

Állománynév: aramkorok_06nemlin_eszkozok30.pdf

Irodalom: Tankönyv: R. J. Smith & R. C. Dorf, „Circuits, Devices and Systems,” Wiley, (5th Edition), pp. 340-349, 364-375, 590-599, 612-645.

Előadó jegyzetei: <http://users.itk.ppke.hu/~kolumban/aramkorok/>

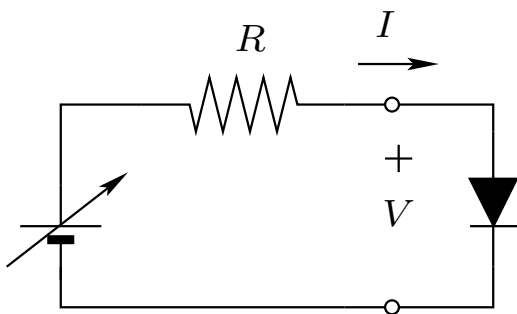
6. NEMLINEÁRIS ESZKÖZÖK: DIÓDA, BIPOLÁRIS TRANZISZTOR ÉS MOSFET TRANZISZTOROK

Nemlineáris rendszerek:

- Néhány egyszerű esettől eltekintve zárt alakú megoldás nem létezik, általában csak numerikus vagy grafikus megoldás található
- Unicitás tétele nem igaz, különböző kezdeti feltételekhez sokszor más megoldás tartozik (pl. hiszterézis, káosz)
- Szuperpozíció tétele nem alkalmazható
- Impedanciamódszer nem alkalmazható, átviteli függvények nem generálhatók
- Nemlineáris rendszerek nem konzervatívok a gerjesztő frekvenciákra nézve

VALÓSÁGOS ESZKÖZÖK TIPIKUS KARAKTERISZTIKÁI

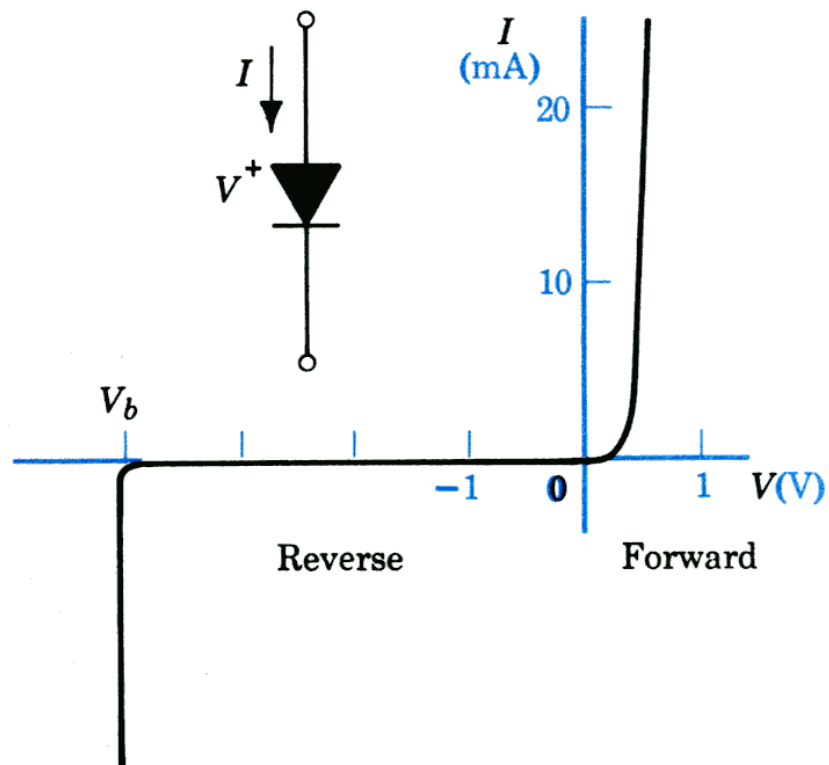
(a) A félvezető dióda feszültség-áram karakterisztikája

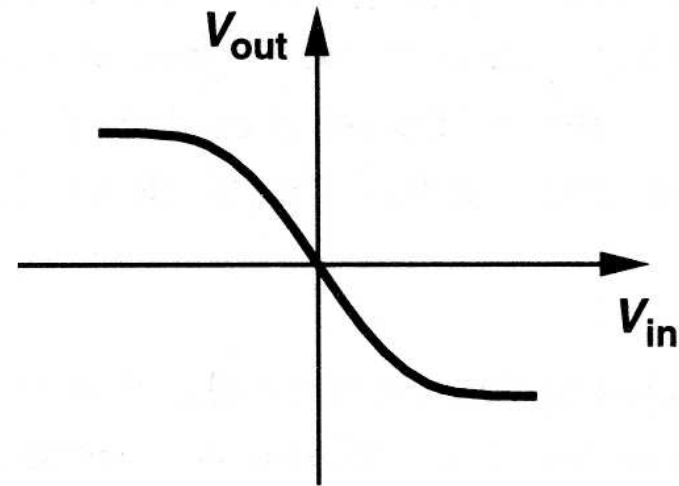
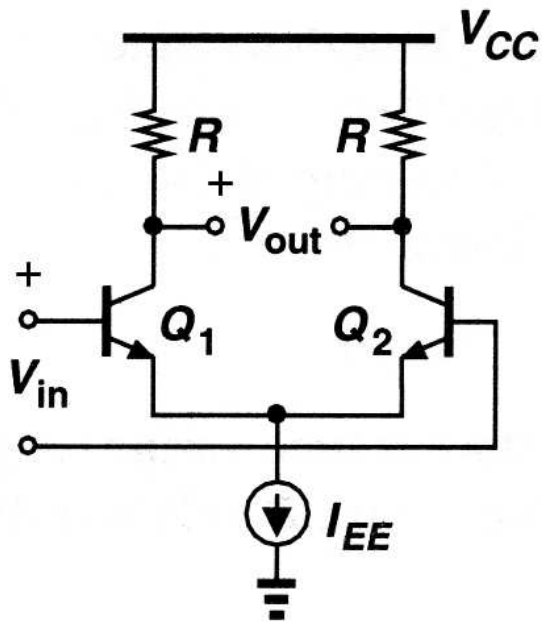


$$I = I_S \left(e^{\frac{V}{\eta V_T}} - 1 \right)$$

ahol szobahőmérsékleten

$$V_T = \frac{kT}{e} = 25 \text{ mV}$$



(b) Tranzisztoros differenciál erősítő átviteli karakterisztikája

$$V_{out} = -\alpha R I_{EE} \tanh \left(\underbrace{\frac{V_{in}}{2V_T}}_{V_{in}} \right) \approx C_1 V_{in} + C_2 V_{in}^2 + C_3 V_{in}^3 \quad \text{ahol } C_1 \text{ és } C_2 > 0, \text{ de } C_3 < 0$$

A rossz hír:

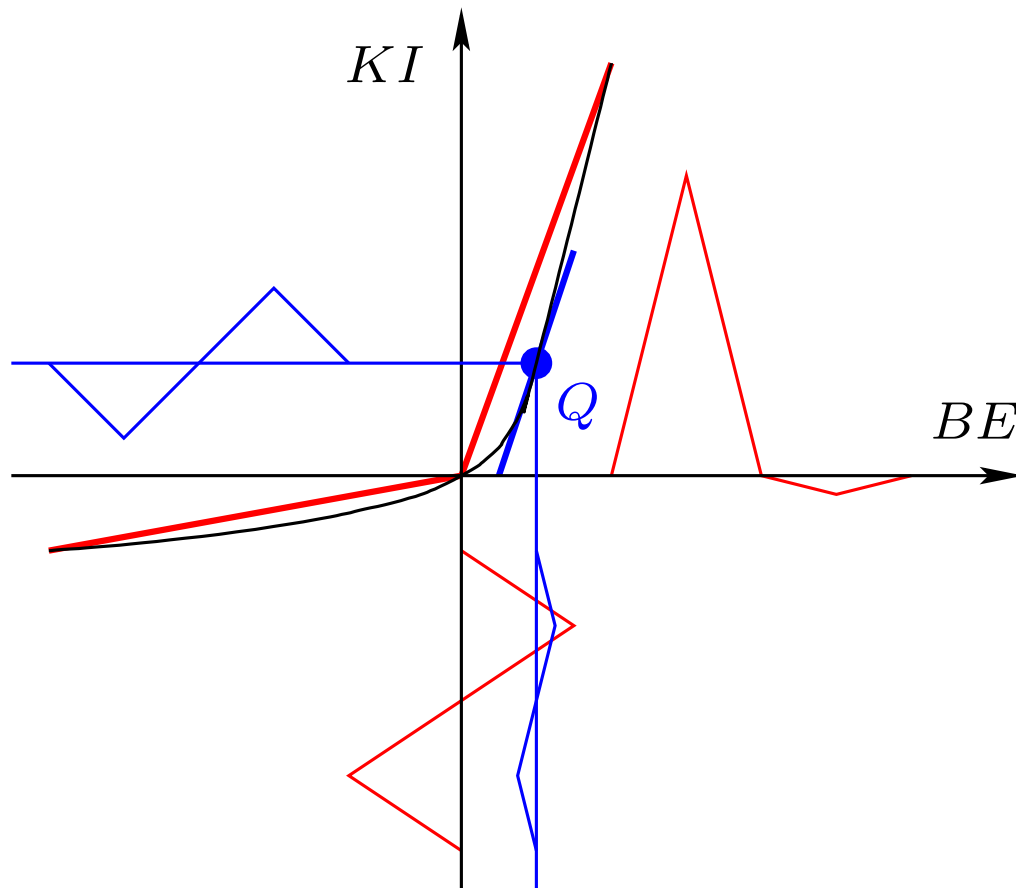
- Minden fizikai rendszer nemlineáris, tipikusan előbb-utóbb *telítésbe megy*
- Zárt alakú tervezési módszerek csak lineáris rendszerekre léteznek, azok használatának feltétele a nemlineáris rendszer *linearizálása*
- **Mit lehet tenni?**

Modellek és megoldások

- Nagyjelű analízis
 - Grafikus és numerikus megoldások
 - Nem linearizálás, tehát a lineáris rendszerekre kidolgozott módszerek nem alkalmazhatók
- Törtvonalas közelítés — *large-signal model*
Matematikai háttér: Nemlineáris karakterisztikát szakaszonként lineárisal közelítjük
- Kisjelű modell — *small-signal model*
 - Linearizálás az adott munkapontban
 - Matematikai háttér: Taylor soros közelítés

A nemlineáris eszköz karakterisztikáját kétféle módon linearizálhatjuk

Cél: Linearizáljuk a fekete átviteli függvényvel megadott nemlineáris eszközt



- Piros:
Nagyjelű modell
(törtvonalas közelítés)
- Kék:
Kisjelű modell
a Q munkapontbeli li-
nearizálás

Analóg rendszerek analízisének mérnöki módszere (teljes kép)

NEMLIN ÁRAMKÖR

Linearizálás:

1. Nagyjelű modell
2. Kisjelű modell

LTI ÁRAMKÖRÖK

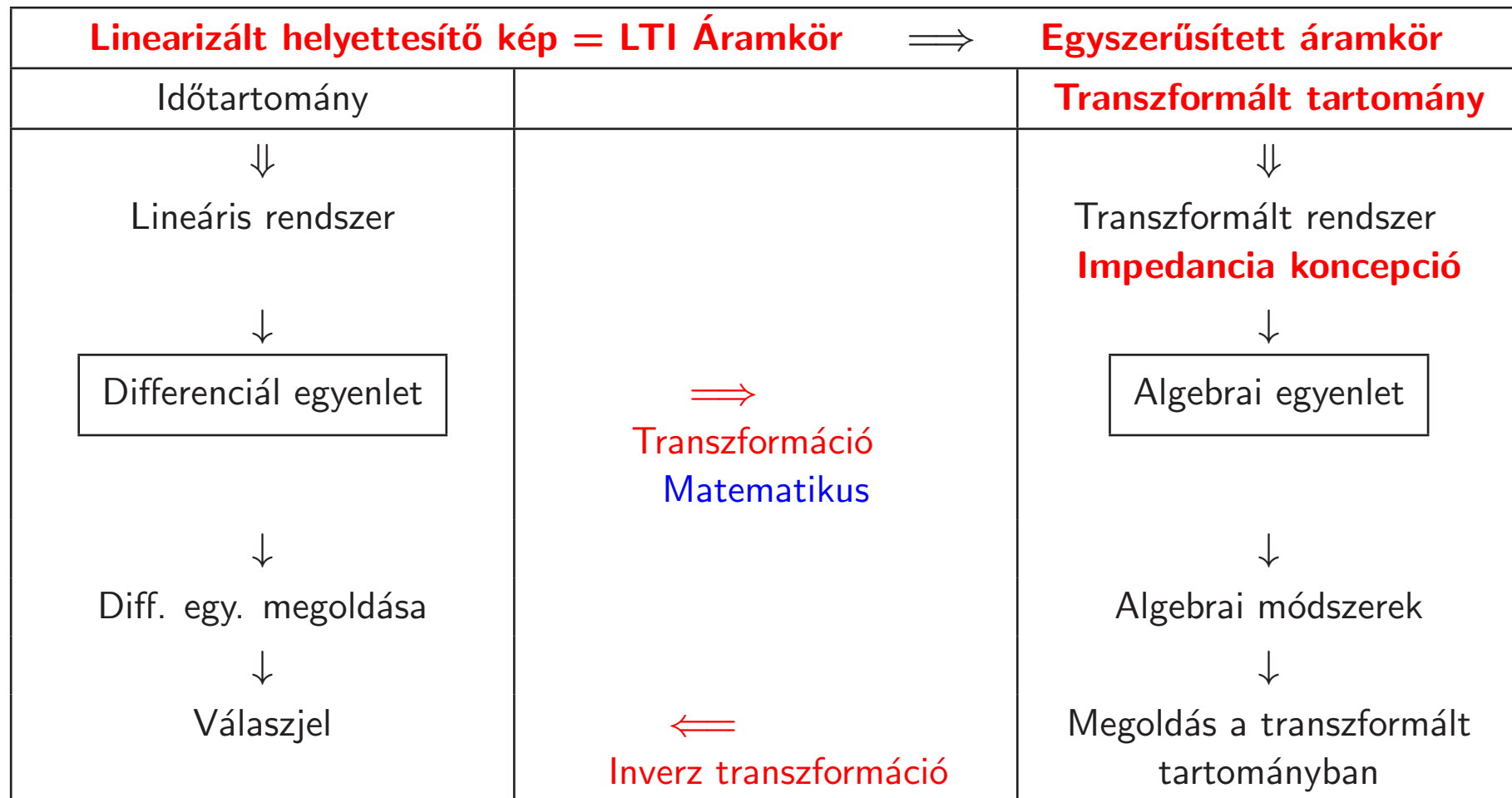
1. Matematikai modell: **Differenciál egyenlet**
2. **Impedancia** módszer bevezetése
 - Diff. egy. helyett **algebrai egyenlet**
 - **Átviteli függvények**
3. Impedancia módszer csak akkor használható, ha **korlátozzuk a gerjesztéseket** a komplex exponenciálisok osztályára

GERJESZTÉSEK

Tetszőleges gerjesztés

1. Lineáris rendszer \Rightarrow **szuperpozíció**
2. **Fourier sor és Fourier transzformáció**
3. **Laplace transzformáció**

A linearizált helyettesítő kép, ami egy LTI áramkör, analízise



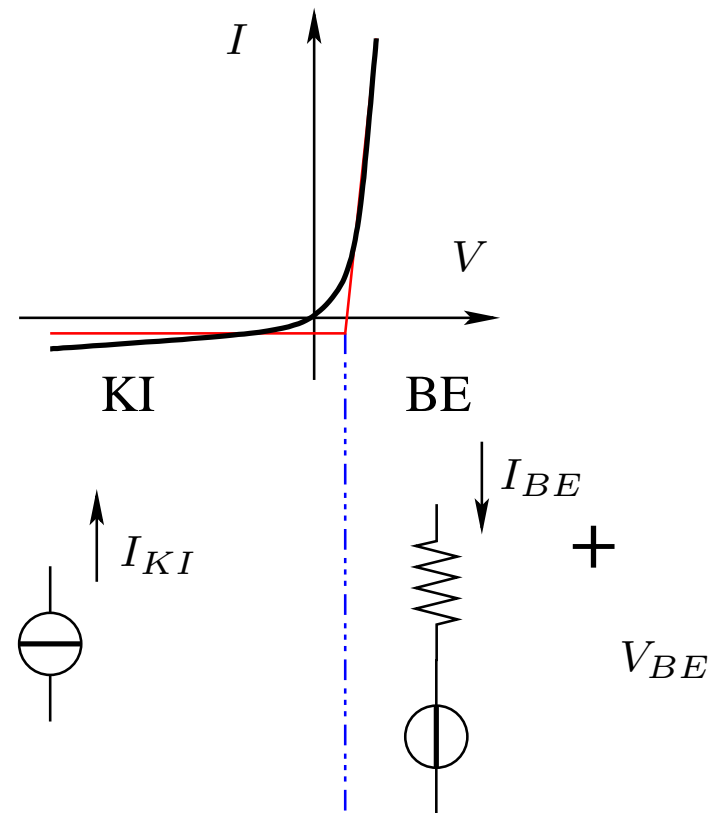
ELEKTRONIKÁBAN HASZNÁLT, LINEÁRIS HELYETTESÍTŐ KÉPET (AZAZ ZÁRT ALAKÚ MEGOLDÁST ADÓ) MÓDSZEREK

I. Nagyjelű modell: A nemlineáris karakterisztika törtvonalas közelítése

1. A nemlineáris eszköz karakterisztikáját törtvonalasan közelítjük
2. Különböző, de lineáris modelleket rendelünk az egyes tartományokhoz
3. Meghatározzuk, vagy feltételezést teszünk a nemlineáris eszköz működési tartományára
4. Egy tartományon belül az eszközt lineárisnak tekintjük

Megjegyzések:

- Nehézséget a működési tartomány meghatározása jelenti (próbálkozás)
- Tipikus alkalmazás:
Munkapont meghatározása, kapcsolóüzemű és logikai áramkörök



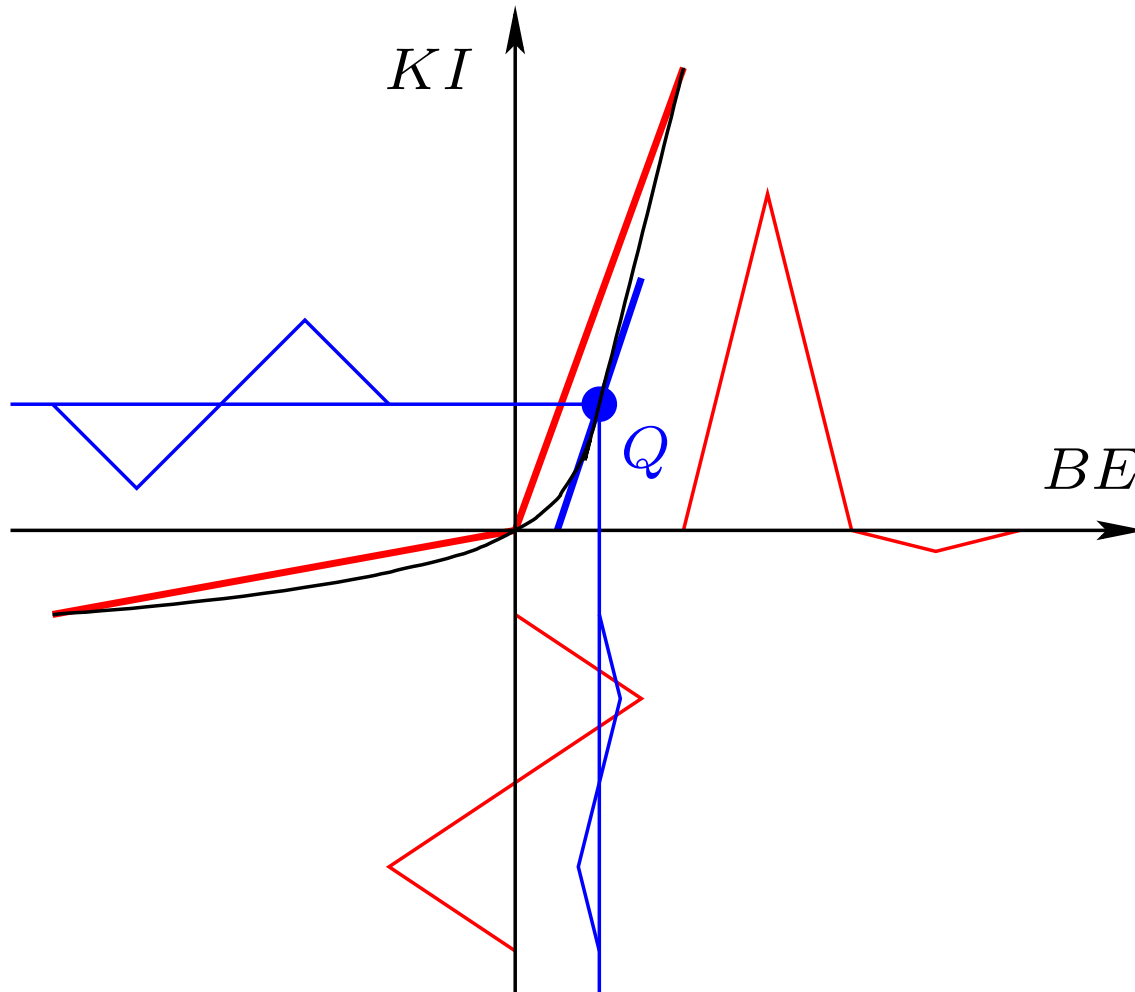
II. Kisjelű közelítés, azaz munkaponti linearizálás módszere

- Matematikai háttér: Taylor vagy hatványsoros közelítés

$$\underbrace{f(Q + \Delta x) - f(Q)}_{\Delta y} = \frac{1}{1!} \frac{df}{dx} \Big|_{x=Q} \Delta x + \underbrace{\frac{1}{2!} \frac{d^2 f}{dx^2} \Big|_{x=Q} \Delta x^2 + \dots + \frac{1}{n!} \frac{d^n f}{dx^n} \Big|_{x=Q} \Delta x^n + \dots}_{\text{maradéktag}}$$

- Eredmény: A perturbációkra a Q munkapontban érvényes *kisjelű modell* (pirossal jelölve)
- Mivel a kisjelű modell lineáris, a kisjelű modellt tartalmazó rendszer is lineáris, azaz rá a lineáris rendszerekre kidolgozott módszerek alkalmazhatók
- Vedd észre, a kisjelű modell **csak a perturbációkra** érvényes!!!
- Kisjelű modell tipikus alkalmazása: Kisjelű erősítők (small-signal amplifier)
- Jelölés: – Munkapont nagybetű
– Perturbáció (hasznos feldolgozandó jel) kisbetű

Az alkalmazandó modell típusát a bemeneti jel nagysága határozza meg



Jelmagyarázat:

- Fekete:
Eszköz nemlineáris
karakterisztikája
- Piros:
Nagyjelű modell,
törtvonalas közelítés
- Kék:
Kisjelű modell, a
 Q munkapontbeli li-
nearizálás

A lineáris közelítő modellekre érvényes megjegyzések:

Törtvonalas közelítés (nagyjelű modell):

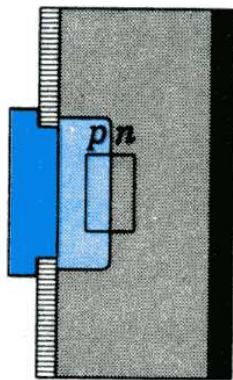
- Durva közelítés (nagy hiba)
- Nagy kivezérlés esetén is alkalmazható
- Leginkább a munkapont meghatározására használják
- Az eszközparaméterekben mért nagy szórás miatt a durva közelítés által okozott hiba nem érdekes. A munkapontot egyéb módszerekkel stabilizáljuk

Munkaponti linearizálás (kisjelű modell):

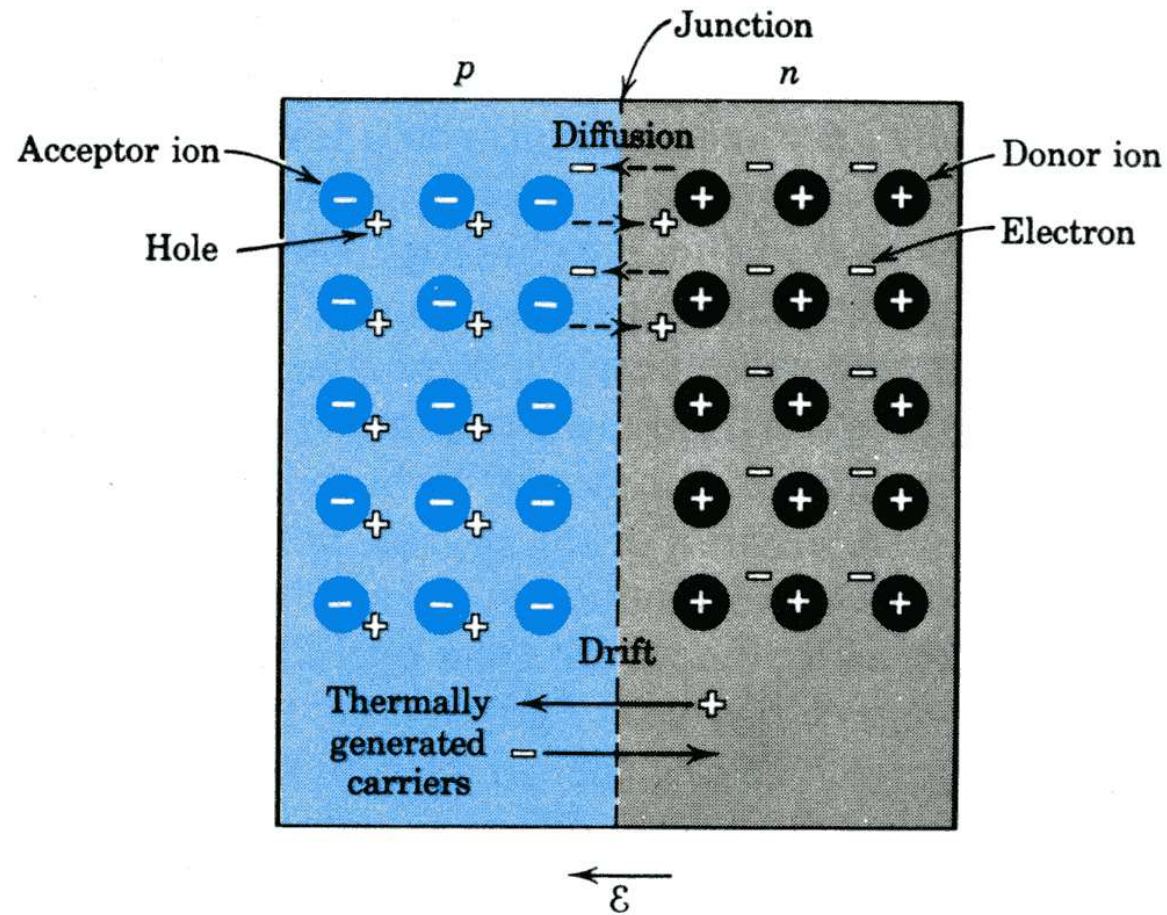
- Csak az adott munkapont szűk környezetében érvényes
- Kis kivezérlés esetén alkalmazható
- Az adott munkapontban pontos modellt biztosít
- Csak a perturbációkra igaz
- A DC munkapontot és az AC feldolgozandó jelet csatoló kondenzátorokkal választjuk szét

6.1 A FÉLVEZETŐ DIÓDA

A dióda keresztmetszete

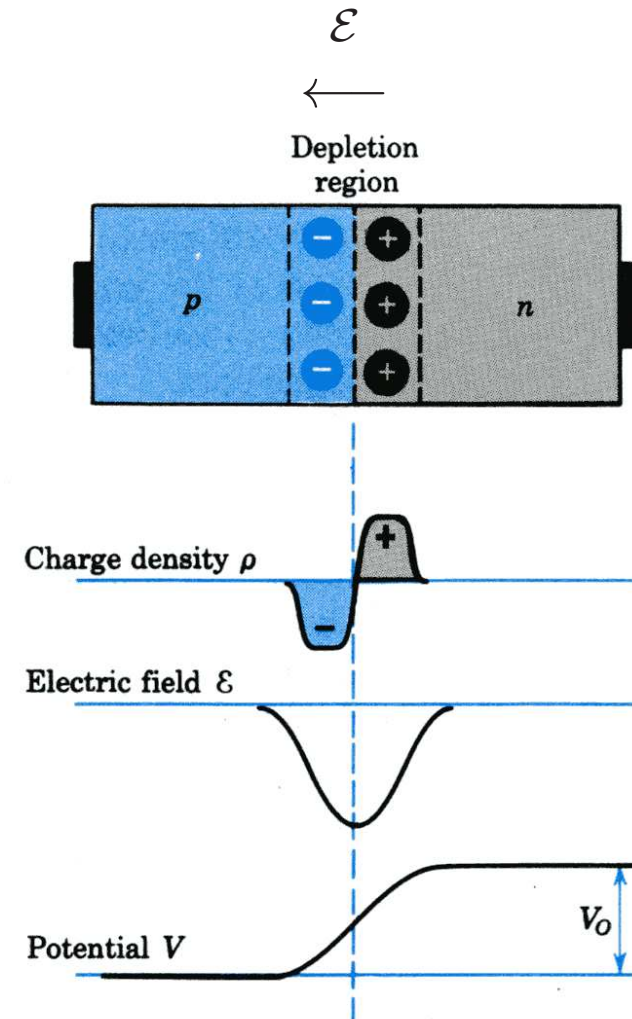


A kiürített réteg kialakulása

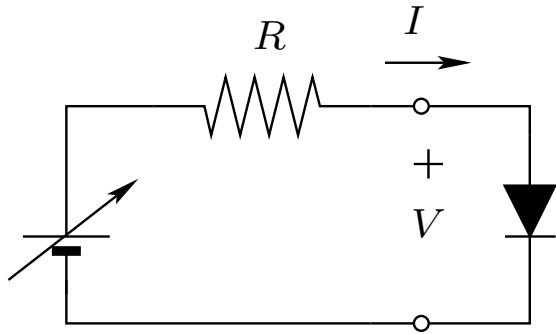


Kettősréteg és potenciálgát a szakadással lezárt diódában

- Külső záró feszültség alkalmazása
(**Záró irányú előfeszítés**):
 - Szélesíti a kiürített réteget és megnöveli a potenciálgátat
 - Exponenciálisan csökken annak a valószínűsége, hogy egy töltéshordozó átjut a potenciálgáton
- Külső nyitó feszültség alkalmazása
(**Nyitó irányú előfeszítés**):
 - Keskenyíti a kiürített réteget és lecsökkenti a potenciálgátat
 - Exponenciálisan nő annak a valószínűsége, hogy egy töltéshordozó átjut a potenciálgáton



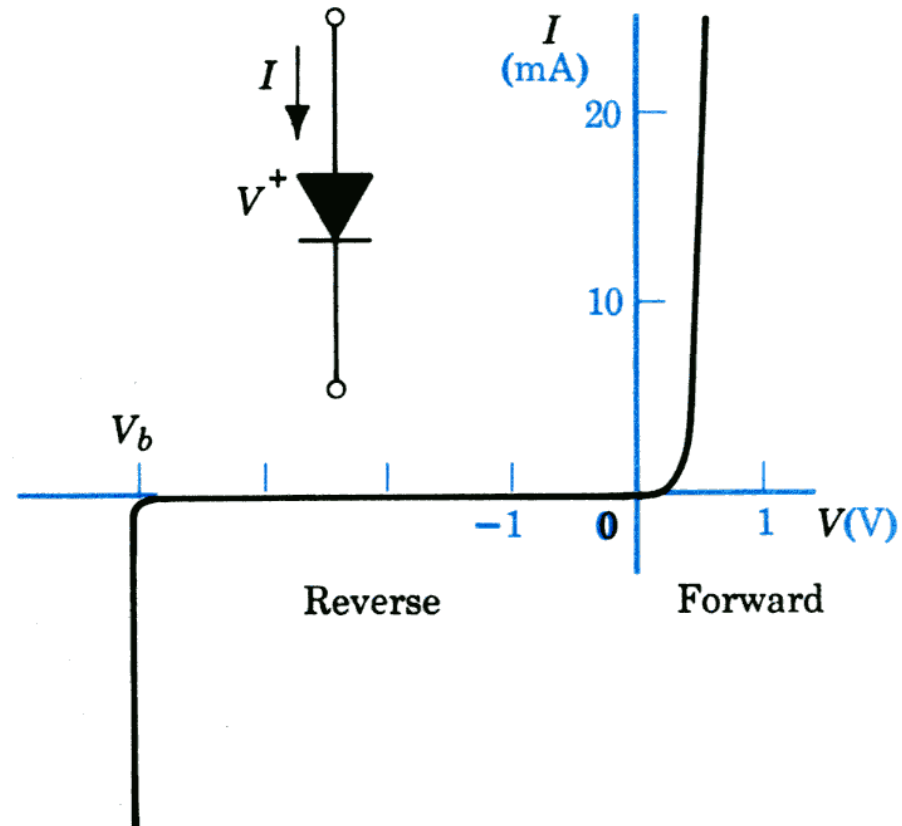
A dióda karakterisztikája és kapcsolási rajzban használt szimbóluma



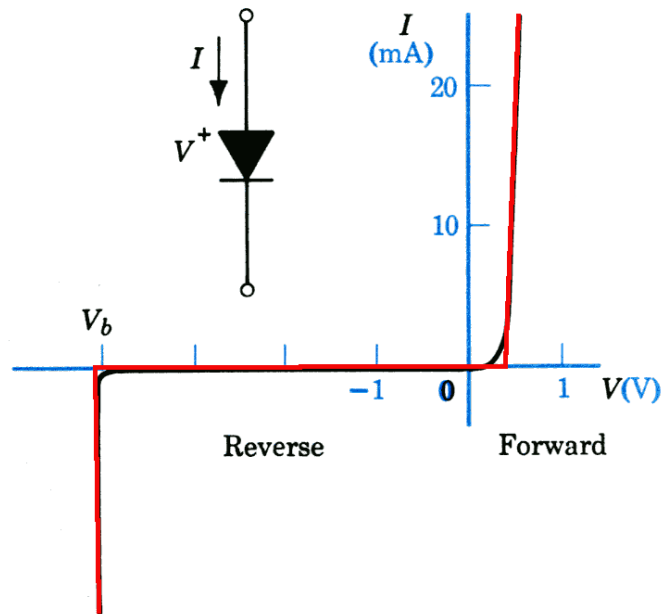
$$I = I_S \left(e^{\frac{V}{V_T}} - 1 \right) \text{ ahol } V_T \approx 25 \text{ mV}$$

Megjegyzések:

- Feszültségforrást **tilos** nyitó irányban előfeszített *pn* átmenettel párhuzamosan kapcsolni
- *pn* átmenet nyitó irányú karakterisztikája függ a hőmérséklettől $\approx -2 \frac{\text{mV}}{^\circ\text{C}}$



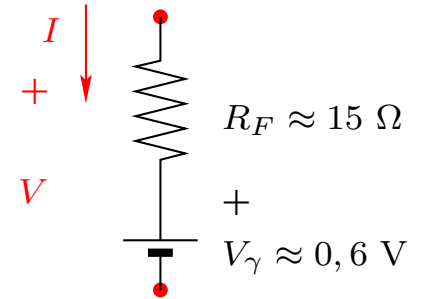
Dióda törtvonalas **nagyjelű** modelljének származtatása



Nyitó irányú előfeszítés

Feltétel: $I > 0$

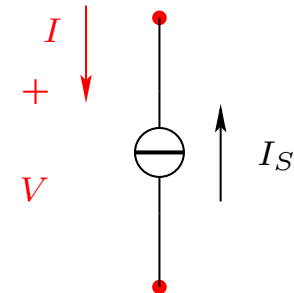
$$V_F = V_\gamma + I_F R_F \\ \approx 0,7 \text{ V}$$



Záró irányú előfeszítés

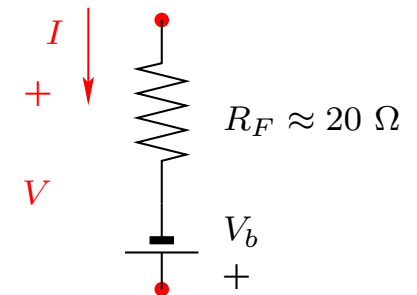
Feltétel:

$$I < 0 \text{ és } V_b < V < 0$$



Letörési tartomány

Feltétel: $I < 0$ és $V \leq V_b$



Dióda **kisjelű** modelljének származtatása

Dióda egyenlete

$$I = I_S \left(e^{\frac{V}{V_T}} - 1 \right) \text{ ahol } V_T \approx 25 \text{ mV}$$

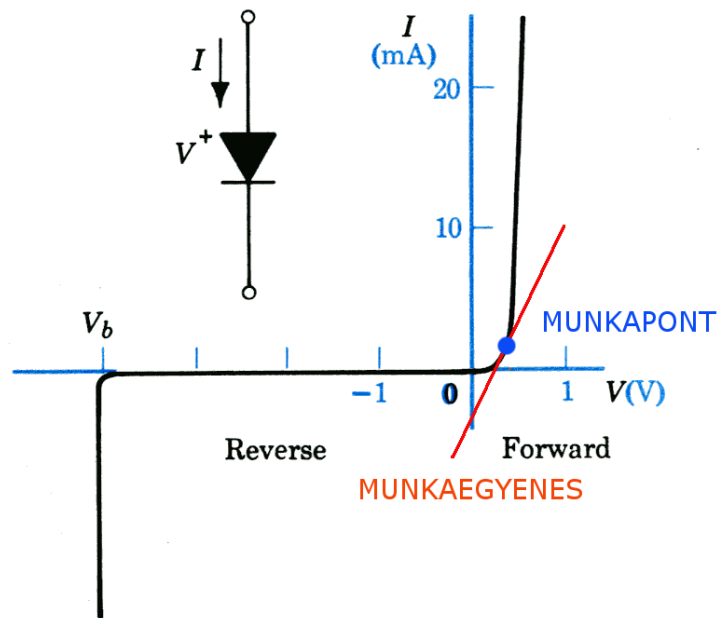
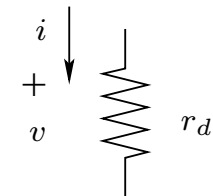
A dióda dinamikus vezetése (azaz a Taylor sor lineáris tagja az adott I_Q munkapontban)

$$\begin{aligned} g_d &= \frac{dI}{dV} \big|_{V_Q} = \frac{d}{dV} I_S \left(e^{\frac{V}{V_T}} - 1 \right) \big|_{V_Q} \\ &= \frac{1}{V_T} I_S e^{\frac{V_Q}{V_T}} = \frac{I_Q + I_S}{V_T} \approx \frac{I_Q}{V_T} \end{aligned}$$

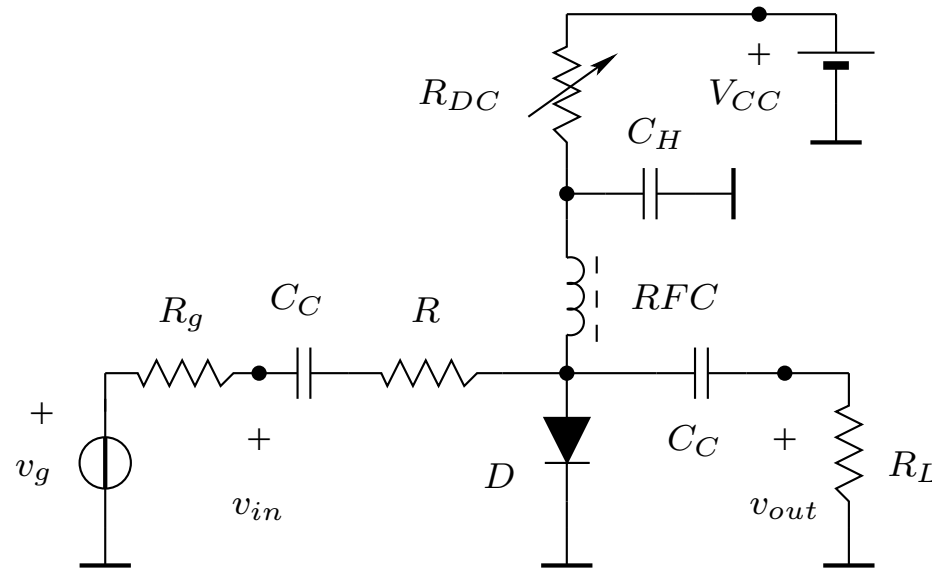
A dióda dinamikus ellenállása, azaz kisjelű modellje

$$r_d = \frac{1}{g_d} = \frac{v}{i} = \frac{V_T}{I_Q} = \frac{25}{I_Q^{[mA]}} \quad [\Omega]$$

$$@ T = 25^\circ\text{C}$$



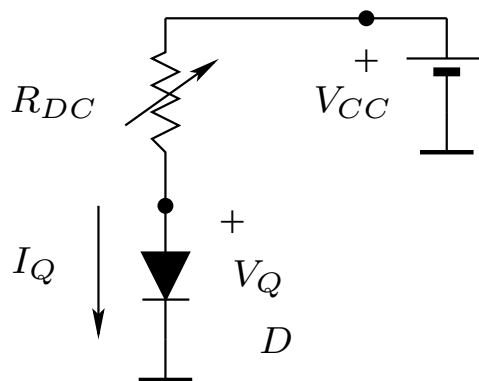
A KISJELŰ ANALÍZIS LÉPÉSEI



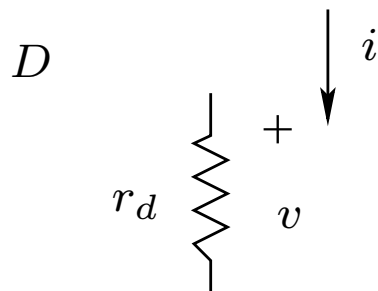
- I. A nemlineáris eszköz munkapontjának kiválasztása ill. meghatározása
Nemlineáris, állandósult állapotú DC analízis
- II. A nemlineáris eszköz adott munkaponthoz tartozó kisjelű modelljének, és a kisjelű modell (helyettesítő kép) paramétereinek meghatározása
- III. Az áramkör kisjelű modelljének (helyettesítő képének) és a jelúti paraméterek meghatározása
Lineáris AC analízis
 Hidegítések és szűrések, csatoló kondenzátorok

I. A dióda munkapontjának meghatározása

- Nemlineáris, állandósult állapotú DC analízis
- Kondenzátorok szakadással helyettesítendőők
- Induktivitások rövidzárral helyettesítendőők



II. A dióda adott munkaponthoz tartozó kisjelű modelljének, és a kisjelű modell paramétereinek meghatározása

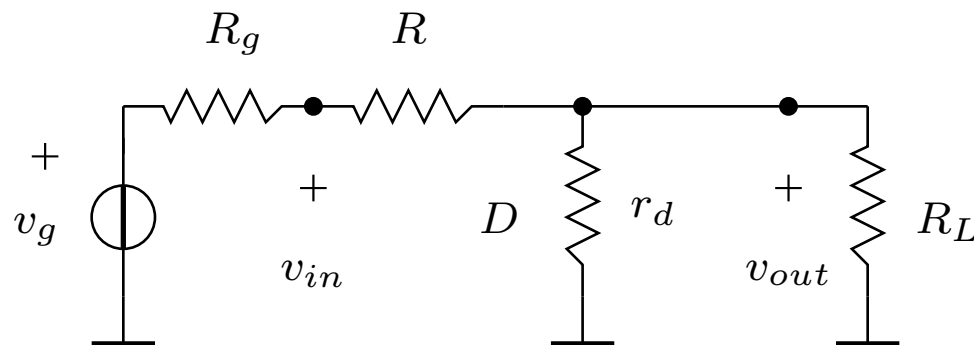


A dióda dinamikus ellenállása a munkaponti áram függvénye

$$r_d = \frac{v}{i} = \frac{V_T}{I_Q} = \frac{25}{I_Q^{[mA]}} \quad [\Omega]$$

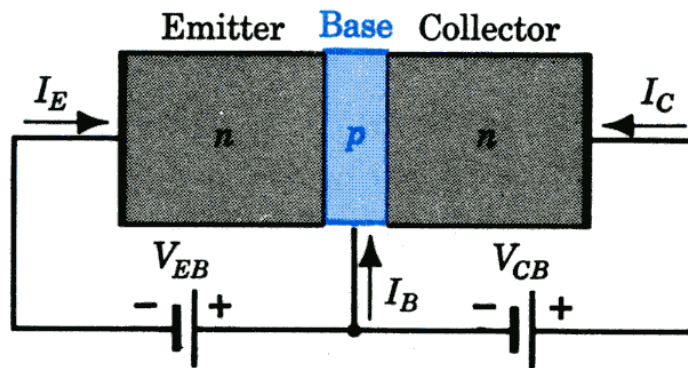
III. A kisjelű modell és a jelúti paraméterek meghatározása

- Lineáris AC analízis
- Hidegítő és csatoló kondenzátorok rövidzárként viselkednek az üzemi frekvencián
- Fojtó tekercsek szakadásként viselkednek az üzemi frekvencián

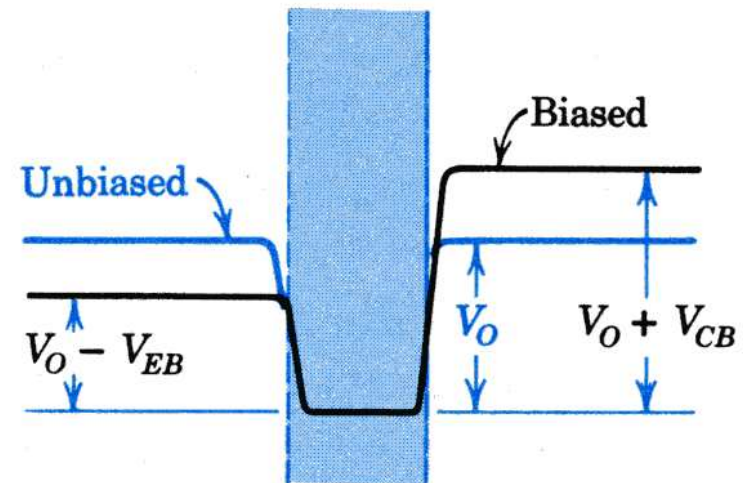


6.2 A (BIPOLÁRIS RÉTEG-)TRANZISZTOR (BJT)

BJT emitter és bázisrétegeinek előfeszítése



Potenciáeloszlás a BJT-ban



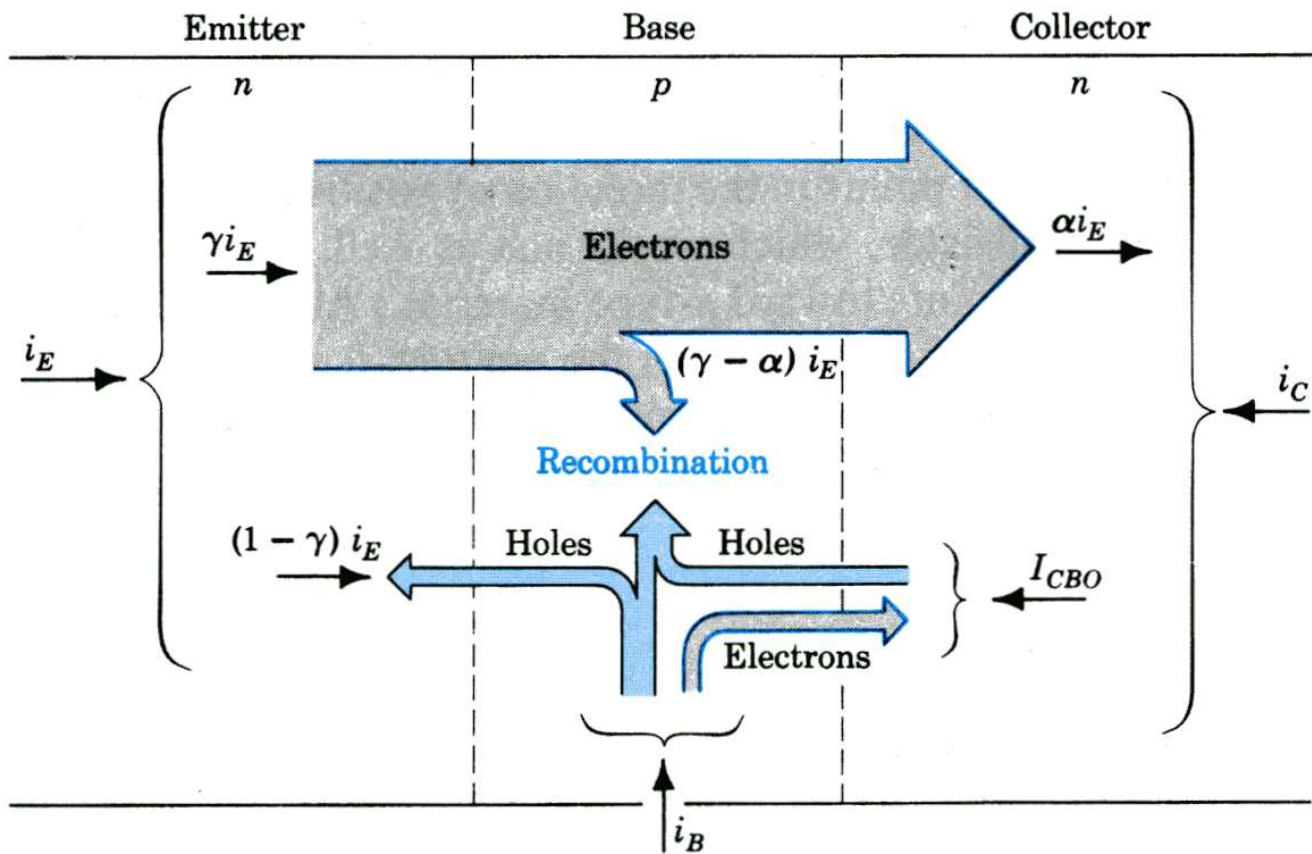
Tranzisztor előfeszítése a normál aktív tartományban: • EB átmenet: nyitó irányú

• CB átmenet: záró irányú

Például egy npn tranzisztor esetén: • $v_{EB} \approx -0,7 \text{ V}$ (azaz $v_{BE} = -v_{EB} \approx 0,7 \text{ V}$)

• $v_{CB} \geq 0 \text{ V}$

Többségi és kisebbségi töltéshordozók mozgása egy npn tranzisztorban



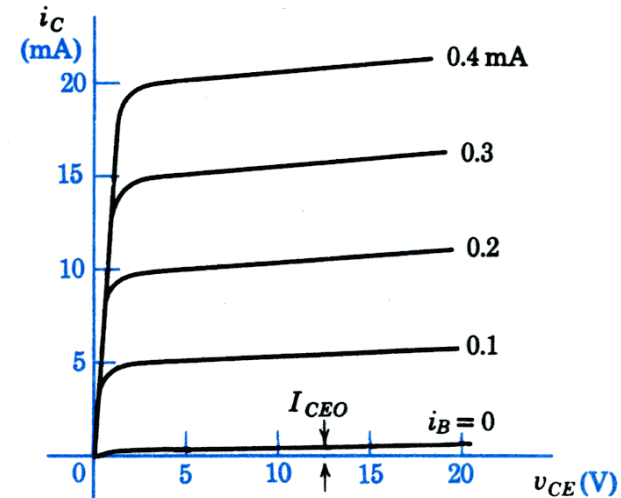
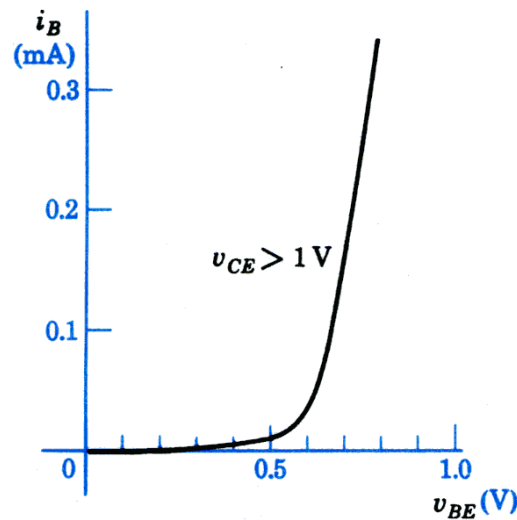
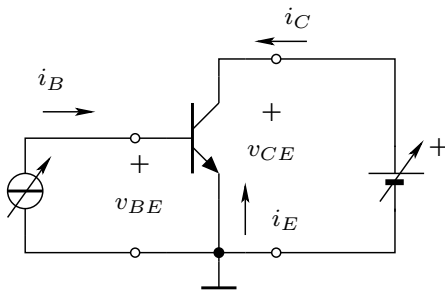
Tranzisztorhatás: Rekombináció a bázisban igen kicsi, azaz $\alpha \approx 1$

Egy npn típusú bipoláris tranzisztor karakterisztikái

Bemeneti kar.

Kimeneti karakterisztika

A karakterisztikák felvétele



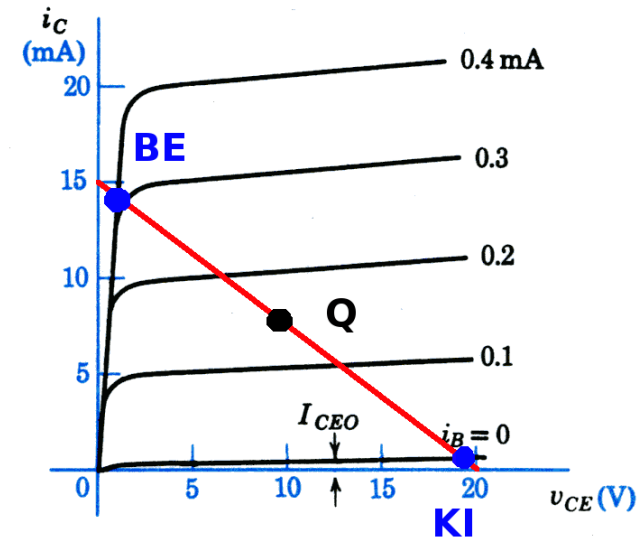
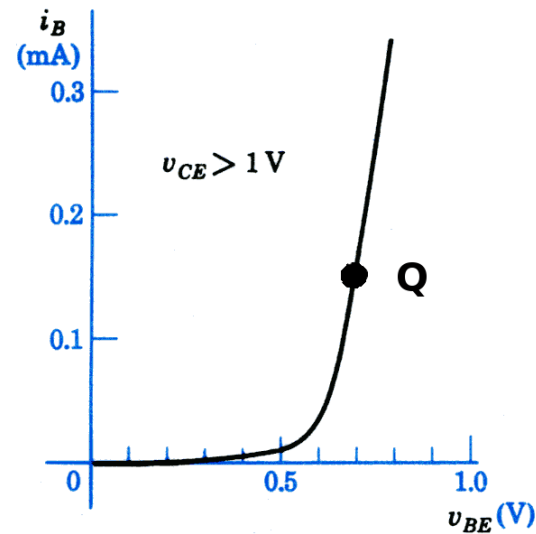
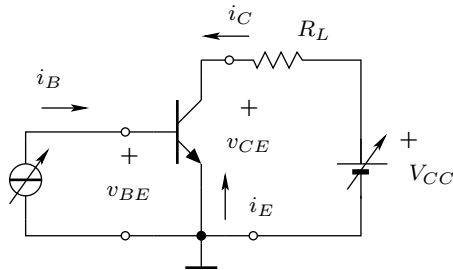
- Mivel $i_B > 0$, a tranzisztor vezérléséhez teljesítmény szükséges
- A pnp tranzisztor karakterisztikái teljesen megegyeznek a fenti be- és kimeneti karakterisztikával, de minden feszültség és áram -1 -vel szorzandó
- Fizikai áramirányt az emittert azonosító nyíl iránya adja meg

Egy npn típusú bipoláris tranzisztor üzemmódjai

Bemeneti kar.

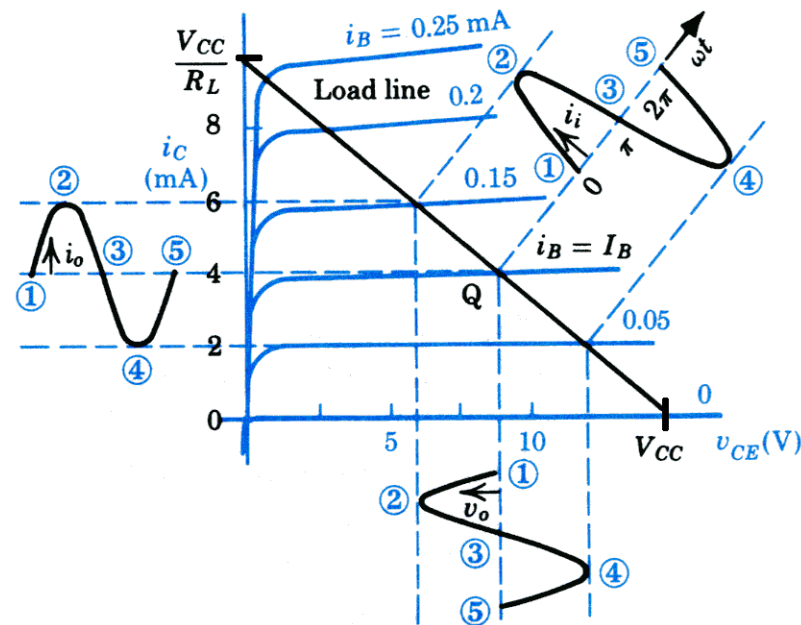
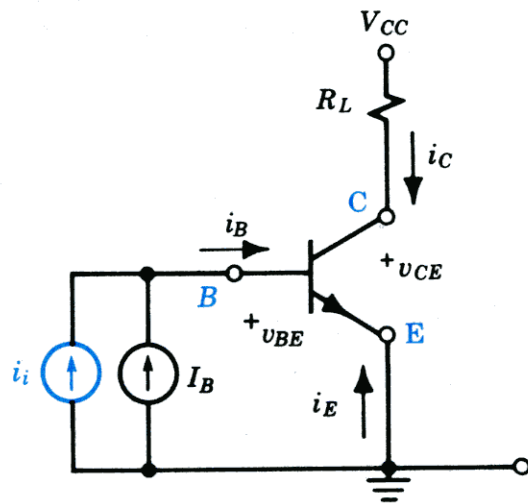
Kimeneti karakterisztika

A kapcsolási rajz



- Erősítő üzemmód (Q)
Normál, aktív: BE átmenet nyitó, míg BC átmenet záró irányban van előfeszítve
- Kapcsoló üzemmód (Kapcsoló és digitális áramkörök)
Ugrás (BE) és (KI) pontok között

Az npn bipoláris tranzisztor erősítő üzemmódjának grafikus analízise



Vedd észre, Thévenin ekvivalens

- Ahol:
- Q a munkapont helyét adja meg
 - „Load line” a munkaegyenest jelenti

$$v_{CE} + i_C R_L = V_{CC}$$

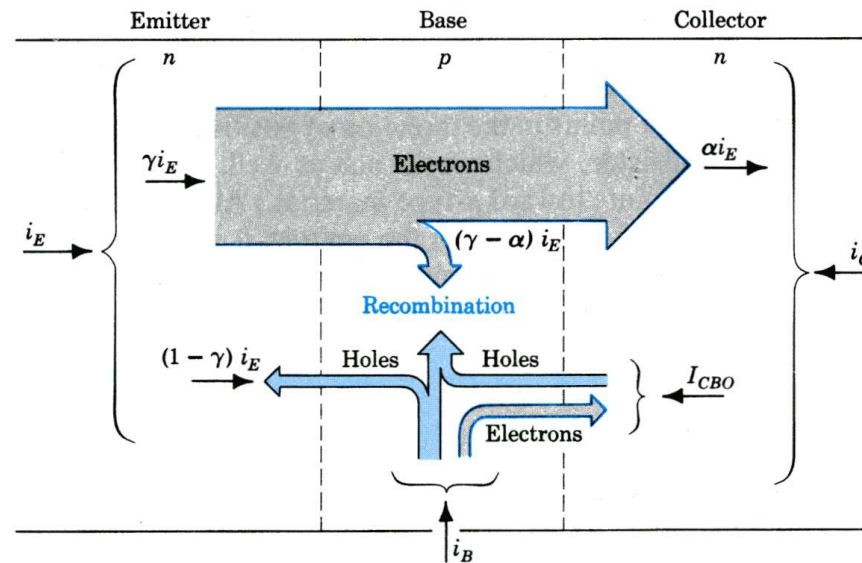
$$i_C = -\frac{1}{R_L} v_{CE} + \frac{V_{CC}}{R_L}$$

6.2(a) BJT MODELLEZÉSE FÖLDELT BÁZISÚ KAPCSOLÁSBAN

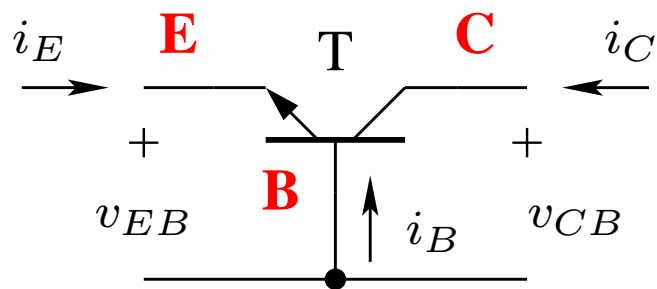
npn normál aktív üzemmódban

- *EB* átmenet: nyitó irányú
 $v_{EB} \approx -0,7 \text{ V}$
- *CB* átmenet: záró irányú
 $v_{CB} > 0 \text{ V}$

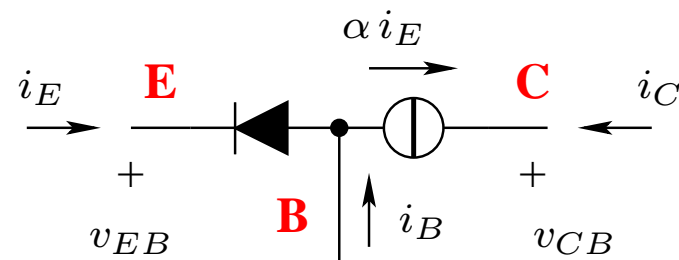
Ahol α a földelt bázisú áram-erősítési tényező



Földelt bázisú (FB) *npn* tranzisztor

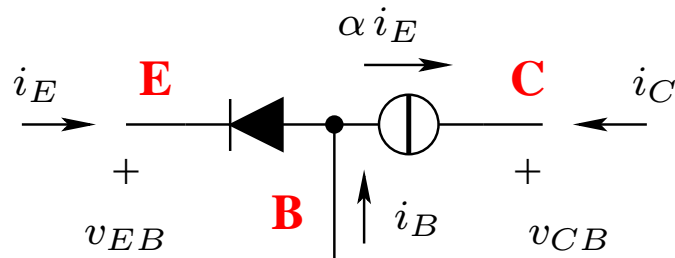


Nagyjelű FB modell



6.2(b) BJT MODELLJE FÖLDELT EMITTERES KAPCSOLÁSBAN

Előzmények: A földelt bázisú *npn* tranzisztor nagyjelű modellje $i_C(i_E)$



$$i_E + i_B + i_C = 0$$

$$i_C = -\alpha i_E \quad \text{és} \quad v_{EB,A} \approx -0,7 \text{ V}$$

$$i_E = -I_{ES} \left[e^{\left(-\frac{v_{EB}}{V_T}\right)} - 1 \right] \approx -I_{ES} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

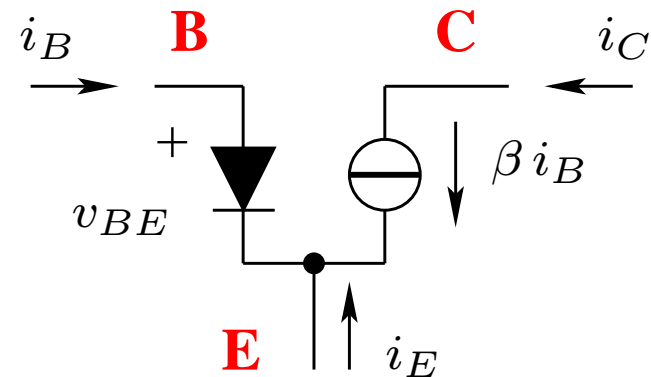
Földelt emitteres (FE) *npn* tranzisztor nagyjelű modellje $i_C(i_B)$

$$i_E + i_B + i_C = -\frac{i_C}{\alpha} + i_B + i_C = 0$$

$$i_C = \frac{\alpha}{1 - \alpha} i_B = \beta i_B \quad \text{és} \quad v_{BE,A} \approx 0,7 \text{ V}$$

$$i_C = -\alpha i_E = \alpha I_{ES} \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

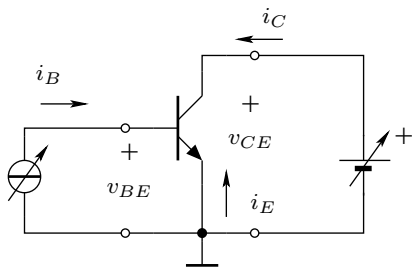
Ahol β a földelt emitteres áramerősítési tényező



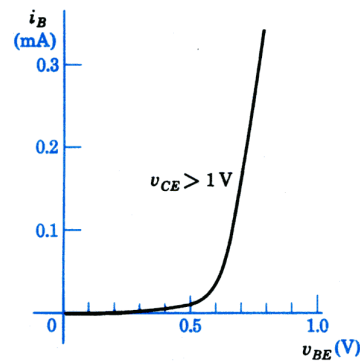
Egy alternatív lehetőség:

A nagyjelű modell meghatározása a be- és kimeneti karakterisztikákból

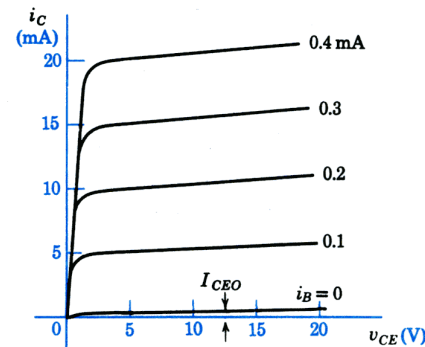
A karakterisztikák felvétele



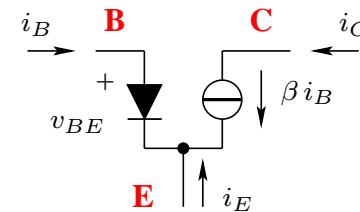
Bemeneti kar.



Kimeneti karakterisztika



A nagyjelű modell:



6.2(c) AZ *npn* FE TRANZISZTOR KISJELŰ π MODELLJE

Linearizálás az adott I_E munkapontban: Egyetlen nemlináris elem a BE *pn* átmenet

A kiinduló egyenletek

$$i_E + i_B + i_C = i_E + i_B + \beta i_B = 0 \quad \Rightarrow \quad i_B = -\frac{i_E}{\beta + 1}$$

$$i_E = -I_{ES} \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \approx -I_{ES} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

A BE *pn* átmenet dinamikus vezetése (linearizálás az $i_E = I_E$ munkapontban)

$$\begin{aligned} g_\pi &= \frac{d i_B}{d v_{BE}} \Big|_{v_{BE,Q}} = \frac{d}{d v_{BE}} \left(-\frac{i_E}{\beta + 1} \right) \Big|_{v_{BE,Q}} \\ &= \frac{1}{\beta + 1} I_{ES} \frac{d}{d v_{BE}} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \Big|_{v_{BE,Q}} = \frac{1}{\beta + 1} \frac{1}{V_T} \underbrace{I_{ES} e^{\frac{v_{BE,Q}}{V_T}}}_{-i_E|_{v_{BE,Q}}} = \frac{1}{\beta + 1} \underbrace{\left(-\frac{I_E}{V_T} \right)}_{1/r_e} \end{aligned}$$

A tranzisztor BE átmenetének dinamikus ellenállása

$$r_{\pi} = \frac{v_{be}}{i_b} \equiv \frac{1}{g_{\pi}} = (\beta + 1)r_e$$

ahol

$$r_e = -\frac{V_T}{I_E} = -\frac{25}{I_E^{[mA]}} [\Omega] @ T = 25^{\circ}\text{C} \text{ és } I_E < 0$$

A kollektoráram kifejezése

$$i_b = \frac{v_{be}}{r_{\pi}}$$

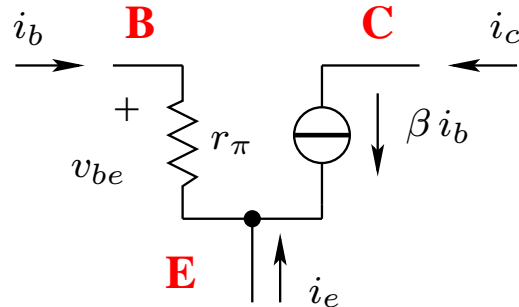
$$i_c = \beta i_b = \beta \frac{v_{be}}{(\beta + 1)r_e} = \frac{\alpha}{r_e} v_{be} = g_m v_{be}$$

ahol a tranzisztor meredeksége

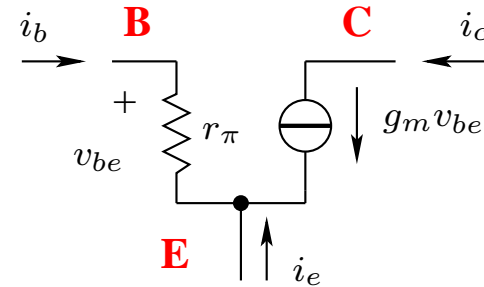
$$g_m = \frac{i_c}{v_{be}} = \frac{\alpha i_e}{v_{be}} = \alpha r_e = -\alpha \frac{I_E}{V_T} \approx -\frac{I_E^{[mA]}}{0,025} \left[\frac{\text{mA}}{\text{V}} \right] @ T = 25^{\circ}\text{C}$$

A tranzisztorok adott munkapontban érvényes, kisjelű modellje

$\pi - \beta$ modell



$\pi - g_m$ modell



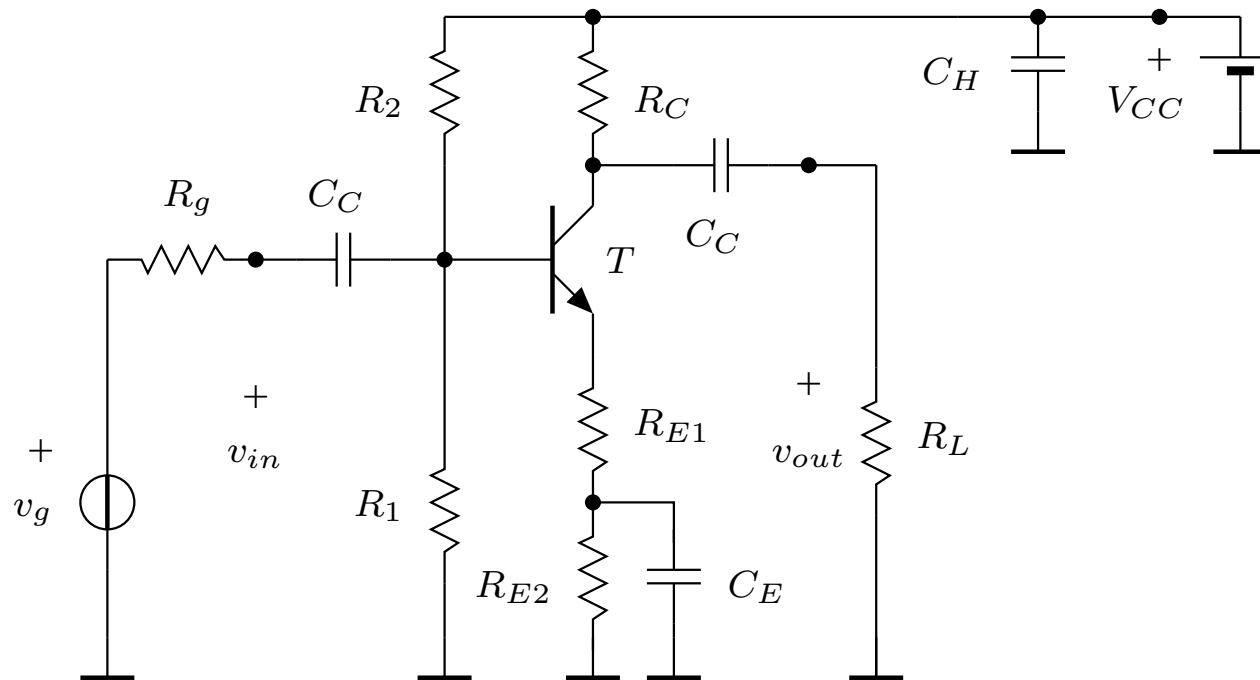
Ahol a munkapontfüggő kisjelű tranzisztorparaméterek értéke

$$r_{\pi} = (\beta + 1) \frac{V_T}{|I_E|} = \frac{25}{|I_E^{[mA]}|} [\Omega] @ T = 25^{\circ}\text{C}$$

$$g_m = \alpha \frac{|I_E|}{V_T} \approx \frac{|I_E^{[mA]}|}{0,025} \left[\frac{\text{mA}}{\text{V}} \right] @ T = 25^{\circ}\text{C}$$

$|I_E|$ bevezetésével a kisjelű modellt **függetlenítettük** a tranzisztor típusától!

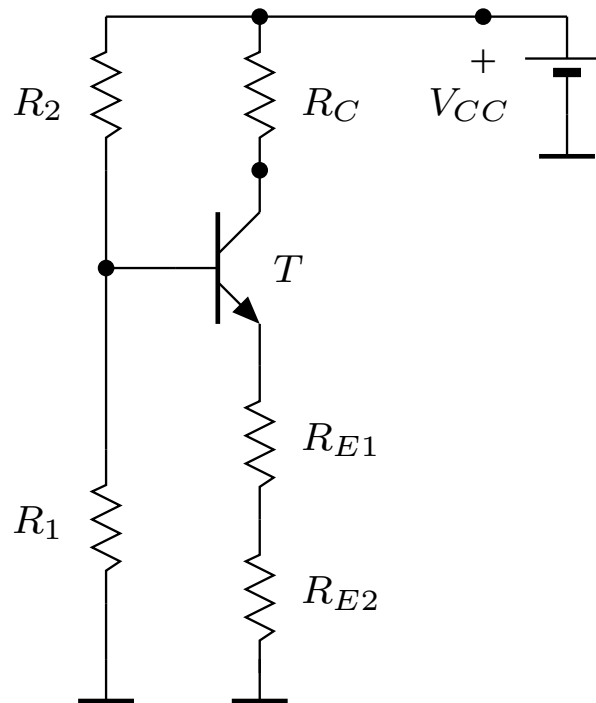
6.2(d) FE TRANZISZTOROS KISJELŐ ERŐSÍTŐ ANALÍZISE



- I. A tranzisztor munkapontjának meghatározása
Nemlineáris, állandósult állapotú DC analízis
- II. A tranzisztor adott munkaponthoz tartozó kisjelű modell paramétereinek meghatározása
- III. A kisjelű modell felrajzolása és a jelúti paraméterek kiszámítása
Állandósult állapotú, lineáris AC analízis

I. A tranzisztor munkapontjának meghatározása

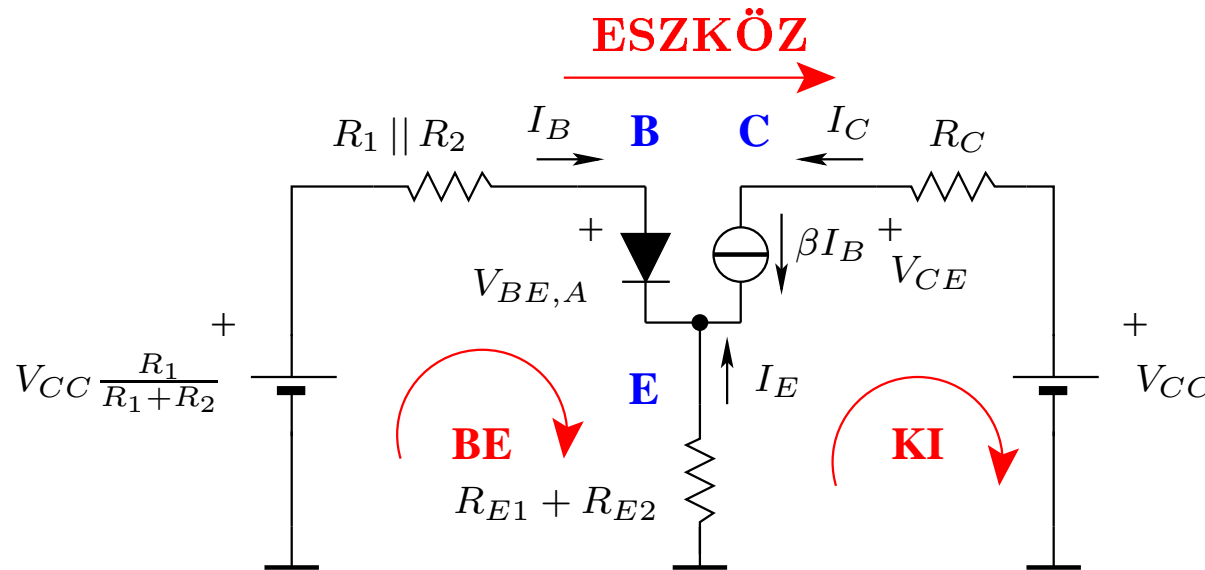
- Nemlineáris, állandósult állapotú DC analízis
- Kondenzátorok szakadással ill. az induktivitások rövidzárral helyettesítendőek



Rossz hír: A BJT munkapontja **érzékeny** a réteghőmérsékletre

A tranzisztort helyettesíteni kell az FE nemlineáris tranzisztor modellel

Az *npn* tranzisztor FE nagyjelű modellje és a Thèvenin tétel alapján



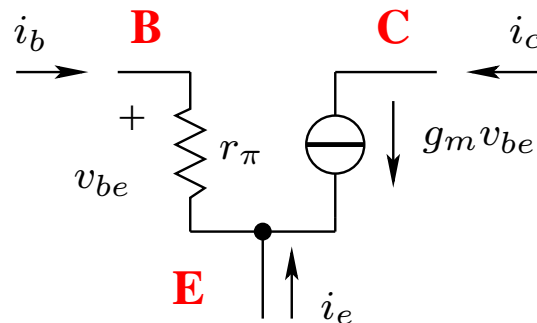
Mindig három egyenlet írható és írható fel

- Hurokegyenlet a bemeneti (bázis) körre
- Hurokegyenlet a kimeneti (kollektor) körre
- Tranzisztorra vonatkozó egyenlet

Ez függ az eszköz típusától és működési tartományától

Ebben az esetben: normál aktív tartományban üzemelő, *npn* tranzisztor

II. A tranzisztor adott munkaponthoz tartozó kisjelű modelljének, és a kisjelű modell paramétereinek meghatározása



A $\pi - g_m$ modell paramétereit a munkaponti emitteráram függvényei

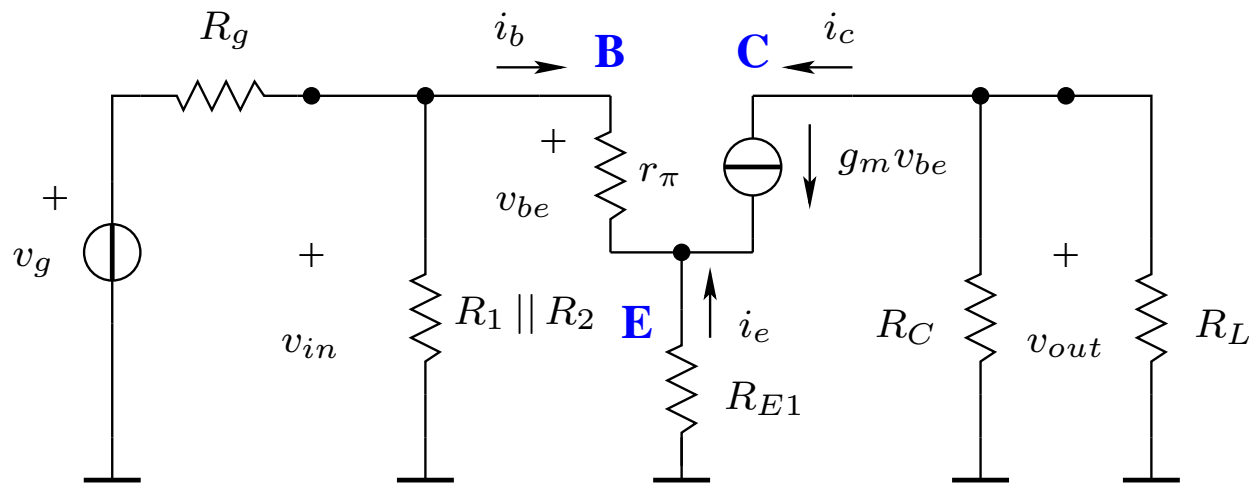
$$r_{\pi} = (\beta + 1) \frac{V_T}{|I_E|} = (\beta + 1) \frac{25}{|I_E^{[mA]}|} \Omega @ T = 25^\circ\text{C}$$

$$g_m = \frac{|I_E^{[mA]}|}{0,025} \left[\frac{\text{mA}}{\text{V}} \right] @ T = 25^\circ\text{C}$$

Ne feledd: A kisjelű modell **független** a tranzisztor típusától

III. A kisjelű modell felrajzolása és a jelúti paraméterek meghatározása

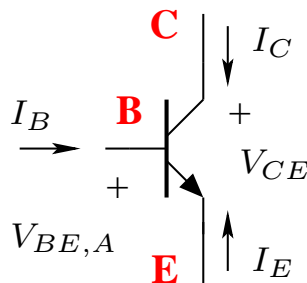
- Lineáris AC analízis
- Hidegítő és csatoló kondenzátorok rövidzárként viselkednek az üzemi frekvencián
- Fojtó tekercsek szakadásként viselkednek az üzemi frekvencián



6.2(e) AZ *npn* FE TRANZISZTOROK MODELLJE

Erősítő üzemmód, azaz normál aktív tartomány:

Feszültség és áram mérőírányok



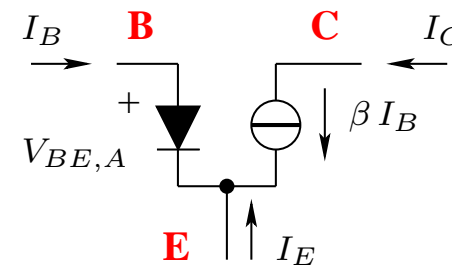
$$I_E < 0$$

$$I_B > 0, I_C > 0$$

$$V_{BE,A} \approx 0,7 \text{ V}$$

$$V_{CE} > 0,5 \text{ V}$$

Nagyjelű modell



$$I_E + I_B + I_C = 0$$

$$I_C = \beta I_B \text{ és } V_{BE,A} \approx 0,7 \text{ V}$$

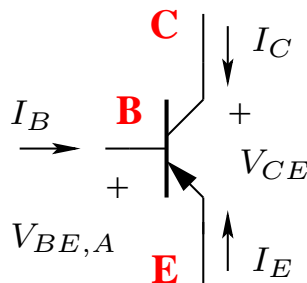
β a földelt emitteres áramerősítési tényező

- Ahol:**
- Erősítőkben a tranzisztorokat normál aktív üzemmódba kell előfeszíteni
 - Segítség az ellenőrzéshez: Az emitteren lévő nyíl a fizikai áramírányt mutatja

6.2(f) A *pnp* FE TRANZISZTOROK MODELLJE

Erősítő üzemmód, azaz normál aktív tartományban:

Feszültség és áram mérőírányok



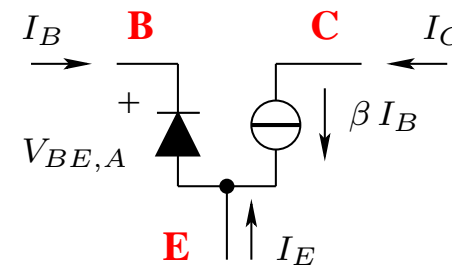
$$I_E > 0$$

$$I_B < 0, I_C < 0$$

$$V_{BE,A} \approx -0,7 \text{ V}$$

$$V_{CE} < -0,5 \text{ V}$$

Nagyjelű modell



$$I_E + I_B + I_C = 0$$

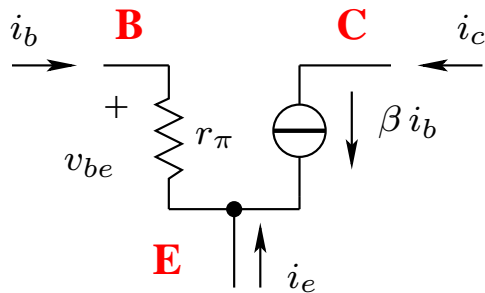
$$I_C = \beta I_B \text{ és } V_{BE,A} \approx -0,7 \text{ V}$$

β a földelt emitteres áramerősítési tényező

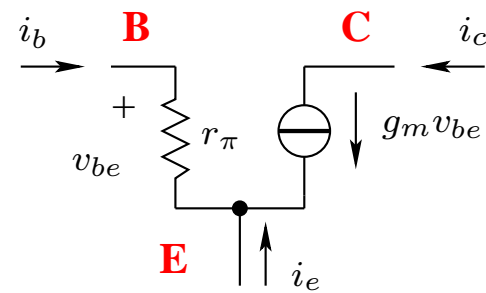
- Ahol:**
- Erősítőkben a tranzisztorokat normál aktív üzemmódba kell előfeszíteni
 - Segítség az ellenőrzéshez: Az emitteren lévő nyíl a fizikai áramírányt mutatja

6.2(g) Mindkét tranzisztorra érvényes kisjelű modellek:

Az $|I_E|$ bevezetésével a *npn/pnp* tranzisztorok kisjelű modelljei megegyeznek



Áramvezérelt áramgenerátor



Feszültségvezérelt áramgenerátor

$$r_e = \frac{V_T}{|I_E|} \quad \text{ahol} \quad V_T = 25 \text{ mV}$$

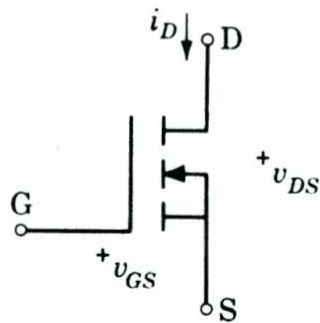
$$r_\pi = (\beta + 1)r_e$$

$$g_m = \frac{\alpha}{r_e} = \alpha \frac{|I_E|}{V_T} \approx \frac{|I_E|}{V_T}$$

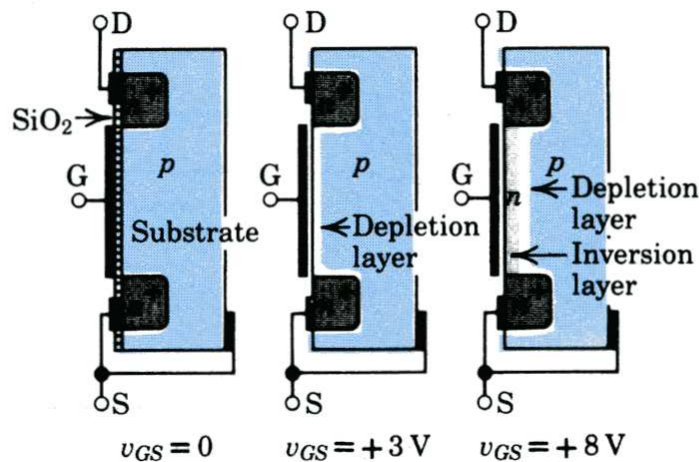
6.3 A MOSFET TRANZISZTOROK

Növekményes (E) módú, n-csatornás MOSFET tranzisztor

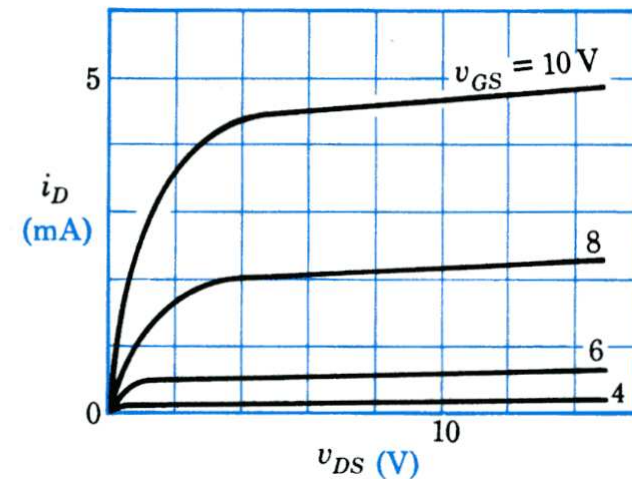
Áramköri
szimbólum



MOSFET keresztmetszete
Töltéshordozók eloszlása
alacsony v_{GS} mellett



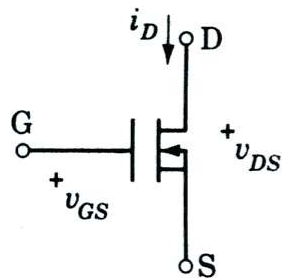
Kimeneti karakterisztika



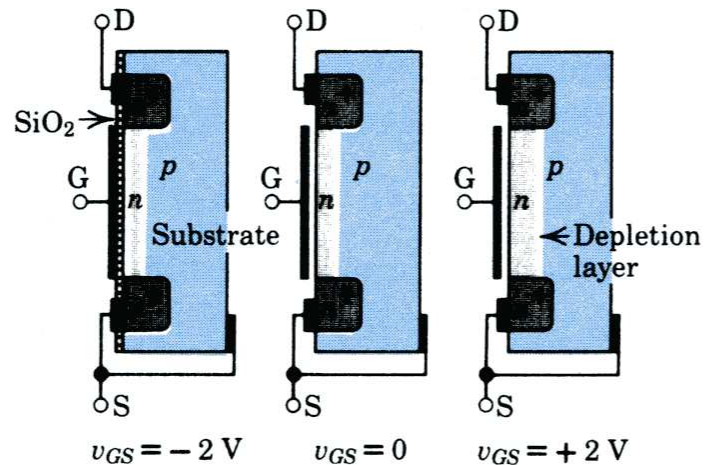
Vedd észre: A kimeneti karakterisztika függ v_{DS} -től (\sim lineárisan)

Kiürítéses/növekményes (DE) módú, n-csatornás MOSFET tranzisztor

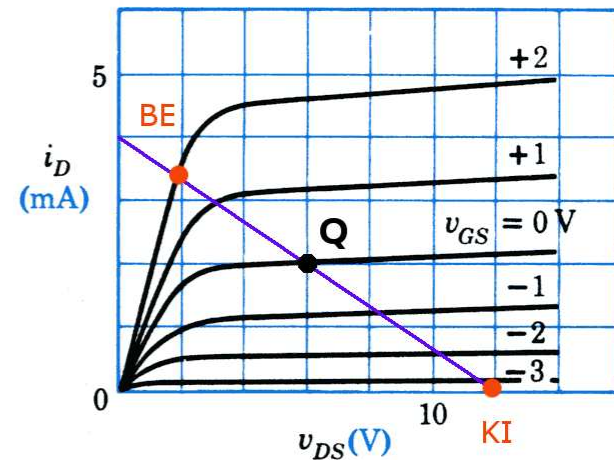
Szimbólum



MOSFET keresztmetszete



Kimeneti karakterisztika

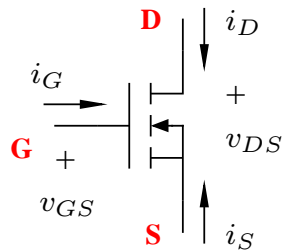


- Üzem módok:
- **Q**: **Telítéses üzemmód, itt használható erősítésre**
 - **BE** és **KI**: Kapcsoló üzemmód
 - $v_{DS} \sim 0$ V: Rezisztív tartomány (vezérelhető ellenállás)

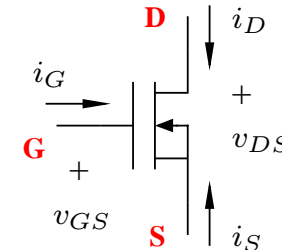
Vedd észre: A kimeneti karakterisztika függ v_{DS} -től (\sim lineárisan)

n -csatornás MOSFET-ek szimbólumai

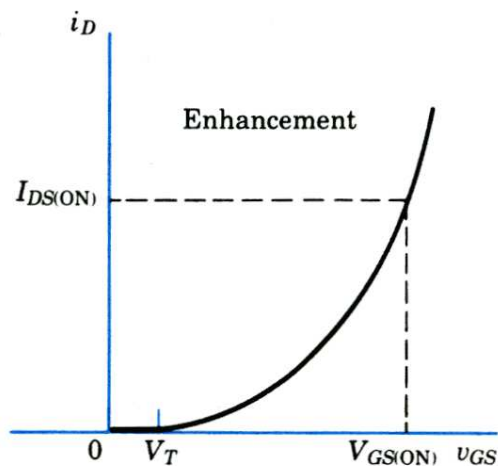
Növekményes (E) MOSFET



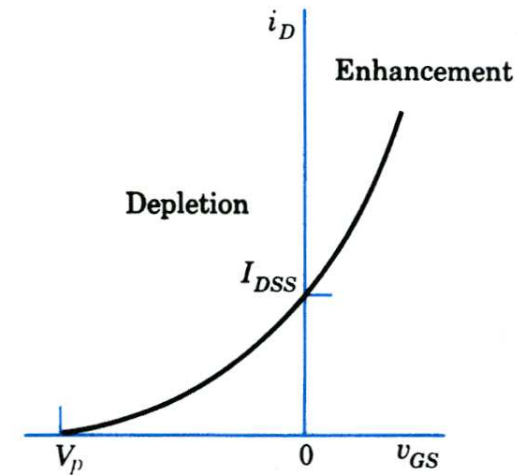
Kiürítéses (DE) MOSFET



n -csatornás MOSFET-ek transzfer karakterisztikái



ahol V_T a küszöbfeszültség



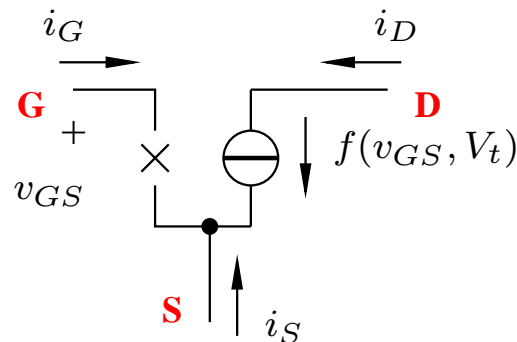
ahol V_p az elzáródási feszültség

6.3(a) A MOSFET TRANZISZTOROK NAGYJELŰ MODELLJE

A MOSFET erősít, ha a telítéses tartományba van előfeszítve, amelynek feltétele

$$v_{DS} \geq v_{GS} - V_t$$

A nagyjelű modell:



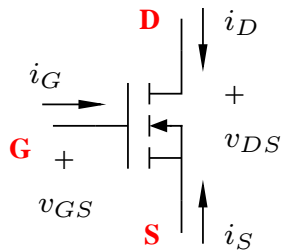
Transzfer karakterisztika: $i_D = K(v_{GS} - V_t)^2$ és $i_S = -i_D$

Bemenetre vonatkozó egyenlet: $i_G = 0 \quad \forall \quad v_{GS}$ -re

azaz a MOSFET tranzisztorok **vezérléséhez nem kell teljesítmény** (se erősítő, se kapcsoló üzemmódban!!!)

A nagyjelű modellek gyakorlatban használt egyenletei (*n*-csatornás MOSFET)

Növekményes (E) MOSFET



$$V_t = V_T > 0$$

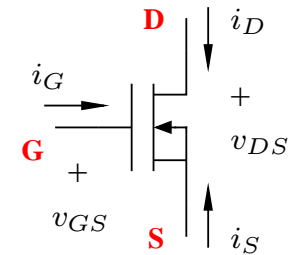
$$i_D = K (v_{GS} - V_T)^2 \text{ és } i_S = -i_D$$

$$i_G = 0$$

A telítés feltétele:

$$v_{DS} \geq v_{GS} - V_T$$

Kiürítéses (DE) MOSFET



$$V_t = V_p < 0$$

$$i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_p} \right)^2 \text{ és } i_S = -i_D$$

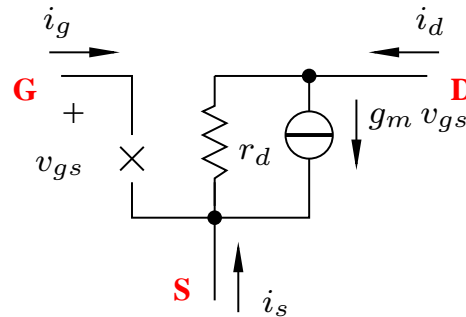
$$i_G = 0$$

A telítés feltétele:

$$v_{DS} \geq v_{GS} - V_p$$

6.3(b) E és DE MOSFET TRANZISZTOROK KISJELŰ MODELLJE

Vedd észre, a MOSFET egy feszültségvezérelt áramgenerátorral modellezhető



ahol ● MOSFET kimeneti csatorna ellenállása: $n \times 1 \text{ k}\Omega \leq r_d \leq n \times 10 \text{ k}\Omega$

● meredeksége: $g_m = \frac{di_D}{dv_{GS}} \big|_{V_{GS}}$

Növekményes (E) MOSFET

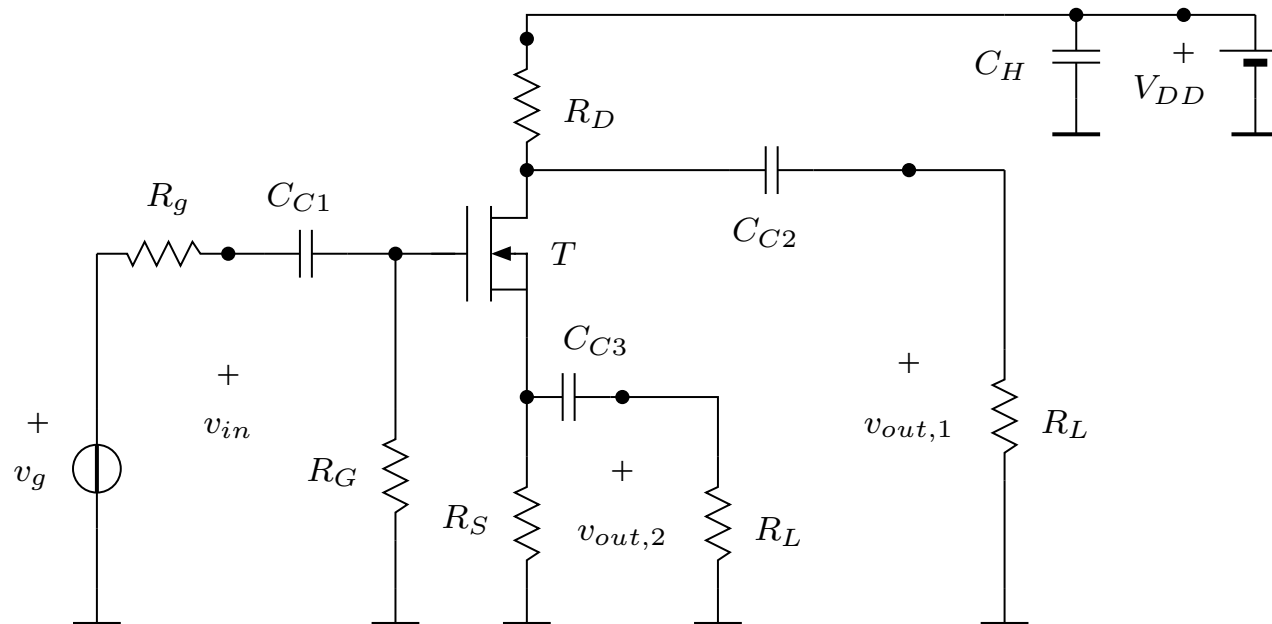
$$g_m^E = 2K (V_{GS} - V_T)$$

Kiürítéses (DE) MOSFET

$$g_m^{DE} = -\frac{2I_{DSS}}{V_p} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)$$

MOSFET jellemzők: $i_G = 0$, de g_m nagyon kicsi \Rightarrow kis erősítés!!!

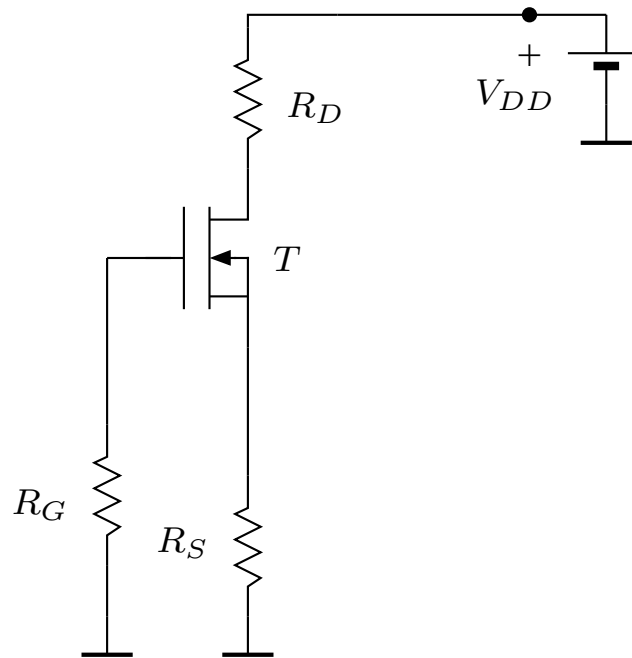
6.3(c) MOSFET KISJELŐ ERŐSÍTŐ ANALÍZISE



- I. Az n -csatornás kiürítéses MOSFET munkapontjának meghatározása
Nemlineáris, állandósult állapotú DC analízis
- II. A MOSFET adott munkaponthoz tartozó kisjelű modell paramétereinek meghatározása
- III. A kisjelű modell felrajzolása és a jelúti paraméterek kiszámítása
Állandósult állapotú, lineáris AC analízis

I. A MOSFET munkapontjának meghatározása

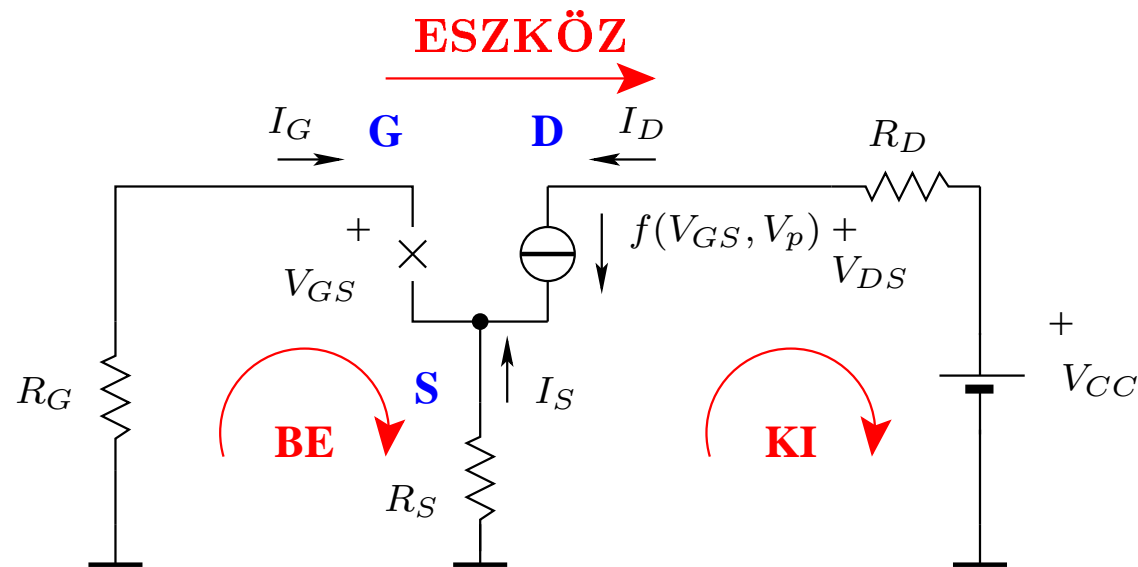
- Nemlineáris, állandósult állapotú DC analízis
- Kondenzátorok szakadással ill. az induktivitások rövidzárral helyettesítendőők



Jó hír: A MOSFET munkapontja **nem érzékeny** a hőmérséklet változására

MOSFET-et helyettesíteni kell a nemlineáris nagyjelű modellel

Az előző ábrát a MOSFET eszközök nagyjelű modellje alapján átrajzolva kapjuk



Mindig három egyenlet írható és írandó fel

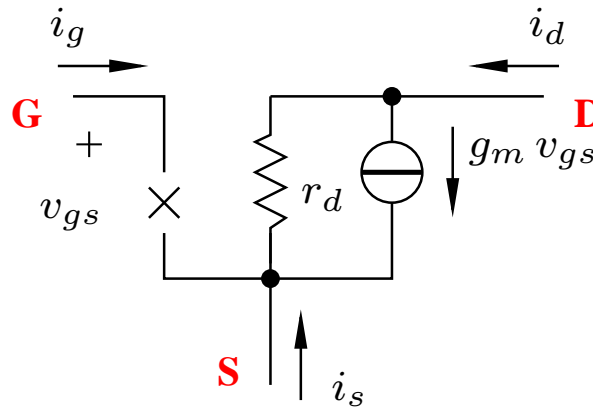
- Hurokegyenlet a bemeneti (gate) körre
- Hurokegyenlet a kimeneti (drain) körre
- MOSFET eszközre vonatkozó egyenlet

Ez függ az eszköz típusától és működési tartományától

Ebben az esetben: Telítéses tartományban üzemelő, n -csatornás kiürítéses MOSFET

A négyzetes transzfer karakterisztika miatt két megoldás adódik: **(1) $V_p < V_{GS}$, a keresett megoldás** és **(2) $V_{GS} < V_p$, nem fizikai, hanem csak matematikai megoldás**

II. A MOSFET adott munkaponthoz tartozó kisjelű modelljének, és a kisjelű modell paramétereinek meghatározása



Az n -csatornás kiürítéses (DE) MOSFET kisjelű modellje a munkaponti gate-source feszültség függvénye

$$g_m^{DE} = -\frac{2I_{DSS}}{V_p} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)$$

Az r_d kimeneti csatorna ellenállás a katalógusból keresendő ki

A MOSFET paraméterek **függetlenek** a hőmérséklettől

III. A kisjelű modell felrajzolása és a jelúti paraméterek meghatározása

- Lineáris AC analízis
- Hídegítő és csatoló kondenzátorok rövidzárként viselkednek az üzemi frekvencián
- Fojtó tekercsek szakadásként viselkednek az üzemi frekvencián

