

Analóg Integrált Elektronikai Tervezés

DR SZALAI ALBIN | 2018 ŐSZI FÉLÉV



Differenciál Erősítők

Single-ended és differenciális működés

Alap differenciál pár

Közös modulusú válasz

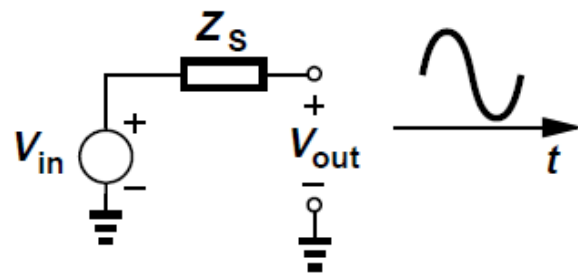
MOS terhelésű differenciál pár

Gilbert cella

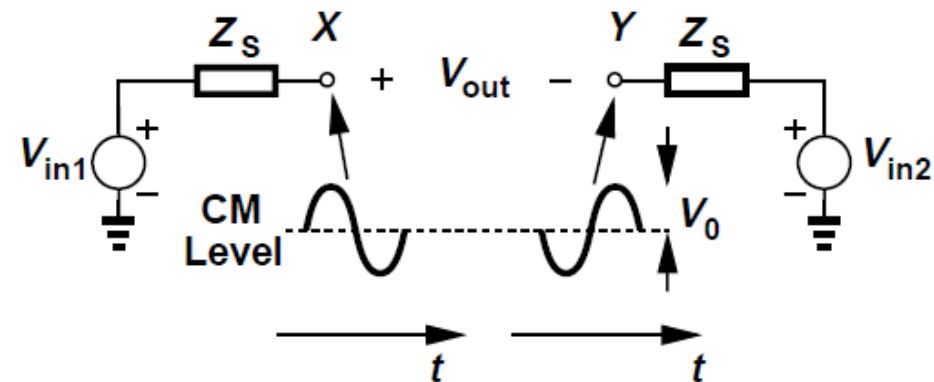


Single-Ended és differenciális működés

- Egy „single-ended” jel az amit egy fix potenciálhoz képest mérünk, általában a föld (a).
- Egy differenciális jel az amit két csomópont között mérünk amiknek ugyanolyan nagyságú de ellentétes előjelű kitérése van egy fix potenciálhoz képest (b).



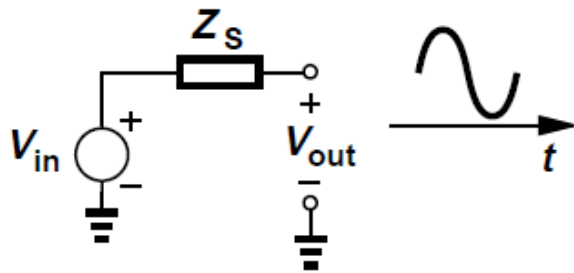
(a)



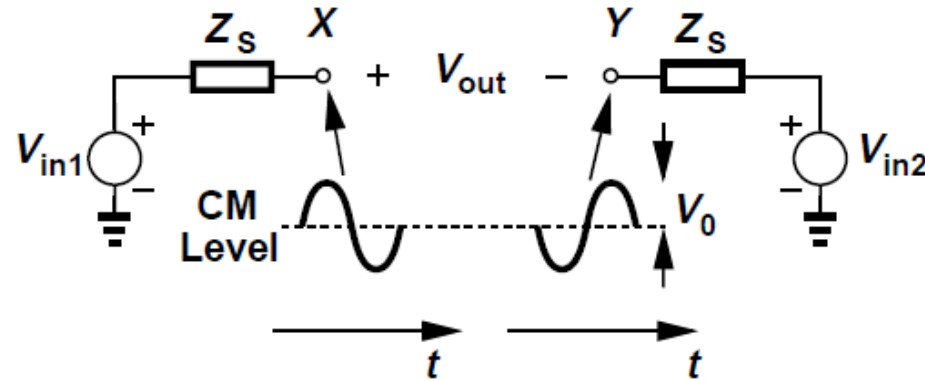
(b)

- A „közép” potenciál differenciális jeleknél a „közös-mód” (CM).
- Úgy is tekinthetünk a közös modusra, mint a munkapontbeállító feszültség, vagyis az az érték amit látunk ha nincs hasznos jelünk.

Single-Ended és differenciális működés



(a)

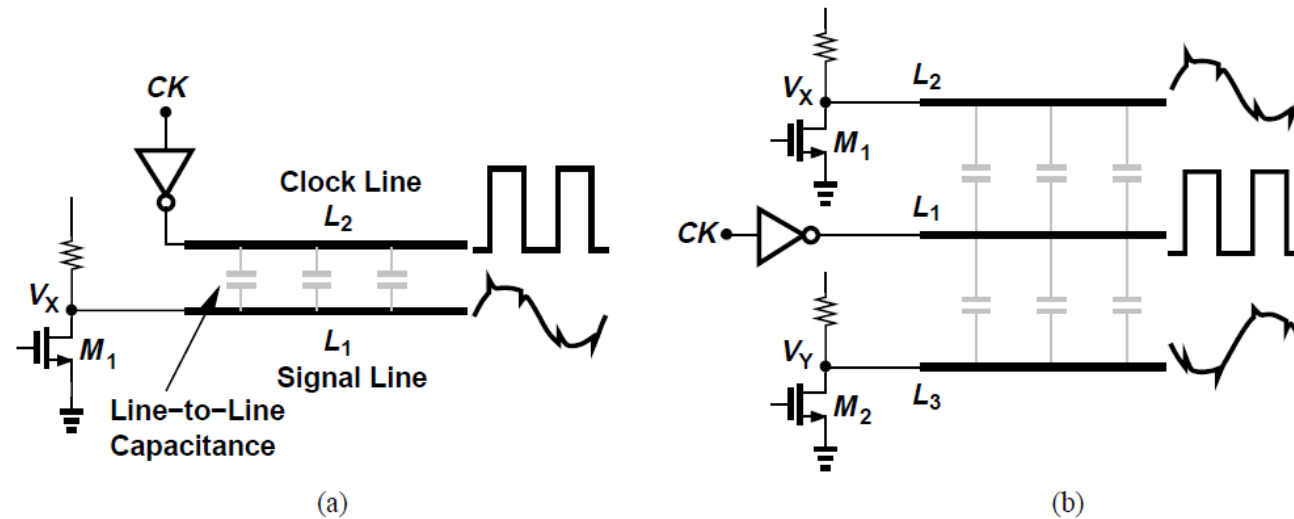


(b)

- Tegyük fel minden single-ended kimenetnek a (b) ábrán V_0 az amplitúdója.
- Ebben az esetben a single-ended peak-to-peak swing $2V_0$, a differenciális $4V_0$.
- Például, ha a feszültség az X csomópontban (a földhöz képest) $V_0 \cos \omega t + V_{CM}$ és az Y pontban $-V_0 \cos \omega t + V_{CM}$, akkor a $V_X - V_Y$ peak-to-peak swing $4V_0$.

A differenciális működés előnyei

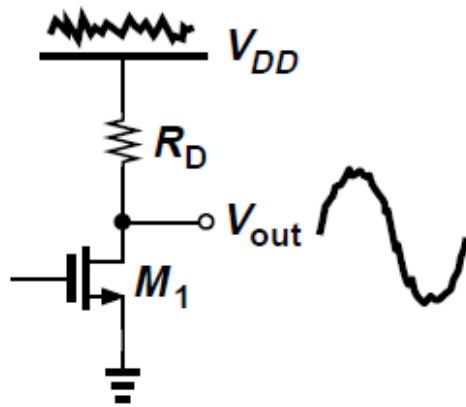
- Nagyobb immunitás a környezeti zajokkal szemben a single-ended megoldáshoz képest.



- Az (a) ábrán az L2 clock vonal tranziensei megjelennek az L1 vonal érzékeny jelén a kapacitív csatolásoknak köszönhetően.
- Ha az érzékeny jelet két egyenlő de ellentétes fázisú részre osztjuk (b), a clock vonalat a kettő között vezetve az ugyanolyan mértékben csatolódik mindkét jelre, a különbségüket csak kicsit változtatja meg, ezt nevezzük közös modulusú (CM) elnyomásnak.

A differenciális működés előnyei

- A közös modulusú elnyomásnak zajos tápfeszültség esetén is jelentős szerepe van.



(a)

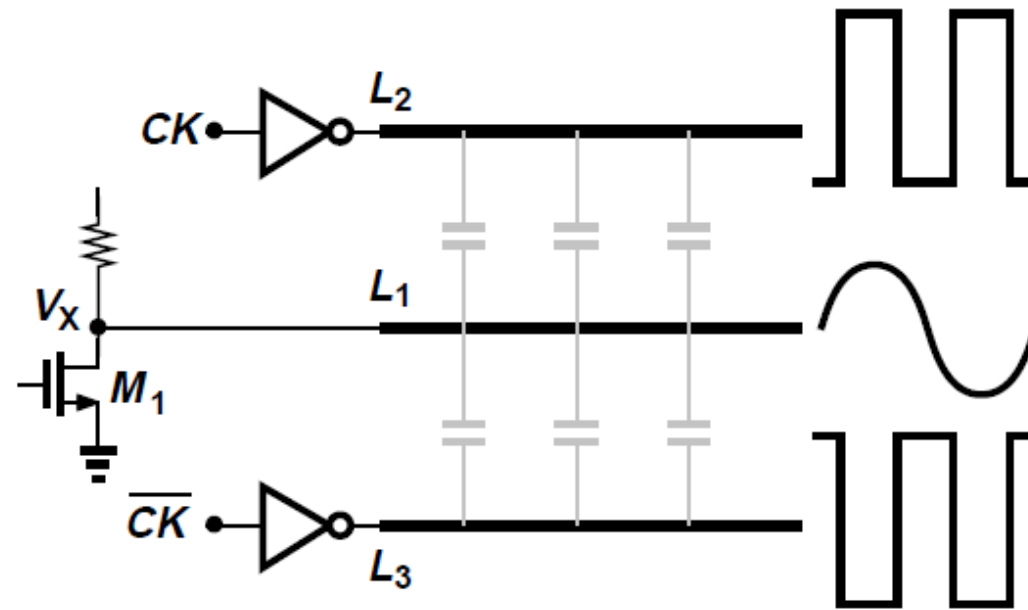


(b)

- Az (a) ábrán látható CS alapkapcsolásnál ha V_{DD} ΔV -vel változik, akkor V_{out} körülbelül ugyanolyan mértékben változik, a kimenet érzékeny a tápfeszültség zajára.
- A (b) ábrán lévő differenciális kimenetű kapcsolás esetén a zaj egyformán megjelenik X és Y pontokon, a kimeneti feszültségre azonban nincs hatással. $V_{out} = V_X - V_Y$.
- A differenciális áramkör sokkal robusztusabb a tápzajra, mint a single-ended megfelelője.

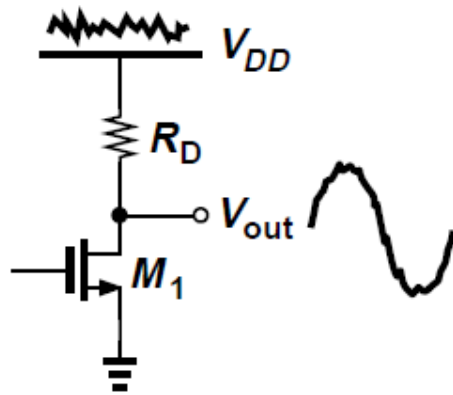
A differenciális működés előnyei

- A differenciális működés éppúgy előnyös érzékeny, mint zajos jelek számára



- Ha a clock vonalat osztjuk szét két egyenlő, de ellentétes fázisú jelre, akkor tökéletes szimmetria esetén az érzékeny jelbe becsatolódott komponensek kiejtik egymást.

A differenciális működés előnyei



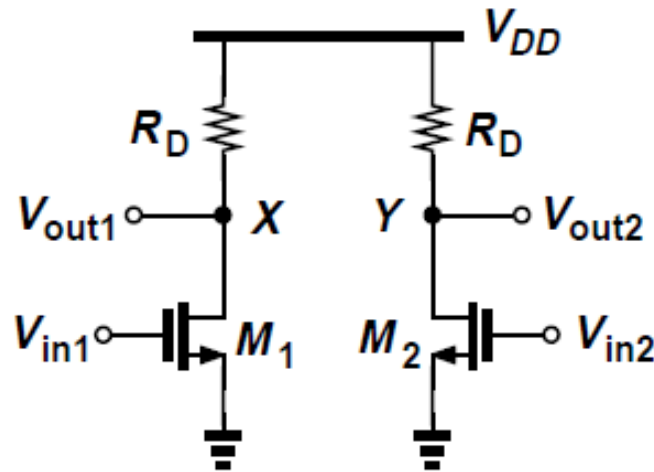
(a)



(b)

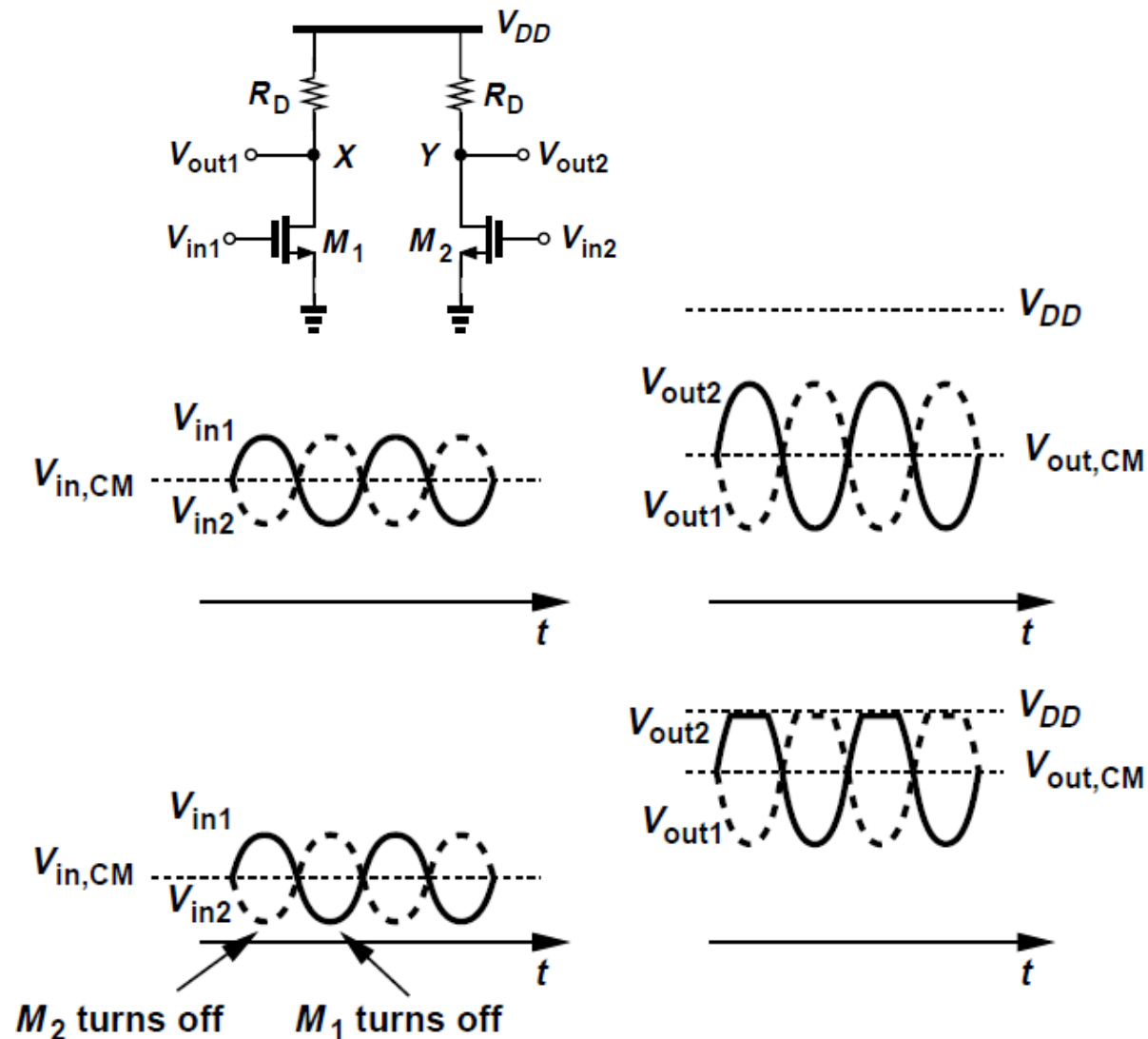
- A differenciális működés növeli a maximálisan elérhető kimeneti feszültségtartományt is.
- A fenti differenciális áramkörben a feszültség az X és az Y pontokon egyaránt V_{DD} és $(V_{GS} - V_{TH})$ közötti értéket vehet fel.
- $V_X - V_Y$ feszültségtartománya viszont $2[V_{DD} - (V_{GS} - V_{TH})]$.
- További előny az egyszerűbb munkapontbeállítás és a nagyobb linearitás.
- Ezek az előnyök az áramkör területének megnövekedését nagyban felülmúlják.

Differenciál pár: Bevezetés



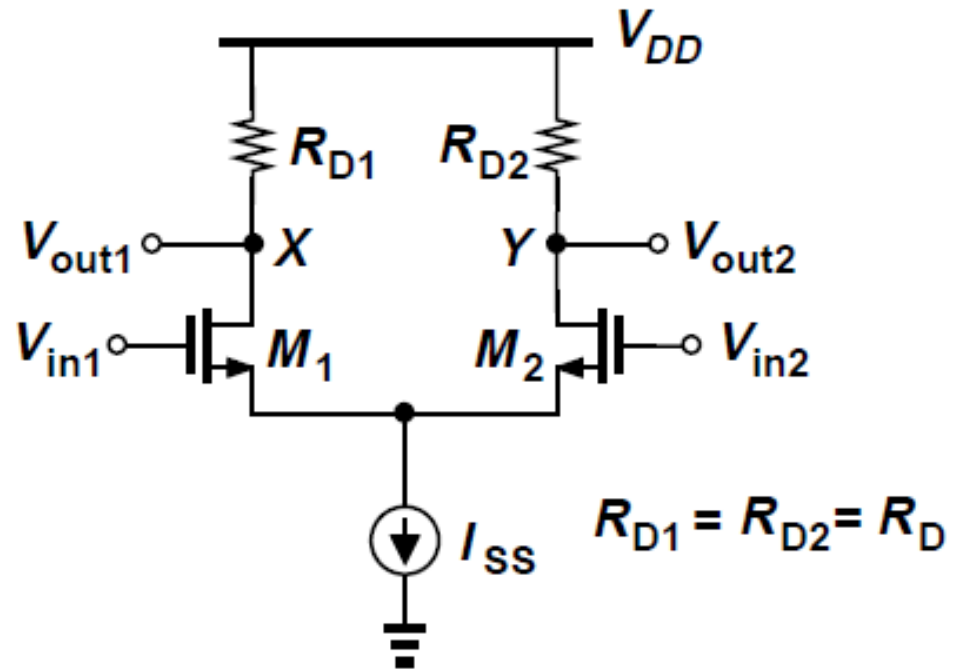
- Az ábrán látható egyszerű differenciál erősítő két ága két egyforma CS alkapcsolású erősítőt tartalmaz.
- A két differenciális bemenetet V_{in1} -et és V_{in2} -t a tranzisztorok gate-jére kötjük a működéshez szükséges közös modulusú ($V_{in,CM}$) feszültséggel együtt.
- A kimenetek szintén differenciálisak és a közös modulusú kimeneti feszültség ($V_{out,CM}$) körül ingadoznak.
- Az áramkör a differenciális jelhasználat összes előnyével rendelkezik: tápzej elnyomás, nagyobb kimeneti feszültségtartomány etc.

Differenciál pár: Bevezetés



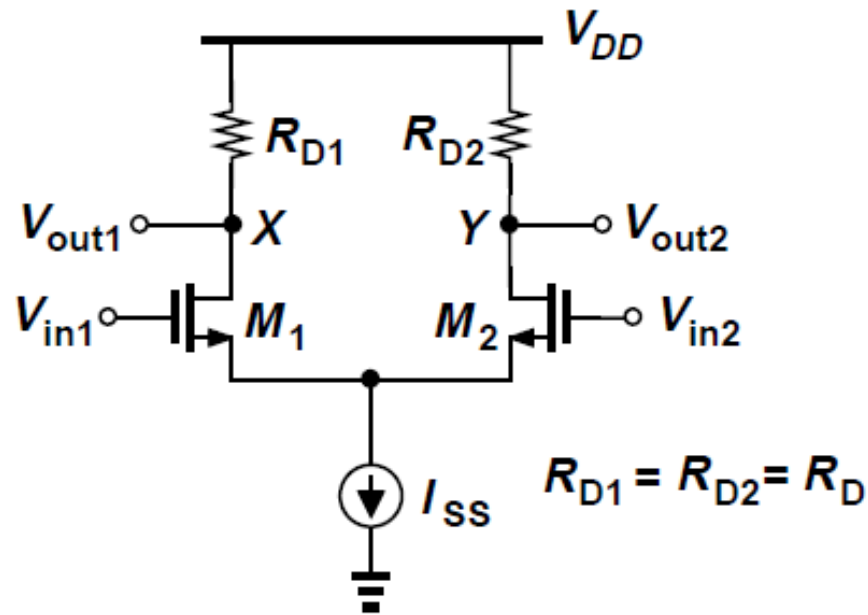
- A bemeneti CM feszültség, $V_{in,CM}$ változásával változik a tranzisztorok munkaponti árama, ezért módosul az eszközök transzkonduktanciája és a kimeneti CM feszültség is.
- Ahogy az ábra mutatja, ha a bemeneti CM feszültség túl kicsi, akkor V_{in1} és V_{in2} legalacsonyabb értékei esetén M_1 és M_2 kikapcsolhat, ami súlyos torzulást okoz a kimeneti jelben.
- Az eszközök munkaponti áramainak csak minimálisan szabad függeni a bemeneti CM szinttől.

Differenciál pár



- Ha a differenciál párt kiegészítjük egy áramgenerátorral, aminek áram I_{SS} akkor a két tranzisztor munkaponti áramának összege $I_{D1} + I_{D2}$ független lesz $V_{in,CM}$ -től.
- Ha $V_{in1} = V_{in2}$ akkor M_1 és M_2 munkaponti árama is $I_{SS}/2$ -vel lesz egyenlő, a kimeneti CM feszültség pedig: $V_{out,CM} = V_{DD} - R_D I_{SS}/2$.

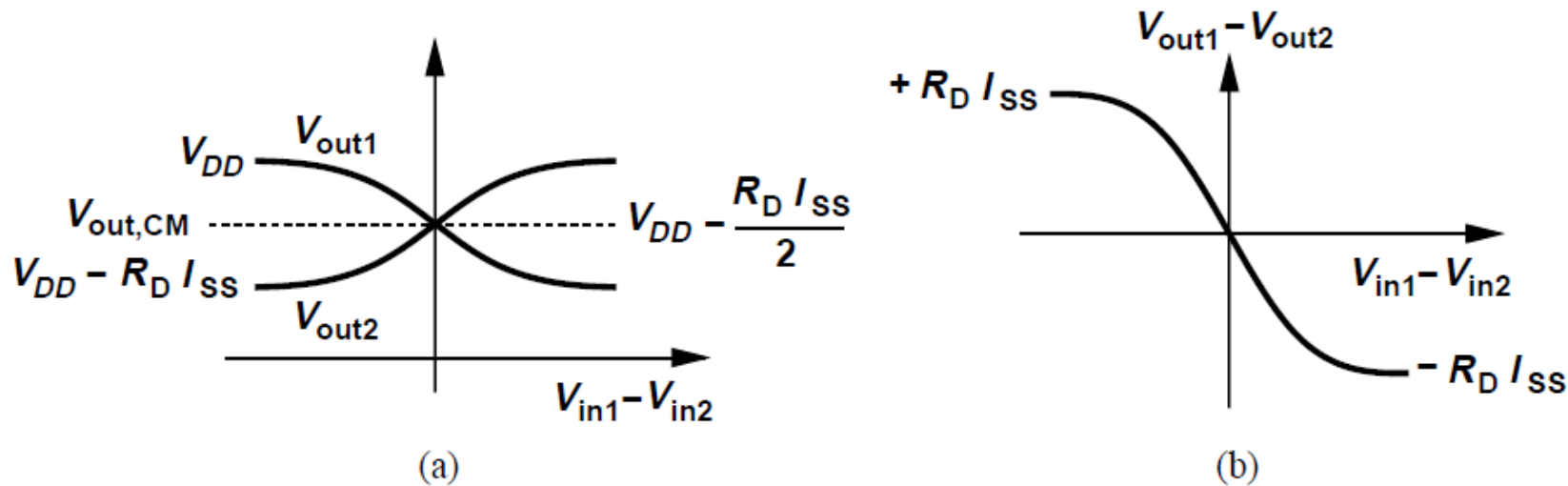
Differenciál pár: Kvalitatív analízis



- Ha V_{in1} sokkal negatívabb feszültségen van, mint V_{in2} , akkor M_1 nem vezet, M_2 vezet. $I_{D2} = I_{SS}$, $V_{out1} = V_{DD}$ és $V_{out2} = V_{DD} - R_D I_{SS}$.
- Ahogy növeljük V_{in1} -et M_1 fokozatosan bekapcsol, ezért I_{SS} -nek egy része már M_1 -en fog folyni, csökkentve ezzel V_{out1} feszültséget.

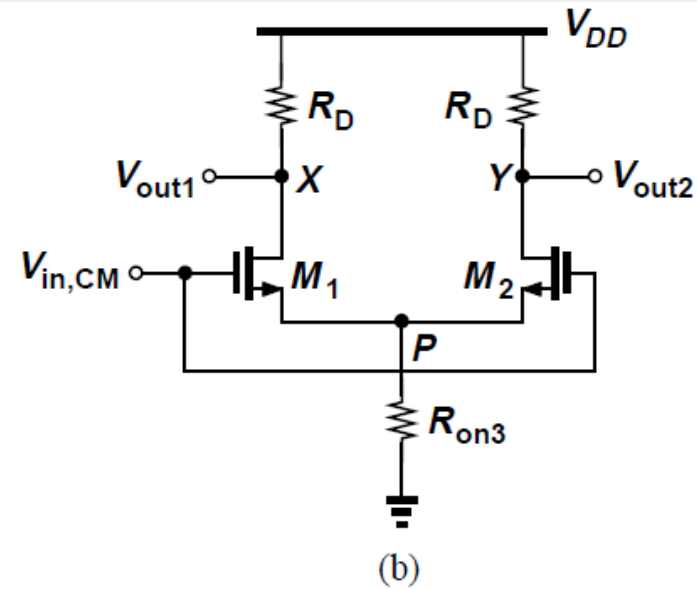
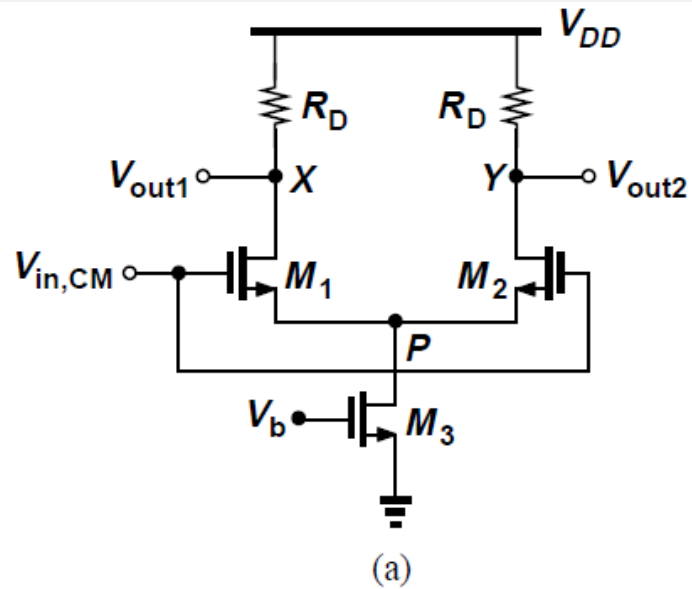
- Mivel $I_{D1} + I_{D2} = I_{SS}$, I_{D2} csökken, ezért V_{out2} emelkedik.
- Ha $V_{in1} = V_{in2}$, $V_{out1} = V_{out2} = V_{DD} - R_D I_{SS}/2$, ami a közös módusú kimeneti feszültség.
- Amikor V_{in1} pozitívabb lesz, mint V_{in2} , akkor I_{D1} nagyobb lesz, mint I_{D2} és V_{out1} V_{out2} -nél negatívabbá válik.
- Ha $V_{in1} - V_{in2}$ elég nagy, akkor M_1 -en keresztül folyik az áramgenerátor teljes árama (I_{SS}), ezzel M_2 kikapcsol, ezért $V_{out1} = V_{DD} - R_D I_{SS}$ és $V_{out2} = V_{DD}$.

Differenciál pár: Kvalitatív analízis



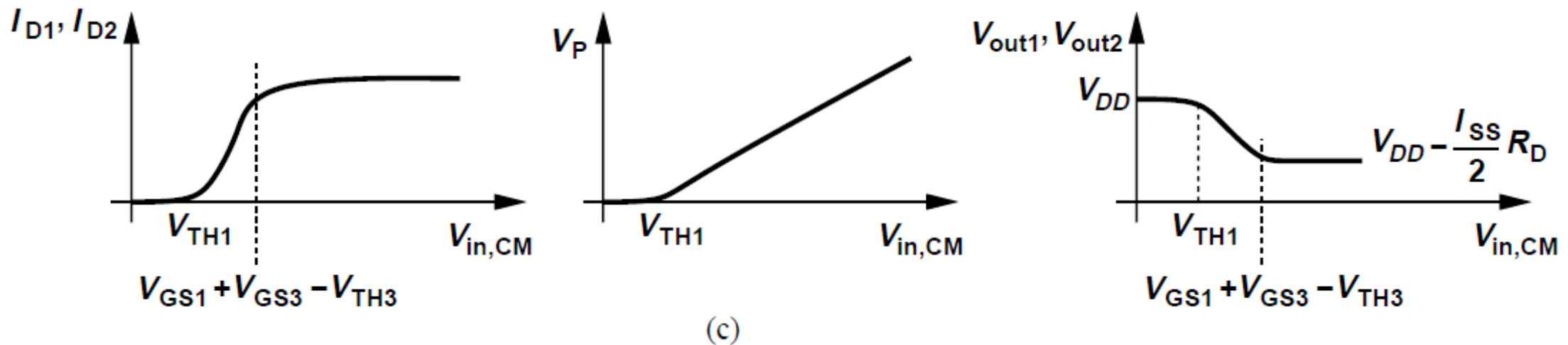
- Az áramkör három differenciális mennyiséget tartalmaz: $V_{in1} - V_{in2}$, $V_{out1} - V_{out2}$ és $I_{D1} - I_{D2}$.
- A kimeneti feszültségek maximuma és minimuma meghatározott és független a bemeneti CM jeltől.
- A kisjelű erősítés ($V_{out1} - V_{out2}$ vs. $V_{in1} - V_{in2}$ görbe meredeksége) $V_{in1} = V_{in2}$ esetén maximális és fokozatosan nullára csökken, ahogy $|V_{in1} - V_{in2}|$ növekszik.
- Az áramkör egyre inkább nemlineáris lesz, ahogy a bemeneti feszültség swing növekszik.
- Ha $V_{in1} = V_{in2}$ az áramkör egyensúlyban van.

Differenciál pár: Közös módusú viselkedés



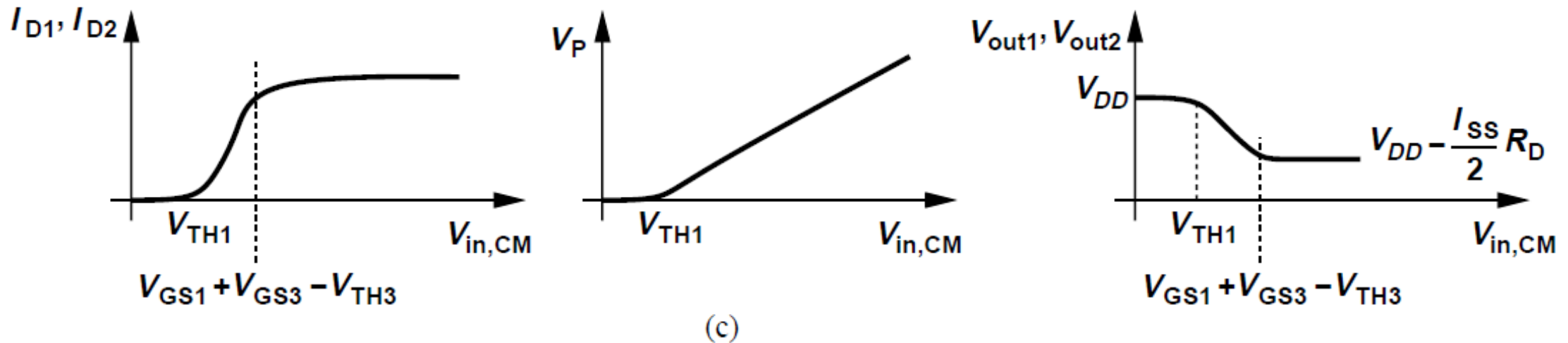
- Az áramgenerátornak köszönhetően a bemeneti CM jel nincs hatással a kimeneti jelre.
- Legyen $V_{in1} = V_{in2} = V_{in,CM}$ és növeljük $V_{in,CM}$ -et 0-tól V_{DD} -ig. [(a) ábra]
- A szimmetria miatt $V_{out1} = V_{out2}$.
- Ha $V_{in,CM} = 0$, akkor M_1 és M_2 nem vezetnek, $I_{D3} = 0$ és M_3 trióda tartományban üzemel. [(b) ábra]
- Mivel $I_{D1} = I_{D2} = 0$ az áramkör nem képes erősítésre: $V_{out1} = V_{out2} = V_{DD}$ és $V_P = 0$.

Differenciál pár: Közös módusú viselkedés



- Ha $V_{in,CM} \geq V_{TH}$ akkor M_1 és M_2 bekapcsol.
- Ezt követően I_{D1} és I_{D2} növekedni kezd és V_P szintén emelkedik.
- M_1 és M_2 source követőként viselkedik, V_P követni fogja $V_{in,CM}$ -et.
- Amikor $V_{in,CM}$ elég magas lesz, V_{DS3} meghaladja $V_{GS3} - V_{TH3}$ -t és M_3 telítési tartományba kerül, ezért $I_{D1} + I_{D2}$ állandó lesz.
- A megfelelő működés érdekében teljesülnie kell, hogy: $V_{in,CM} \geq V_{GS1} + (V_{GS3} - V_{TH3})$.

Differenciál pár: Közös módusú viselkedés

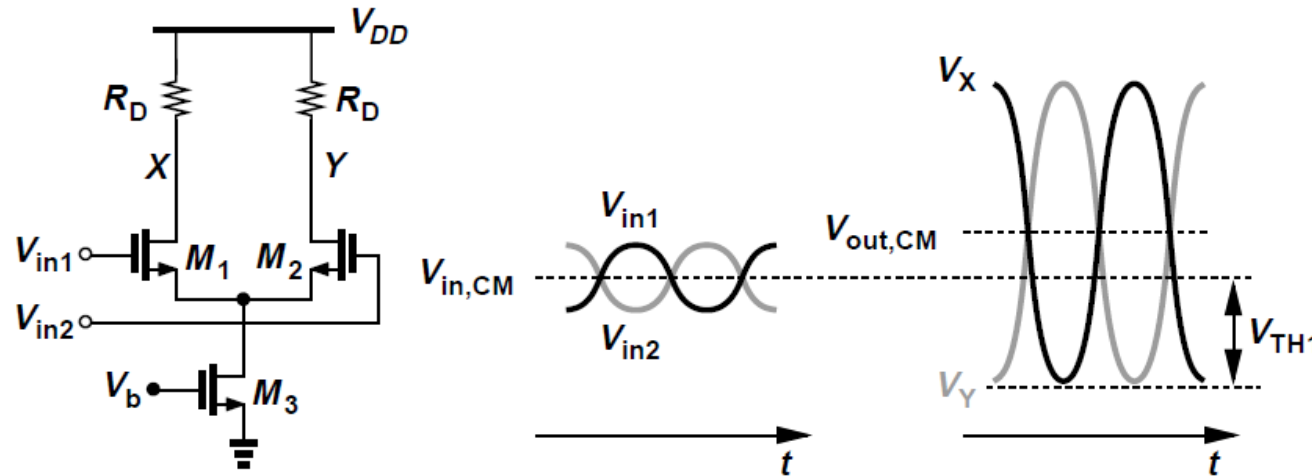


- Ahogy $V_{in,CM}$ tovább emelkedik V_{out1} és V_{out2} nagyjából konstans marad, ezért M_1 és M_2 trióda tartományba kerül ha: $V_{in,CM} > V_{out1} + V_{TH} = V_{DD} - R_D I_{SS}/2 + V_{TH}$.
- A megengedhető közös módusú bemenő feszültségtartomány tehát:

$$V_{GS1} + (V_{GS3} - V_{TH3}) \leq V_{in,CM} \leq \min [V_{DD} - R_D I_{SS}/2 + V_{TH}, V_{DD}]$$

- A felső határon felül a közös módusú karakterisztika nem változik, de a differenciális erősítés lecsökken.

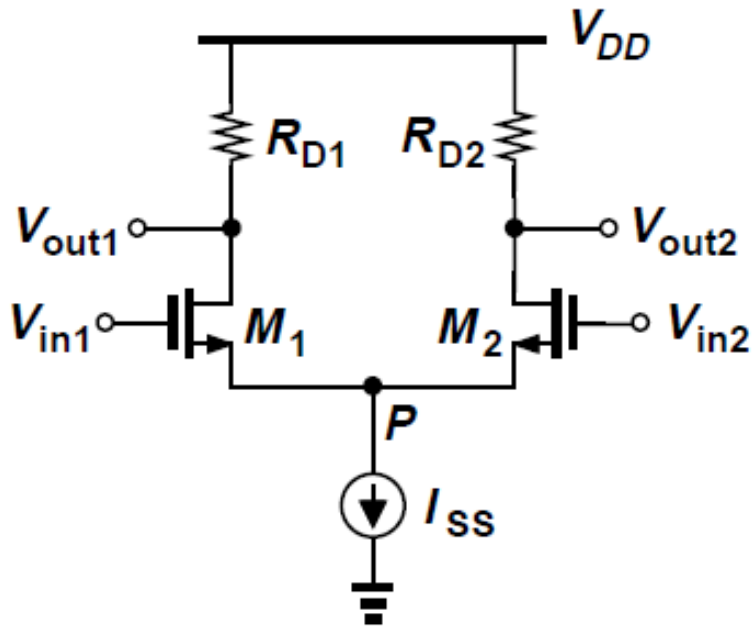
Differenciál pár: Kimeneti feszültségtartomány



- Legyen a közös modulusú bementi feszültség ($V_{in,CM}$) kisebb, mint a közös modulusú kimeneti feszültség ($V_{out,CM}$).
 $V_{in,CM} < V_{out,CM}$
- Tételezzük fel, hogy az erősítés olyan nagy, hogy a kimeneti feszültség swing sokkal nagyobb, mint a bemeneti.
- Ahhoz, hogy M_1 és M_2 telítésben maradjon mindkét kimeneti feszültség maximuma V_{DD} minimuma pedig $V_{in,CM} - V_{TH1}$.
- $V_{in,CM}$ nem lehet kevesebb, mint $V_{GS1} + (V_{GS3} - V_{TH3})$.
- Ha $V_{in,CM}$ -t minimálisra választjuk akkor a single ended kimeneti feszültségtartomány:

$$V_{DD} - (V_{GS1} - V_{TH1}) - (V_{GS3} - V_{TH3})$$

Differenciál pár: Nagyjelű analízis



■ A feladat $V_{out1} - V_{out2}$ meghatározása $V_{in1} - V_{in2}$ függvényében.

■ Ha $R_{D1} = R_{D2} = R_D$:

$$V_{out1} = V_{DD} - R_{D1}I_{D1}$$

$$V_{out2} = V_{DD} - R_{D2}I_{D2}$$

$$V_{out1} - V_{out2} = R_{D2}I_{D2} - R_{D1}I_{D1} = R_D(I_{D2} - I_{D1})$$

■ Tételezzük fel, hogy az áramkör szimmetrikus, M_1 és M_2 telítésben vannak és $\lambda = 0$.

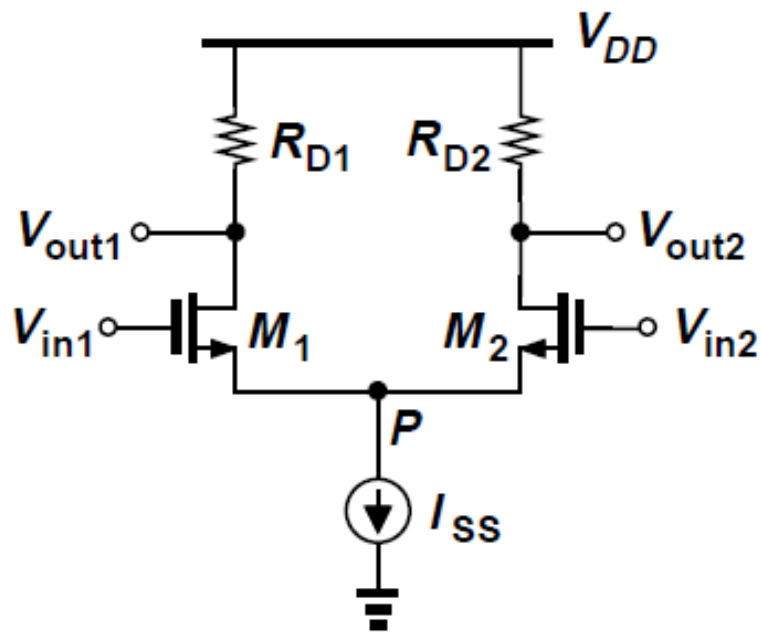
■ Mivel $V_P = V_{in1} - V_{GS1} = V_{in2} - V_{GS2}$

$$V_{in1} - V_{in2} = V_{GS1} - V_{GS2}$$

■ A négyzetes karakterisztikából: $(V_{GS} - V_{TH})^2 = \frac{I_D}{\frac{1}{2}\mu C_{ox} \frac{W}{L}}$

$$V_{GS} = \sqrt{\frac{2I_D}{\mu C_{ox} \frac{W}{L}}} + V_{TH}$$

Differenciál pár: Nagyjelű analízis



- Ebből adódóan:
$$V_{in1} - V_{in2} = \sqrt{\frac{2I_{D1}}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L}}} - \sqrt{\frac{2I_{D2}}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L}}}$$

- Hogy kifejezzük $I_{D1} - I_{D2}$ -t négyzetre emelünk és felismerjük, hogy:
$$I_{D1} + I_{D2} = I_{SS}.$$

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

Ezért:

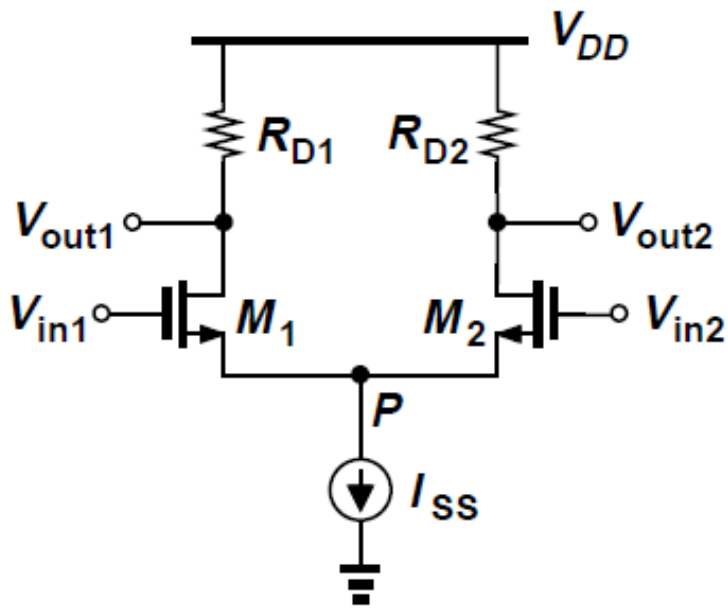
$$\frac{1}{2}\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in1} - V_{in2})^2 - I_{SS} = -2\sqrt{I_{D1}I_{D2}}.$$

- Ismét négyzetre emelünk, valamint felhasználjuk, hogy:

$$4I_{D1}I_{D2} = (I_{D1} + I_{D2})^2 - (I_{D1} - I_{D2})^2$$

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

Differenciál pár: Nagyjelű analízis



- Gyököt vonva:

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

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

- $I_{D1} - I_{D2}$ páratlan függvénye $V_{in1} - V_{in2}$ -nek. A két áram különbsége nulla ha $V_{in1} = V_{in2}$.
- Ha $|V_{in1} - V_{in2}|$ növekszik $|I_{D1} - I_{D2}|$ is növekszik.
- G_m kifejezéséhez bevezetjük a következő jelöléseket:

$$I_{D1} - I_{D2} = \Delta I \quad V_{in1} - V_{in2} = \Delta V_{in}$$

- Megmutatható, hogy:

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

Differenciál pár: Nagyjelű analízis

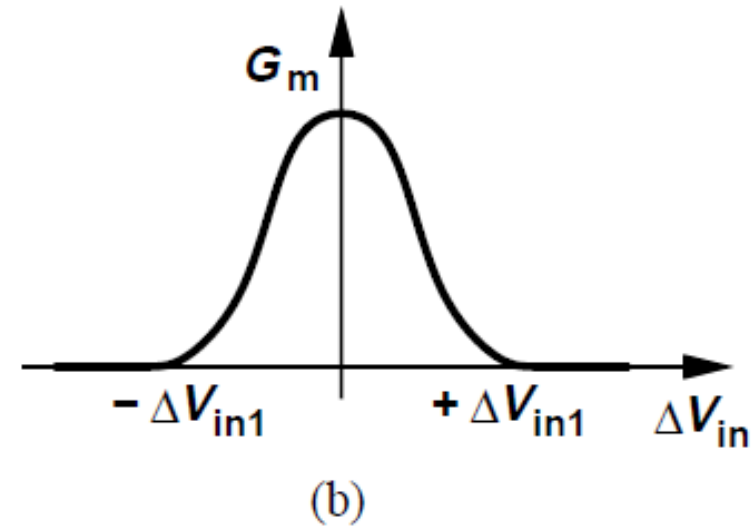
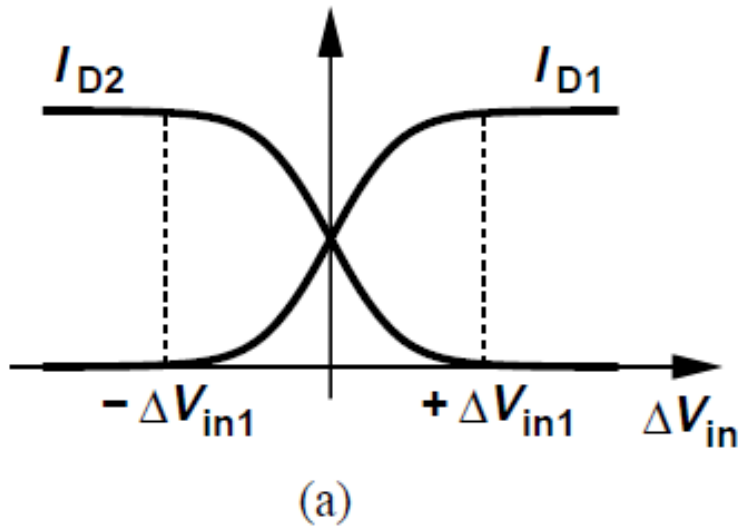
- Ha $\Delta V_{in} = 0$, G_m maximális: $G_m = \sqrt{\mu_n C_{ox}(W/L)I_{SS}}$.
- Mivel $V_{out1} - V_{out2} = R_D \Delta I_D = -R_D G_m \Delta V_{in}$, a kisjelű feszültségerősítés egyensúlyi állapotban:

$$|A_v| = \sqrt{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_{SS} R_D}$$

- Mivel egyensúlyi állapotban mindkét tranzisztoron $I_{SS}/2$ áram folyik a $\sqrt{\mu_n C_{ox}(W/L)I_{SS}}$ faktor megegyezik g_m -mel, tehát: $|A_v| = g_m R_D$
- Az előzőek alapján G_m nulla ha: $\Delta V_{in} = \sqrt{2I_{SS}/(\mu_n C_{ox} W/L)}$.
- Ahogy ΔV_{in} túllép egy adott ΔV_{in1} határt a teljes I_{SS} áram az egyik tranzisztoron keresztül folyik, így a másik kikapcsol.
- Ehhez a ΔV_{in} -hez $I_{D1} = I_{SS}$ és $\Delta V_{in1} = V_{GS1} - V_{TH}$, mivel M_2 kikapcsolt, így:

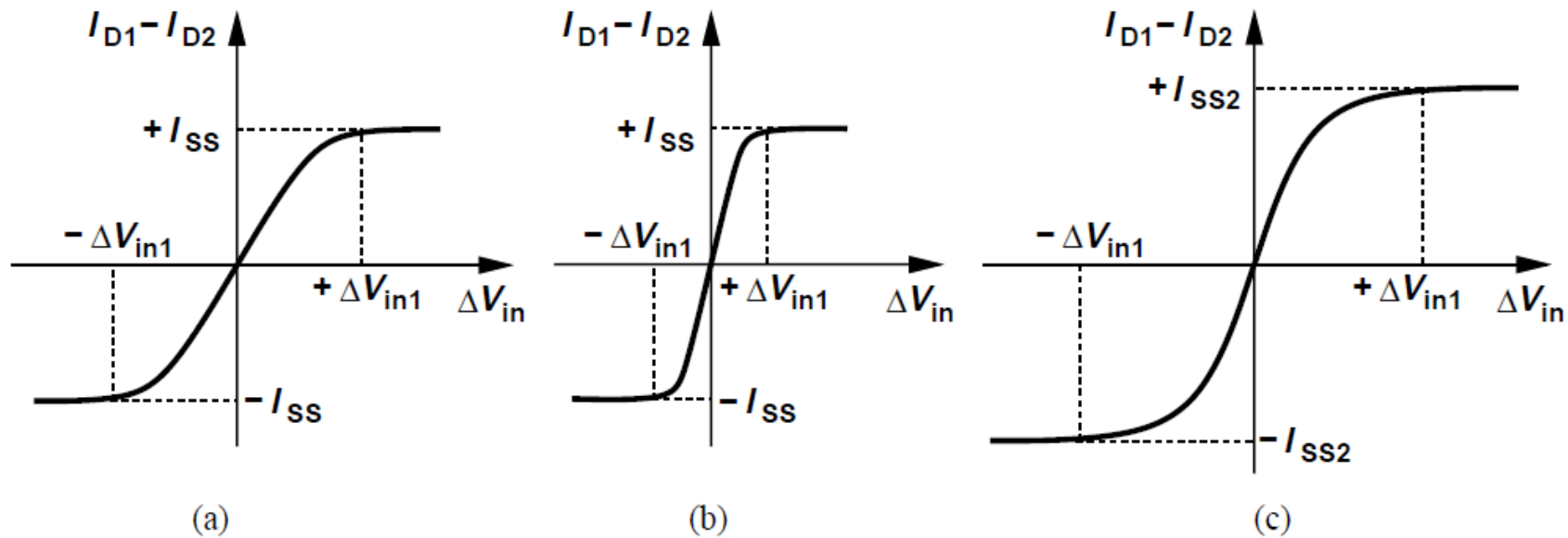
$$\Delta V_{in1} = \sqrt{\frac{2I_{SS}}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L}}}$$

Differenciál pár: Nagyjelű analízis



- Ha $\Delta V_{in} > \Delta V_{in1}$, M_2 kikapcsolt és a ΔI_D -re levezetett összefüggés nem érvényes. [(a) ábra]
- G_m maximális ha $\Delta V_{in} = 0$ és nullára csökken ha $\Delta V_{in} = \Delta V_{in1}$. [(b) ábra]

Differenciál pár: Nagyjelű analízis



- Ha növeljük a tranzisztorok W/L arányát ΔV_{in1} csökken, ezzel szintén csökken az a bemeneti feszültségtartomány, ahol mindkét tranzisztor aktív. [(b) ábra]
- Ha növeljük I_{SS} -t, mind a bemeneti feszültségtartomány, mind a kimeneti áram swing növekszik. [(c) ábra]
- Az áramkör egyre lineárisabb viselkedést mutat, ahogy I_{SS} vagy W/L arány növekszik.

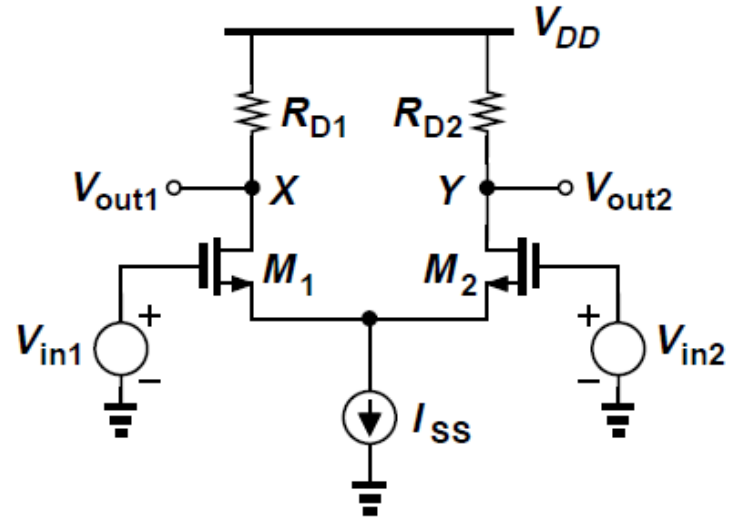
Differenciál pár: Nagyjelű analízis

- ΔV_{in1} mutatja azt a maximális differenciális bemeneti feszültséget, amit az áramkör “kezelni” tud.
- Egyensúlyi állapotban ΔV_{in1} M_1 és M_2 meghajtó feszültségével van összefüggésben.
- Ha a differenciális bemeneti feszültség nulla, akkor $I_{D1} = I_{D2} = I_{SS}/2$, vagyis:

$$(V_{GS} - V_{TH})_{1,2} = \sqrt{\frac{I_{SS}}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L}}}$$

- Ezért ΔV_{in1} az egyensúlyi állapotban mért meghajtó feszültség $\sqrt{2}$ -szeresével egyezik meg.
- Ha a linearitás növelése miatt növeljük ΔV_{in1} -et, emelkedni fog M_1 és M_2 meghajtó feszültsége, amit egy adott I_{SS} bias áram esetén csak a W/L arány csökkentésével érhetünk el, ami g_m csökkenésével jár, ezért csökken a differenciális erősítés.
- A másik módszer I_{SS} növelése, ám ez nagyobb fogyasztást eredményez.

Differenciál pár: Kisjelű analízis

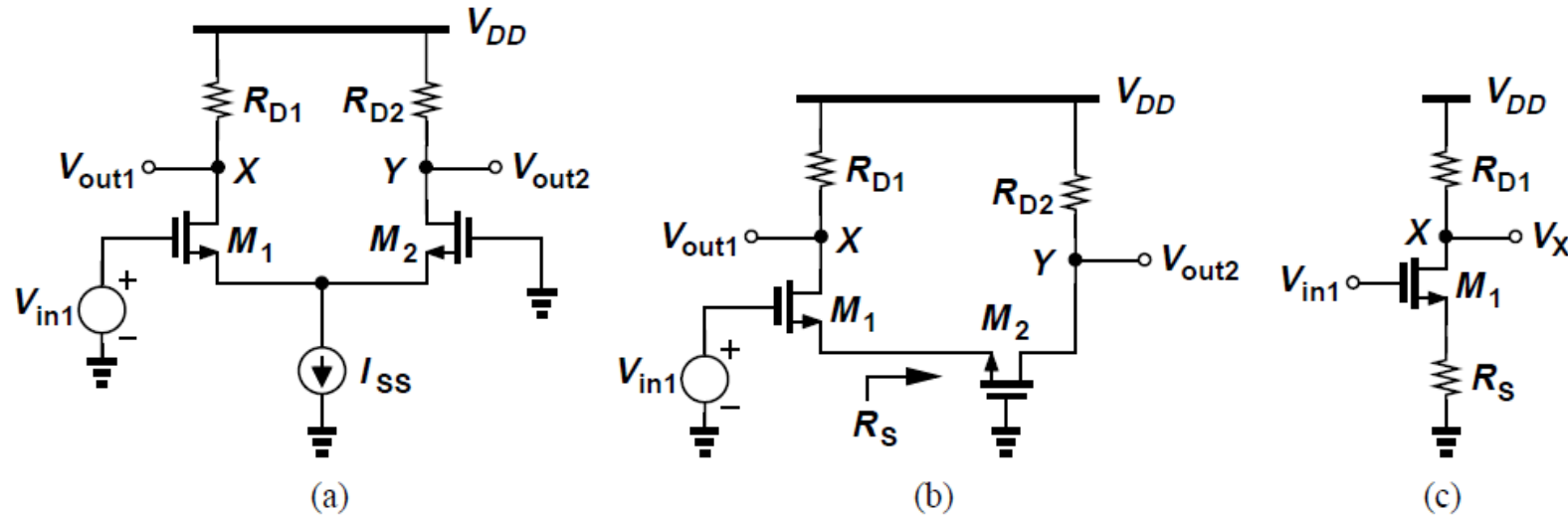


- Tegyük fel hogy M_1 és M_2 telítésben vannak és a bemenetre csak kisjelű differenciális feszültség kerül.
- A differenciális erősítés $(V_{out1} - V_{out2})/(V_{in1} - V_{in2})$ megállapítható a nagyjelű analízisből:

$$\sqrt{\mu_n C_{ox} I_{SS} W / L R_D}$$

- Mivel mindkét tranzisztor $I_{SS}/2$ áramot vezet egyensúlyi állapotban, a kifejezés egyszerűbb alakban is írható: $g_m R_D$.
- Feltételezve, hogy $R_{D1} = R_{D2} = R_D$ a kisjelű analízist két módszerrel is elvégezhetjük.

Differenciál pár: Kisjelű analízis

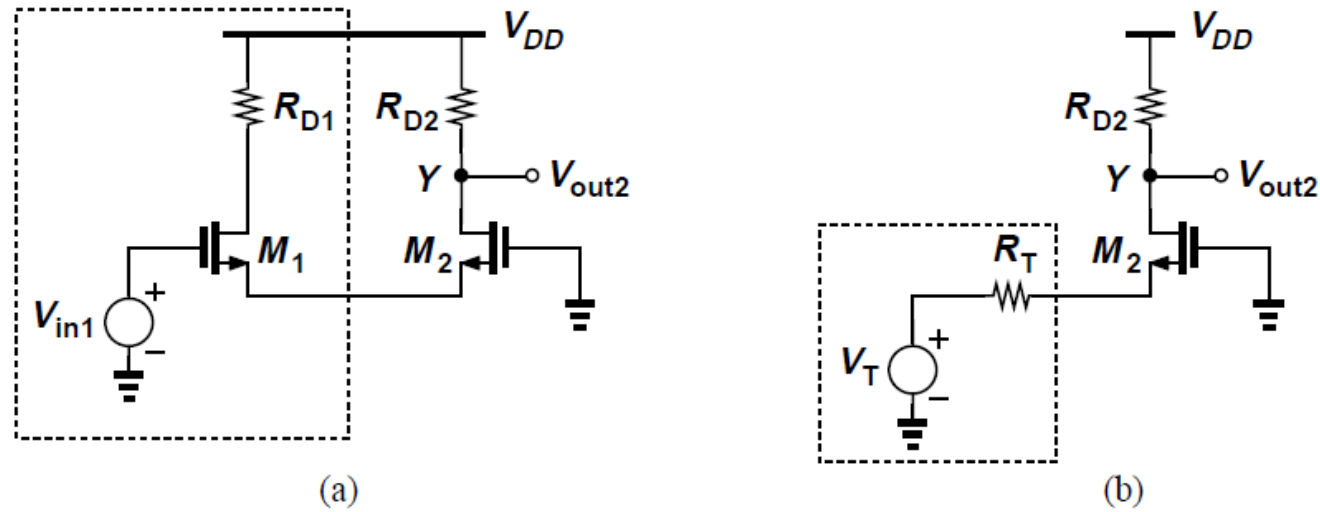


Első módszer: Szuperpozíció

- Legyen $V_{in2} = 0$ és nézzük meg, V_{in1} milyen hatással van az X és Y pontokon mért feszültségekre.
- Hogy kifejezzük V_X -et vegyük észre, hogy M_1 földelt source-ú kapcsolásban van és a source körébe beiktatott degenerációs ellenállás megegyezik M_2 transzkonduktanciájával, ($R_S = 1/g_{m2}$) elhanyagolva a csatornarövidülést és a bulk hatást. [(b) ábra]
- Ezért a (c) ábra alapján:

$$\frac{V_X}{V_{in1}} = \frac{-R_D}{\frac{1}{g_{m1}} + \frac{1}{g_{m2}}}$$

Differenciál pár: Kisjelű analízis



Első módszer: Szuperpozíció

- V_Y kifejezéséhez vegyük figyelembe, hogy M_1 source követőként hajtja meg M_2 -t és helyettesítsük M_1 -t a Thevenin megfelelőjével!
- A Thevenin feszültség: $V_T = V_{in1}$ míg az ellenállás: $R_T = 1/g_{m1}$.
- M_2 közös gate kapcsolásban, így az erősítés:

$$\frac{V_Y}{V_{in1}} = \frac{R_D}{\frac{1}{g_{m2}} + \frac{1}{g_{m1}}}$$

Differenciál pár: Kisjelű analízis

- Az előző levezetés alapján a teljes erősítés V_{in1} -re:

$$(V_X - V_Y)|_{\text{Due to } V_{in1}} = \frac{-2R_D}{\frac{1}{g_{m1}} + \frac{1}{g_{m2}}} V_{in1}$$

- Ha $g_{m1} = g_{m2} = g_m$, ez az alábbira egyszerűsödik:

$$(V_X - V_Y)|_{\text{Due to } V_{in1}} = -g_m R_D V_{in1}$$

- A szimmetria miatt V_{in2} hatása megegyezik V_{in1} hatásával csak ellentétes előjellel.

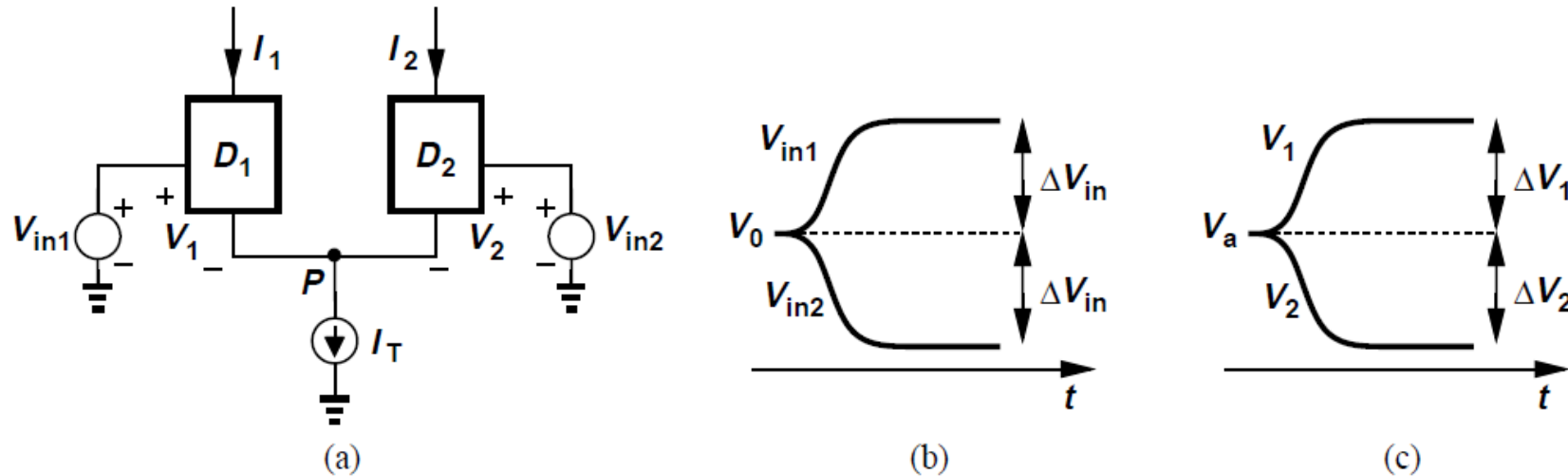
$$(V_X - V_Y)|_{\text{Due to } V_{in2}} = g_m R_D V_{in2}$$

- Ha a két hatást összegezzük:

$$\frac{(V_X - V_Y)_{tot}}{V_{in1} - V_{in2}} = -g_m R_D$$

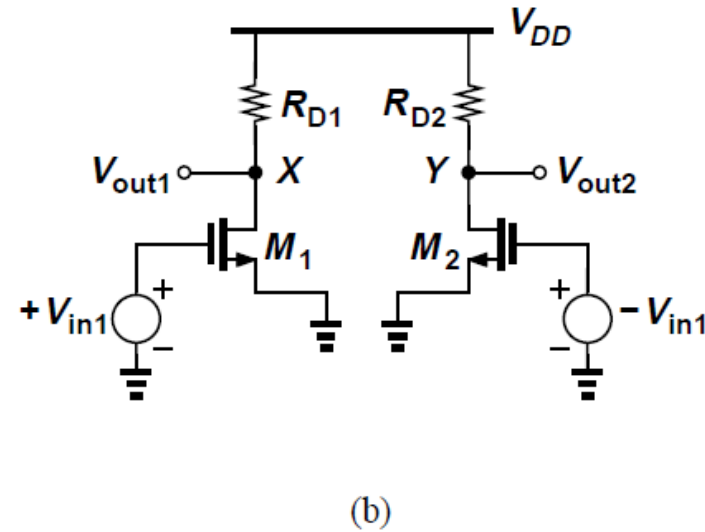
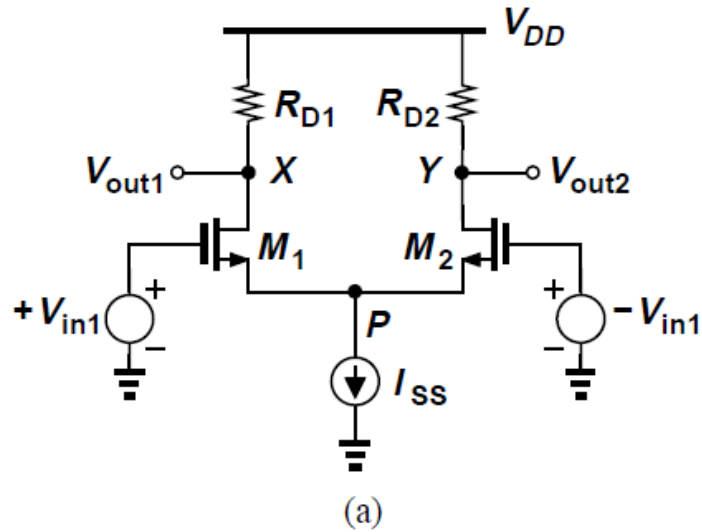
- Az erősítés nagysága $g_m R_D$, ami csak a két bemenet feszültségkülönbségétől függ. Single-ended kimenet esetén az érték feleakkora.

Half-Circuit Lemma/konceptió



- Az (a) ábrán D_1 és D_2 reprezentál bármilyen három kivezetéses aktív eszközt egy szimmetrikus áramkörben.
- Tételezzük fel, hogy V_{in1} és V_{in2} differenciálisan változik V_0 -tól $V_0 + \Delta V_{in}$ -ig, valamint V_0 -tól $V_0 - \Delta V_{in}$ -ig.
- Ha az áramkör lineáris marad, akkor V_p nem változik, virtuális földpontként viselkedik.
- Ezt nevezzük half-circuit koncepciónak.

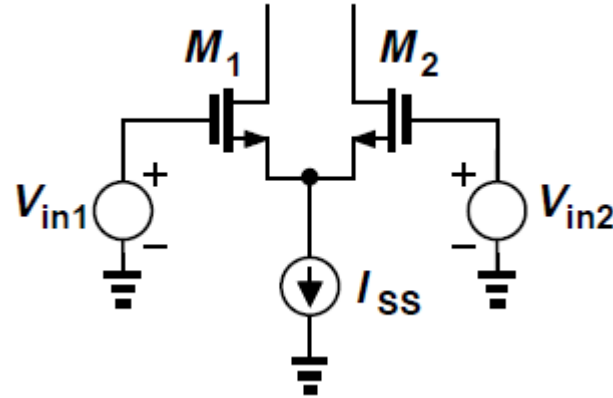
Differenciál pár: Kisjelű analízis (II)



- Felhasználva a half circuit koncepciót, V_P nem változik, a P pont tekinthető váltakozó áramú vagy virtuális földpontnak és az áramkört két különálló félre bonthatjuk. [(b) ábra]
- Ez után felírhatjuk: $V_X/V_{in1} = -g_m R_D$ és $V_Y/(-V_{in1}) = -g_m R_D$
- V_{in1} és $-V_{in1}$ jelöli a feszültségváltozást mindkét oldalon.
- Ezért az erősítés: $(V_X - V_Y)/(2V_{in1}) = -g_m R_D$
- Az eredmény ugyanaz, mint az első módszert alkalmazva.

Half-Circuit Technika

- A half circuit technika akkor is alkalmazható, ha a két bemenet nem teljesen differenciális.

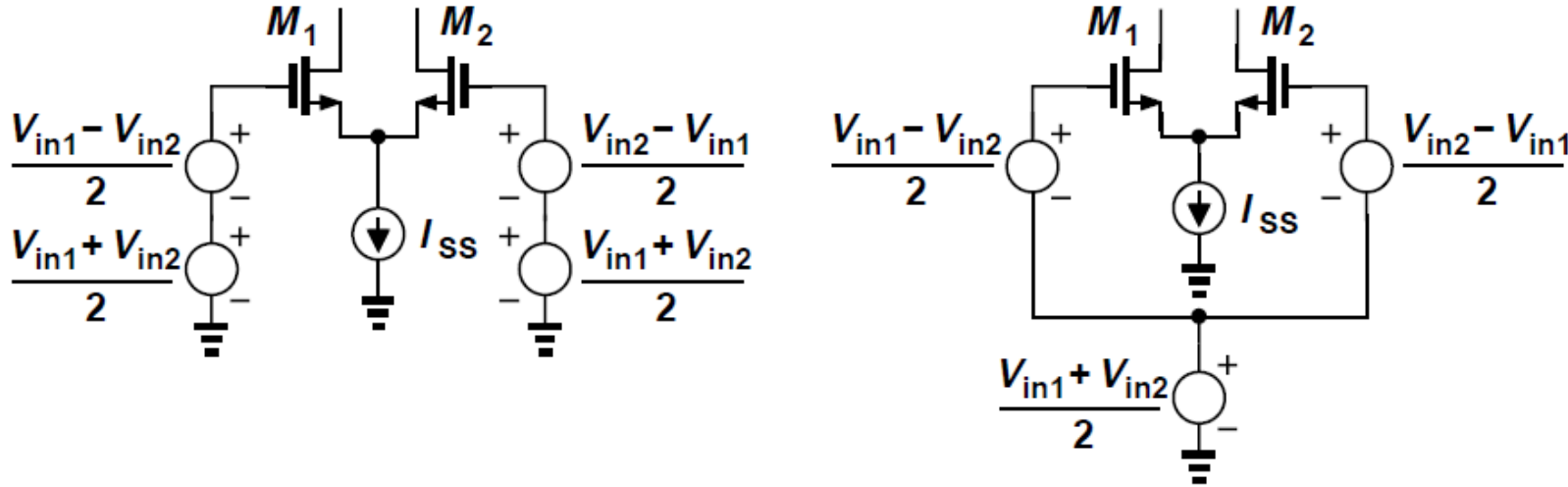


- Az aszimmetrikus bemenetek mindegyike vizsgálható úgy, mint egy differenciális és egy közös módusú komponens összege:

$$V_{in1} = \frac{V_{in1} - V_{in2}}{2} + \frac{V_{in1} + V_{in2}}{2}$$

$$V_{in2} = \frac{V_{in2} - V_{in1}}{2} + \frac{V_{in1} + V_{in2}}{2}$$

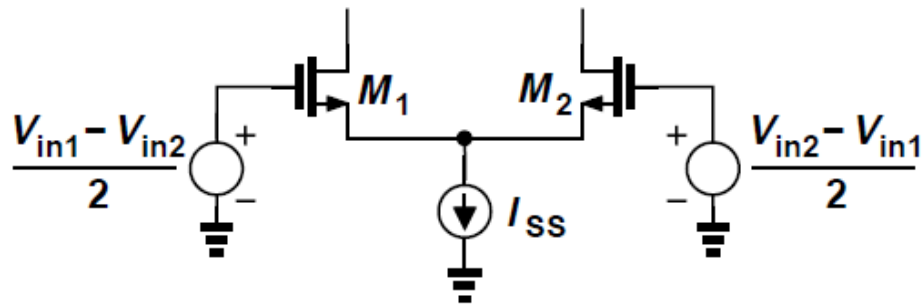
Half-Circuit Technika



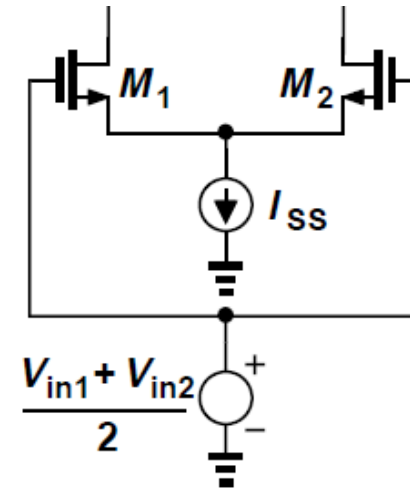
- Ez a módszer a fent mutatott módon szemléltethető.
- Az áramkör egy differenciális bemenet és egy közös modulusú variáció kombinációját érzékeli.
- Mindegyik bemenet hatása számolható szuperpozíció alkalmazásával.

Half-Circuit Technika: Példa

- Az aszimmetrikus bemeneteket egy differenciális [(a) ábra] és egy közös módusú jel [(b) ábra] szuperpozíciójaként kezeljük.



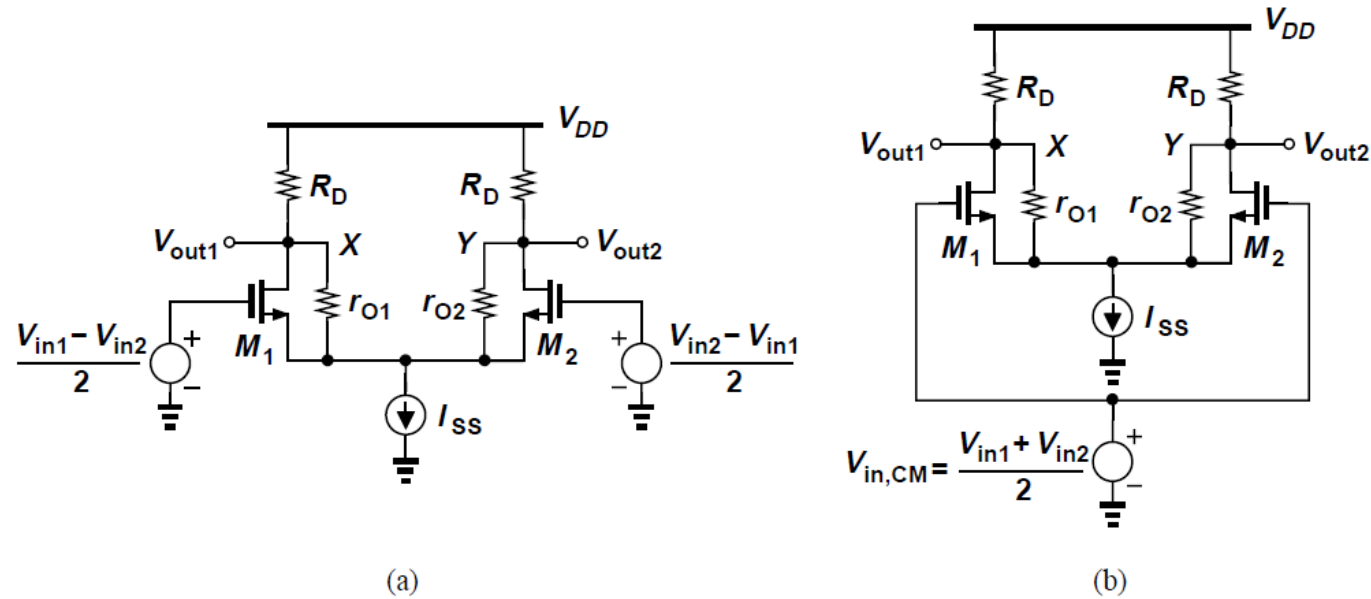
(a)



(b)

Half-Circuit Technika: Példa

- Differenciális működés esetén az áramkör az (a) ábra szerinti kapcsolásra egyszerűsödik.



- Ezért:

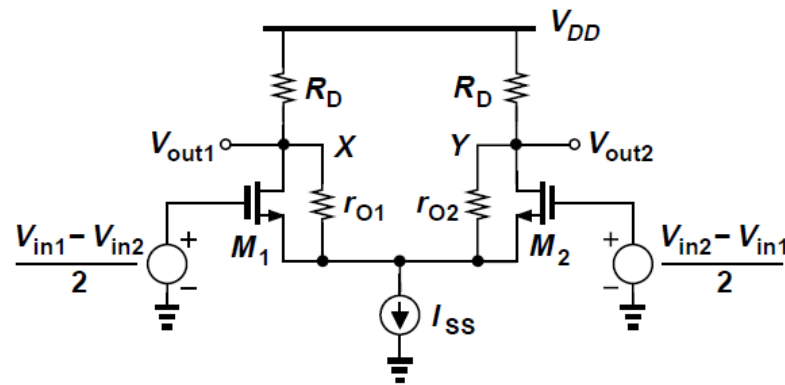
$$V_X = -g_m(R_D \parallel r_{O1}) \frac{V_{in1} - V_{in2}}{2}$$

$$V_Y = -g_m(R_D \parallel r_{O2}) \frac{V_{in2} - V_{in1}}{2}$$

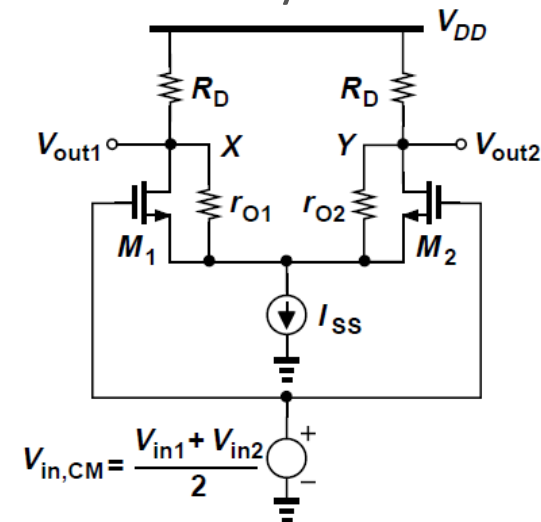
$$V_X - V_Y = -g_m(R_D \parallel r_O)(V_{in1} - V_{in2})$$

Half-Circuit Technika: Példa

- Közös modulusú működés esetén a (b) ábra szerinti kapcsolás érvényes.



(a)

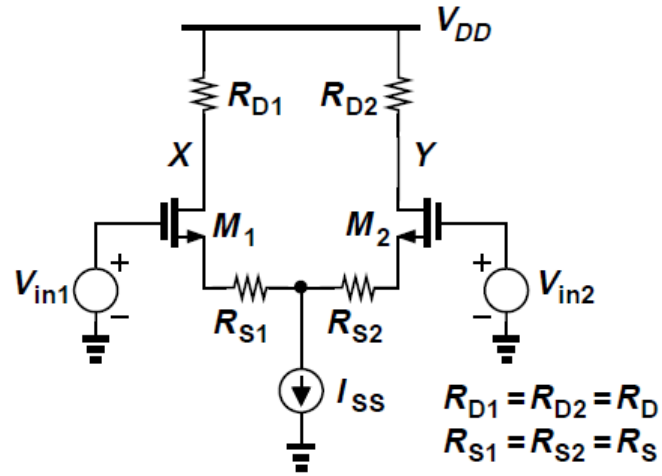


(b)

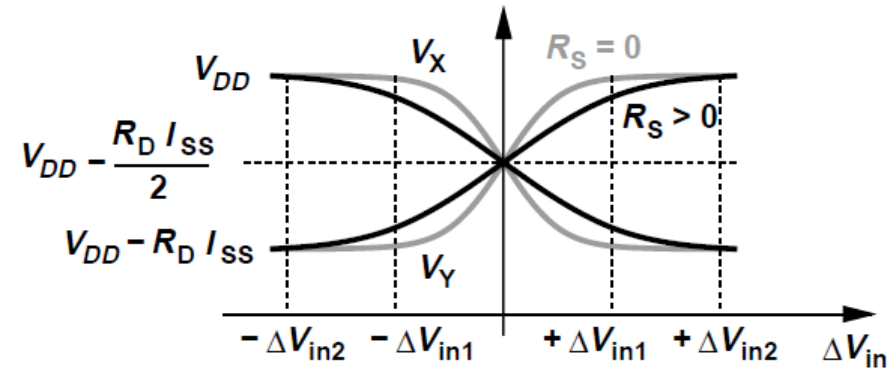
- Ha az áramkör teljesen szimmetrikus és I_{SS} egy ideális áramgenerátor, akkor az M_1 és M_2 által húzott áramok teljesen megegyeznek és egyenlők $I_{SS}/2$ -vel, valamint függetlenek $V_{in,CM}$ -től.
- V_X és V_Y szintén $V_{in,CM}$ -től függetlenül $V_{DD} - R_D(I_{SS}/2)$ -vel egyenlő, ezért az áramkör csak $V_{in1} - V_{in2}$ -t erősíti és $V_{in,CM}$ -nak nincs hatása a kimenetre.

Degenerált differenciál pár

- A linearitás növelése érdekében a differenciál pár kiegészíthető source degenerációs ellenállásokkal. [(a) ábra]



(a)

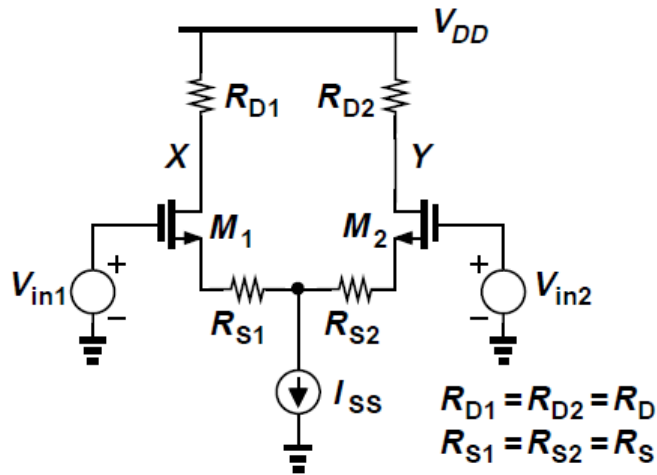


(b)

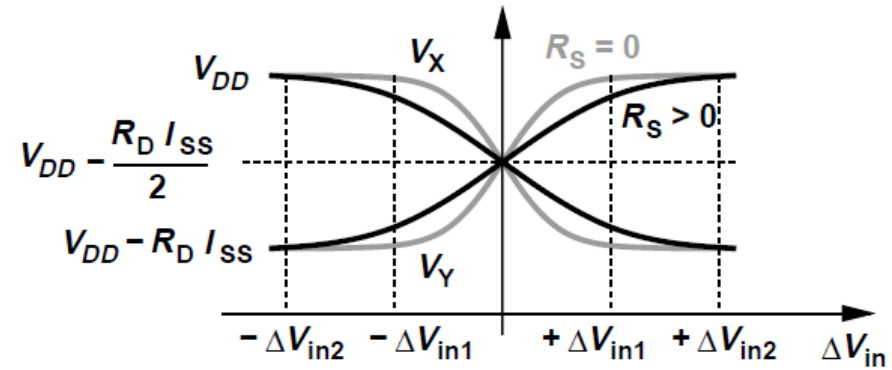
- R_{S1} és R_{S2} enyhítik M_1 és M_2 nemlineáris viselkedését azzal, hogy megnövelik az egyik oldal kikapcsolásához szükséges differenciális bemeneti feszültséget. [(b) ábra]
- Legyen $V_{in1} - V_{in2} = \Delta V_{in2}$, M_2 kikapcsol és $I_{D1} = I_{SS}$, $V_{GS2} = V_{TH}$ és ezért:

$$V_{in1} - V_{GS1} - R_S I_{SS} = V_{in2} - V_{TH}$$

Degenerált differenciál pár



(a)



(b)

- Ezzel:

$$\begin{aligned} V_{in1} - V_{in2} &= V_{GS1} - V_{TH} + R_S I_{SS} \\ &= \sqrt{\frac{2I_{SS}}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L}}} + R_S I_{SS} \end{aligned}$$

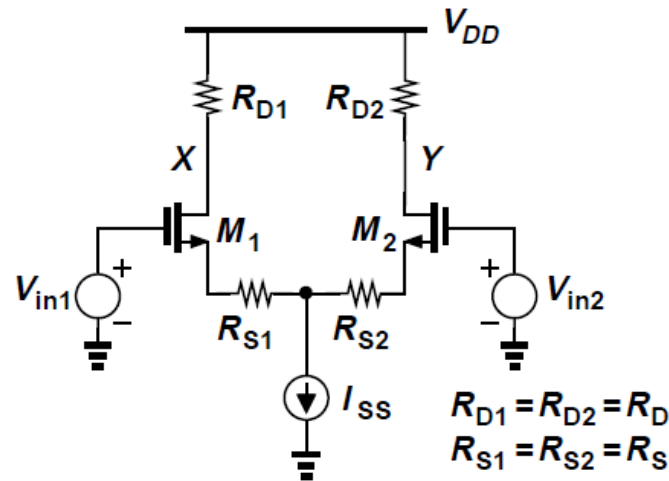
- Az első tag nem más, mint ΔV_{in1} , az a bemeneti feszültség, ami M_2 kikapcsolásához kell, ha $R_S = 0$, így:

$$\Delta V_{in2} - \Delta V_{in1} = R_S I_{SS}$$

- A lineáris bemeneti feszültségtartomány körülbelül $\pm R_S I_{SS}$ -vel növekedett.

Degenerált differenciál pár

- A kisjelű feszültségerősítés levezethető a half circuit koncepció használatával.



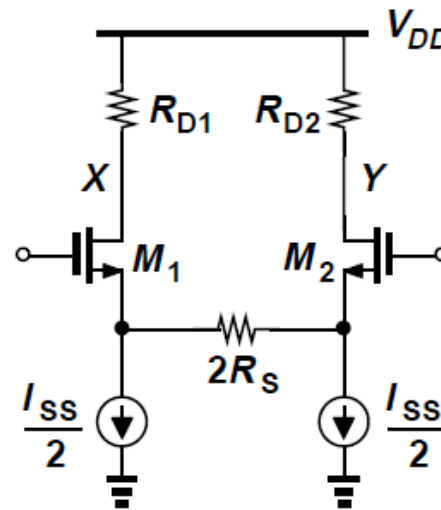
- A áramkör egyik fele egyszerűen egy degenerált CS fokozat, aminek az erősítése ha $\lambda = \gamma = 0$:

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

- A degenerált áramkör nagyobb linearitás eléréséhez erősítést “áldoz”.
- A_v kevésbé érzékeny g_m ingadozásaira.

Degenerált differenciál pár

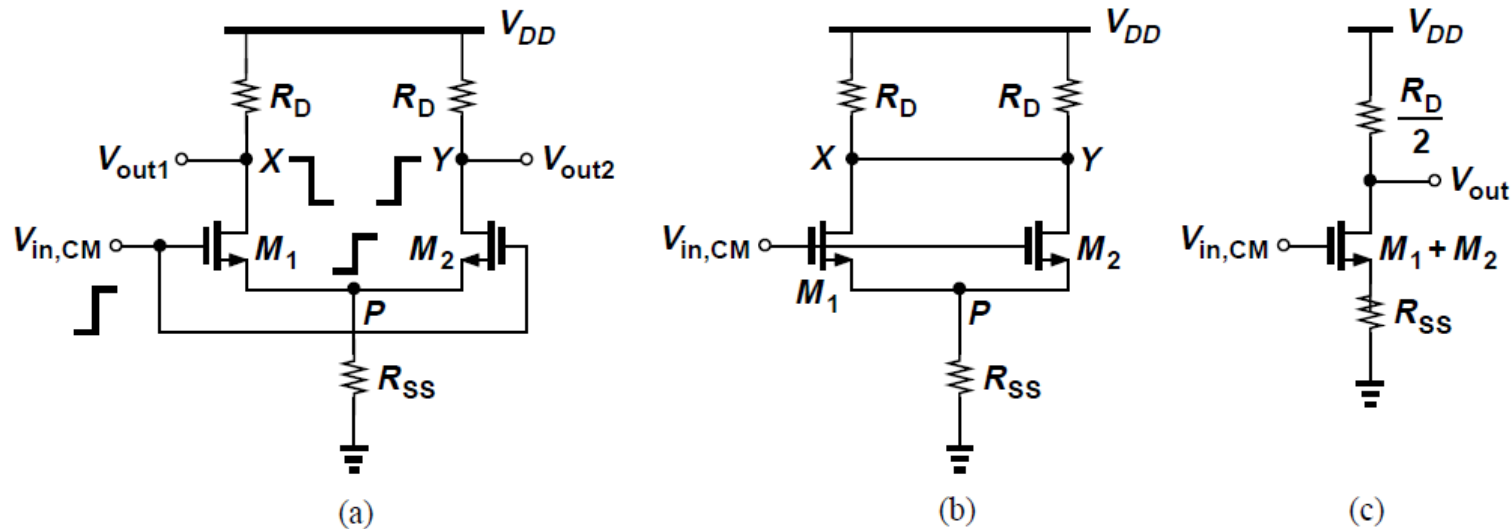
- A degeneráló ellenállások feszültség “headroom”-ot fogyasztanak.
- Egyensúlyi állapotban mindkét ellenálláson $R_S I_{SS}/2$ feszültség esik, ezért a megengedhető maximális differenciális bemeneti swing ennyivel csökken.



- Ez feloldható ha az áramgenerátort két részre bontjuk és a tranzisztorok source kivezetéséhez kapcsoljuk őket.
- Így az ellenállások nem csökkentik a bemeneti feszültségtartományt.

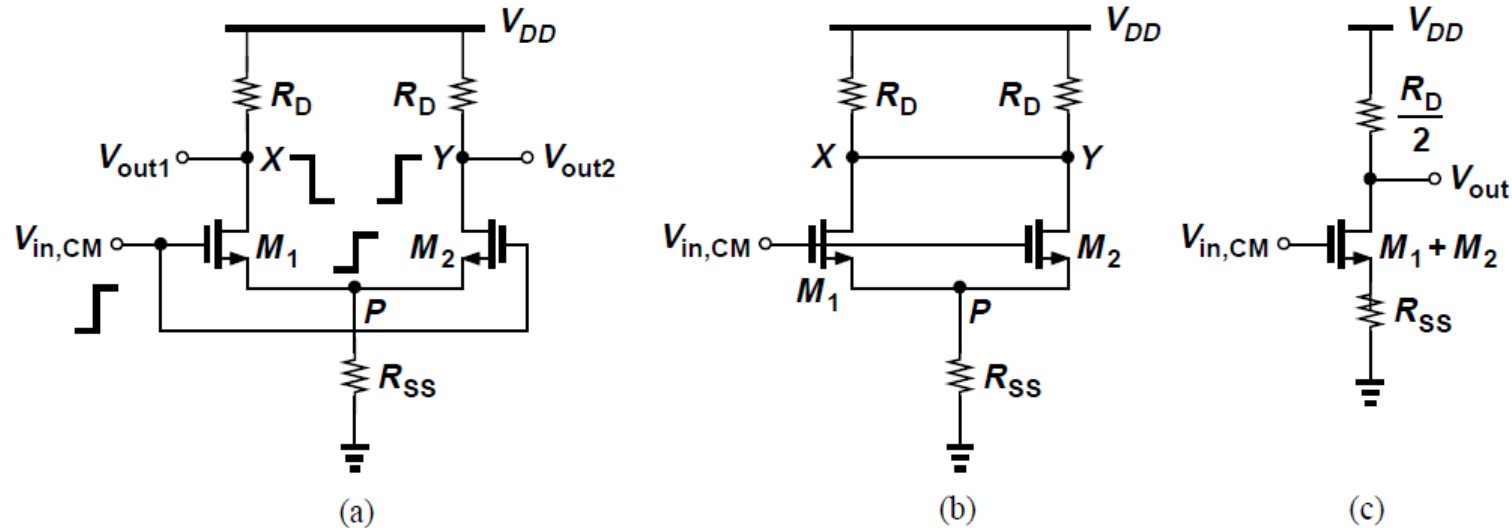
Differenciál pár: Közös modulusú válasz

- A valóságban a differenciál pár nem teljesen szimmetrikus és az áramgenerátor is rendelkezik véges kimenő ellenállással.
- A közös modulusú bemeneti feszültség egy része megjelenik a kimeneten.



- Először tegyük fel hogy az áramkör teljesen szimmetrikus, csak az áramgenerátornak van véges kimenő ellenállása: R_{SS} [(a) ábra]
- Ha $V_{in,CM}$ növekszik, vele nő V_P is, ezért V_X és V_Y csökken, de egyenlő marad a szimmetria miatt. [(b) ábra]

Differenciál pár: Közös modulusú válasz



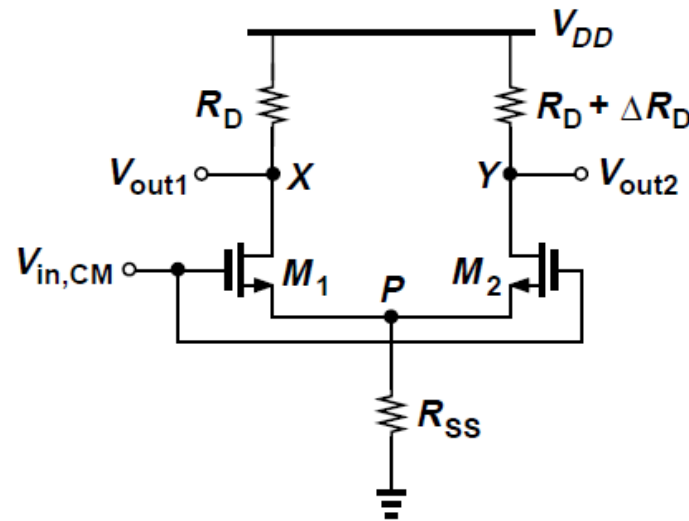
- M_1 és M_2 párhuzamos kapcsolásban van, ezért helyettesíthető egy eszközzel, melynek szélessége, bias árama és transzkonduktanciája kétszeres.
- Az áramkör “közös módusú erősítése” (ha $\lambda = \gamma = 0$):

$$\begin{aligned} A_{v,CM} &= \frac{V_{out}}{V_{in,CM}} \\ &= -\frac{R_D/2}{1/(2g_m) + R_{SS}} \end{aligned}$$

- A bemeneti CM szint változása megzavarja a munkapontot és befolyásolja a kisjelű erősítést és a kimeneti feszültség swing-et.

Differenciál pár: Közös modulusú válasz

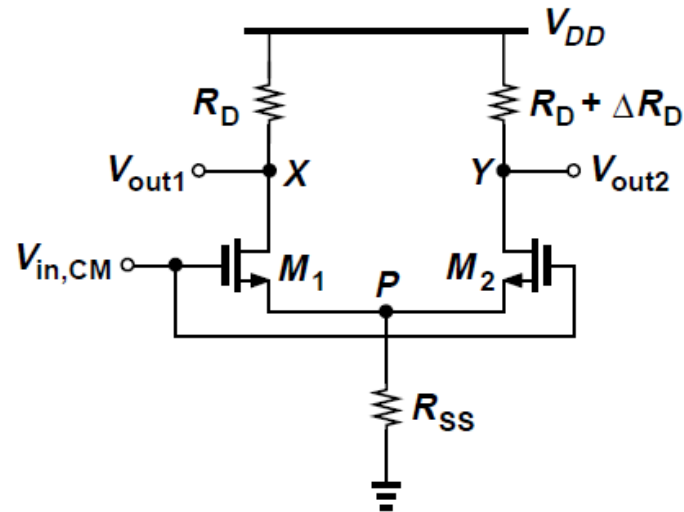
- $V_{in,CM}$ változása abban az esetben is befolyásolja a kimenetet ha az áramkör nem teljesen szimmetrikus, kis eltérések vannak a két ág között.



- Ha $R_{D1} = R_D$ és $R_{D2} = R_D + \Delta R_D$ ahol ΔR_D jelöli a kis eltérést és az áramkör egyébként szimmetrikus. ($\lambda = \gamma = 0$)
- M_1 és M_2 source követőként működik, ezért V_P emelkedik:

$$\Delta V_P = \frac{R_{SS}}{R_{SS} + \frac{1}{2g_m}} \Delta V_{in,CM}$$

Differenciál pár: Közös modulusú válasz



- Mivel M_1 és M_2 egyforma I_{D1} és I_{D2} növekszik az alábbi mértékben:

$$[g_m / (1 + 2g_m R_{SS})] \Delta V_{in,CM}$$

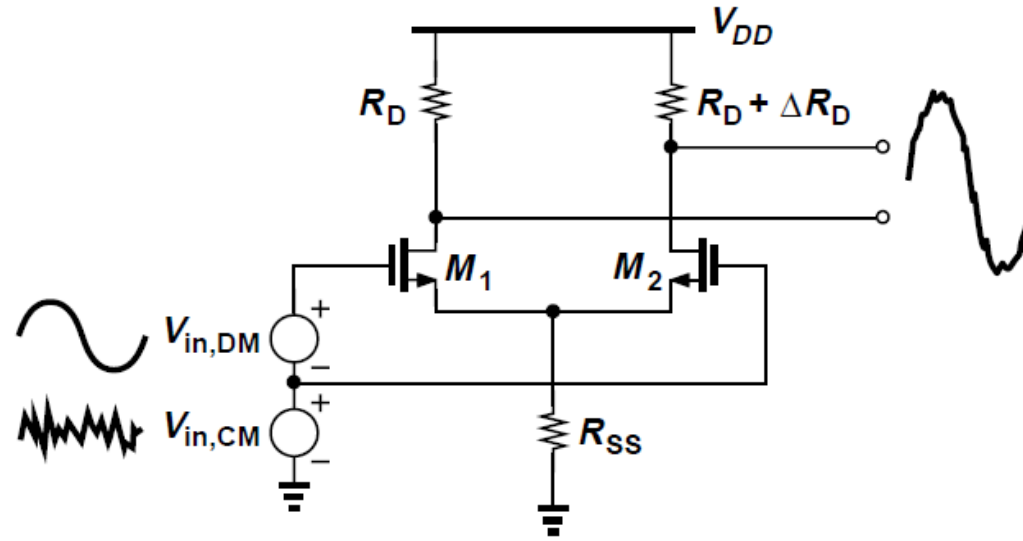
- V_X és V_Y különböző módon változik:

$$\Delta V_X = -\Delta V_{in,CM} \frac{g_m}{1 + 2g_m R_{SS}} R_D$$

$$\Delta V_Y = -\Delta V_{in,CM} \frac{g_m}{1 + 2g_m R_{SS}} (R_D + \Delta R_D)$$

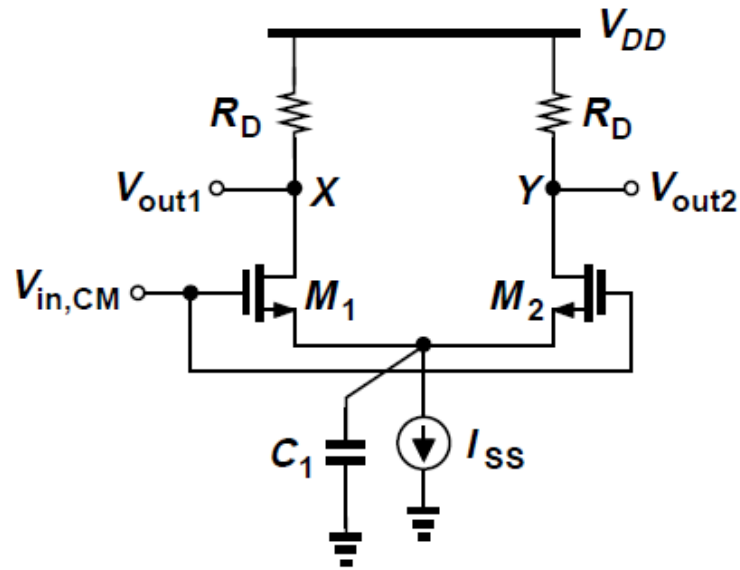
- A bemeneten lévő közös modulusú feszültségváltozás létrehoz egy differenciális komponenst a kimeneten. Ez a common-mode to differential conversion.

Differenciál pár: Közös modulusú válasz



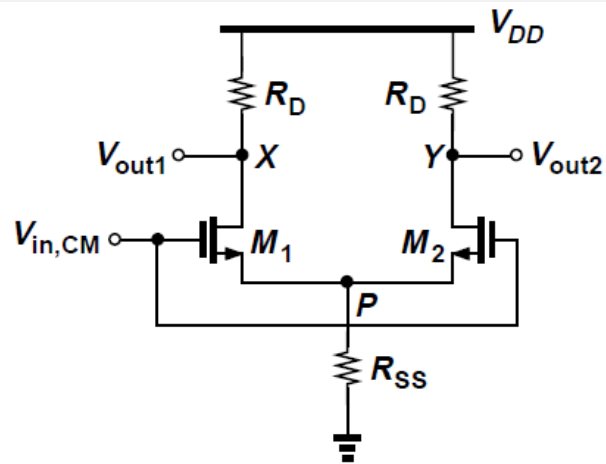
- A közös modulusú válasz az áramgenerátor kimenő impedanciájától és az aszimmetriáktól függ:
- Két hatása van:
 - A kimeneti közös modulusú szint megváltozása (ha nincs mismatch)
 - A kimeneten megjelenő differenciális komponens, amit $V_{in,CM}$ megváltozása okoz (jelentősebb probléma)

Közös modus differenciálissá konvertálása

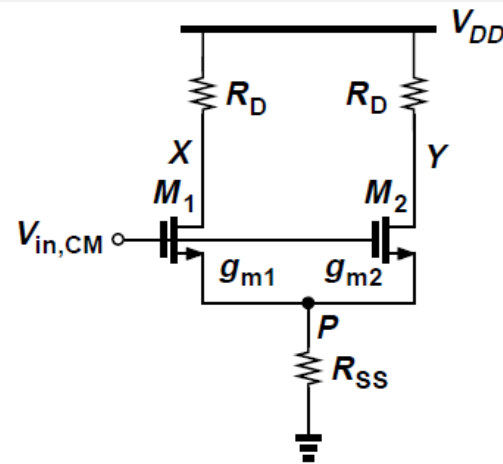


- A jelenség nagy frekvenciákon válik jelentőssé, mert a P ponton mért kapacitás söntöli az áramgenerátort, ezért a kimenő impedanciája csökken, így az áramváltozás nagyobb lesz.
- Ez a kapacitás az áramgenerátor parazitáiból, valamint M_1 és M_2 source-bulk kapacitásából áll.
- Aszimmetria nem csak az ellenállások között, de a tranzisztorok között is van. Utóbbi hatása jelentősebb.

Közös modulusú válasz: Tranzisztor mismatch



(a)



(b)

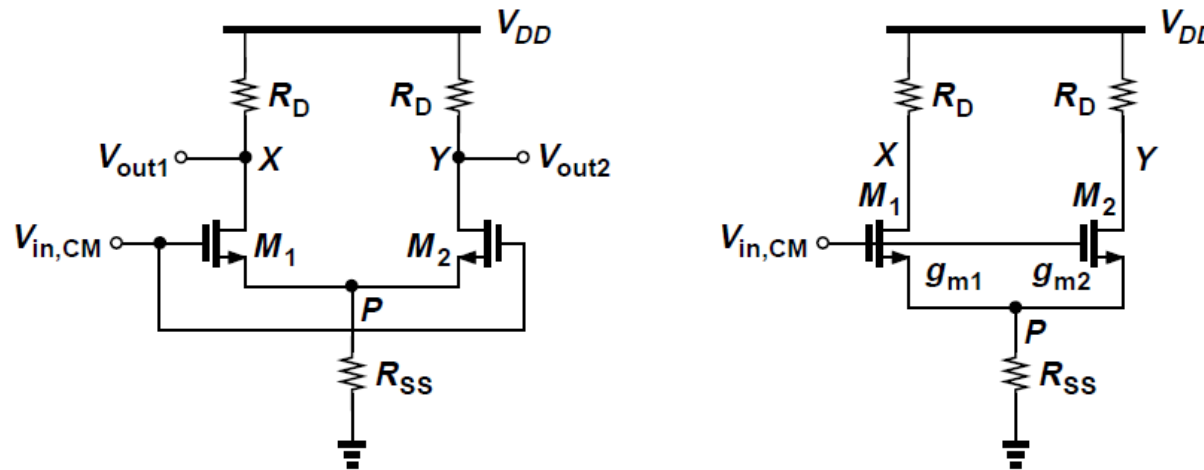
- M_1 és M_2 nem teljesen egyenlő transzkonduktanciával rendelkeznek, a gyártási bizonytalanságból adódó méretkülönbségek, valamint a nem teljesen egyforma nyitófeszültségek miatt. (Most is azt feltételezzük, hogy $\gamma = \lambda = 0$)
- Számítsuk ki a kisjelű erősítést X és Y pontok és $V_{in,CM}$ között! [(b) ábra]

$$I_{D1} = g_{m1}(V_{in,CM} - V_P)$$

$$I_{D2} = g_{m2}(V_{in,CM} - V_P)$$

$$(I_{D1} + I_{D2})R_{SS} = V_P$$

Közös modulusú válasz: Tranzisztor mismatch



- Ezért:

$$V_P = \frac{(g_{m1} + g_{m2})R_{SS}}{(g_{m1} + g_{m2})R_{SS} + 1} V_{in,CM}$$

- Most kifejezzük a kimeneti feszültségeket.

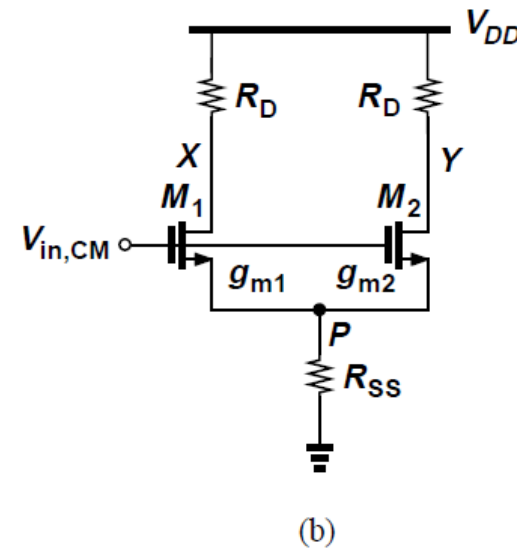
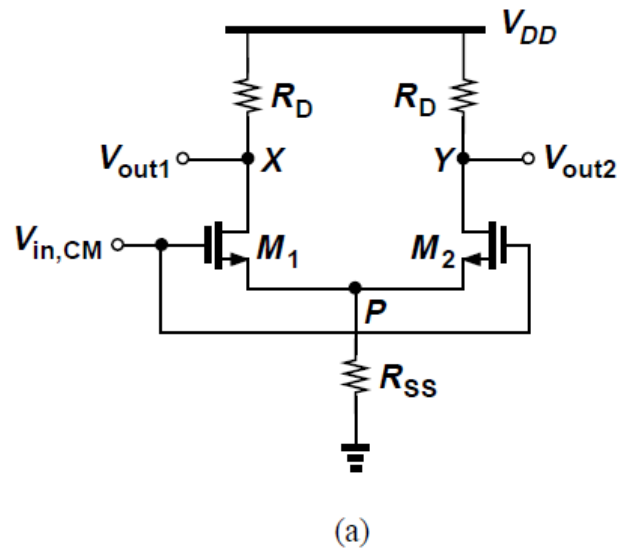
$$\begin{aligned} V_X &= -g_{m1}(V_{in,CM} - V_P)R_D \\ &= \frac{-g_{m1}}{(g_{m1} + g_{m2})R_{SS} + 1} R_D V_{in,CM} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_Y &= -g_{m2}(V_{in,CM} - V_P)R_D \\ &= \frac{-g_{m2}}{(g_{m1} + g_{m2})R_{SS} + 1} R_D V_{in,CM} \end{aligned}$$

- A kimeneti feszültség differenciális komponense:

$$V_X - V_Y = -\frac{g_{m1} - g_{m2}}{(g_{m1} + g_{m2})R_{SS} + 1} R_D V_{in,CM}$$

Közös modulusú válasz: Tranzisztor mismatch



- Az áramkör a bemeneti CM változást differenciális hibává alakítja az alábbi erősítéssel:

$$A_{CM-DM} = -\frac{\Delta g_m R_D}{(g_{m1} + g_{m2}) R_{SS} + 1}$$

- A_{CM-DM} jelöli a közös modulusú változás differenciálissá alakítási “tényezőjét” és $\Delta g_m = g_{m1} - g_{m2}$.

Közös modulusú válasz

- A közös modulusú elnyomás nem más, mint a hasznos és a nem kívánt erősítés hányadosa:

$$\text{CMRR} = \left| \frac{A_{DM}}{A_{CM-DM}} \right|$$

- Ha csak a g_m mismatch-et vesszük figyelembe, akkor megmutatható, hogy:

$$|A_{DM}| = \frac{R_D}{2} \frac{g_{m1} + g_{m2} + 4g_{m1}g_{m2}R_{SS}}{1 + (g_{m1} + g_{m2})R_{SS}}$$

- Ezért:

$$\begin{aligned} \text{CMRR} &= \frac{g_{m1} + g_{m2} + 4g_{m1}g_{m2}R_{SS}}{2\Delta g_m} \\ &\approx \frac{g_m}{\Delta g_m} (1 + 2g_m R_{SS}) \end{aligned}$$

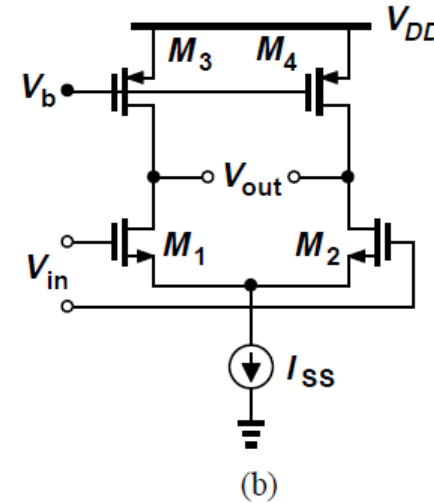
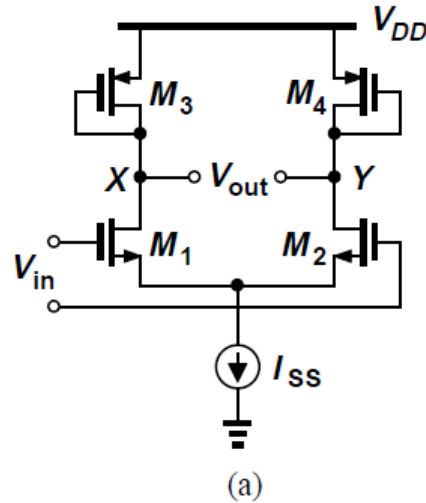
- Itt g_m a transzkonduktanciák átlagát jelenti: $g_m = (g_{m1} + g_{m2})/2$

- $2g_m R_{SS} \gg 1$ ezért:

$$\text{CMRR} \approx 2g_m^2 R_{SS} / \Delta g_m$$

Differenciál pár MOS tranzisztor terheléssel

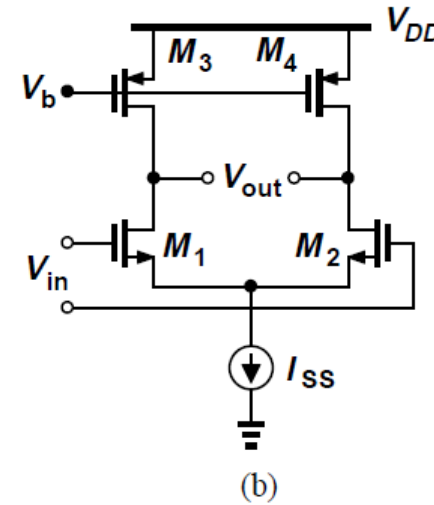
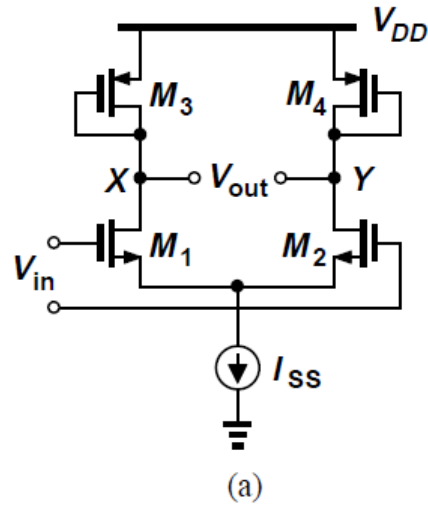
- Egy differenciál párnál alkalmazhatunk MOS dióda [(a) ábra] vagy áramgenerátoros [(b) ábra] terhelést.



- Az első esetben az erősítés:
$$A_v = -g_{mN} (g_{mP}^{-1} \parallel r_{ON} \parallel r_{OP})$$
$$\approx -\frac{g_{mN}}{g_{mP}}$$

- Az N és P indexek az nMOS illetve a pMOS tranzisztorokat jelölik.

Differenciál pár MOS tranzisztor terheléssel



- Ha kifejezzük g_{mN} -t és g_{mP} -t az eszközméretek használatával:

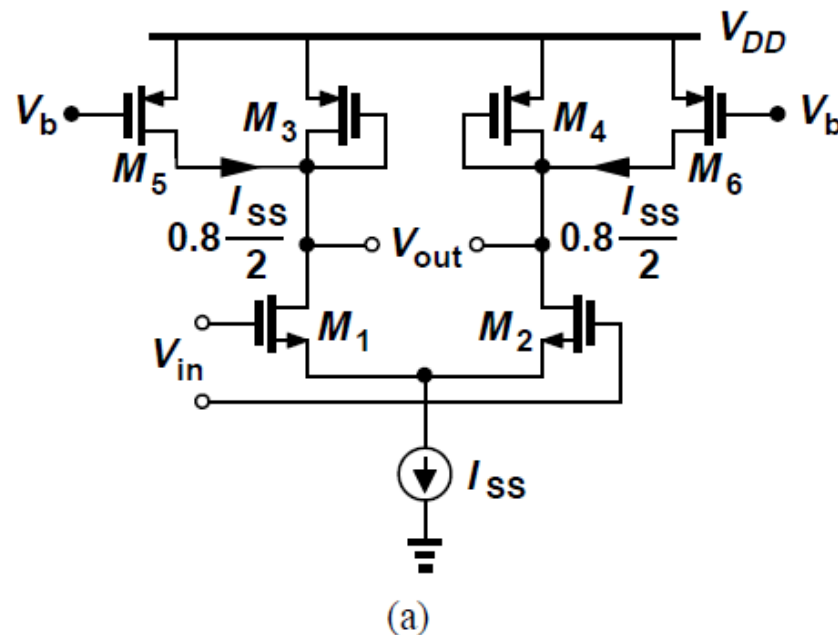
$$A_v \approx -\sqrt{\frac{\mu_n(W/L)_N}{\mu_p(W/L)_P}}$$

- Áramgenerátoros terhelés esetén [(b) ábra], az erősítés:

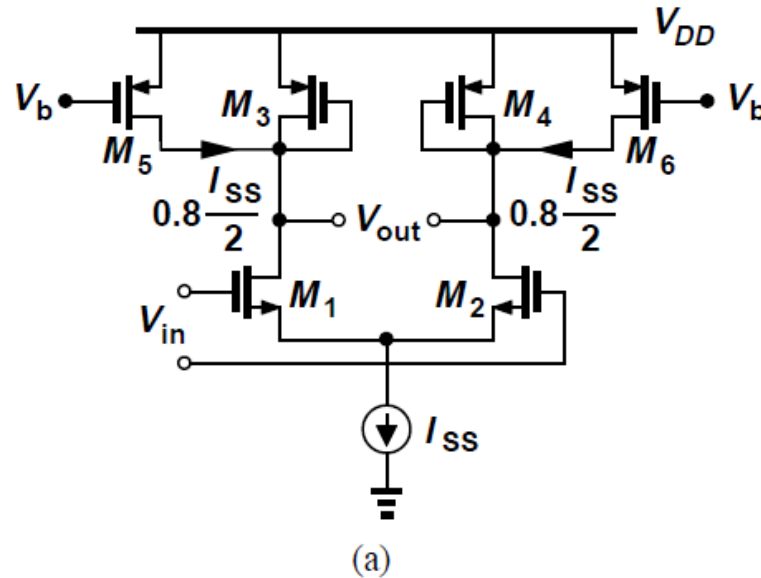
$$A_v = -g_{mN}(r_{ON}||r_{OP})$$

Differenciál pár MOS tranzisztor terheléssel

- A MOS dióda terhelés nagy feszültség “headroom”-ot fogyaszt és trade-off-ot teremt a kimeneti feszültségtartomány, a bemeneti közös modulusú feszültségtartomány és az erősítés között.
- Nagy erősítéshez $(W/L)_p$ kicsi kell, hogy legyen, ezért a meghajtó feszültsége $|V_{GS} - V_T|$ növekszik, így csökken a kimeneti közös modulusú feszültség szint.
- A probléma megoldható ha kiegészítjük az áramkört két pMOS áramgenerátorral (M_5 és M_6), hogy azok biztosítsák a munkaponti áram egy részét.



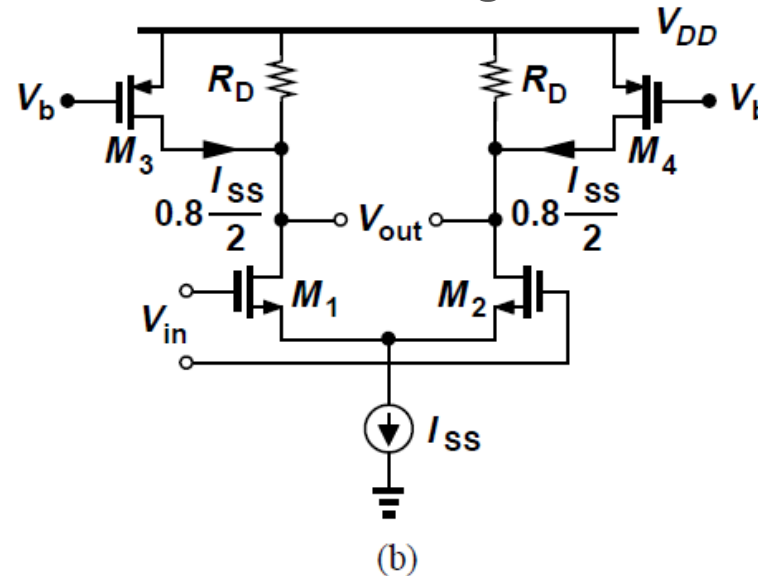
Differenciál pár MOS tranzisztor terheléssel



- A terhelő tranzisztorok (M_3 és M_4) g_m -jét úgy csökkentettük, hogy a (W/L) arányuk helyett a munkaponti áramukat csökkentettük.
- Ha $I_{D5} = I_{D6} = 0.8I_{D1} = 0.8I_{D2}$ akkor I_{D3} és I_{D4} árama az ötödére csökken.
- Egy adott meghajtó feszültség esetén g_{mP} ugyanilyen mértékben csökken.
- Így a differenciális erősítés ötször akkora, mint pMOS áramgenerátorok hozzáadása nélkül. (ha $\lambda = 0$)

Differenciál pár MOS tranzisztor terheléssel

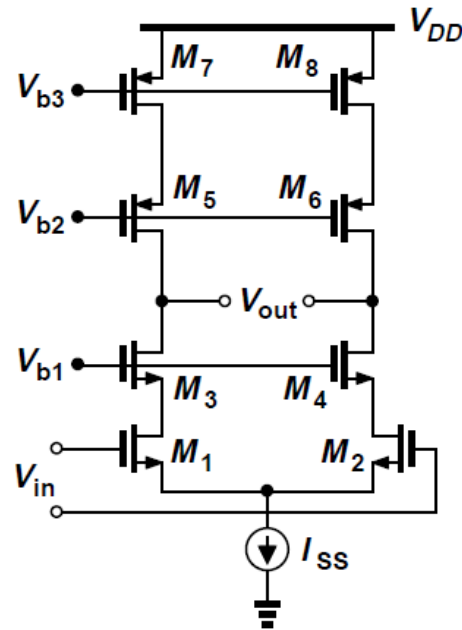
- Mivel a MOS dióda terhelés csökkenti a kimeneti swing-et ellenállásokra cseréljük őket.



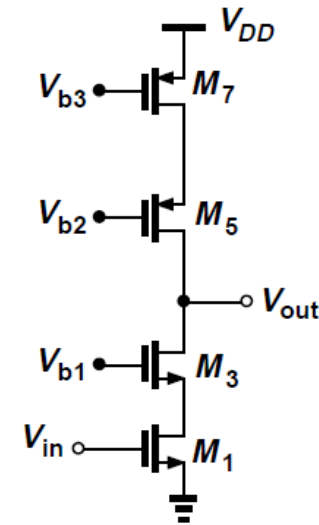
- A maximális feszültség mindkét kimeneten $V_{DD} - |V_{GS3,4} - V_{TH3,4}|$ az előző esetben érvényes $V_{DD} - |V_{TH3,4}|$ helyett.
- Egy adott kimeneti közös modulusú szint és $I_{D3} = I_{D4} = I_{SS}/2$ feltétel mellett R_D ötször nagyobb lehet, ami a következő erősítést eredményezi:

$$|A_v| = g_m N(R_D || r_{ON} || r_{OP})$$

Kasz kód differenciál pár



(a)



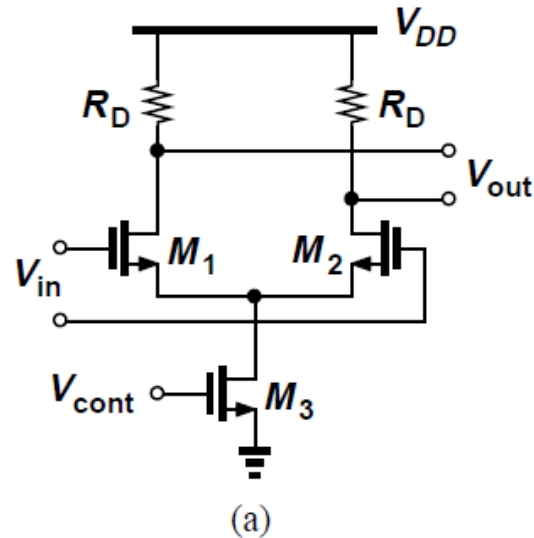
(b)

- A kisjelű feszültség erősítés növelhető, ha növeljük mind az nMOS mind a pMOS tranzisztorok kimeneti impedanciáját úgy, hogy kaszkódosítjuk őket, így azonban a kimeneti feszültségtartomány lecsökken.
- Az erősítés kiszámolható a half circuit technika alkalmazásával [(b) ábra]

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

Gilbert cella

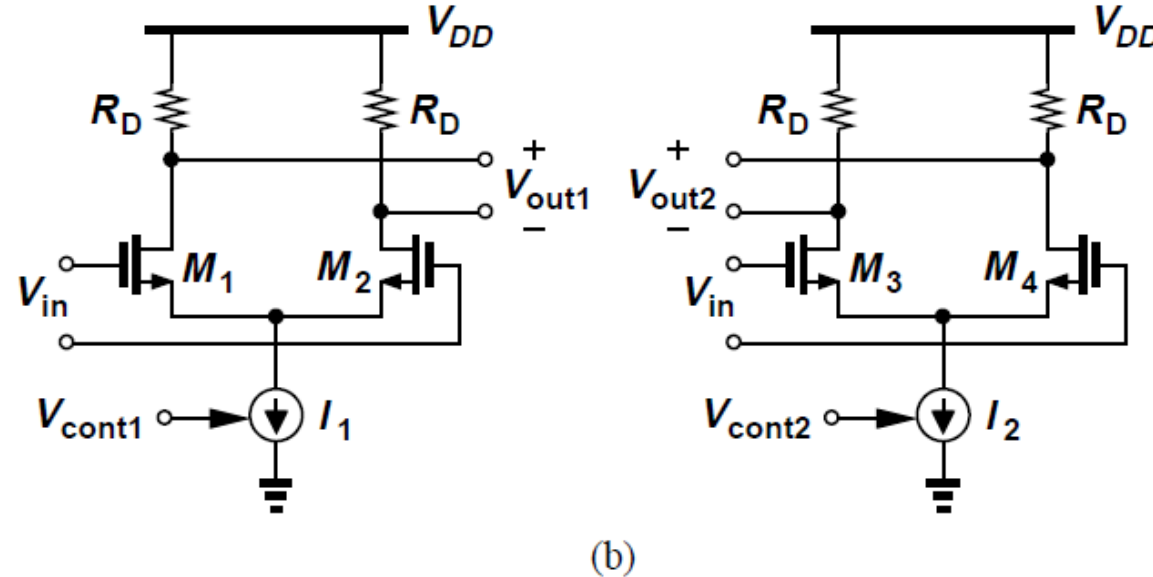
- Az ábrán egy olyan differenciál erősítő látható, aminek erősítése egy vezérlőfeszültséggel állítható.



- V_{cont} a bias áramot vezérli és ezért befolyásolja az erősítést.
- $A_V = V_{\text{out}}/V_{\text{in}}$ nullától egy maximális értékig változhat I_{D3} függvényében. A maximális érték az eszközméretektől és “headroom” korlátoktól függ.
- Ez egy egyszerű példa a változtatható erősítésű erősítőre.

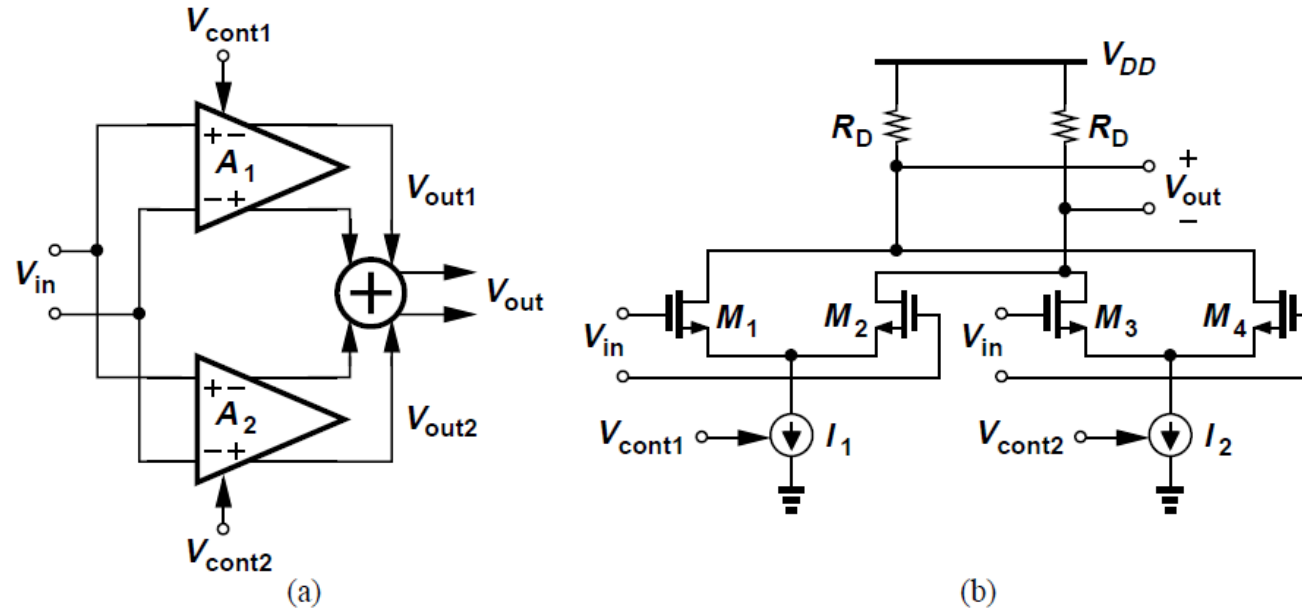
Gilbert cella

- Egy erősítő melynek az erősítése egy negatív értéktől egy pozitív értékig változhat a következő módon realizálható:



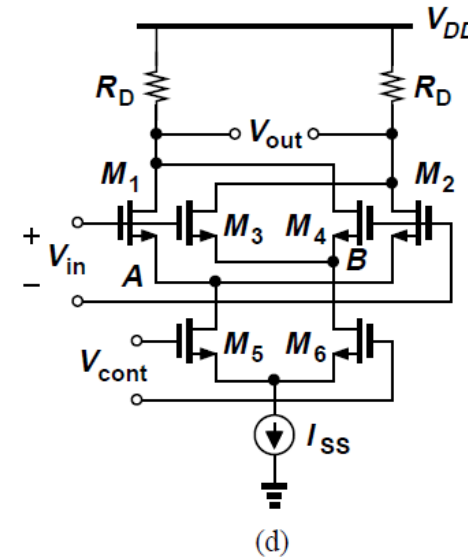
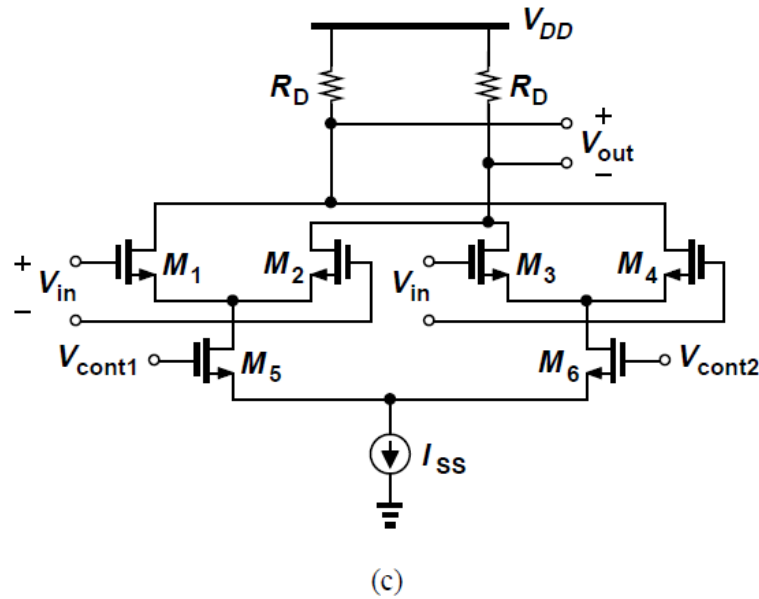
- Az ábra két differenciál párt mutat, amik a bemeneti feszültséget ellentétes előjellel erősítik.
- $V_{out1}/V_{in} = -g_m R_D$ és $V_{out2}/V_{in} = +g_m R_D$
- Ha I_1 és I_2 ellentétes irányban változik akkor $|V_{out1}/V_{in}|$ és $|V_{out2}/V_{in}|$ szintén.

Gilbert cella



- V_{out1} és V_{out2} egy közös kimenetre vezetjük, ahogy az (a) ábra mutatja.
- A két feszültség összegződik, ezzel: $V_{out} = V_{out1} + V_{out2} = A_1 V_{in} + A_2 V_{in}$ ahol A_1 -et és A_2 -t V_{cont1} és V_{cont2} vezérli.
- Egy valós implementációt mutat a (b) ábra, ahol a drain kivezetéseket összekötöttük, ezzel az áramok összeadódnak és létrehozzák a kimeneti feszültséget.

Gilbert cella



- V_{out1} és V_{out2} ellentétes irányban kell, hogy megváltoztassa I_1 -et és I_2 -t hogy az erősítő erősítése monoton módon változzon.
- Ezt a (c) ábrán látható kapcsolással érjük el.
- Ha $|V_{cont1} - V_{cont2}|$ nagy, akkor a teljes I_{SS} az egyik differenciál páron folyik és $|V_{out}/V_{in}|$ maximális.
- Ha $V_{con1} = V_{cont2}$, az erősítés nulla.
- A (d) ábrán látható egyszerűsített struktúrát nevezzük Gilbert cellának.