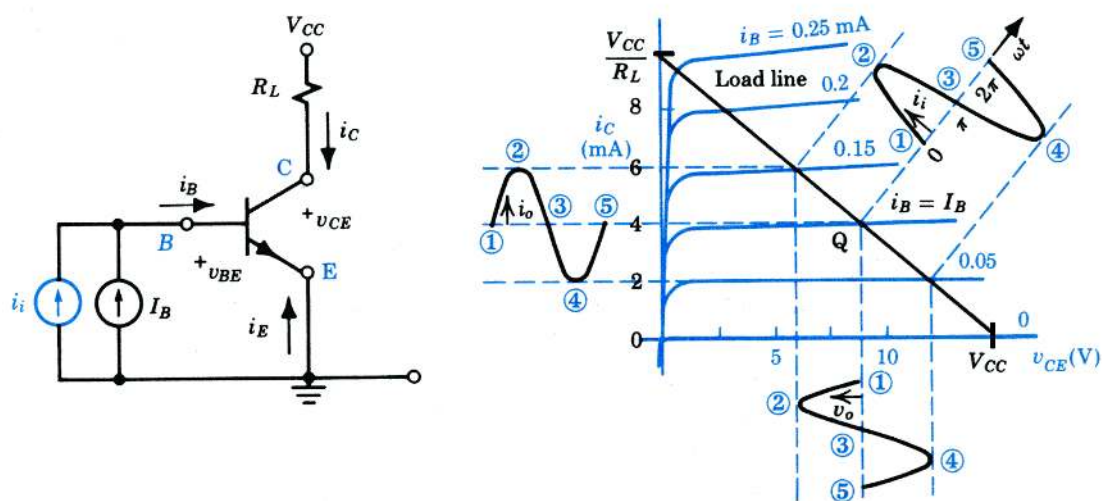


Gyakorlat tárgya: Nemlineáris áramköranalízis
Félvezető dióda, bipoláris rétegtranzisztor (BJT) és MOSFET
tranzisztor

- Oktatási célkitűzés:**
1. Nemlineáris analízis módszerek
 - Grafikus analízis
 - Nemlineáris karakterisztikán alapuló analitikus megoldás
 - Numerikus módszerek (SPICE, harmonikus kiegyenlítés)
 2. Linearizáláson alapuló módszerek
 - Törtvonalas közelítés (nagyjelű modell)
 - Munkaponti linearizálás (kisjelű modellezés)

1. Példa: BJT tranzisztoros erősítő grafikus analízise

Az analizálandó kapcsolás:

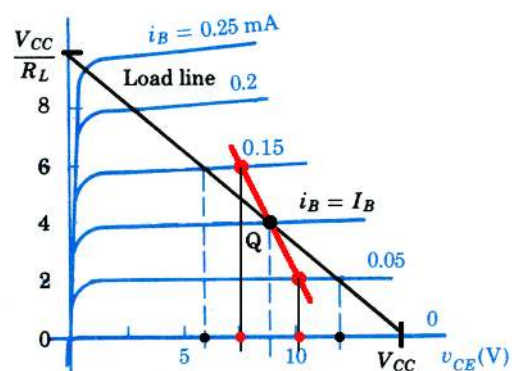
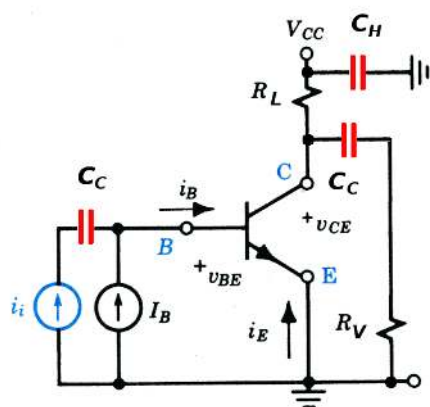


A példát táblára rajzolva lépésenként kell megoldani. A rajzolás közben elmagyarázandó fogalmak:

- A tranzisztor egy három kivezetéssel ellátott nemlineáris eszköz, amelynek a gyártó megadta a kimenő karakterisztikáját. A grafikus analízis szempontjából a tranzisztor működése nem érdekes
- Befoglaló hálózat helyettesítése Thévenin ekvivalenssel, a Thévenin ekvivalensből a munkapont egyenes származtatása
- A BJT kimenő karakterisztikája
- A munkapont fogalma, a munkapont kiválasztása
- Az erősítő grafikus analízise
- Áramerősítés és max. kimenő feszültség
- Kivezérelhetőség és telítésbe kerülés

2. Példa: BJT tranzisztoros erősítő sávközépi frekvencián való grafikus analízise

Az analizálandó kapcsolás:



Az előző példát kell folytatni, és azt a táblára rajzolva lépésenként kell megoldani. A rajzolás közben elmagyarázandó fogalmak:

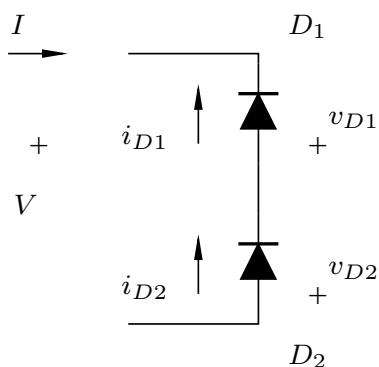
- Munkapontbeállítás és jelút szétválasztása
- Sávközépi frekvencia fogalma, a sávközépi frekvencián minden csatoló kondenzátor C_C és minden hidegítő kondenzátor C_H rövidzárként viselkedik
- Váltoáramú munkaegyenes (pirossal rajzolva)
- Váltoáramú kivezérelhetőség

A v_{CE} tengelyen fekete pontok jelzik az R_L terhelésre vonatkozó kivezérelhetőséget, míg a piros pontok az $R_L || R_V$ mellett elérhető kivezérelhetőséget adják meg.

3. Példa: Nemlineáris eszközkarakterisztikán alapuló analitikus megoldás

Az alábbi kapcsolásban a D_1 és D_2 valóságos félvezető diódák visszaramai $1 \mu\text{A}$ ill. $2 \mu\text{A}$ értékűek. Mindkét dióda letörési feszültsége 100 V .

- $\eta = 2$ feltételezése mellett határozza meg mindkét dióda feszültségét és áramát $V = 90 \text{ V}$ és $V = 110 \text{ V}$ bemenő feszültségek esetére.

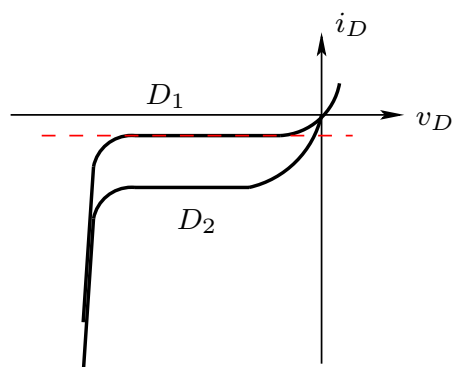


A nemlineáris feladatok megoldásának lépései:

1. Elemezzük az áramkör működését, és a fizikai kép alapján feltételezést teszünk valamennyi nemlineáris eszköz működési tartományára.
2. Az 1. pontban tett feltételezések mellett megoldjuk a feladatot.
3. A kapott eredmények alapján ellenőrizzük a tett feltételezések jogosságát.
4. Ha a tett feltételezések hibásak voltak, akkor új feltételezésekkel élünk és visszalépünk a 2. pontra.

Megoldás:

Mivel a diódák letörési feszültsége 100 V , $V = 90 \text{ V}$ esetén a diódák nem törnek le, mindkét dióda záró irányú előfeszítés mellett üzemel. Az alábbi rajz értelmében a záró irányú áramot a D_1 dióda határozza meg, azaz a D_1 diódán nagy, míg a D_2 diódán kis záró irányú feszültség lép fel.



Kis áramok mellett az Si dióda egyenlete:

$$i_D = I_R \left[\exp \left(\frac{v_D}{\eta V_T} \right) - 1 \right], \quad \text{ahol } V_T = 25 \text{ mV és } \eta = 2$$

Feltételezés:

Mindkét dióda záró irányú előfeszítés mellett üzemel. Mivel $\exp\left(\frac{v_{D2}}{\eta V_T}\right) \ll 1$,

$$I = -i_{D1} \approx I_{R1} = 1 \mu\text{A}$$

$$i_{D1} \approx -I_{R1} = i_{D2} = I_{R2} \left[\exp\left(\frac{v_{D2}}{\eta V_T}\right) - 1 \right]$$

Átrendezve:

$$v_{D2} = \eta V_T \ln\left(1 - \frac{I_{R1}}{I_{R2}}\right) = -36 \text{ mV}$$

Kirchoff hurokegyenlettel:

$$V + v_{D1} + v_{D2} = 0$$

Átrendezve:

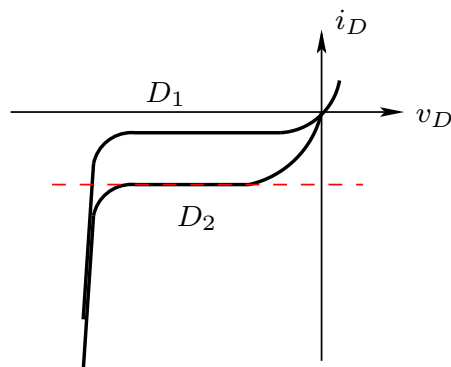
$$v_{D1} = -V - v_{D2} = -89,96 \text{ V}$$

Feltétel (mindkét dióda záró irányban) ellenőrzése:

$$-100 \text{ V} < v_{D1} = -89,96 \text{ V} < 0 \text{ V} \quad \text{és} \quad -100 \text{ V} < v_{D2} = -36 \text{ mV} < 0 \text{ V}$$

Feltételezés rendben, tehát a megoldás jó.

Ha $V = 110 \text{ V}$, akkor az alábbi rajz értelmében a D_1 dióda letörik, és a két diódán átfolyó áramot a D_2 dióda határozza meg. A D_1 diódán a letörési feszültség mérhető.



Feltételezés:

A D_1 dióda letörik, D_2 záró irányú előfeszítés mellett üzemel

$$v_{D1} = -100 \text{ V} \quad \text{és} \quad I = -i_{D2} = I_{R2} = 2 \mu\text{A}$$

Kirchoff hurokegyenlettel:

$$v_{D2} = -V - v_{D1} = -10 \text{ V}$$

Feltétel (D_1 letörésben, D_2 záró irányban) ellenőrzése:

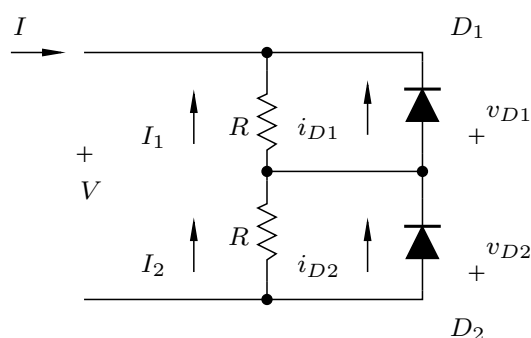
$$-100 \text{ V} = v_{D1} = -100 \text{ V} < 0 \text{ V} \quad \text{és} \quad -100 \text{ V} < v_{D2} = -10 \text{ V} < 0 \text{ V}$$

Feltételezés rendben, tehát a megoldás jó.

4. Példa: Nemlineáris eszközkarakterisztikán alapuló analitikus megoldás

Az előző példában szereplő kapcsolást kiegészítettük két $R = 10 \text{ M}\Omega$ ellenállással. A D_1 és D_2 valóságos félvezető diódák adatai változatlanok, azaz a visszáramok $1 \mu\text{A}$ ill. $2 \mu\text{A}$ értékűek, és mindkét dióda letörési feszültsége 100 V .

- Határozza meg mindkét dióda feszültségét ha a bemenő feszültség $V = 90 \text{ V}$ és $V = 110 \text{ V}$ értékű.



Az ellenállásokon átfolyó I_1 és I_2 áramok igyekeznek a két diódán eső feszültséget azonos értékre beállítani. Pl. ha az ellenállásokon átfolyó áram jóval nagyobb mint a diódák záró irányú árama, akkor mindkét diódán -50 V esik.

Feltételezés:

A diódákon eső feszültség azonos tartományban van, azaz

$$v_{D1} \approx v_{D2}$$

és az $\exp(\cdot)$ függvények 1 mellett elhanyagolhatók, azaz

$$i_{D1} = I_{R1} \left[\exp\left(\frac{v_{D1}}{\eta V_T}\right) - 1 \right] \approx -I_{R1} \quad \text{és} \quad i_{D2} = I_{R2} \left[\exp\left(\frac{v_{D2}}{\eta V_T}\right) - 1 \right] \approx -I_{R2}$$

Kirchhoff egyenleteket a két ismeretlenre felírva

$$-I = I_1 + i_{D1} = \frac{v_{D1}}{R} - I_{R1} = I_2 + i_{D2} = \frac{v_{D2}}{R} - I_{R2}$$

$$V + v_{D1} + v_{D2} = 0$$

Amiből a megoldás $V = 90 \text{ V}$ esetén

$$v_{D2} = \frac{10 - V}{2} = -40 \text{ V} \quad \text{és} \quad v_{D1} = -90 - v_{D2} = -50 \text{ V}$$

Feltétel (D_1 és D_2 záró irányban) ellenőrzése:

$$-100 \text{ V} < v_{D1} = -40 \text{ V} < 0 \text{ V} \quad \text{és} \quad -100 \text{ V} < v_{D2} = -50 \text{ V} < 0 \text{ V}$$

Feltételezés rendben, tehát a megoldás jó.

Ha $V = 110 \text{ V}$, az előzővel megegyező a feltételezéssel és gondolatmenettel kapjuk:

$$v_{D2} = \frac{10 - V}{2} = -50 \text{ V} \quad \text{és} \quad v_{D1} = -90 - v_{D2} = -60 \text{ V}$$

Feltételezés rendben.

5. Példa: Nemlineáris rendszerek numerikus analízise

Ha az idő engedi, akkor ismertetni kell a

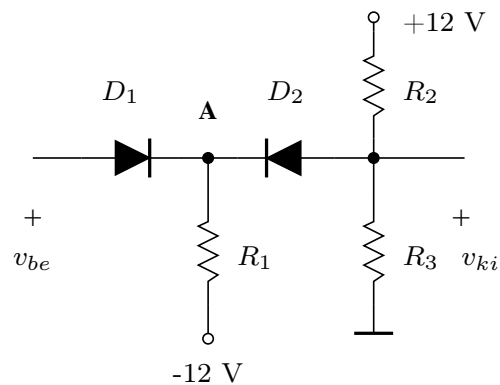
- Numerikus módszerek előnyeit és hátrányait
- A SPICE, tehát időtartománybeli integráláson alapuló, és a
- Harmonikus kiegyenlítésen alapuló

módszereket. A numerikus módszerek az előadáson nem kerülnek bemutatásra.

6. Példa: Nagyjelű modell alkalmazása (Törtvonalas közelítés)

Adott az alábbi, ideális D_1 és D_2 diódákkal kialakított szintatároló kapcsolás, ahol $R_1 = R_2 = 3 \text{ k}\Omega$ és $R_3 = 1,5 \text{ k}\Omega$. A bemeneti feszültség a $-4 \text{ V} < v_{be} < 8 \text{ V}$ feletti tartományban változhat.

- Határozza meg a kapcsolás átviteli karakterisztikáját.
- Adja meg a szintatároló vágási szintjeit.
- Táblázatos formában minden egyes tartományban adja meg a diódák állapotát, és az átviteli karakterisztika meredekségét.



A törtvonalas közelítésen alapuló megoldásának lépései:

1. Elemezzük az áramkör működését, és a fizikai kép alapján feltételezést teszünk valamennyi nemlineáris eszköz működési tartományára.
2. Az 1. pontban tett feltételezések mellett megoldjuk a feladatot.
3. A kapott eredmények alapján ellenőrizzük a tett feltételezések jogosságát.
4. Ha a tett feltételezések hibásak voltak, akkor új feltételezésekkel élünk és visszalépünk a 2. pontra.

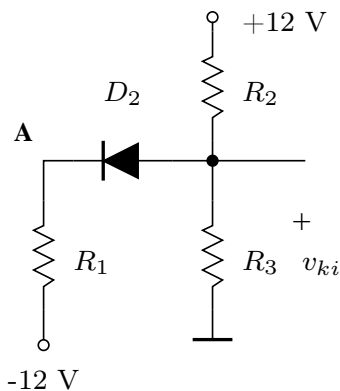
Az áramkör működésének elemzésére azért van szükség, hogy minimalizáljuk az analizálandó lehetőségek számát. Diódás áramkörökben a lehetséges állapotok száma 2^N , ahol N a diódák

száma. A sok lehetséges állapot miatt a feltételezés megtétele előtt mindig ki kell zárni a szóba nem jöhető állapotokat. Sokszor segít, hogy nem a bemenet felől, hanem a kimenet felől kezdjük az analízist.

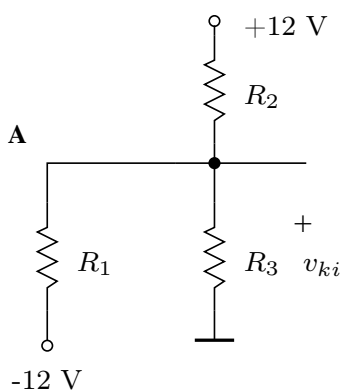
Át kell ismételni a diódák töréspontos nagyjelű modelljét (lásd előadás, 12. oldal), és az ideális dióda modellt $R_F = 0 \Omega$, $V_F = 0 \text{ V}$ és $I_S = 0 \mu\text{A}$. A félreértések elkerülése végett a diódák állapotára a “vezet” ill. “nem vezet” kifejezéseket használom.

Feltételezés:

Tegyük fel, hogy a D_1 dióda kikapcsolt állapotban van. Ekkor a kapcsolás egyszerűsíthető az alábbira



A D_2 dióda katódján negatív, míg anódján pozitív feszültség van. Tehát a D_2 dióda bekapcsolt állapotban van



Szuperpozíció és terheletlen feszültségosztó tételével

$$v_{ki} = \frac{R_1 || R_3}{R_1 || R_3 + R_2} 12 + \frac{R_2 || R_3}{R_2 || R_3 + R_1} (-12) = 0 \text{ V}$$

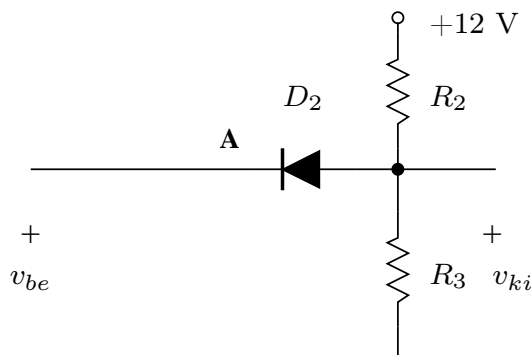
Mivel az **A** pont feszültsége 0 V, a D_1 dióda mindaddig nem vezet, amíg $v_{be} < 0 \text{ V}$.

Tehát ebben a tartományban D_1 nem vezet, D_2 vezet, valamint $v_{ki} = 0 \text{ V}$.

Feltételezés:

$v_{be} > 0$ V és D_1 vezet.

Ekkor az A pont feszültsége megegyezik a v_{be} feszültséggel, és a kapcsolás egyszerűsíthető az alábbira

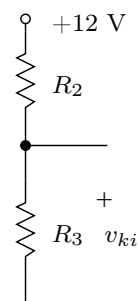


Ha a D_2 dióda vezet akkor az rövidzárként viselkedik és $v_{ki} = v_{be}$. Mivel ezen feltételezés mellett nem derül ki, hogy a D_2 dióda mikor kerül nem vezető állapotba, ezért külön meg kell vizsgálni a D_2 dióda nem vezető állapotához tartozó esetet. A probléma könnyű megoldhatósága végett megint célszerű abból kiindulni, hogy a D_2 dióda nem vezet.

Feltételezés:

Tegyük fel, hogy a D_2 dióda nem vezet.

Ekkor D_1 állapota és v_{be} nincs hatással a kimenetre, és az áramkör az alábbira egyszerűsödik



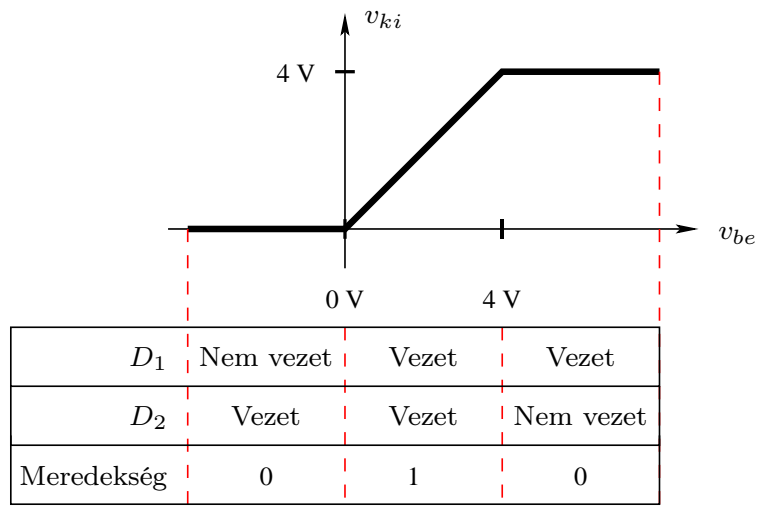
A terheletlen feszültségosztó tétel alapján

$$v_{ki} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} 12 = 4 \text{ V}$$

Az A csomópont v_{be} feszültségen van. D_2 akkor vezet, ha $v_{be} \leq 4$ V. Ha $v_{be} > 4$ V akkor D_2 nem vezet és $v_{ki} = 4$ V.

A fentiek konklúziója: bemenetre vonatkoztatott vágási szintek keresett értékei: 0 V és 4 V.

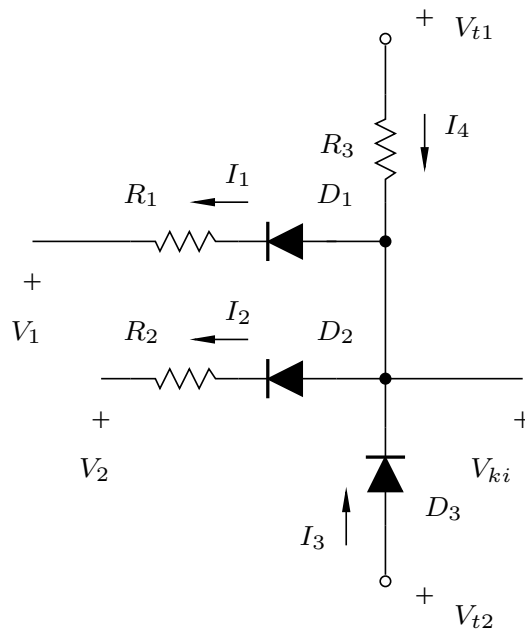
A kapott eredmények ill. a kérdésekre adott válaszok táblázatos formában



7. Példa: Nagyjelű modell alkalmazása (Törtvonalas közelítés)

Adott az alábbi, egyforma valóságos diódákkal kialakított kapcsolás, ahol a diódák nyitó feszültsége $V_\gamma = 0,6 \text{ V}$, a vezető diódákon eső feszültség értéke $V_F = 0,7 \text{ V}$, továbbá $R_1 = R_2 = 1 \text{ k}\Omega$ és $R_3 = 20 \text{ k}\Omega$. Az diódás logikai áramkör tápfeszültségei: $V_{t1} = +40 \text{ V}$ és $V_{t2} = +5 \text{ V}$

- $V_1 = 0 \text{ V}$ és $V_2 = 25 \text{ V}$ mellett határozza meg a V_{ki} feszültség és az I_1, I_2, I_3, I_4 áramok értékeit.
- Ismétlje meg az számításokat $V_1 = V_2 = 25 \text{ V}$ bemenetek mellett.



Azért, hogy a hallgatókban egy egységes kép alakuljon ki a törtvonalas közelítés módszerének alkalmazásáról, a példa megoldása során az előző példa gondolatmenetét kell követni.

Mielőtt feltételezést teszünk, gondoljuk végig az áramkör működését. Ha D_3 nem vezetne, akkor a $V_1 = 0$ V miatt D_1 vezet, és fejszámolás alapján

$$V_{ki} = V_1 + (V_{t1} - V_1) \frac{R_1}{R_1 + R_3} = 1,9 \text{ V}$$

ahol az egyszerűség kedvéért elhanyagoltuk a diódán nyitó irányban fellépő feszültséget, azaz V_F -et. Mivel $V_{t2} = 5$ V, ezért ez nem jó feltételezés, azaz D_3 vezetni fog.

Feltételezés:

Tegyük fel, hogy D_3 dióda vezet, ekkor viszont

$$V_{ki} = V_{t2} - V_F = 5 - 0,7 = 4,3 \text{ V}$$

Előzőek ismeretében I_4 számítható

$$I_4 = \frac{V_{t1} - V_{ki}}{R_3} = \frac{40 - 4,3}{20} = 1,785 \text{ mA}$$

D_1 állapotának meghatározásához írjuk fel D_1 diódán eső feszültséget:

$$V_{D1} = V_{ki} - V_1 - I_1 R_1 = 4,3 - 0 - I_1 R_1 > V_\gamma$$

ami azt mutatja, hogy D_1 vezet és I_1

$$I_1 = \frac{V_{ki} - V_F - V_1}{R_1} = \frac{4,3 - 0,7 - 0}{1} = 3,6 \text{ mA}$$

D_2 állapotának meghatározása D_1 dióda analógiájára történik:

$$V_{D2} = V_{ki} - V_2 - I_2 R_2 = 4,3 - 25 - I_2 R_2 = -20,7 - I_2 R_2 < V_\gamma$$

Tehát D_2 nem vezet, ezért $I_2 = 0$ mA.

I_3 meghatározásához felhasználjuk Kirchoff csomóponti törvényét:

$$\sum_i I_i = -I_1 - I_2 + I_3 + I_4 = 0$$

azaz

$$I_3 = I_1 + I_2 - I_4 = 3,6 + 0 - 1,785 = 1,815 \text{ mA}$$

$I_3 > 0$ azt jelzi, hogy D_3 vezet, tehát a kezdeti feltételezés helyes volt, az eredmény jó.

A feladat második része, amikor $V_1 = V_2 = 25$ V.

Először mutassuk be, hogy mi történik, ha hibás feltételezésből indulunk ki.

Feltételezés:

Tegyük fel, hogy D_3 vezet. Ugyanazt a feltételezést tesszük, mint a feladat első részében, vagyis D_1 állapotának a meghatározásáig nincs változás a megoldás menetében és az eredményekben.

D_1 állapotának meghatározásához felírjuk a D_1 dióda feszültségét:

$$V_{D_1} = V_{ki} - V_1 - I_1 R_1 = 4,3 - 25 - I_1 R_1 < V_\gamma$$

Ebből látszik, hogy a D_1 dióda nem vezet, vagyis $I_1 = 0$ A

D_2 állapota nem változik, mert D_2 teljesen független V_1 feszültségtől, tehát marad $I_2 = 0$ A

I_3 meghatározásához írjuk fel Kirchoff csomóponti törvényét:

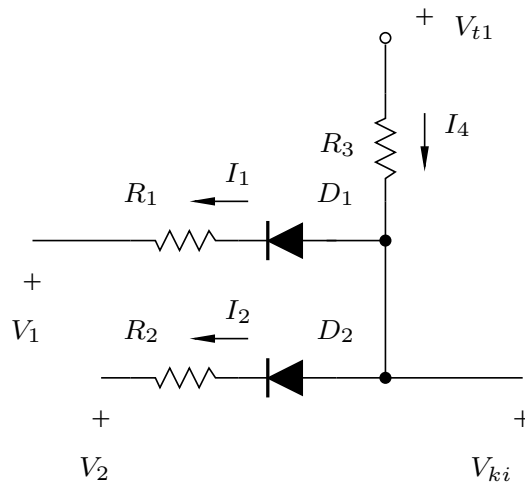
$$I_3 = I_1 + I_2 - I_4 = 0 + 0 - 1,78 = -1,78 \text{ mA}$$

Mivel $I_3 < 0$, ezért D_3 nem vezet. Így a D_3 vezet feltételezés rossz volt, helyette D_3 nem vezet feltételezéssel kell élni.

Feltételezés:

D_3 nem vezet.

Amennyiben D_3 nem vezet, az áramkör egyszerűsödik



A kapcsolási rajzból nyilvánvaló, hogy D_1 és D_2 egyaránt vezet. A szimmetria miatt

$$I_1 = I_2 = I_4/2$$

és Kirchoff huroktörvénye alapján

$$-V_{t1} + I_4 R_3 + V_F + I_1 R_1 + V_1 = 0$$

amiből

$$I_1 = \frac{V_{t1} - V_1 - V_F}{R_1 + 2R_3} = 0,35 \text{ mA}$$

A kimenet

$$V_{ki} = V_1 + I_1 R_1 + V_F = 26,06 \text{ V}$$

amiből következik, hogy a feltételezés helyes volt, a D_3 valóban nem vezet.

Végül

$$I_4 = 2I_1 = 0,7 \text{ mA}$$

Az eredmények táblázatos formában:

V_1	V_2	I_1	I_2	I_3	I_4	V_{ki}	D_1	D_2	D_3
0 V	25 V	3,6 mA	0 mA	1,815 mA	1,785 mA	4,3 V	vezet	nem vezet	vezet
25 V	25 V	0,35 mA	0,35 mA	0 mA	0,7 mA	26,06 V	vezet	vezet	nem vezet

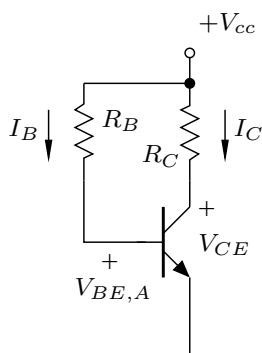
8. Példa: Munkapont meghatározása (Nagyjelű modell)

- Problémák:**
- Félvezető eszközök paraméterei széles tartomány felett szórnak
 - BJT eszközök nyitóirányba előfeszített v_{BE} feszültsége $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ meredekséggel csökken a hőmérséklet függvényében (hőmegfutás jelensége)

- Megoldás:**
- Negatív visszacsatolás az emitterbe tett ellenállás segítségével

(a) Munkapontbeállítás negatív visszacsatolás nélkül

- BJT normál aktív tartományban:
- BE nyitóirányban van előfeszítve
 - CB záróirányban van előfeszítve



$$30 \leq \beta \leq 300$$

$$0,5 \text{ V} \leq V_{BE,A} \leq 0,9 \text{ V}$$

$$V_{CC} = 15 \text{ V} \quad R_C = 510 \Omega \quad R_B = 430 \text{ k}\Omega$$

A tranzisztoroknál mindig három egyenletet írunk fel:

1) báziskör

$$-V_{CC} + I_B R_B + V_{BE,A} = 0$$

2) eszköz, ahol feltesszük, hogy az eszköz normál aktív tartományban üzemel

$$I_C = \beta I_B$$

3) kollektorkör

$$-V_{CC} + I_C R_C + V_{CE} = 0$$

2) -be behelyettesítve 1) -et

$$I_C = \beta \frac{V_{CC} - V_{BE,A}}{R_B}$$

$$I_C(\max) = \beta(\max) \frac{V_{CC} - V_{BE,A}(\min)}{R_B} = 10,12 \text{ mA}$$

$$V_{CE}(\min) = V_{CC} - I_C(\max)R_C = 9,84 \text{ V}$$

$$I_C(\min) = \beta(\min) \frac{V_{CC} - V_{BE,A}(\max)}{R_B} = 0,98 \text{ mA}$$

$$V_{CE}(\max) = V_{CC} - I_C(\min)R_C = 14,50 \text{ V}$$

A tranzisztor erősítése a meredekségtől függ, a meredekséget viszont $|I_E|$ határozza meg. Fejezzük ki az emitteráramot a kollektoráram segítségével

$$|I_E| = \frac{|I_C|}{\alpha} = \frac{\beta}{\beta+1}|I_C|$$

Esetünkben $\beta \geq 30$, azaz

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta+1} \geq 0,97 \quad \text{és} \quad |I_E| \approx |I_C|$$

Változás a tranzisztor erősítésében:

$$\frac{g_m(\max)}{g_m(\min)} \approx \frac{I_C(\max)}{I_C(\min)} = \frac{10,12}{0,98} = 10,33$$

Ami megengedhetetlenül nagy, ezért a munkapontot negatív visszacsatolással stabilizálni kell.

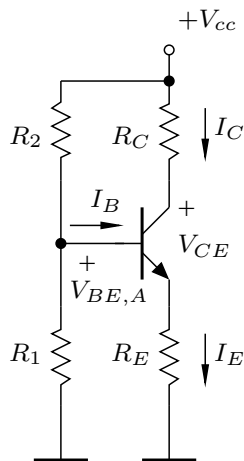
(b) Munkapontbeállítás és stabilizálás negatív visszacsatolással

BJT normál aktív tartományban:

- BE nyitóirányban van előfeszítve
- CB záróirányban van előfeszítve

Negatív visszacsatolás az R_E emitter ellenálláson lép fel.

Fizikai kép alapján elmagyarázni a munkapont stabilizálás működését.



$$30 \leq \beta \leq 300$$

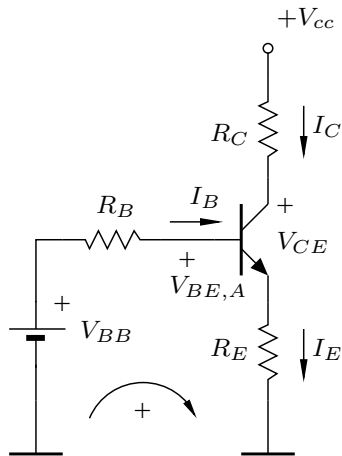
$$0,5 \text{ V} \leq V_{BE,A} \leq 0,9 \text{ V}$$

$$V_{CC} = 15 \text{ V}$$

$$R_E = R_C = 510 \Omega$$

$$R_1 = 16 \text{ k}\Omega \quad R_2 = 27 \text{ k}\Omega$$

Mivel nem tudjuk, hogy az I_B terheli-e a bázisosztót, a báziskört a Thevenin ekvivalenssel helyettesítjük:



$$V_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} = 5,58 \text{ V}$$

$$R_B = R_1 || R_2 = 10,05 \text{ k}\Omega$$

1 báziskör

$$-V_{BB} + I_B R_B + V_{BE,A} + I_E R_E = -V_{BB} + V_{BE,A} + [R_B + (\beta + 1)R_E] I_B = 0$$

2 eszköz, ahol feltesszük, hogy az eszköz normál aktív tartományban üzemel

$$I_C = \beta I_B, \quad I_E = I_C + I_B = (\beta + 1) I_B$$

3 kollektorkör

$$-V_{CC} + I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E = -V_{CC} + V_{CE} + \left(R_C + \frac{\beta + 1}{\beta} R_E \right) I_C = 0$$

Amely egyenletekből kapjuk

$$I_C = \beta \frac{V_{BB} - V_{BE,A}}{R_B + (\beta + 1)R_E} \Rightarrow 5,43 \text{ mA} \leq I_C \leq 9,32 \text{ mA}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - \left(R_C + \frac{\beta + 1}{\beta} R_E \right) I_C \approx V_{CC} - (R_C + R_E) I_C \quad 9,46 \text{ V} \leq V_{CE} \leq 5,53 \text{ V}$$

A tranzisztor meredeksége az erősítéstől függ. Változás a tranzisztor erősítésében:

$$\frac{g_m(\max)}{g_m(\min)} = \frac{I_C(\max)}{I_C(\min)} = 1,72$$

A két munkapontbeállítás adatai táblázatos formában:

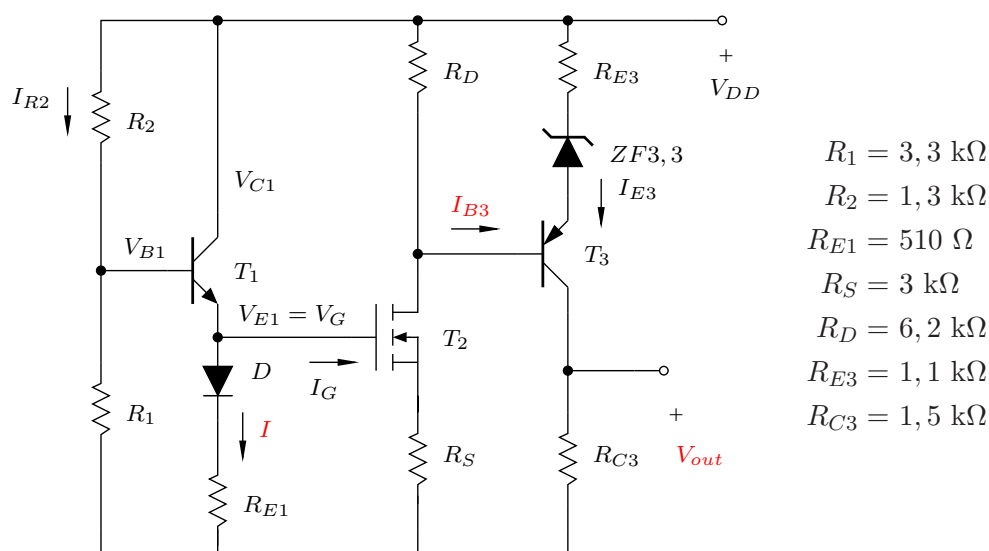
	I_C	V_{CE}	$\frac{g_m(\max)}{g_m(\min)}$
Egyszerű MP beállítás	0,98...10,12 mA	14,50...9,84 V	10,33
MP beállítás R_E -vel	5,43...9,32 mA	9,46...5,53 V	1,72

9. Példa: Munkapont meghatározása (Nagyjelű modell alkalmazása)

DC csatolt erősítő munkapontjának meghatározása

Az alábbi kapcsolásban használt félvezető eszközök adatai:

T_1	$V_{BE,A} = 0,7 \text{ V}$ és $\beta_1 = 4$
T_2	$K = 0,25 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ és $V_T = 1 \text{ V}$
T_3	$V_{BE,A} = -0,7 \text{ V}$ és $\beta_3 = 100$
D	$V_F = 0,7 \text{ V}$
$ZF3,3$	$V_b = 3,3 \text{ V}$ és $R_F = 5 \Omega$



- Feladatok:
- Adja meg az egyes félvezető eszközök működési tartományát.
 - Határozza meg az I és I_{B3} áramok értékeit.
 - Számítsa ki a V_{out} feszültség értékét.
 - A félvezető eszközök elektródáin fellépő feszültségek ill. átfolyó áramok segítségével igazolja, hogy az egyes eszközök valóban az 1. pontban feltételezett működési tartományokban üzemelnek.

1. Feltételezések az eszközök működési tartományára

T_1 : npn tranzisztor. Mivel $V_{E1} < V_{B1} < V_{C1}$, az emitter van a legnegatívabb potenciálon
Mivel $I_{R2} > 0$, $V_{CB1} > 0$

BE átmenet nyitóirányban van előfeszítve és T_1 normál aktív tartományban üzemel

D : Mivel $I_G = 0$, $I = -I_{E1} > 0$, és D nyitóirányban van előfeszítve

T_2 : $V_G = V_{E1}$

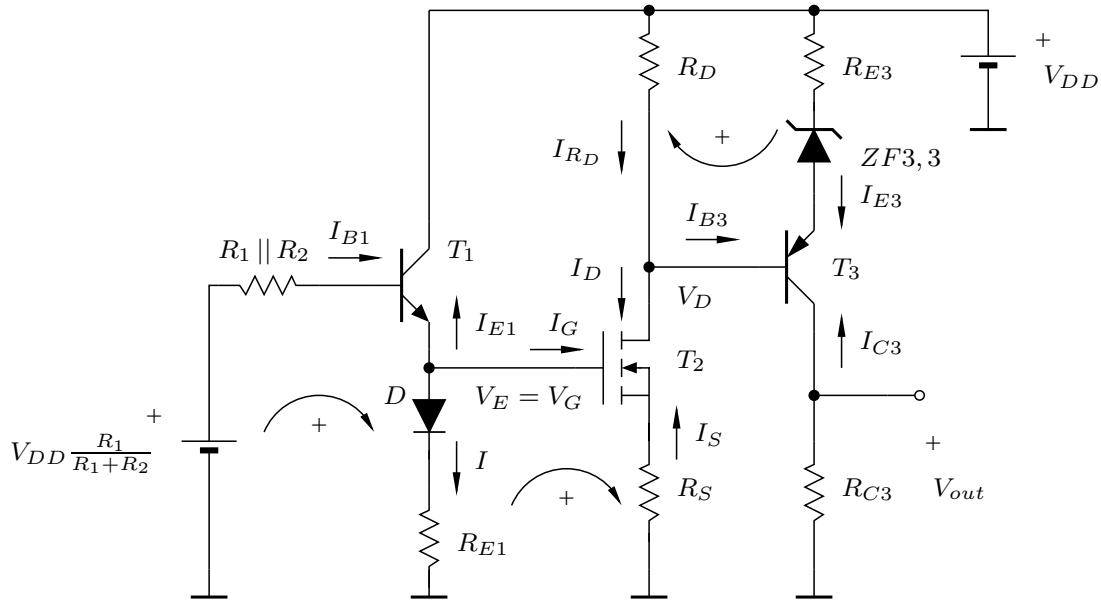
Ha $V_{DS} \geq V_{GS} - V_T$, akkor T_2 telítésben üzemel

Feltesszük, hogy T_2 telítésben üzemel

T_3 : *pn*p tranzisztor és az emitter van a legpozitívabb potenciálon. Ha $V_{CE3} < -0,5$ V, akkor T_3 aktív tartományban üzemel
 Feltesszük, hogy T_3 normál aktív tartományban üzemel
 ZF : Ha $I_{E3} > 0$, akkor a zener a letörési tartományban üzemel

2. Az I és I_{B3} áramok meghatározása

A T_1 β -ja nagyon kicsi, ezért I_{B1} valószínűleg terheli az $R_1 - R_2$ bázisosztót. Ezért a bázisosztót a Thévenin tétel értelmében helyettesítjük



Mivel $I_G = 0$, a T_1 báziskörére írható hurokegyenlet

$$-\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{DD} + (R_1 \parallel R_2) I_{B1} + V_{BE1,A} + V_F - R_{E1} I_{E1} = 0$$

Feltételezésünk szerint T_1 normál aktív tartományban üzemel

$$I_{B1} = -\frac{I_{E1}}{\beta_1 + 1}$$

A fenti két egyenletből adódik

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{DD} - V_{BE1,A} - V_F = -\left(\frac{R_1 \parallel R_2}{\beta_1 + 1} + R_{E1}\right) I_{E1}$$

amiből $I_{E1} = -10,36$ mA.

Mivel $I_G = 0$, $I = -I_{E1} = 10,36$ mA.

Mivel $I_G = 0$, a T_2 bemenő körére írható hurokegyenlet

$$-R_{E1} I - V_F + V_{GS} - I_S R_S = 0 \quad \implies \quad -I_S = \frac{V_F + R_{E1} I - V_{GS}}{R_S}$$

Feltételezésünk szerint T_2 telítési tartományban üzemel, azaz

$$I_D = K(V_{GS} - V_T)^2 \quad \text{és} \quad I_D = -I_S$$

A fenti két egyenletből adódik

$$I_D = K(V_{GS} - V_T)^2 = -I_S = \frac{V_F + R_{E1}I - V_{GS}}{R_S}$$

amiből

$$V_{GS}^2 - \left(2V_T - \frac{1}{KR_S}\right)V_{GS} - \frac{V_F + R_{E1}I}{KR_S} + V_T^2 = 0$$

A fenti másodrendű egyenletből két megoldás adódik, amelyből

1. $V_{GS} = -2,33 \text{ V} < V_T$ csak matematikai megoldás, hiszen ha $V_{GS} < V_T$, akkor $I_D < 0 \text{ mA}$
2. $V_{GS} = +3 \text{ V} > V_T$ a fizikailag is jó megoldás

Ekkor

$$I_D = K(V_{GS} - V_T)^2 = 1 \text{ mA}$$

A T_3 bemenő körére írható

$$-I_{R_D}R_D - V_{BE3,A} + V_b + \underbrace{(R_F + R_{E3})}_{\approx R_{E3}}I_{E3} = 0$$

Feltételezésünk szerint T_3 normál aktív tartományban üzemel, azaz

$$I_{E3} = -(\beta_3 + 1)I_{B3}$$

Amiből

$$I_{B3} = \frac{V_b - V_{BE3,A} - I_D R_D}{R_D + (\beta_3 + 1)R_{E3}} = -18,8 \text{ mA}$$

3. A V_{out} kiszámítása

$$V_{out} = -R_{C3}I_{C3} = -(\beta_3 + 1)I_{B3}R_{C3} = 2,81 \text{ V}$$

4. A félvezetők állapotának ellenőrzése

T_1 állapota:

$$V_{E1} = R_{E1}I + V_F = 5,98 \text{ V}$$

$$V_{B1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}V_{DD} - (R_1 \parallel R_2)I_{B1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}V_{DD} + \frac{R_1 \parallel R_2}{\beta_1 + 1}I_{E1} = 6,67 \text{ V}$$

$$V_{C1} = V_{DD} = 12 \text{ V}$$

T_1 normál aktív feltételezés ellenőrzése

$$V_{BE1} = V_{B1} - V_{E1} = 0,69 \text{ V} \quad \text{és} \quad I_{E3} = -10,36 \text{ mA}$$

$$V_{CE1} = V_{C1} - V_{E1} = 6,02 \text{ V} > 0,5 \text{ V}$$

Tehát T_1 valóban normál aktív tartományban üzemel.

D állapota:

$$I_D = I = -I_E = 10,36 \text{ mA} > 0 \text{ mA}$$

Tehát D valóban nyitó irányban van előfeszítve.

T_2 állapota:

$$V_{GS} = 3 \text{ V} > V_T = 1 \text{ V}$$

$$V_{DS} = V_D - V_S = V_{DD} - (I_D + I_{B3})R_D - T_D R_S = 2,91 \text{ V}$$

$$V_{DS} = 2,91 \text{ V} > V_{GS} - V_T = 2 \text{ V}$$

Tehát T_2 valóban telítésben üzemel.

T_3 állapota:

$$V_{E3} = V_{DD} - I_{E3}R_{E3} - V_b = V_{DD} + (\beta_3 + 1)I_{B3}R_{E3} - V_b = 6,61 \text{ V}$$

$$V_{B3} = V_{DD} - (I_D + I_{B3})R_D = 5,91 \text{ V}$$

$$V_{C3} = V_{out} = 2,81 \text{ V}$$

T_3 normál aktív feltételezés ellenőrzése

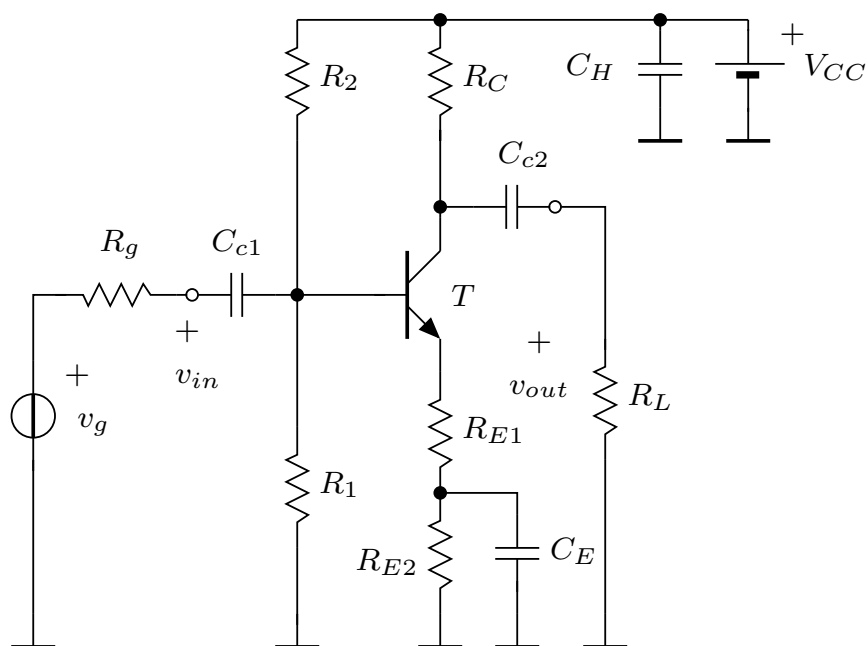
$$V_{BE3} = V_{B3} - V_{E3} = -0,7 \text{ V} \quad \text{és} \quad I_{E3} = (\beta_3 + 1)I_B = -1,9 \text{ mA}$$

$$V_{CE3} = V_{C3} - V_{E3} = -3,8 \text{ V} < -0,5 \text{ V}$$

Tehát T_3 valóban normál aktív tartományban üzemel.

10. Példa: Kisjelű analízis (Munkaponti linearizálás)

Az analizálandó kapcsolás:



$v_g = V_G \cos(\omega t)$ V, hangfrekvenciás

T : BCY59, $\beta = 100$ $V_{BE,A} = 0,7$ V

$R_1 = 36$ k Ω $R_2 = 82$ k Ω

$R_{E1} = 300$ Ω $R_{E2} = 2,7$ k Ω

$R_C = 4,3$ k Ω

$R_g = 1$ k Ω $R_L = 4,3$ k Ω

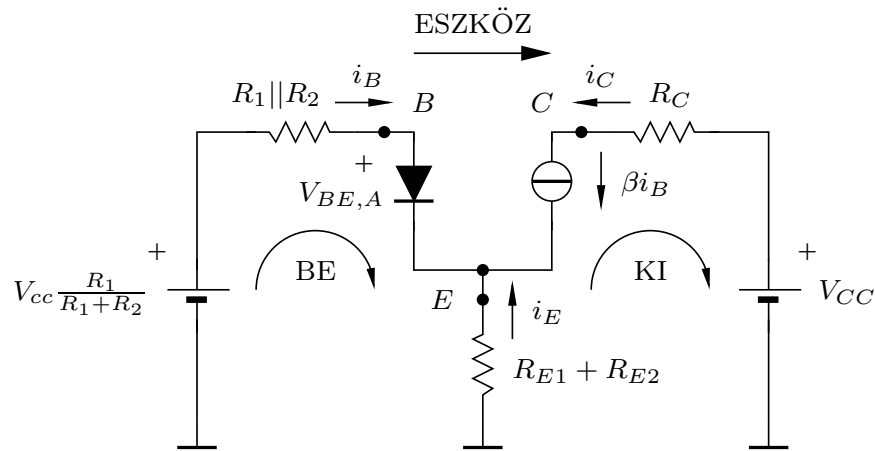
$C_{c1} = 47$ μ F $C_{c2} = 20$ μ F $C_E = C_H = 220$ μ F

$V_{CC} = 12$ V

- Feladatok:
1. Határozza meg a T bipoláris tranzisztor munkaponti adatait.
 2. Számolja ki az erősítő kisjelű üzemmódban mért jelúti paramétereit.

I. Munkapont meghatározása

Mivel erősítő, feltesszük, hogy a T tranzisztor normál aktív tartományban üzemel.



Megjegyzések:

- munkaponti adatok és hasznos jel (perturbáció) jelölése

$$i_E = \underbrace{I_E}_{\text{munkapont}} + \underbrace{i_e}_{\text{hasznos jel}}$$

- illeszkedő (koherens) egységrendszer: V—mA—kΩ

1 Bemeneti kör

$$-\frac{R_1}{R_1 + R_2}V_{CC} + (R_1 || R_2)I_B + V_{BE,A} - (R_{E1} + R_{E2})I_E = 0$$

2 npn tranzisztor normál aktív tartományban

$$I_B = -\frac{I_E}{\beta + 1}$$

$$-\frac{R_1}{R_1 + R_2}V_{CC} - \frac{R_1 || R_2}{\beta + 1}I_E + V_{BE,A} - (R_{E1} + R_{E2})I_E = 0$$

$$I_E = \frac{V_{BE,A} - \frac{R_1}{R_1 + R_2}V_{CC}}{R_{E1} + R_{E2} + \frac{R_1 || R_2}{\beta + 1}} = -0,91 \text{ mA}$$

3 Kimeneti kör

$$I_E(R_{E1} + R_{E2}) - V_{CE} - I_C R_C + V_{CC} = 0$$

2 npn tranzisztor normál aktív tartományban

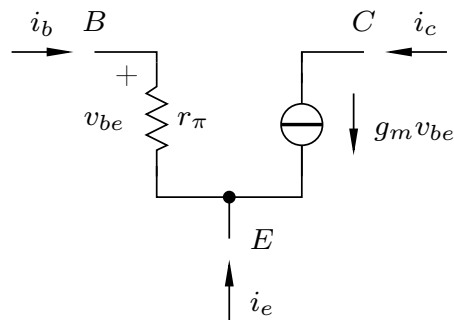
$$I_C = -\alpha I_E \approx -I_E \quad \alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} = 0,99 \approx 1$$

$$V_{CE} = V_{CC} + (R_{E1} + R_{E2} + R_C)I_E = 5,4 \text{ V}$$

- Feltevés ellenőrzése:**
- $V_{BE,A} = 0,7 \text{ V}$
 - $V_{CB} = V_{CE} - V_{BE,A} = 5,4 - 0,7 = 4,7 > 0 \text{ V}$

Rendben, valóban normál aktív tartományban üzemel a tranzisztor.

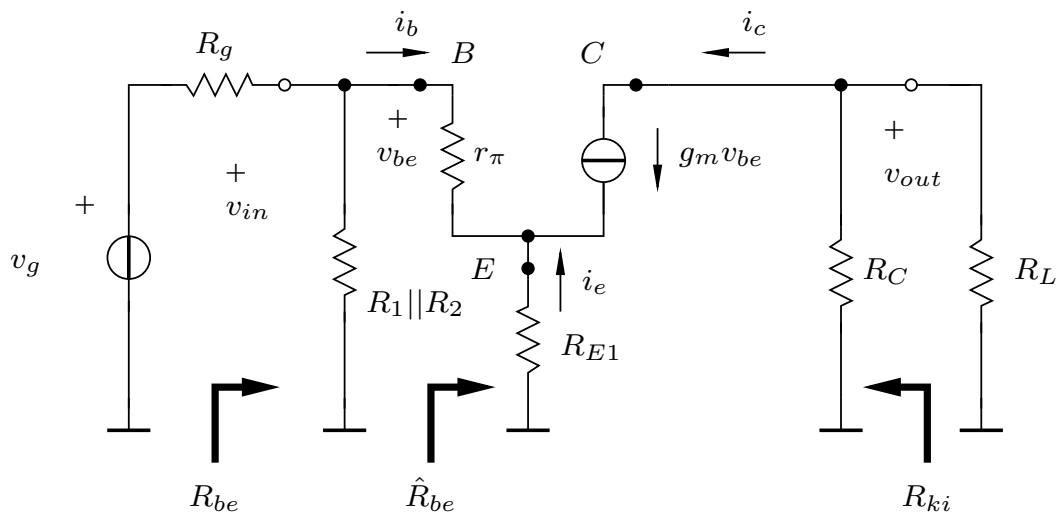
II. Tranzisztor kisjelű $\pi - g_m$ modellje



$$r_\pi = (\beta + 1) \frac{V_T}{|I_E|} = 2,77 \text{ k}\Omega \quad r_e = 27,5 \Omega$$

$$g_m = \alpha \frac{|I_E|}{V_T} = 36,4 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

III. Az erősítő kisjelű helyettesítő képe



Erősítés: $A_u = \frac{v_{out}}{v_{in}}$

$$v_{out} = -g_m(R_C || R_L)v_{be}$$

$$\left. \begin{array}{l} v_{be} = v_{in} - (-i_e R_{E1}) \\ i_e = -(\beta + 1) \frac{v_{be}}{r_\pi} = -\frac{v_{be}}{r_e} \end{array} \right\} v_{be} = v_{in} - \frac{R_{E1}}{r_e} v_{be} \implies v_{in} = \left(1 + \frac{R_{E1}}{r_e}\right) v_{be}$$

$$A_u = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -g_m \frac{R_C || R_L}{1 + \frac{R_{E1}}{r_e}} = -6,6 \implies 16,4 \text{ dB}$$

Bemenő ellenállás:

$$\hat{R}_{be} = \frac{v_{in}}{i_b} = \frac{v_{be} - R_{E1}i_e}{i_b}$$

$$i_e = -(\beta + 1)i_b$$

$$\hat{R}_{be} = \frac{v_{be} - R_{E1}i_e}{i_b} = r_\pi + \frac{(\beta + 1)R_{E1}i_b}{i_b} = r_\pi + (\beta + 1)R_{E1}$$

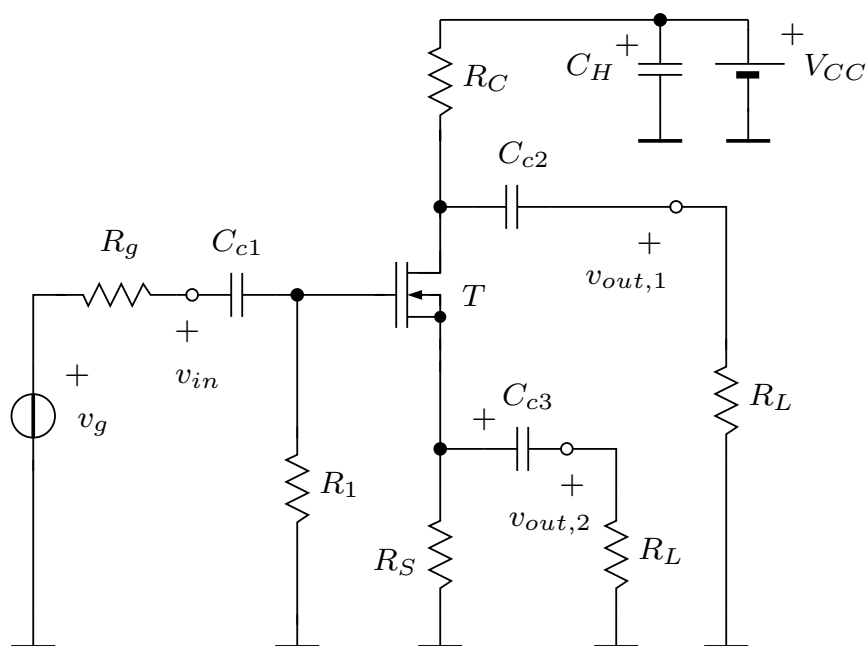
$$R_{be} = R_1 || R_2 || \hat{R}_{be} = R_1 || R_2 || [r_\pi + (\beta + 1)R_{E1}] = 14,2 \text{ k}\Omega$$

Kimenő ellenállás:

$$R_{ki} = R_C = 4,3 \text{ k}\Omega$$

11. Példa: Kisjelű analízis (Munkaponti linearizálás)

Az analizálandó kapcsolás:



$v_g = V_G \cos(\omega t)$ V, hangfrekvenciás

T : LND150 $-3 \text{ V} \leq V_p \leq -1 \text{ V}$ (átlag: $V_p = -2 \text{ V}$) @ $V_{DS} = 5 \text{ V}$

$1 \text{ mA} \leq I_{DSS} \leq 3 \text{ mA}$ (átlag: $I_{DSS} = 2 \text{ mA}$) @ $V_{DS} = 5 \text{ V}$

$r_d = 10 \text{ k}\Omega$

Az áramköri elemek értékei:

$R_G = 1 \text{ M}\Omega$

$R_S = 750 \Omega$

$R_D = 4,3 \text{ k}\Omega$

$R_g = 1 \text{ k}\Omega$ és $R_L = 4,3 \text{ k}\Omega$

$C_{c1} = 220 \mu\text{F}$ $C_{c2} = C_{c3} = 10 \mu\text{F}$

$C_H = 220 \mu\text{F}$

$V_{DD} = 12 \text{ V}$

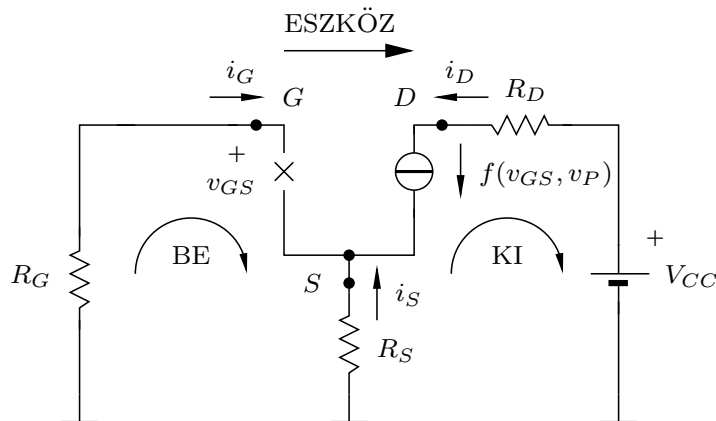
- Feladatok:
1. Határozza meg a T MOSFET tranzisztor munkaponti adatait.
 2. Számolja ki az erősítő kisjelű üzemmódban mért jelúti paramétereit.

Vegyük észre: A BJT és MOSFET erősítők analízise nagyon hasonlít egymáshoz.

- Elmondani:
- Paraméterszórás \Rightarrow munkapont stabilizálás
 - Kondenzátor \Leftrightarrow elko/polaritás
 - Illeszkedő (koherens) egységrendszer: V—mA—k Ω
 - E24 ellenállásor 5%

I. Munkapont meghatározás

Mivel erősítő, feltesszük, hogy a MOSFET telítésben üzemel.



- Emlékeztetőül:**
- munkaponti adatok és hasznos jel (perturbáció) jelölése

$$i_S = \underbrace{I_S}_{\text{munkapont}} + \underbrace{i_s}_{\text{hasznos jel}}$$

- illeszkedő (koherens) egységrendszer: V—mA—k Ω

1 Bemeneti kör

$$I_G R_G + V_{GS} - I_S R_S = 0 \quad \Rightarrow \quad I_S = \frac{V_{GS}}{R_S}$$

2 MOSFET karakterisztikája a telítési tartományban (n-csatornás, DE)

$$I_S = -I_D = -I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

$$-\frac{V_{GS}}{I_{DSS} R_S} = 1 - 2 \frac{V_{GS}}{V_P} + \left(\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

$$V_{GS}^2 - \left(2 - \frac{V_P}{I_{DSS} R_S}\right) V_P V_{GS} + V_P^2 = 0$$

$$V_{GS}^2 + 6,67 V_{GS} + 4 = 0$$

$$V_{GS} = \frac{-6,67 \pm \sqrt{44,44 - 16}}{2} = \begin{cases} \rightarrow -0,66 \text{ V} > V_P \\ \text{a keresett munkapont} \\ \rightarrow -6 \text{ V} < V_P \\ \text{csak matematikai megoldás, amely a } (\cdot)^2 \text{ karakterisztika} \\ \text{miatt lép fel} \end{cases}$$

Munkapont: $V_{GS} = -0,66 \text{ V}$ $I_D = -\frac{V_{GS}}{R_S} = 0,88 \text{ mA}$

3 Kimeneti kör

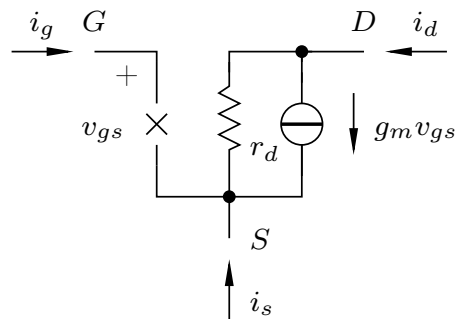
$$I_S R_S - V_{DS} - I_D R_D + V_{CC} = 0 \quad I_S = -I_D$$

$$V_{DS} = V_{CC} - (R_D + R_S)I_D = 7,56 \text{ V}$$

Feltételezés ellenőrzése: $V_{DS} \stackrel{?}{\geq} V_{GS} - V_P$

$$7,56 \text{ V} \stackrel{?}{\geq} -0,66 - (-2) = 1,34 \text{ V} \implies \text{Rendben, teljesül}$$

II. Adott munkapontban érvényes kisjelű modell

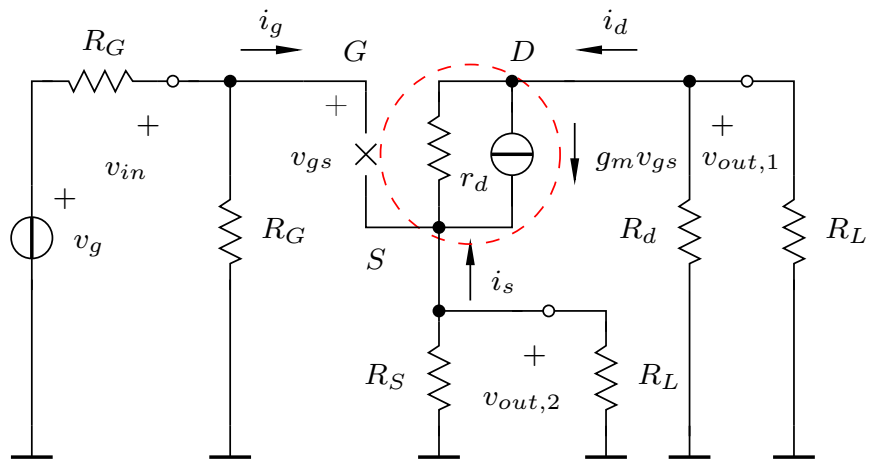


Katalógusból: $r_d = 10 \text{ k}\Omega$

$$g_m^{DE} = -\frac{2I_{DSS}}{V_P} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) \Big|_{V_{GS}=-0,66 \text{ V}} = 1,34 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

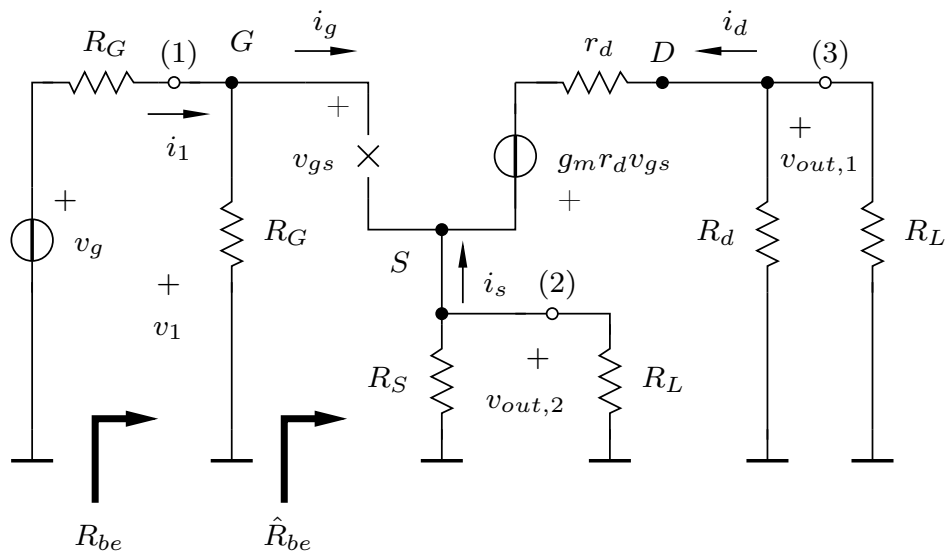
Összehasonlítás a BJT-vel: $g_m^{BJT} = \alpha \frac{|I_E|}{V_T} = 35,2 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$ (26x-os!)

III. Az erősítő kisjelű helyettesítő képe



Erősítése: $A_{u,2} = \frac{v_{out,2}}{v_{in}}$ és $A_{u,1} = \frac{v_{out,1}}{v_{in}}$

Az egyszerű számításhoz Norton/Thevenin átalakítást alkalmazunk a pirossal jelölt részre.



1 Bemeneti kör

$$v_{in} = v_{gs} + v_{out,2} \implies v_{gs} = v_{in} - v_{out,2}$$

2 Eszköz

$$i_s = -i_d$$

3 Kimeneti kör

$$-v_{out,2} + g_m r_d v_{gs} - r_d i_d - (R_D \parallel R_L) i_d = 0$$

$$v_{out,2} = -(R_S \parallel R_L) i_s = (R_S \parallel R_L) i_d$$

$$-v_{out,2} + g_m r_d (v_{in} - v_{out,2}) - \frac{R_D \parallel R_L + r_d}{R_S \parallel R_L} v_{out,2} = 0$$

$$\begin{aligned} A_{u,2} &= \frac{v_{out,2}}{v_{in}} = \frac{g_m r_d}{1 + g_m r_d + \frac{R_D \parallel R_L + r_d}{R_S \parallel R_L}} \\ &= \frac{g_m (R_S \parallel R_L)}{1 + g_m (R_S \parallel R_L) + \frac{R_S \parallel R_L + R_D \parallel R_L}{r_d}} = 0,4 \Rightarrow -8 \text{ dB} \end{aligned}$$

$$A_{u,1} = \frac{v_{out,1}}{v_{in}} = -\frac{i_d (R_D \parallel R_L)}{v_{in}} = -\frac{v_{out,2}}{v_{in}} \frac{R_D \parallel R_L}{R_S \parallel R_L}$$

$$\begin{aligned} A_{u,1} &= -\frac{v_{out,2}}{v_{in}} \frac{R_D \parallel R_L}{R_S \parallel R_L} = -A_{u,2} \frac{R_D \parallel R_L}{R_S \parallel R_L} \\ &= -\frac{g_m (R_D \parallel R_L)}{1 + g_m (R_S \parallel R_L) + \frac{R_S \parallel R_L + R_D \parallel R_L}{r_d}} = -1,35 \Rightarrow 2,6 \text{ dB} \end{aligned}$$

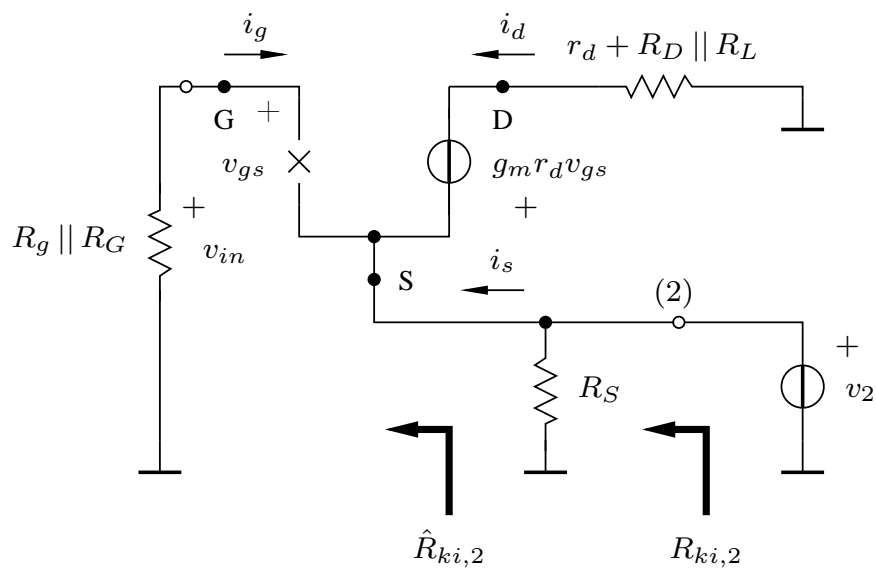
Bemenő ellenállás:

(1) és föld közé v_1 feszültségforrást kapcsolunk, és meghatározzuk i_1 -et

$$\hat{R}_{be} = \frac{v_1}{i_G} \rightarrow \infty$$

$$R_{be} = \hat{R}_{be} \parallel R_G = R_G = 10 \text{ M}\Omega$$

A (2) pontra a kimenő ellenállás:



$$i_G = 0 \implies v_{in} = 0 \implies v_{gs} = -v_2$$

$$-v_2 + g_m r_d v_{gs} - i_d (r_d + R_D \parallel R_L) = 0$$

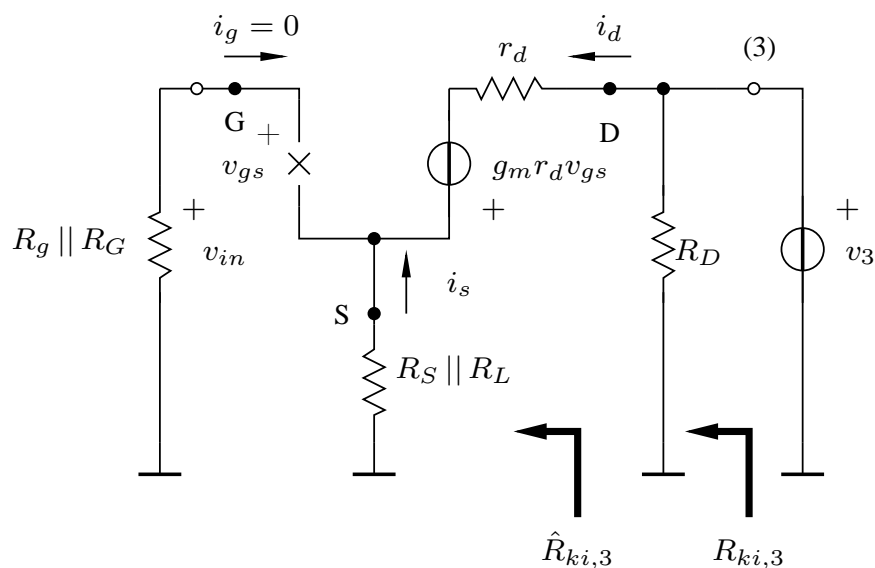
$$i_d = -i_s$$

$$(1 + g_m r_d) v_2 = (r_d + R_D \parallel R_L) i_s$$

$$\hat{R}_{ki,2} = \frac{v_2}{i_s} = \frac{r_d + R_D \parallel R_L}{1 + g_m r_d} = \frac{1 + \frac{R_D \parallel R_L}{r_d}}{g_m + \frac{1}{r_d}}$$

$$R_{ki,2} = \hat{R}_{ki,2} \parallel R_S = \frac{1 + \frac{R_D \parallel R_L}{r_d}}{g_m + \frac{1}{r_d}} \parallel R_S = 397 \Omega$$

A (3) pontra a kimenő ellenállás



$$i_g = 0 \quad \Rightarrow \quad v_{gs} = i_s(R_S \parallel R_L)$$

$$i_s(R_S \parallel R_L) + g_m r_d v_{gs} - i_d r_d + v_3 = 0$$

$$i_s = -i_d$$

$$- [R_S \parallel R_L + g_m r_d (R_S \parallel R_L) + r_d] i_d + v_3 = 0$$

$$\hat{R}_{ki,3} = \frac{v_3}{i_d} = r_d + (1 + g_m r_d)(R_S \parallel R_L)$$

$$R_{ki,3} = \hat{R}_{ki,3} \parallel R_D = [r_d + (1 + g_m r_d)(R_S \parallel R_L)] \parallel R_D = 3,52 \text{ k}\Omega$$

MOSFET/BJT összehasonlítás:

- MOSFET:
- jóval kisebb meredekség \Rightarrow jóval kisebb erősítés
 - jóval nagyobb bemenő ellenállás