

Analóg Integrált Elektronikai Tervezés

DR SZALAI ALBIN | 2018 ŐSZI FÉLÉV



Erősítők frekvenciatartománybeli válasza

Általános megfontolások

Közös source fokozat

Source követő

Közös gate fokozat

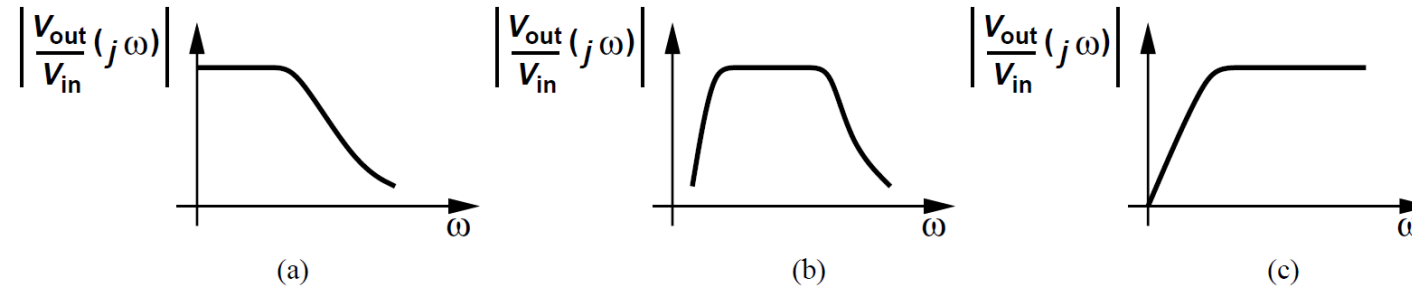
Kasz kód fokozat

Differenciál pár

Erősítés vs sávszélesség

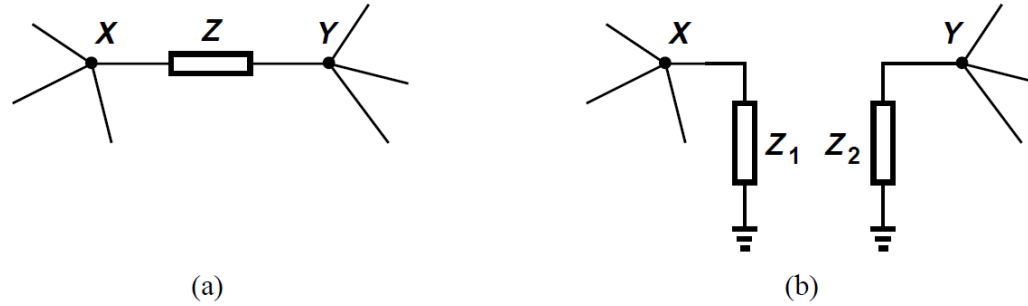


Általános megfontolások



- Ebben a fejezetben elsősorban az átviteli függvény amplitúdója lesz érdekes számunkra
- $Z=V/I$ (pl. $Z=1/sC$)
- Egy komplex szám abszolút értéke: $\sqrt{a^2 + b^2}$
- A zérusok és pólusok az átviteli függvény számlálójának és nevezőjének gyökeiként definiálhatóak
- Bode approximáció szerint a függvény amplitúdó növekszik 20dB/dec-al ahogy elhagyjuk a zérus frekvenciát, és csökken ennyivel ha elhagyjuk a pólus frekvenciát

Miller-hatás



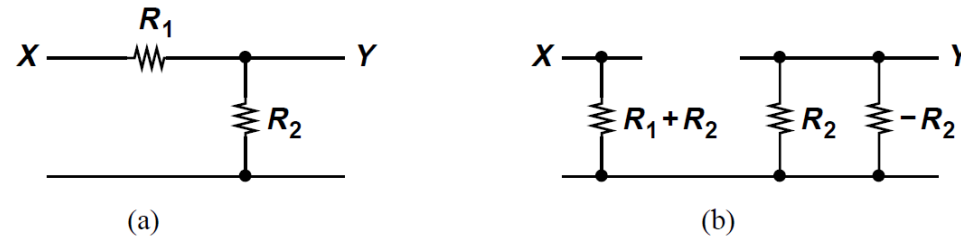
- Ha az (a) hálózat átalakítható a (b) hálózattá, akkor

$$Z_1 = Z / (1 - A_v)$$

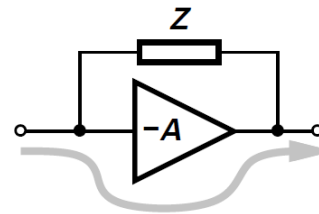
$$Z_2 = Z / (1 - A_v^{-1})$$

$$A_v = V_Y / V_X$$

Miller-elv



Improper application of Miller's theorem

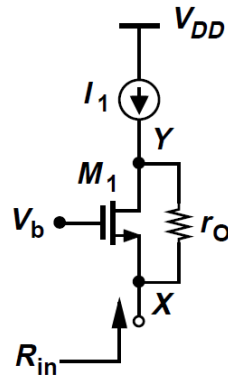


Main Signal Path

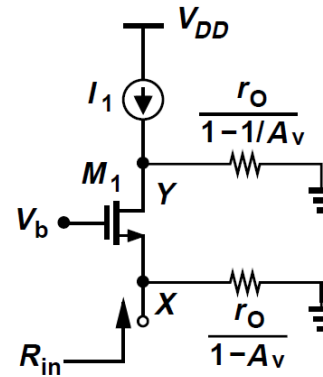
Typical case for valid application of Miller's theorem.

- A Miller-elv nem határozza meg azon feltételeket, melyek esetén a fenti átalakítás megtehető
- Ha Z impedancia az egyetlen jelút X és Y pontok között, akkor az átalakítás sokszor nem alkalmazható
- Ha a Z impedancia párhuzamos a fő úttal a Miller elv hasznos eszköz

Példa



(a)

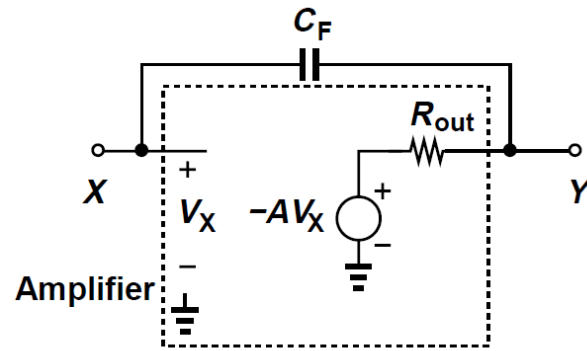


(b)

- Számítsuk ki a fenti áramkör bemeneti ellenállását!
- X és Y között a feszültségerősítés $A_v = 1 + (g_m + g_{mb})r_O$
- Mivel A_v általában egységnél nagyobb, $r_O/(1 - A_v)$ negatív ellenállás

$$\begin{aligned} R_{in} &= \frac{r_O}{1 - [1 + (g_m + g_{mb})r_O]} \parallel \frac{1}{g_m + g_{mb}} \\ &= \frac{-1}{g_m + g_{mb}} \parallel \frac{1}{g_m + g_{mb}} \\ &= \infty. \end{aligned}$$

Példa

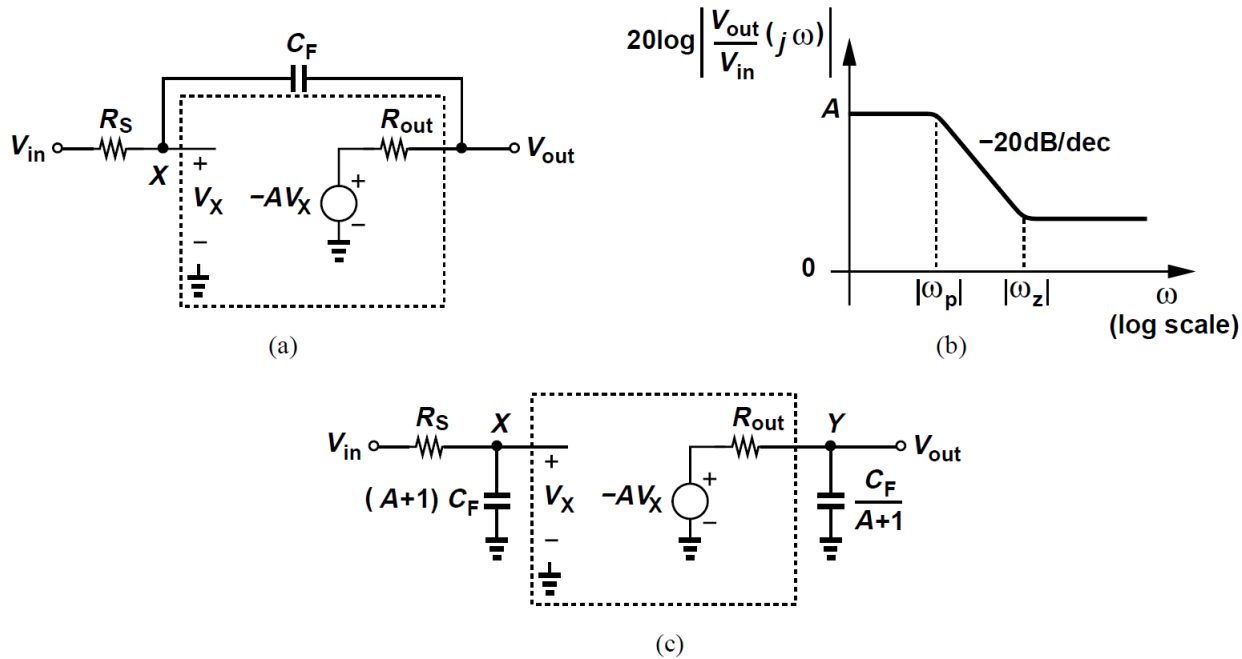


- $A_v = V_Y/V_X$ értékét a kérdéses frekvencián kell kiszámolnunk
- Az ábrán látható véges kimeneti ellenállású erősítő helyettesítő képéből kiderül, hogy nagy frekvenciákon:

$$V_Y \neq -AV_X$$

- Sok esetben V_Y / V_X alacsony frekvenciás értékét használjuk az áramkör megértéséhez
- Ezt a módszert hívjuk „Miller-közelítésnek”

Példa



- Direkt számítás:

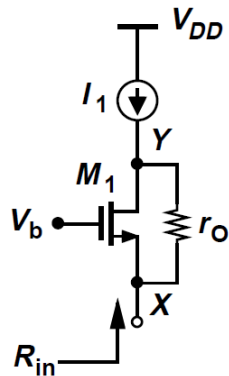
$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{R_{out}C_F s - A}{[(A+1)R_S + R_{out}]C_F s + 1}$$

- Miller-közelítés:

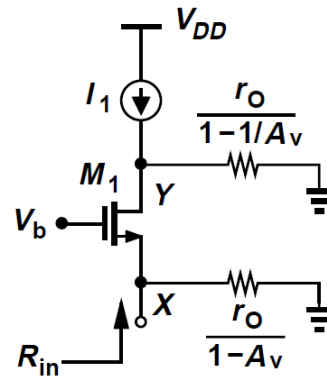
$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{-A}{[(1+A)R_S C_F s + 1] \left(\frac{1}{1+A^{-1}} C_F R_{out} s + 1 \right)}$$

- A Miller-közelítés figyelmen kívül hagyja a zérust, és két pólust ad meg!

Példa



(a)

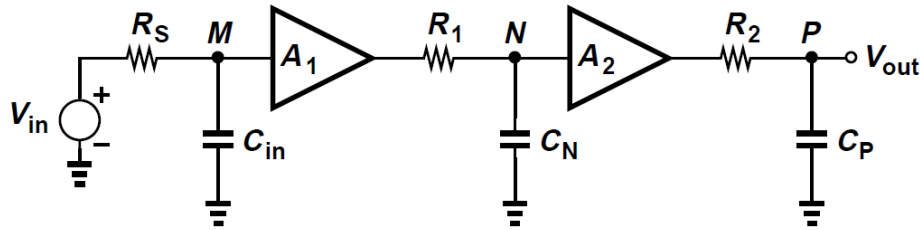


(b)

$$\begin{aligned}
 R_{out} &= \frac{r_O}{1 - 1/A_v} \\
 &= \frac{r_O}{1 - [1 + (g_m + g_{mb})r_O]^{-1}} \\
 &= \frac{1}{g_m + g_{mb}} + r_O,
 \end{aligned}$$

- Valós $R_{out} = r_o$
- A Miller-közelítés:
 1. eltüntethet zérusokat
 2. további pólusokat adhat
 3. pontatlanul számítja a kimeneti ellenállást

Pólusok és csomópontok egymáshoz rendelése

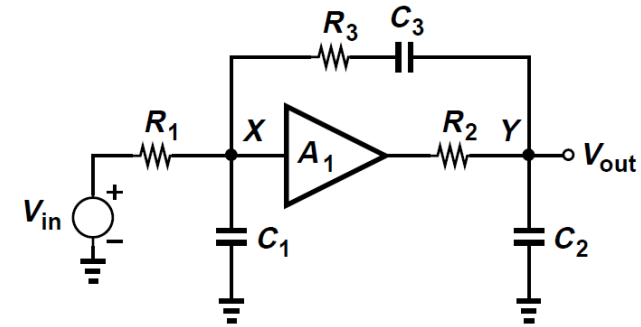


- A teljes átviteli függvény a következőképp írható:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{A_1}{1 + R_S C_{in} s} \cdot \frac{A_2}{1 + R_1 C_N s} \cdot \frac{1}{1 + R_2 C_P s}$$

- Minden, a jelútban található csomópont egy pólussal járul hozzá az átviteli függvényhez

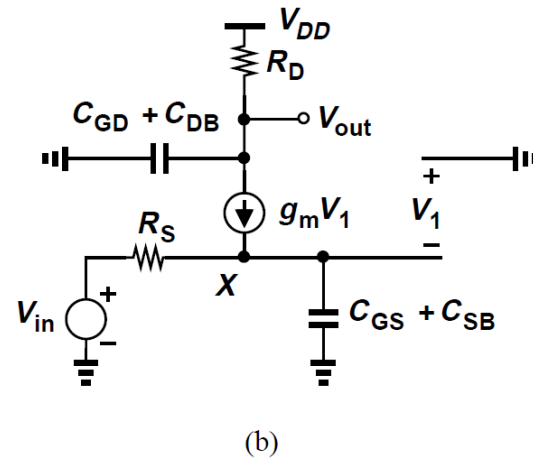
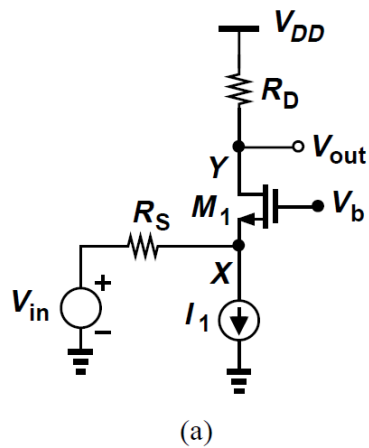
- Általánosságban nem igaz, például:



- Sok áramkör esetén jó intuitív megközelítés a transzfer függvény meghatározásához:
 - A vizsgált csomópontból föld fele látható teljes kapacitás és ellenállás szorzatával megkapható a pólus időállandója

Példa

- Határozzuk meg a transzfer függvényt



- X csomópontban:

$$\omega_{in} = \left[(C_{GS} + C_{SB}) \left(R_S \parallel \frac{1}{g_m + g_{mb}} \right) \right]^{-1}$$

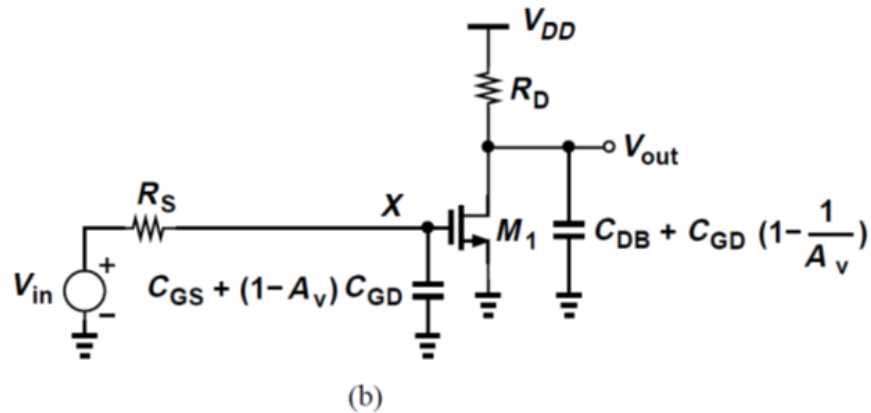
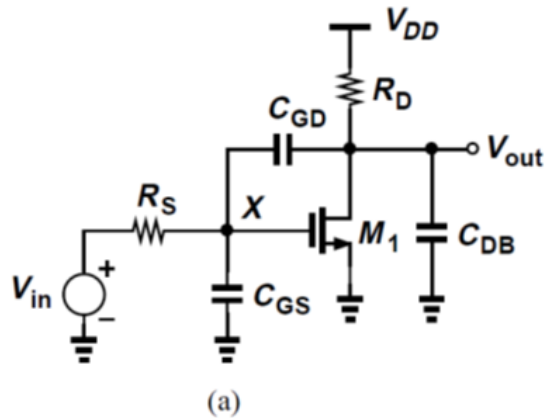
- Y csomópontban:

$$\omega_{out} = [(C_{DG} + C_{DB})R_D]^{-1}$$

- A teljes átviteli függvény:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{(g_m + g_{mb})R_D}{1 + (g_m + g_{mb})R_S} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{in}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{out}}\right)}$$

Közös source fokozat



- Miller közelítés:

- A „bemeneti” pólus (kör)frekvenciája:

$$\omega_{in} = \frac{1}{R_S [C_{GS} + (1 + g_m R_D) C_{GD}]}$$

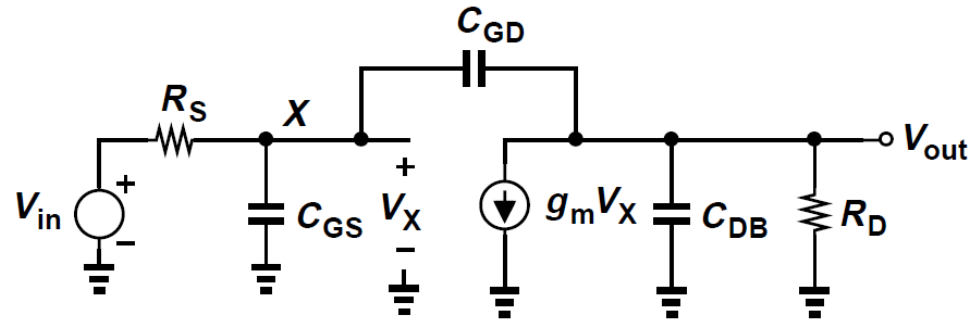
- A kimeneti pólus:

$$\omega_{out} = \frac{1}{R_D (C_{DB} + C_{GD})}$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{-g_m R_D}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{in}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{out}}\right)}$$

- A fő hiba, nem gondoltunk arra zérusok is lehetnek az áramkörben
- Nem vettük figyelembe $-g_m R_D$ frekvenciafüggését

Direkt analízis



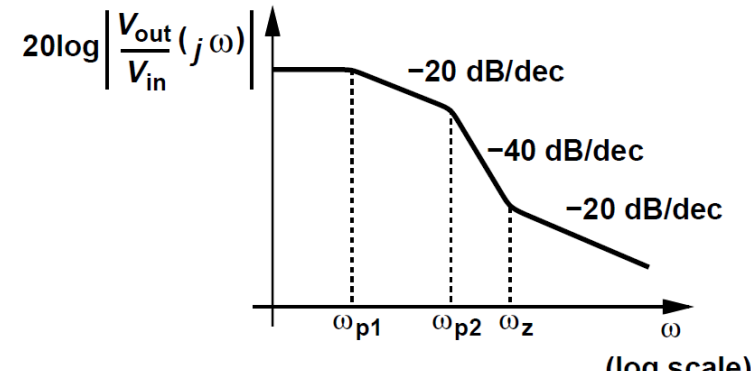
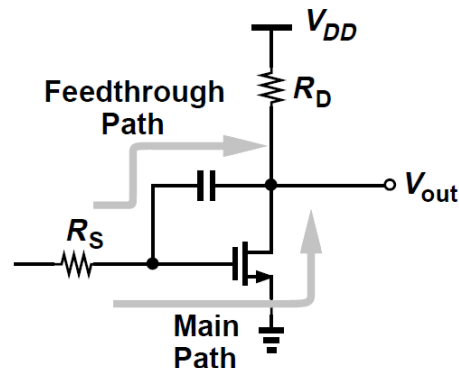
$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{(C_{GD}s - g_m)R_D}{R_S R_D s^2 + [R_S(1 + g_m R_D)C_{GD} + R_S C_{GS} + R_D(C_{GD} + C_{DB})]s + 1}$$

- Bár a nevező meglehetősen bonyolultnak tűnik, intuitív kifejezést ad a két pólusra, ha: $|\omega_{p1}| \ll |\omega_{p2}|$
- A „domináns pólus” – közelítése:

$$\omega_{p1} = \frac{1}{R_S(1 + g_m R_D)C_{GD} + R_S C_{GS} + R_D(C_{GD} + C_{DB})}$$

- Az intuitív módszer jól használható eredményt ad sokkal kisebb erőfeszítéssel

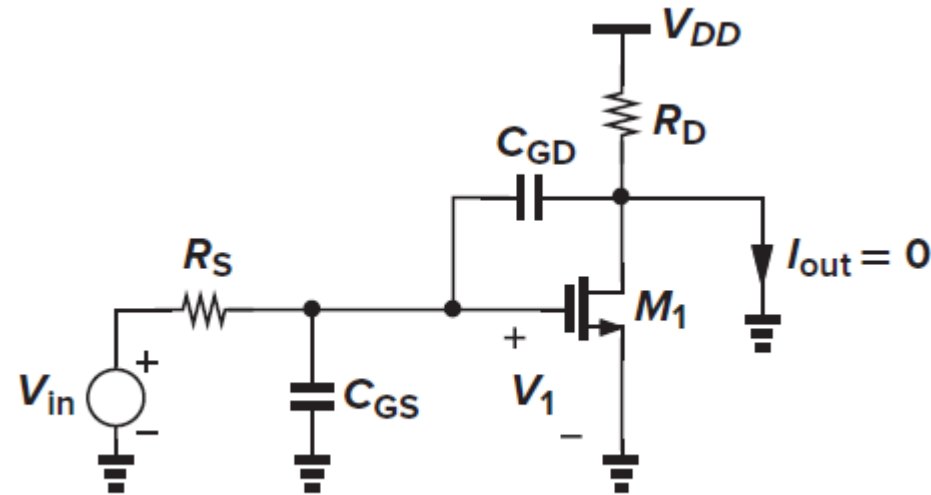
Zérus az átviteli függvényben



$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{(C_{GD}s - g_m)R_D}{R_S R_D s^2 + [R_S(1 + g_m R_D)C_{GD} + R_S C_{GS} + R_D(C_{GD} + C_{DB})]s + 1}$$

- Az átviteli függvényben zérus is található: $\omega_z = +g_m/C_{GD}$
- C_{GD} miatt előrecsatoló ág található az áramkörben, mely nagy frekvenciákon a bemeneti jelet közvetlenül a kimenetre juttatja

Közös source fokozat zérusának számítása



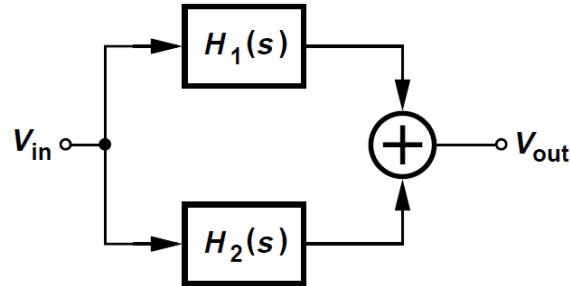
- Az átviteli függvénynek 0-ra kell csökkennie $s = s_z$ esetén
- Így az áramok C_{GD} -n és M_1 -en keresztül megegyező nagyságúak és ellentétes irányúak:

$$V_1 C_{GD} s_z = g_m V_1$$

- Így a zérus:

$$s_z = +g_m / C_{GD}$$

Példa

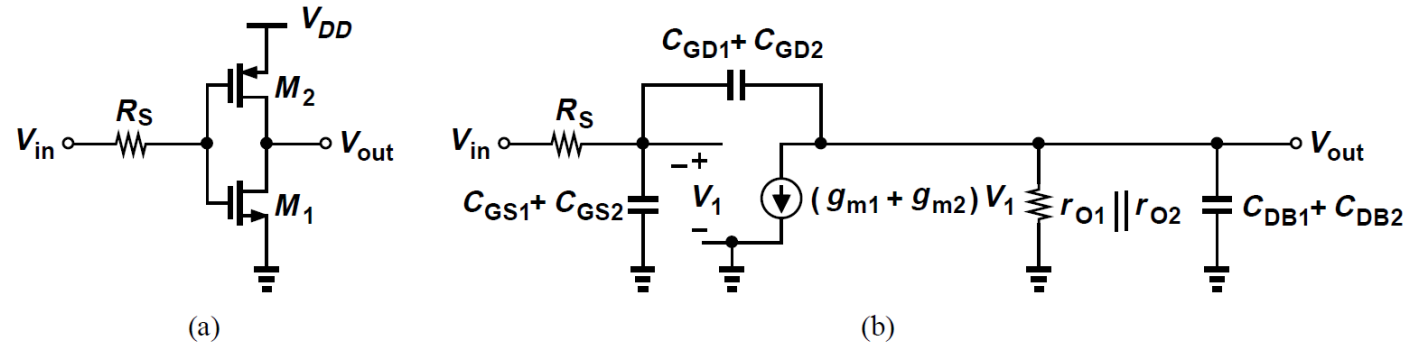


- Megjelenhet a zérus, ha $H_1(s)$ és $H_2(s)$ is elsőfokú aluláteresztő rendszer?
- $H_1 = A_1 / (1 + s/\omega_{p1})$ $H_2 = A_2 / (1 + s/\omega_{p2})$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{\left(\frac{A_1}{\omega_{p2}} + \frac{A_2}{\omega_{p1}} \right) s + A_1 + A_2}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}} \right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}} \right)}$$

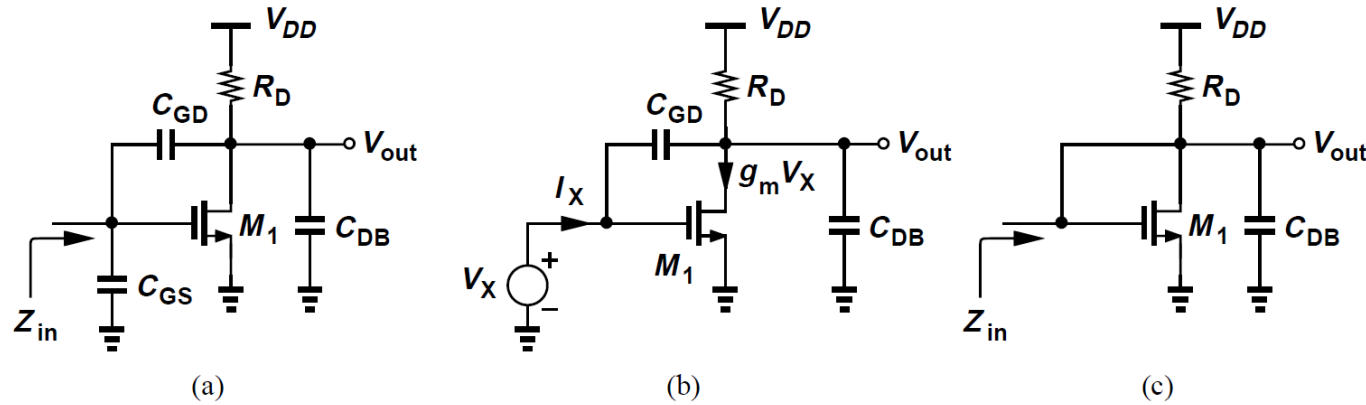
- Az eredő átvitelnek van zérusa

Példa



- Mivel M_1 és M_2 azonos kivezetései össze vannak kötve a kisjelű modellben, a két tranzisztort egyként kezeljük.
- Így az áramkör átvitele megegyezik a közös source fokozat átvitelével.

Miller-közelítés, bemenő impedancia



- A Miller-közelítést felhasználva,

$$Z_{in} = \frac{1}{[C_{GS} + (1 + g_m R_D)C_{GD}]s}$$

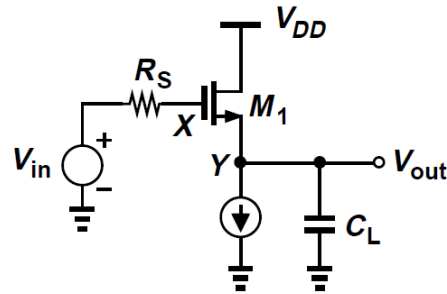
- Azonban nagy frekvenciákon a kimeneti ponton lévő kapacitás hatását is figyelembe kell venni.

- Elhanyagolva C_{GS} -t:

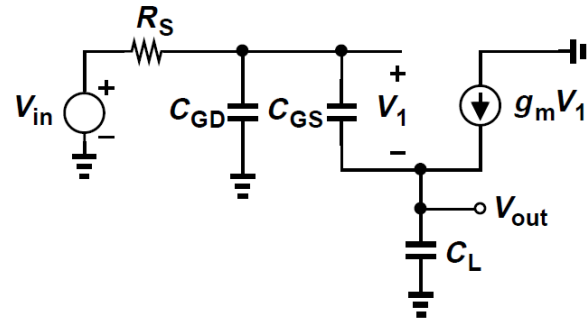
$$\frac{V_X}{I_X} = \frac{1 + R_D(C_{GD} + C_{DB})s}{C_{GD}s(1 + g_m R_D + R_D C_{DB}s)}$$

- Ha C_{GD} nagy, alacsony impedanciájú utat biztosít M_1 gateje és drainje között, a bemenettel párhuzamosan lesz R_D és $1/g_{m1}$.

Source követők



(a)



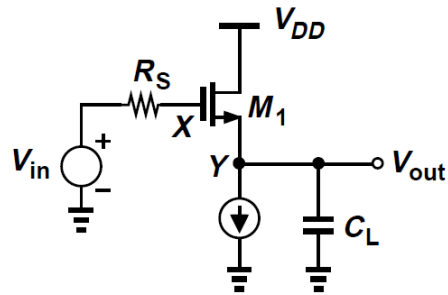
(b)

- Az X és Y pontok közötti szoros kapcsolat miatt nehéz az egyes csomópontokat az egyes pólusoknak megfeleltetni:

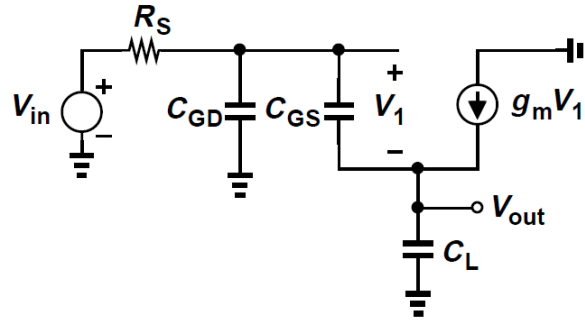
$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{g_m + C_{GS}s}{R_S(C_{GS}C_L + C_{GS}C_{GD} + C_{GD}C_L)s^2 + (g_m R_S C_{GD} + C_L + C_{GS})s + g_m}$$

- Az átvitelben egy bal félsíkon lévő zérus is van, miért?
 - Nagy frekvencián a jelet C_{GS} ugyanolyan polaritással vezeti a kimenetre mint a tranzisztor

Példa



(a)

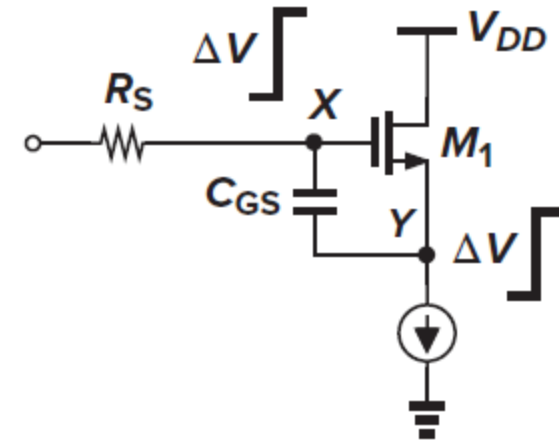


(b)

- Átviteli függvény, ha $C_L = 0$?

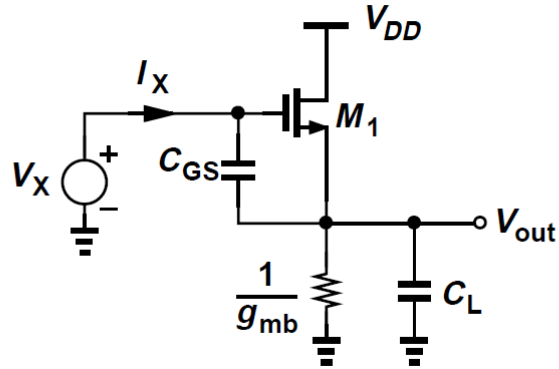
$$\begin{aligned} \frac{V_{out}}{V_{in}} &= \frac{g_m + C_{GS}s}{R_S C_{GS} C_{GD} s^2 + (g_m R_S C_{GD} + C_{GS})s + g_m} \\ &= \frac{g_m + C_{GS}s}{(1 + R_S C_{GD}s)(g_m + C_{GS}s)} \\ &= \frac{1}{1 + R_S C_{GD}s} \end{aligned}$$

- C_{GS} eltűnt
- Csatorna-rövidülés és body-effektus hiányában a feszültségerősítés a gateről a sourcera egységnyi



- „Bootstrap”-elte C_{GS} -t a follower

Bemeneti impedancia



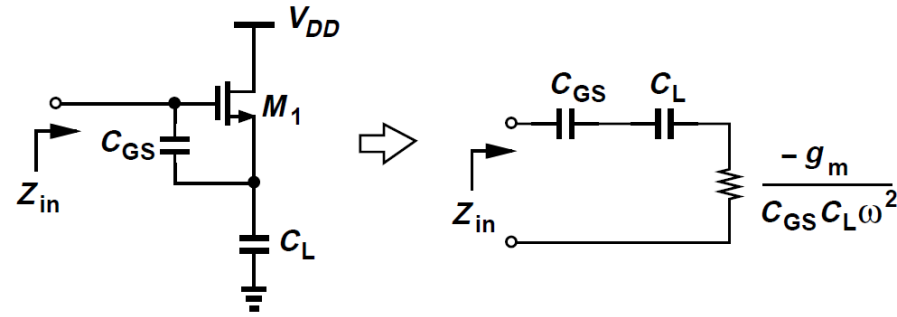
- C_{GD} söntöli a bemenetet, és első közelítésben elhanyagolható.

$$Z_{in} = \frac{1}{C_{GS}s} + \left(1 + \frac{g_m}{C_{GS}s}\right) \frac{1}{g_{mb} + C_L s}$$

- Ha $g_{mb} = 0$ és $C_L = 0$, akkor $Z_{in} = \infty$
- A source követő kiejti C_{GS} -t, így azon keresztül nem folyik áram (bootstrapping)
- Alacsony frekvencián az eredő bemeneti kapacitás C_{GD} plusz C_{GS} egy töredéke

$$Z_{in} \approx \frac{1}{C_{GS}s} \left(1 + \frac{g_m}{g_{mb}}\right) + \frac{1}{g_{mb}}$$

Bemeneti impedancia



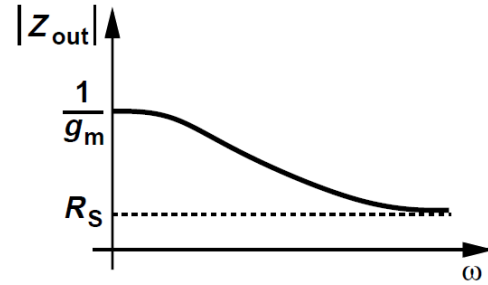
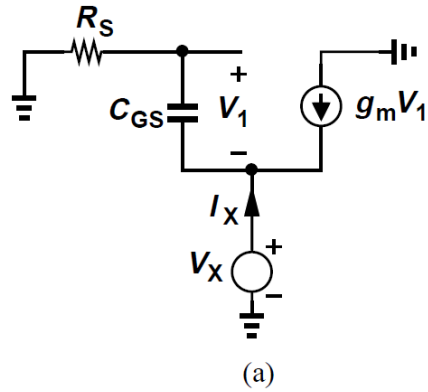
- Nagy frekvenciákon:

$$g_{mb} \ll |C_L s|$$

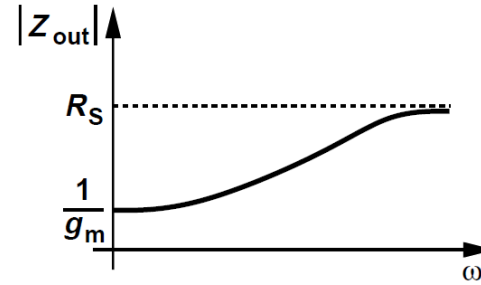
- Egy terhelő kapacitást meghajtó negatív bemeneti impedanciát képvisel, mely instabilitáshoz vezethet:

$$Z_{in} \approx \frac{1}{C_{GS}s} + \frac{1}{C_L s} + \frac{g_m}{C_{GS}C_L s^2}$$

Kimeneti impedancia



(b)

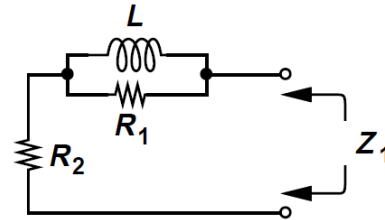


(c)

$$\begin{aligned} Z_{out} &= \frac{V_X}{I_X} \\ &= \frac{R_S C_{GS} s + 1}{g_m + C_{GS} s} \end{aligned}$$

- Alacsony frekvencián: $Z_{out} \approx 1/g_m$
- Nagyon magas frekvenciákon: $Z_{out} \approx R_S$
- Oka: CGS rövidre zárja a gate-et és sourceot.
- A fentiek közül melyik lehetőség valószínűbb?

Kimeneti impedancia

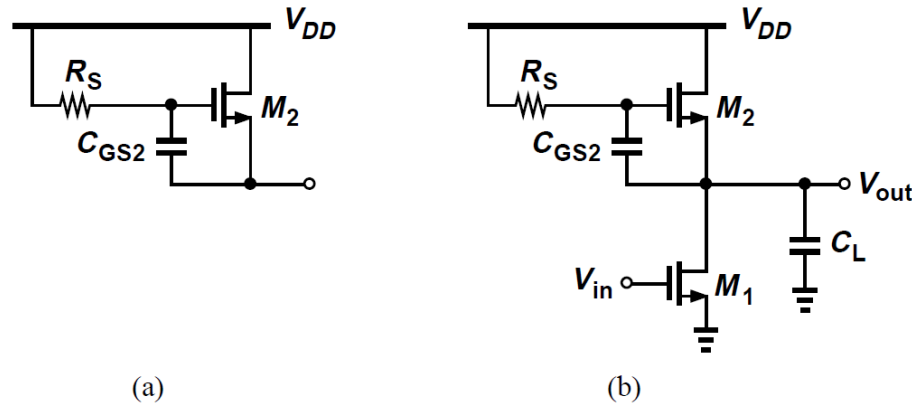


1. Equivalent output impedance of a source follower

- Mivel a kimeneti impedancia nő a frekvenciával, tekinthetjük úgy, mintha az áramkör induktív komponenst tartalmazna.

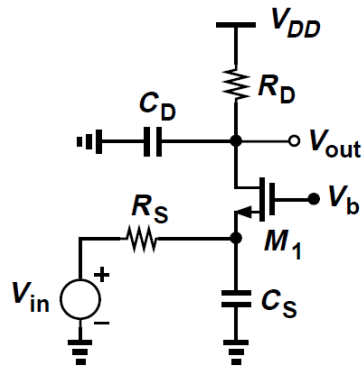
$$Z_{out} - \frac{1}{g_m} = \frac{C_{GS}s \left(R_S - \frac{1}{g_m} \right)}{g_m + C_{GS}s}$$
$$\frac{1}{Z_{out} - \frac{1}{g_m}} = \frac{1}{R_S - \frac{1}{g_m}} + \frac{1}{\frac{C_{GS}s}{g_m} \left(R_S - \frac{1}{g_m} \right)}$$
$$L = \frac{C_{GS}}{g_m} \left(R_S - \frac{1}{g_m} \right)$$

Példa



- Lehetséges egy (kétpólus) induktivitást megvalósítani egy source követővel?
- Igen, de csak nemideális induktivitást, soros és párhuzamos ellenállás is szerepel a helyettesítő képben
- Az induktivitás részlegesen kiejtheti a terhelő kapacitást (C_L) nagy frekvenciákon, ezzel növelve a sávszélességet

Közös gate fokozat



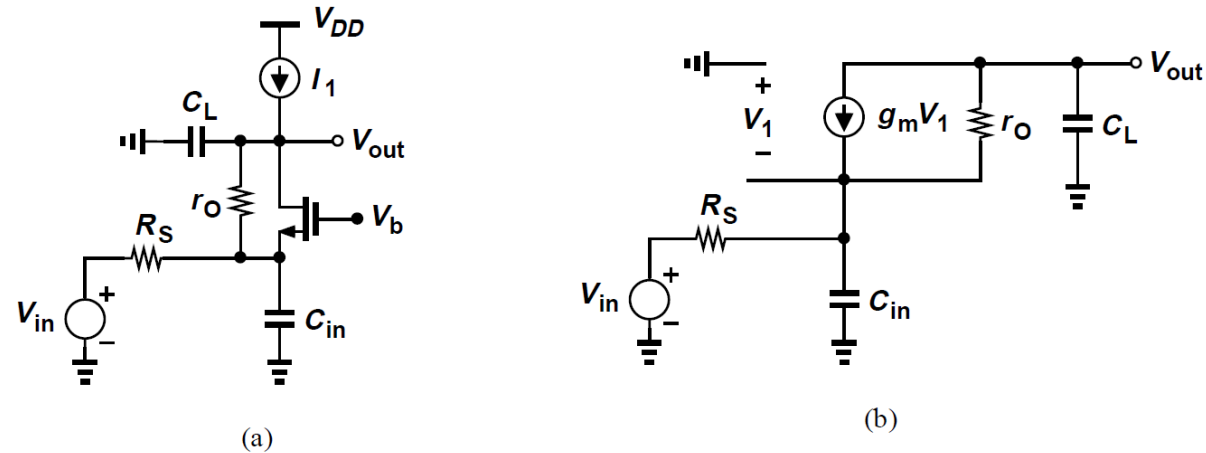
Common-gate stage at high frequencies

Az átviteli függvény:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{(g_m + g_{mb})R_D}{1 + (g_m + g_{mb})R_S} \frac{1}{\left(1 + \frac{C_S}{g_m + g_{mb} + R_S^{-1}}s\right) (1 + R_D C_D s)}$$

- Nincs Miller-sokszorozás
 - Potenciálisan nagy sávszélesség
- R_D tipikusan nagy, így a bemeneti DC szintnek alacsonynak kell lennie
- Fő felhasználási mód
 - Kaszkódként,
 - Erősítőfokozatként, ha alacsony bemeneti impedancia szükséges

Példa

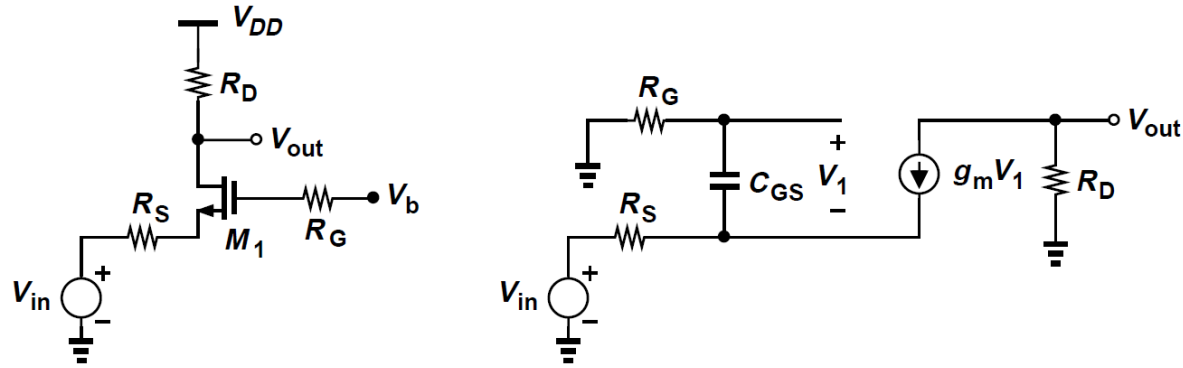


- Z_{in} függetlenné válik C_L -től, ahogy ez a kapacitás növekszik. Miért?

$$Z_{in} = \frac{1}{g_m + g_{mb}} + \frac{1}{C_L s} \cdot \frac{1}{(g_m + g_{mb})r_O}.$$

- Ahogy C_L vagy s nő, Z_{in} $1/(g_m + g_{mb})$ -et közelíti.
- C_L csökkenti a fokozat feszültségerősítését, így nyomja el a Miller-hatás által r_O -n keresztül okozott negatív ellenállást.

Közös gate fokozat



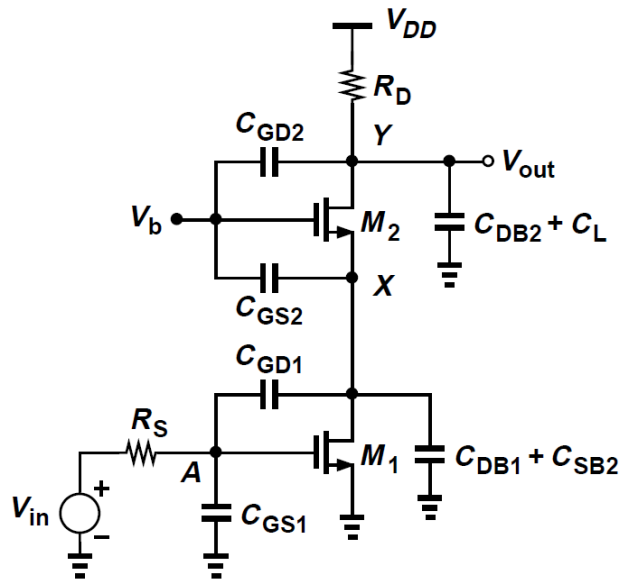
- A gate feszültséget beállító áramkör véges impedanciát képvisel.
- Vegyük csak C_{GS} -t figyelembe

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{g_m R_D}{(R_G + R_S)C_{GS}s + 1 + g_m R_S},$$

$$\omega_p = \frac{1 + g_m R_S}{(R_G + R_S)C_{GS}}.$$

- Csökkent a pólus frekvenciája
- Az áramkör kimeneti impedanciája lecsökken nagy frekvenciákon

Kasz kód fokozat



High-frequency model of a cascode stage.

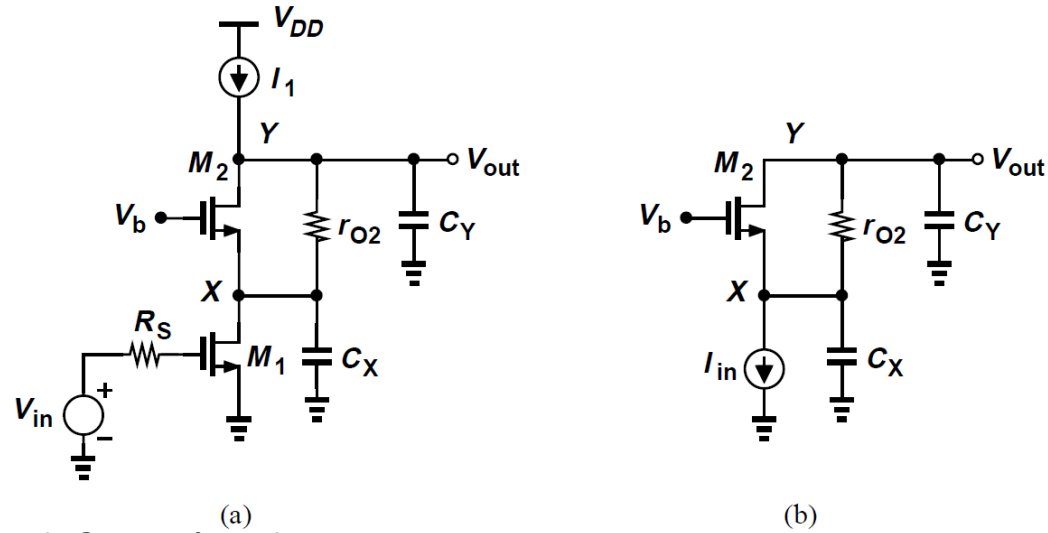
$$\omega_{p,A} = \frac{1}{R_S \left[C_{GS1} + \left(1 + \frac{g_{m1}}{g_{m2} + g_{mb2}} \right) C_{GD1} \right]}$$

$$\omega_{p,X} = \frac{g_{m2} + g_{mb2}}{2C_{GD1} + C_{DB1} + C_{SB2} + C_{GS2}}$$

$$\omega_{p,Y} = \frac{1}{R_D(C_{DB2} + C_L + C_{GD2})}$$

- A Miller-hatás kevésbé jelentős a kaszkód erősítőkben a közös source fokozatokhoz képest.
- De $\omega_{p,X}$ általában jóval magasabb a másik két pólusnál
- Mi történik, ha R_D -t egy áramgenerátorral helyettesítjük?
- Az X-en látszódó pólus alacsonyabb lehet, de az eredő átvitelre ez nincs lényeges hatással. Lásd a példát

Példa



- Számítsuk ki az átviteli függvényt!

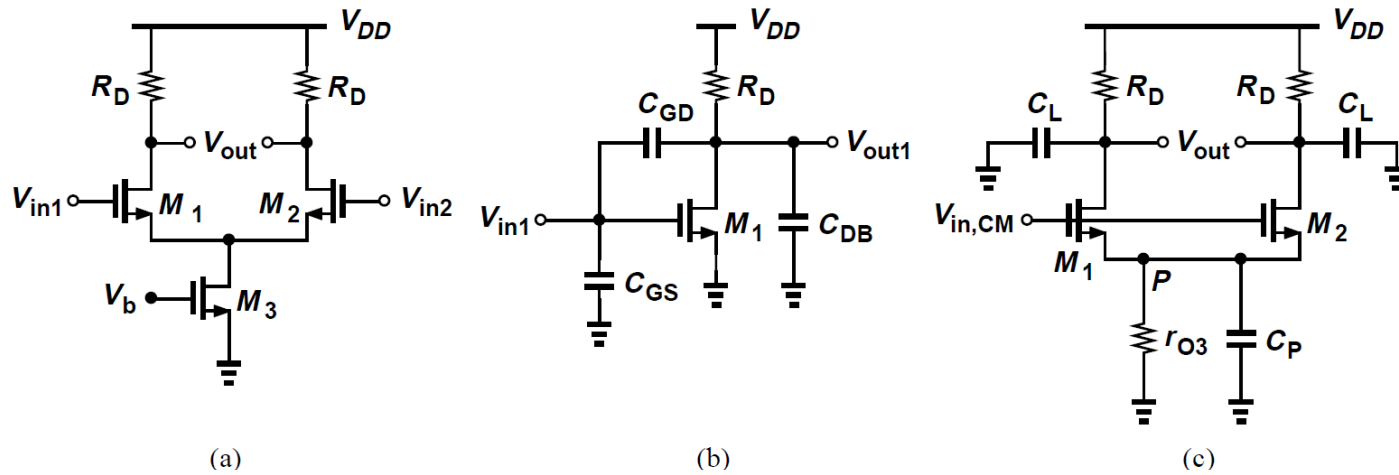
$$\frac{V_{out}}{I_{in}} = -\frac{g_{m2}r_{O2} + 1}{C_X s} \cdot \frac{1}{1 + (1 + g_{m2}r_{O2})\frac{C_Y}{C_X} + C_Y r_{O2} s}$$

- Ha $g_{m2}r_{O2} \gg 1$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_Y C_X s} \frac{1}{g_{m2}/C_X + s}$$

- Az X ponthoz tartozó pólus továbbra is g_{m2}/C_X . Miért?
 - Nagyfrekvencián C_Y söntöli a kimeneti csomópontot csökkentve az erősítést ezzel csökkentve a Miller hatást

Differenciálpár passzív terheléssel



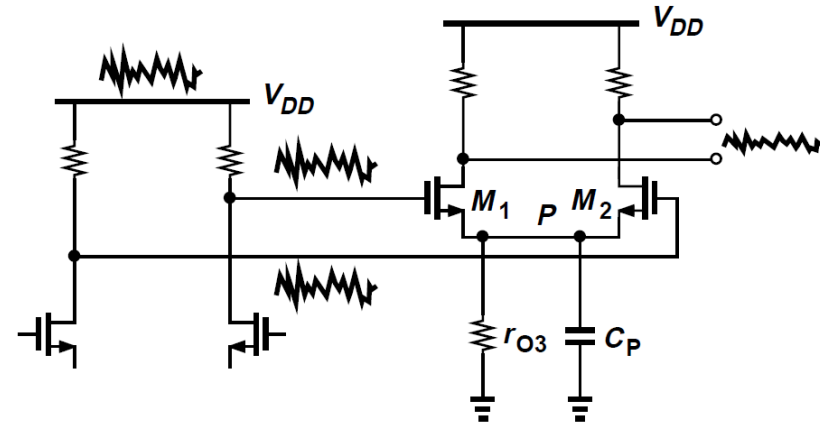
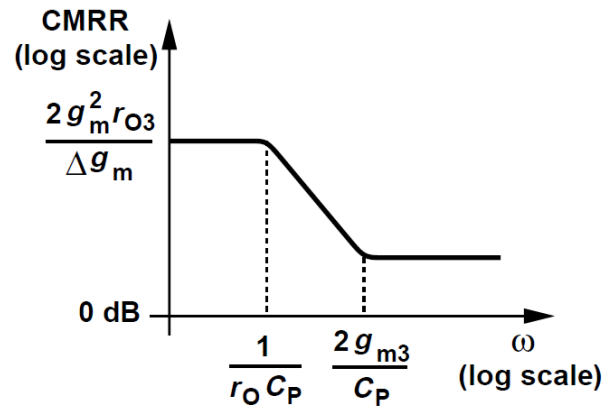
(a) Differential pair, (b) half-circuit equivalent, (c) equivalent circuit for common-mode inputs.

- Differenciális jelekre az átvitel megegyezik a közös source fokozatével
- A közös modulusú elnyomás lényegesen lecsökken magasabb frekvencián:

$$A_{v,CM} = - \frac{\Delta g_m \left[R_D \parallel \left(\frac{1}{C_L s} \right) \right]}{(g_{m1} + g_{m2}) \left[r_{O3} \parallel \left(\frac{1}{C_P s} \right) \right] + 1}$$

- Rövidcsatornás effektusokat, body effektust, és egyéb kapacitásokat elhanyagoltuk

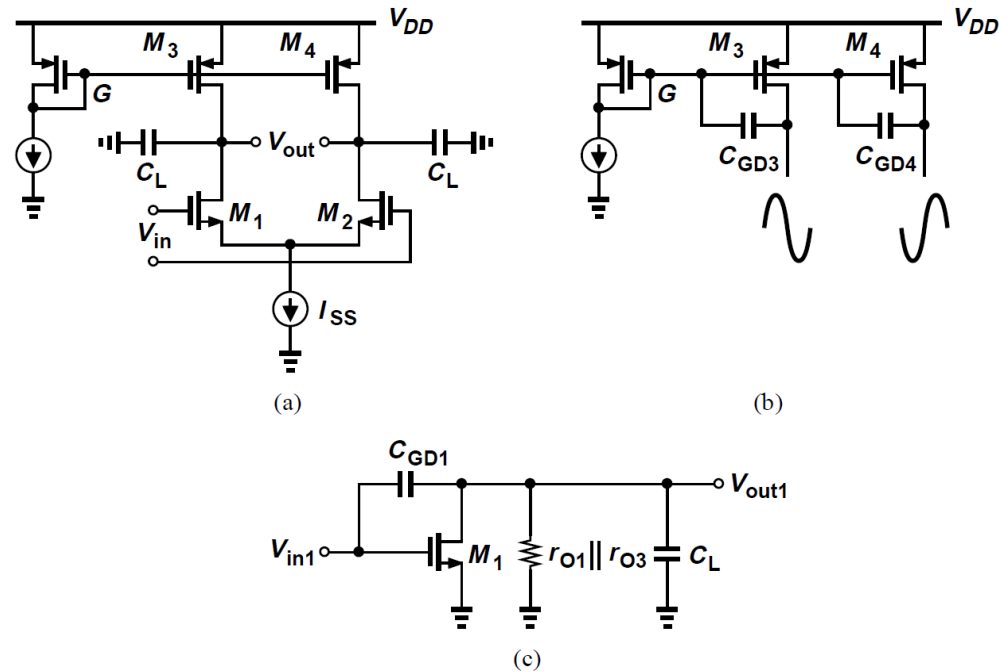
Differenciálpár passzív terheléssel



$$\text{CMRR} \approx \frac{g_m}{\Delta g_m} \frac{r_{O3} C_P s + 1 + 2g_m r_{O3}}{r_{O3} C_P s + 1}$$

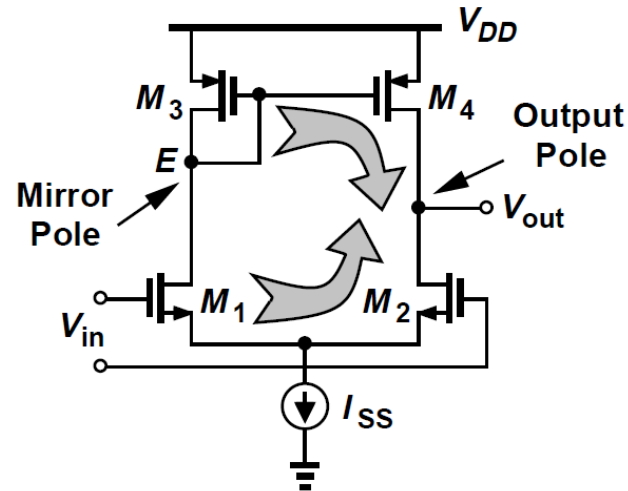
- Ez az átviteli függvény egy zérust és egy pólust tartalmaz
- A zérus a pólusnál jóval magasabb frekvencián található
- A P ponton megjelenő közös módusú zavarjelből a kimeneten differenciális zajkomponenes lesz, ha a tápfeszültségen nagyfrekvenciás zaj van, és az áramkörben mismatch van
- Trade-off van a headroom és a CMRR között

Differenciálpár nagyimpedanciás terheléssel



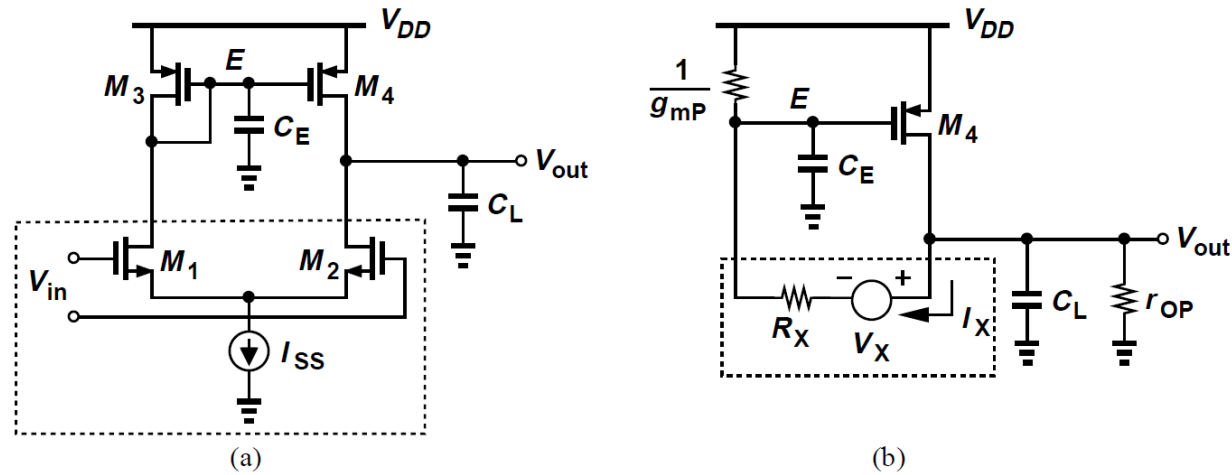
- Nagyimpedanciás terheléssel rendelkező differenciálpárok átvitele
- A (b) ábrán C_{GD3} és C_{GD4} egymással megegyező nagyságú és ellenkező irányú áramot vezet a G pontról/ra, ezáltal G virtuális földpont
- (c) ábra: differencial half circuit
- Részletesebben később tárgyaljuk

Differenciálpár aktív terheléssel



- Hány pólusa van a fenti áramkörnek?
- A PMOS eszközök g_m - C_{GS} trade-off-ja befolyásolja az általuk létrehozott pólust, mely hatással van az áramkör átvitelére
- A PMOS eszközök g_m és C_{GS} paramétere közötti jelentős trade elkerülhetetlenül olyan pólust fog eredményezni ami az áramkör működésének jóságát jelentősen meghatározza.
- Az E csomóponthoz ún. tükör pólus (mirror-pole) tartozik

Differenciálpár aktív terheléssel



- V_{in} -t és M_1 -et Thevenin generátorral helyettesítve:

$$V_X = g_{mN} r_{ON} V_{in}$$

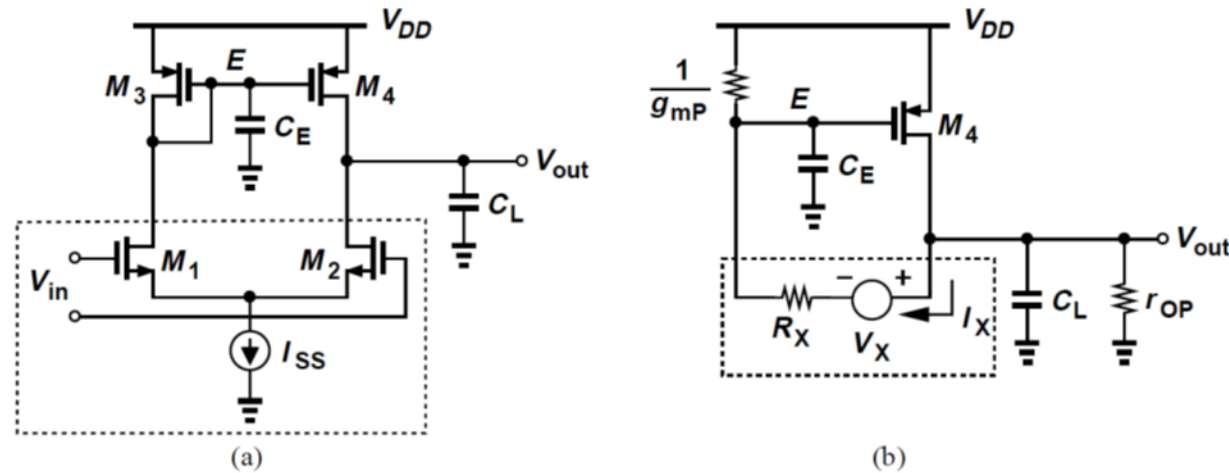
$$R_X = 2r_{ON}$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{g_{mN} r_{ON} (2g_{mP} + C_E s) r_{OP}}{2r_{OP} r_{ON} C_E C_L s^2 + [(2r_{ON} + r_{OP}) C_E + r_{OP} (1 + 2g_{mP} r_{ON}) C_L] s + 2g_{mP} (r_{ON} + r_{OP})}$$

$$\omega_{p1} \approx \frac{1}{(r_{ON} \parallel r_{OP}) C_L}$$

$$\omega_{p2} \approx \frac{g_{mP}}{C_E}$$

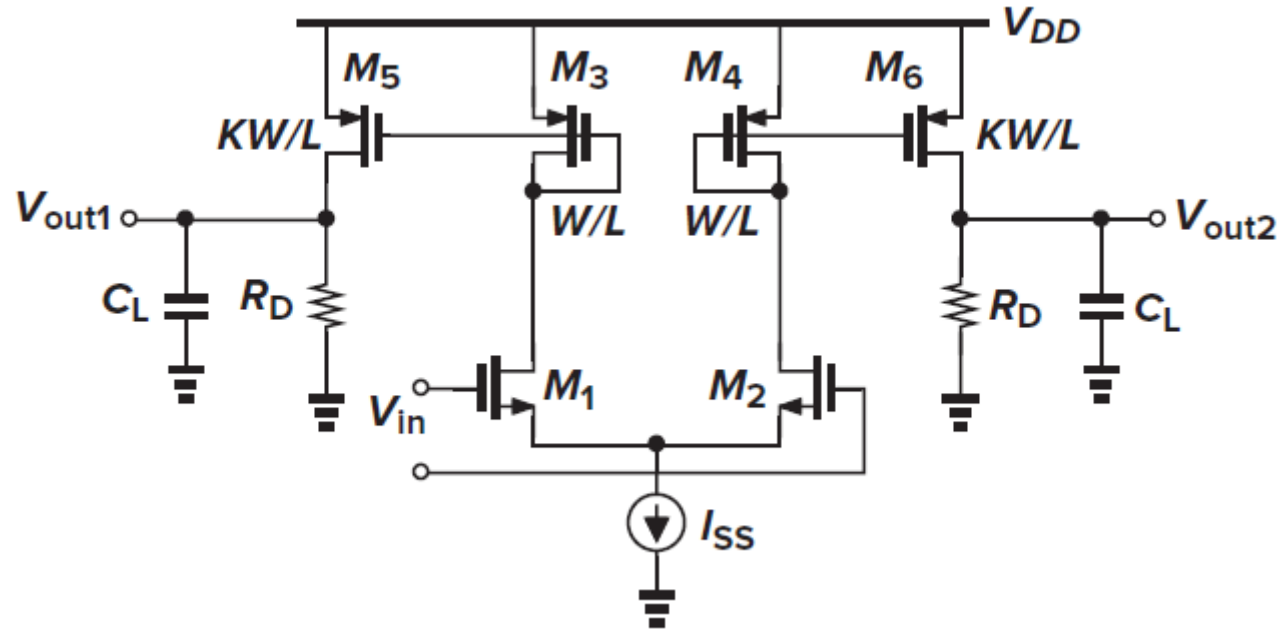
Differenciálpár aktív terheléssel



- Egy baloldali zérust is kapunk $2g_{mP}/C_E$ frekvencián
- A zérus megjelenésének magyarázata, hogy az áramkörben két, párhuzamos jelút van:
 - Lassú jelút (M_1, M_3 és M_4) - $A_0/[(1 + s/\omega_{p1})(1 + s/\omega_{p2})]$
 - Gyors jelút (M_1 és M_2) - $A_0/(1 + s/\omega_{p1})$

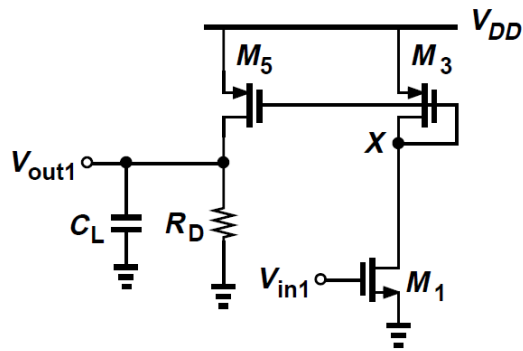
$$\begin{aligned}\frac{V_{out}}{V_{in}} &= \frac{A_0}{1 + s/\omega_{p1}} \left(\frac{1}{1 + s/\omega_{p2}} + 1 \right) \\ &= \frac{A_0(2 + s/\omega_{p2})}{(1 + s/\omega_{p1})(1 + s/\omega_{p2})}\end{aligned}$$

Példa

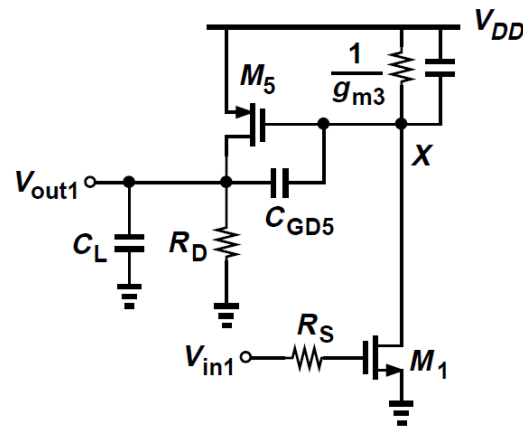


- Nem minden teljesen differenciális áramkör mentes a tükörpólustól
- Becsüljük meg az alacsony frekvenciás erősítést és az átviteli függvényét a fenti kapcsolásnak

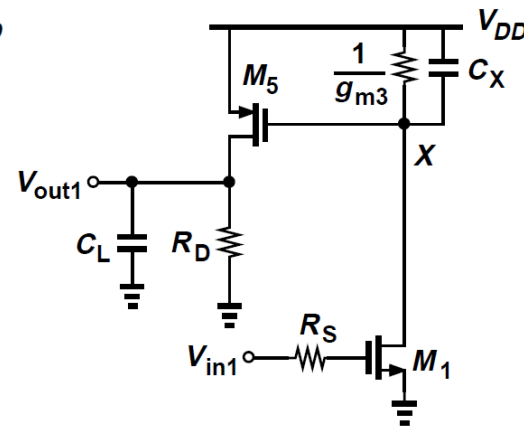
Példa



(b)



(c)



(d)

- M5 tranzisztor M3 drain áramának K -szorosát juttatja a kimenetre:

$$A_v = g_{m1} K R_D$$

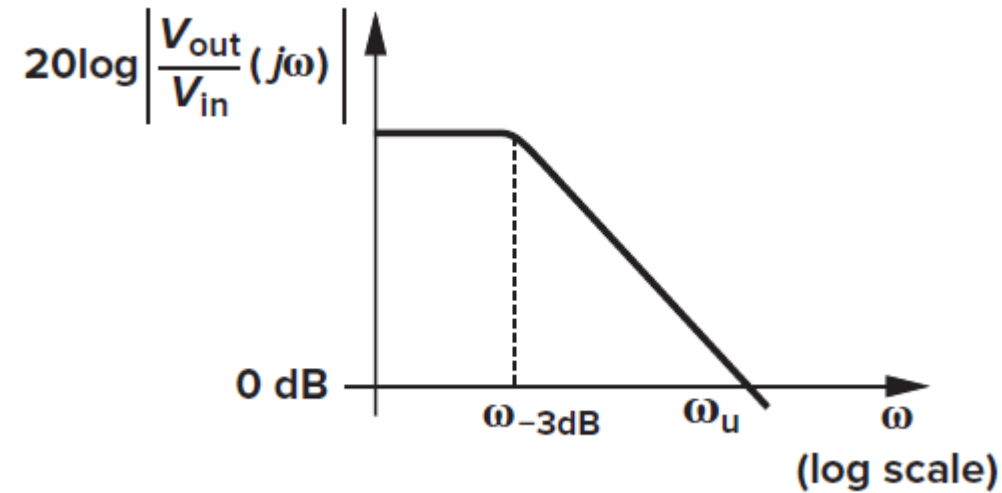
- Feltéve hogy $R_D C_L$ relatíve kicsi, a Miller-sokszorozás C_{GD5} -re a következőképp közelíthető:

$$C_{GD5}(1 + g_{m5} R_D)$$

- A teljes átviteli függvény így V_x/V_{in1} és V_{out}/V_x szorzata:

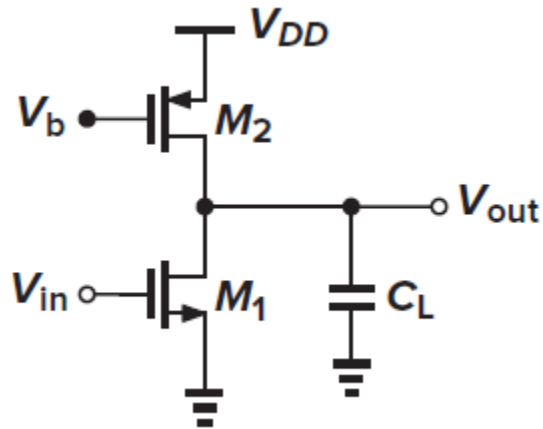
$$\frac{V_{out1}}{V_X}(s) = -g_{m5} R_D \frac{1}{1 + R_D C_L s}$$

Erősítés – Sávszélesség kompromisszumok



- Szeretnénk az erősítők sávszélességét és erősítését is maximalizálni
- Mind a 3dB-es töréspont ($\omega_{-3\text{dB}}$), mind az egységnyi erősítéshez tartozó frekvencia érdekes ω_u számunkra

Áramkör egy pólussal



$$GBW = A_0 \omega_p$$

$$= g_{m1} (r_{O1} || r_{O2}) \frac{1}{2\pi (r_{O1} || r_{O2}) C_L}$$

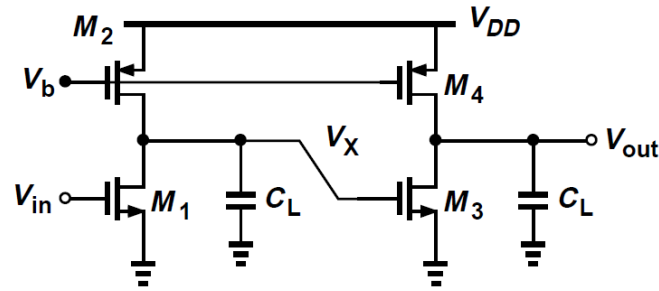
$$= \frac{g_{m1}}{2\pi C_L}$$

$$\omega_u = \sqrt{A_0^2 - 1} \omega_p$$

$$\approx A_0 \omega_p$$

- Néhány áramkörben a terhelő kapacitás határozza meg a domináns pólust, ilyenkor használhatjuk ezt a közelítést
- Definiáljuk az erősítés-sávszélesség szorzatot mint jellemző paraméter (GBW)
- Pl: $g_{m1} = (100\Omega)^{-1}$ és $C_L = 50fF$ akkor $GBW = 31.8GHz$
- Ez közel az egységnyi erősítéshez tartozó frekvencia, ha $A_0^2 \gg 1$

Áramkörök több pólussal



- Az erősítés – sávszélesség szorzat (GBW, Gain – bandwidth product) növelhető több fokozat kaszkádosításával
- Két azonos fokozatot feltételezve, egyéb kapacitásokat elhanyagolva:

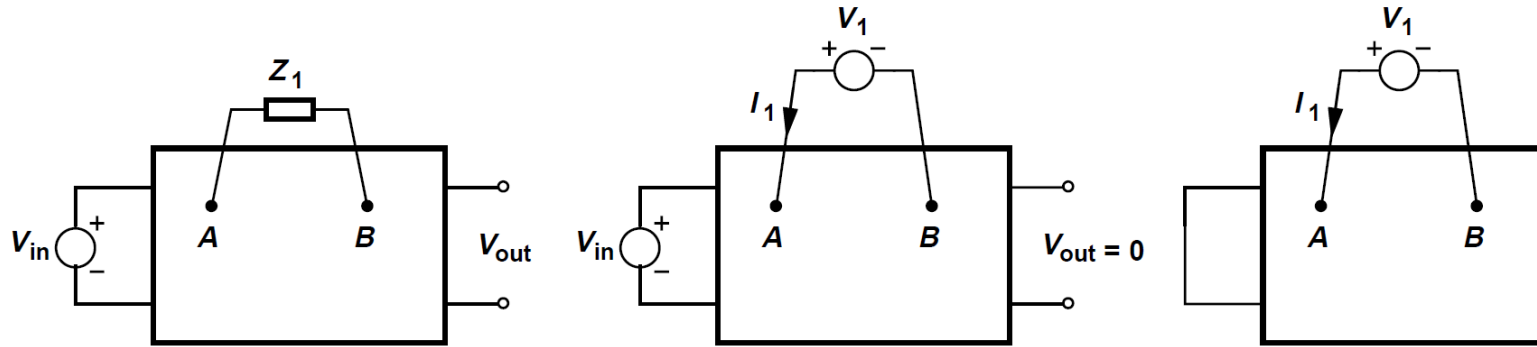
$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A_0^2}{(1 + \frac{s}{\omega_p})^2}$$

$$\omega_{-3dB} = \sqrt{\sqrt{2} - 1} \omega_p \\ \approx 0.64 \omega_p$$

$$GBW = \sqrt{\sqrt{2} - 1} A_0^2 \omega_p$$

- Bár a GBW nőtt, a kaszkádosítás csökkentette a sávszélességet.

Függelék A: Extra Element Theorem



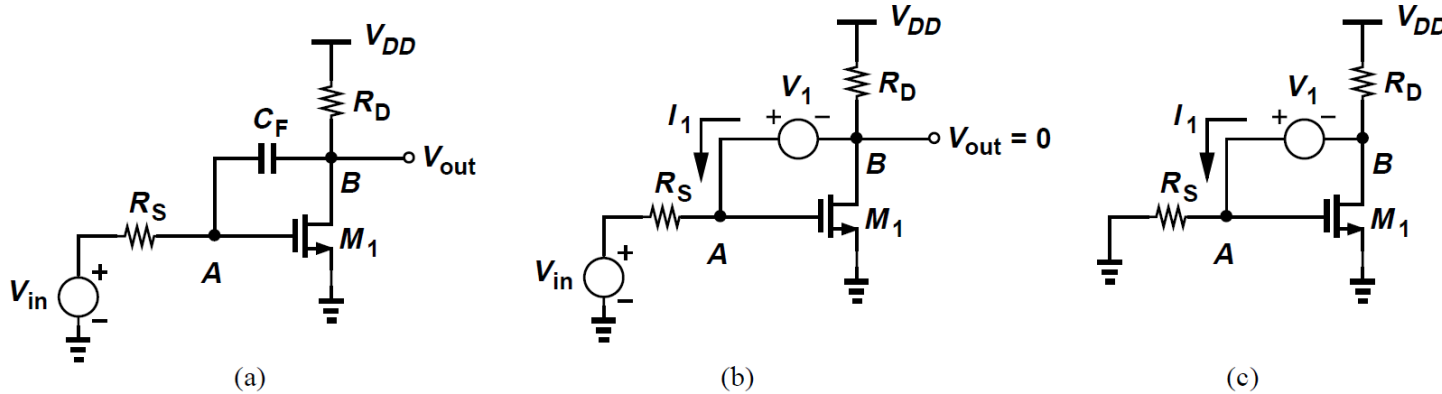
(a) Circuit with extra parallel element, Z_1 , (b) $Z_{out,0}$ calculation, and (c) $Z_{in,0}$ calculation.

- Tegyük fel, hogy az áramkör $H(s)$ átviteli függvénye ismert. Adjunk egy Z_1 impedanciát az áramkör két pontja közé.
- Az új átviteli függvény:

$$G(s) = H(s) \frac{1 + \frac{Z_{out,0}}{Z_1}}{1 + \frac{Z_{in,0}}{Z_1}}$$

- A módszer különösen hasznos átviteli függvény számításához

Példa 1



- Számítsuk ki az átviteli függvényt:

$$H(s) = -g_m(R_D || r_O)$$

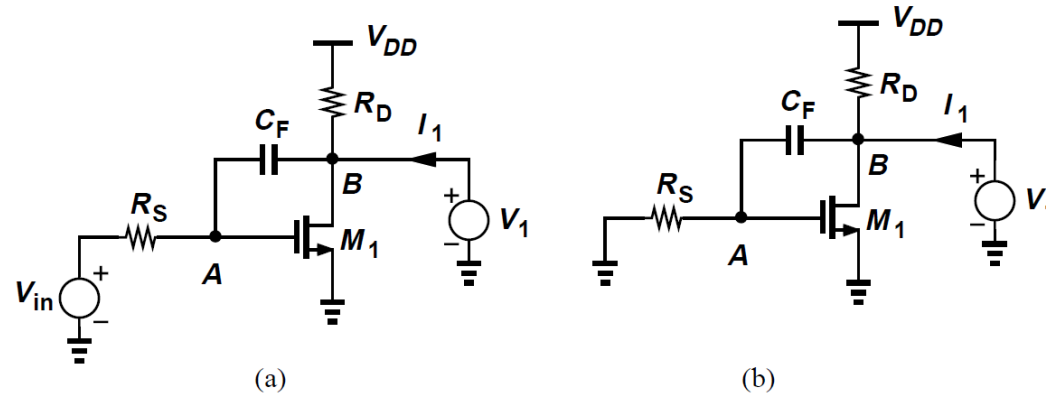
$$Z_{out,0} = -1/g_m$$

- $Z_{out,0}$ negatív előjele nem jelent negatív impedanciát, hiszen $V_{in} \neq 0$

$$Z_{in,0} = (1 + g_m R_S)R_D + R_S = (1 + g_m R_D)R_S + R_D$$

$$G(s) = -g_m(R_D || r_O) \frac{1 - \frac{1}{g_m} C_F s}{1 + [(1 + g_m R_D)R_S + R_D] C_F s}$$

Példa 2



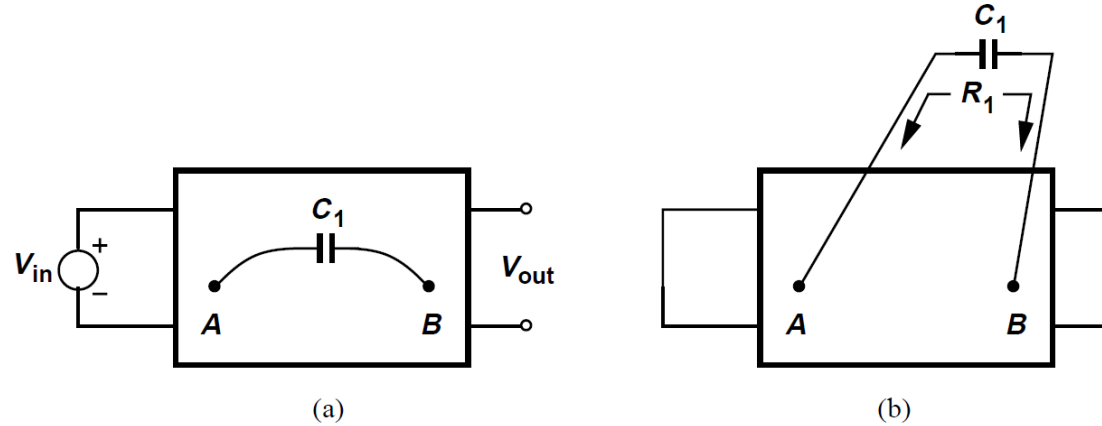
- Hozzáadva $C_{B,t}$, a B pontról a föld felé látszódnó kapacitást:

$$Z_{out,0} = 0$$

$$Z_{in,0} = \frac{R_D(R_S C_F s + 1)}{R_S(1 + g_m R_D) + R_D] C_F s + 1}$$

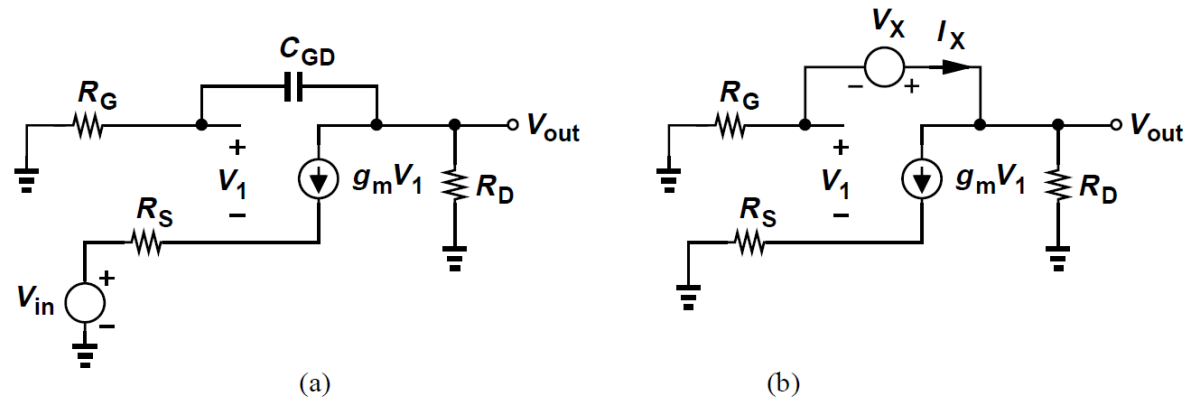
$$G(s) = -g_m(R_D || r_O) \frac{1 - \frac{C_F}{g_m} s}{1 + [(1 + g_m R_D) R_S + R_D] C_F s} \frac{1}{1 + \frac{R_D(R_S C_F s + 1) C_{B,t}}{[R_S(1 + g_m R_D) + R_D] C_F s + 1}}$$

Függelék B: Zero-Value Time Constant



- Tegyük fel, az áramkör csak egy kapacitást tartalmaz, más tárolót nem.
- A cél a rendszer pólusának meghatározása.
- Zárjuk rövidre a bemenetet, határozzuk meg az R_1 ellenállást, melyet C_1 lát, a pólus kifejezhető $1/(R_1 C_1)$ -ként.

Példa



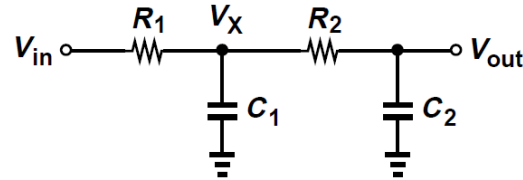
- Határozzuk meg a pólus frekvenciáját, ha csak C_{GD} -t vesszük számításba:

$$g_m V_1 R_S + V_1 = -I_X R_G$$

$$\frac{V_X}{I_X} = R_D + \left(\frac{g_m R_D}{1 + g_m R_S} + 1 \right) R_G = R_{eq}$$

- A pólus: $1/(R_{eq} C_{GD})$

Példa



- A Kirchhoff feszültségtörvényt V_{in} , R_1 , R_2 , and V_{out} hurokra felírva:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2 s^2 + [R_1 C_1 + (R_1 + R_2) C_2] s + 1}$$

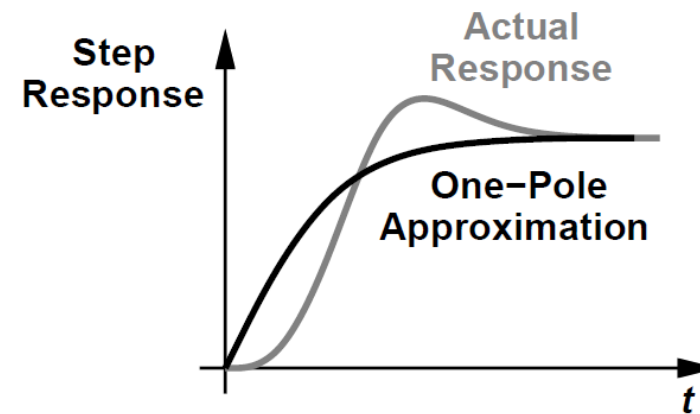
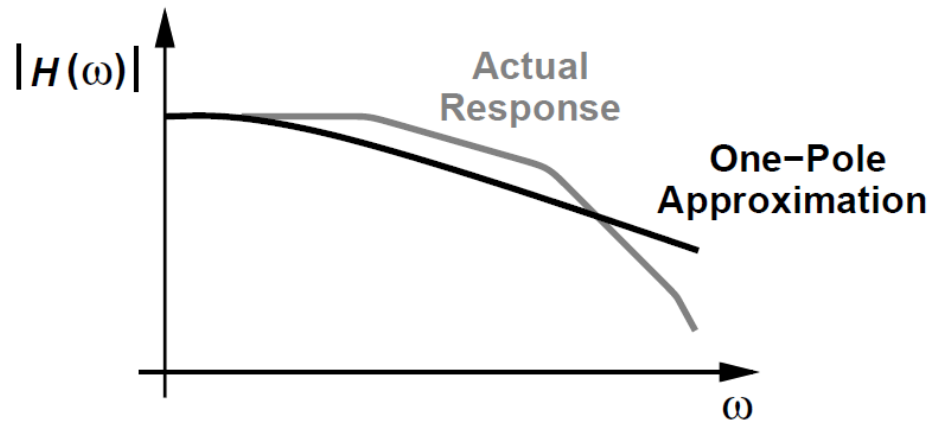
- A domináns pólus reciproka megegyezik a zero-value időállandók összegével (bizonyítás):

$$B_s = \omega_{p1}^{-1} + \omega_{p2}^{-1} + \dots + \omega_{pn}^{-1} = R_1 C_1 + R_2 C_2 + \dots + R_n C_n$$

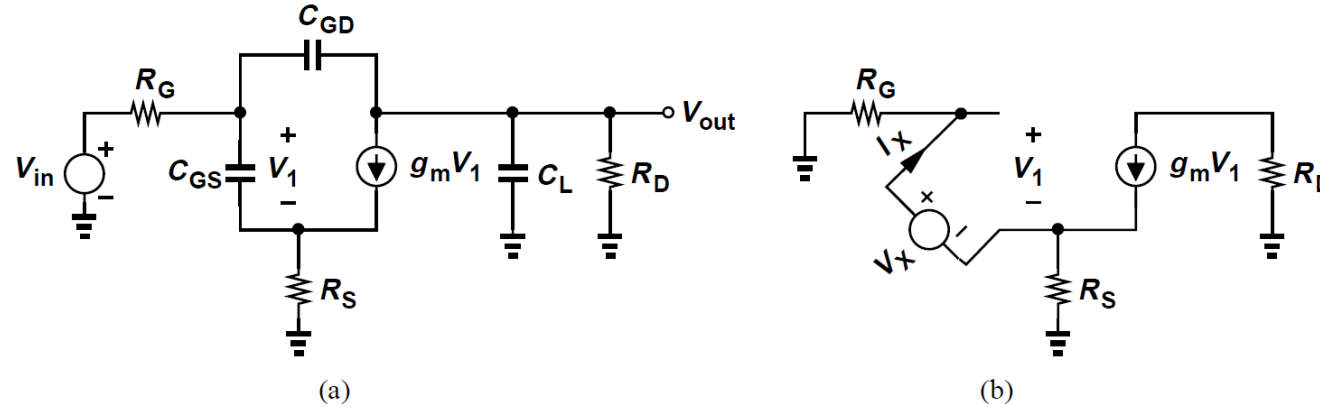
- A ZVTC módszer a 3 dB-es töréspont közelítésére alkalmazható.

Példa

- A frekvenciabeli és időbeli válaszok a valós esetekre és egypólusú közelítésükre



Példa 1



- Becsüljük meg a 3 dB-es töréspontot!
- Kezdjük a C_{GS} által képviselt időállandóval, miközben C_{GD} -t és C_L -t zérusnak vesszük

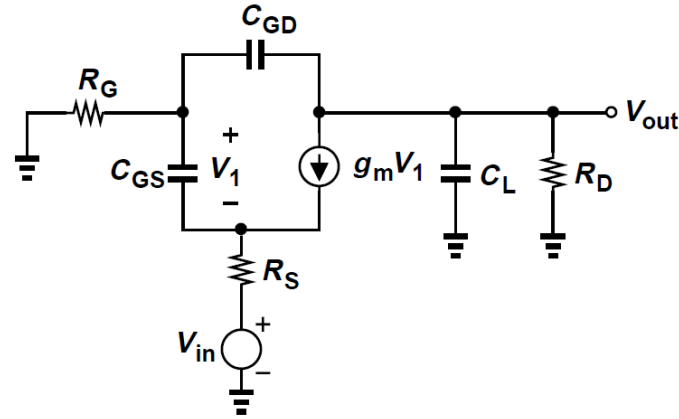
$$R_{CGS} = \frac{R_G + R_S}{1 + g_m R_S}$$

$$R_{CGD} = R_D + \left(\frac{g_m R_D}{1 + g_m R_S} + 1 \right) R_G$$

- A C_L által látott ellenállás R_D -vel egyenlő

$$\omega_{-3dB}^{-1} = \frac{R_G + R_S}{1 + g_m R_S} C_{GS} + \left[R_D + \left(\frac{g_m R_D}{1 + g_m R_S} + 1 \right) R_G \right] C_{GD} + R_D C_L$$

Példa 2



- Számítsuk ki a 3dB-es töréspontját egy közös gate fokozatnak, az R_G gate ellenállást és R_S source ellenállást is figyelembe véve
- A kapott helyettesítő áramkörök megegyeznek közös source és közös gate fokozatok esetén, azonos időállandókat és így azonos sáv szélességet eredményezve
- Nem mond ellent az utóbb kapott eredmény a korábbi megállapításunknak, miszerint a közös gate fokozat mentes a Miller-hatástól?
- Nem. Miért?