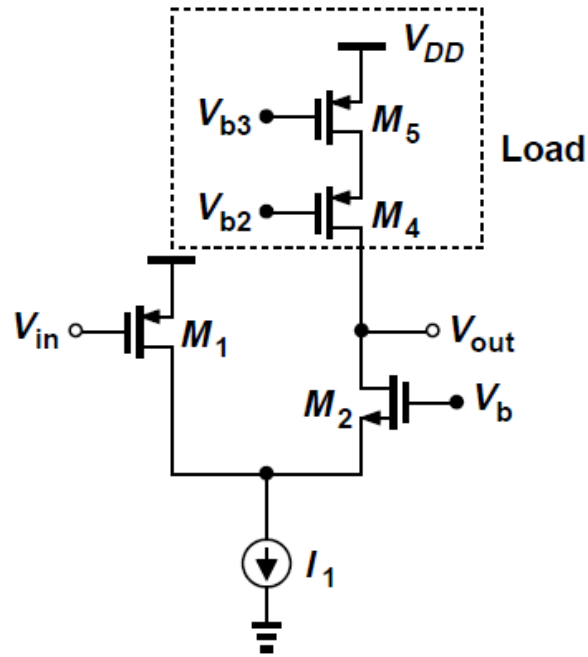


- M_3 előfeszítő áramforrásként működik
- Korábbi eredmények alapján,

$$R_{out} = [1 + (g_{m2} + g_{mb2})r_{O2}](r_{O1} || r_{O3}) + r_{O2}$$

- Az áramkör kimeneti impedanciája kisebb mint a nem hajtogatott teleszkóp kaszkód esetén

Folded kaskód kaskód terheléssel



- Nagy feszültségerősítés érdekében a folded kaskód terhelése is megvalósítható kaskód formában
- Feszültségerősítők kimeneti ellenállását növelve nagy erősítés érhető el, de az áramkör sebessége nagyon terhelő kapacitás függővé válhat
- A nagy kimeneti impedancia önmagában nem okoz komoly problémát, ha az erősítő egy megfelelő visszacsatolásban van