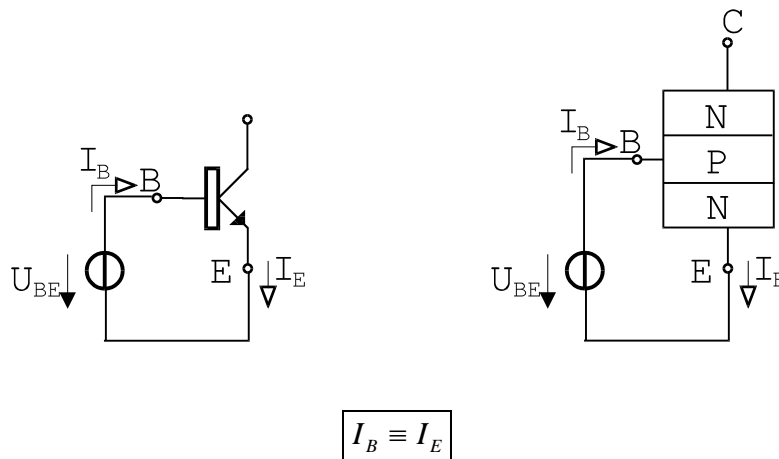


## MUNKAPONTBEÁLLÍTÁS

Reméljük, a „Kivezérelhetőség” anyag részben sikerült meggyőznünk az Olvasót a munkapontbeállítás szükségességéről. A korábban leírtakhoz csak annyit teszünk hozzá, hogy a kivezérelhetőség biztosításán túl más szempontok is szerepet játszanak a munkapont megválasztásában (erősítés, be- és kimeneti impedancia, frekvenciafüggés, stb.). Lényegében a munkapontbeállítás annyit tesz, hogy az eszközök karakteristikáján origót választunk a jel számára.

### A TRANZISZTOR MODELLJE

Kicsivel többet kell tudnunk a tranzisztorról, mint ami elegendő volt az előző anyag részek tárgyalásához. Képzeljünk magunk elé egy NPN tranzisztort! Először csak a B-E átmenetet fogjuk vizsgálni, a tranzistor kollektorát (természetellenesen) hagyjuk lógni a levegőben.



**I. ábra** Szemléltető rajz a tranzistor működésének jobb megértéséhez.

Ez így nem is tranzistor, hanem dióda! A kollektor-bázis N-P átmeneten nem folyhat áram, akkor meg teljesen mindegy, hogy az N szennyezésű kollektor ott van-e vagy sem.

A dióda leírása egyszerű ügy. A P-N átmeneten az áram és feszültség kapcsolata (a másodlagos hatások elhanyagolásával) az

$$I_E = I_S \left\{ \exp\left(\frac{U_{BE}}{U_T}\right) - 1 \right\}$$

kifejezéssel írható le.

A „-I” tag a fenti képletben a matematikus érzületűek kedvéért jelenik meg.  $U_{BE} = 0V$  esetén  $\exp(0)=1$ , és  $I_S$  tipikus értéke  $10^{-13}$  A. Mérnöki szempontból a „-I” tag elhanyagolhatóan kicsi ( $I_S$  tipikus értéke A), és felesleges bosszúságok forrása. A továbbiakban elhanyagoljuk, tehát a következő közelítést fogjuk használni:

$$I_E = I_S \exp\left(\frac{U_{BE}}{U_T}\right)$$

vagy  $U_{BE}$  -re átrendezve:

$$U_{BE} = U_T \ln\left(\frac{I_E}{I_S}\right)$$

Fontos tudni, hogy a fenti összefüggések az  $U_{BE}$  és  $I_E$  mennyiségek között fizikailag is mindkét irányban érvényesek. Az 1. ábrán feszültséggenerátorral hajtottuk meg a P-N átmenetet, és az eszközön kialakul az ehhez tartozó megfelelő áramérték. Fordítva is működik a dolog, ha áramgenerátorral I nagyságú áramot kényszerítünk a P-N átmeneten, akkor a kapcsok között a fenti képletnek megfelelő feszültség jön létre.

Bár nem valószínű, hogy valakinek újdonságot jelentettek a bekeretezett összefüggések, emlékeztetőül ideírjuk:

$U_T$ : *Termikus potenciál*. Ne keverjük össze az  $U_T$  telepfeszültséggel!

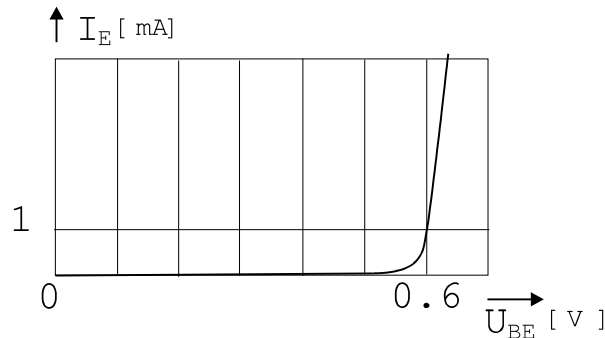
$$U_T = \frac{k \cdot T}{q} \approx 26 \text{ mV (szobahőmérsékleten). „k” a Boltzman-állandó, „q” az}$$

elektron töltése. A „T” hőmérsékletet Kelvin fokban kell mérni. Ezt azért jó tudni, mert ennek alapján lehet következtetni  $U_T$  ingadozására adott hőmérsékleti tartományban. (Pl.: a 20 °C...40 °C tartományban  $U_T$  mindössze 1,8 mV-ot, azaz 7 %-ot változik.)

$I_S$ : *Szaturációs áram*. Függ a technológiától, a hőmérséklettől, és nagyon fontos tudni, hogy egyenesen arányos a B-E felület nagyságával. Tipikus értéke kisteljesítményű szilíciumtranzistoroknál  $10^{-13}$  A.

Külön kiemeljük, hogy  $U_T$  feszültség sehol nem mérhető a tranzisztoron, és az  $I_S$  áram sem folyik sehol sem rajta. E két mennyiség pusztán paraméter a tranzisztort leíró kifejezésekben. (Lehetne a jelölésük akár a és b is, de akkor nehéz lenne a paraméterek dimenzióját megjegyezni.)

Az  $I_E - U_{BE}$  karakterisztika igen meredeken változik. A jel feldolgozása szempontjából fontos ún. kijelű paraméterek a munkaponti emitteráramtól függnek elsősorban, tehát ennek értékét kell pontosan beállítanunk. A gondot az okozza, hogy ha kismértékben elvjtjük a munkaponti B-E feszültséget, akkor emiatt jelentős mértékben eltérő emitteráram fog kialakulni.



**2. ábra** Szilícium alapú P-N átmenet karakterisztikája  $I_S = 10^{-13}$  A,  $U_T = 26$  mV paraméterekkel. Mindkét tengelyen lineáris skálával

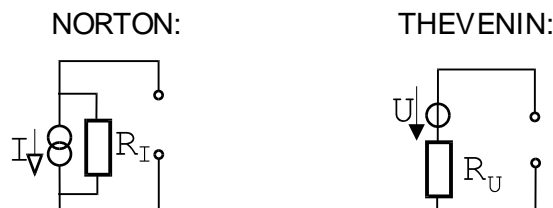
Táblázatosan:

$I_E$ (mA)	0.1	1	10	100
$U_{BE}$ (V)	0.539	0.599	0.659	0.718

Figyeljük meg: a B-E feszültség 60mV-tal való megnövelése esetén az áram mindig 10-szeresére nő!!

Ugyancsak fontos szemléletbeli kérdés, hogy az egyedi tranzisztorok paraméterei azonos típuson belül is szórnak a gyártási technológia pontatlanságainak következtében, és nem szabad áramkört úgy tervezni, hogy a méretezést egyetlen tranzisztor-példány mért paramétereire alapozzuk, mert sorozatgyártás így elképzelhetetlen, és a meghibásodott elem cseréje is nehézkes lesz. A kapcsolásnak működnie kell (legalább az adott típuson belül) bármely tranzisztor-példánnyal.

Kézenfekvő a megoldás: ha úgyis az emitteráram pontossága fontos nekünk, akkor hajtsuk meg áramgenerátorral a B-E átmenetet! Az ötlet jó, de gyakorlati kivitelezése nehézségekbe ütközik. A gyakorlatban használt energiaforrások (telep, hálózati tápegység) feszültséggenerátor jellegűek. Nem ideális áramgenerátort azonban jól lehet pótolni véges belső ellenállású feszültséggenerátorral, gondoljunk csak a Norton és Thevenin helyettesítő képekre. Számoljuk ki az összefüggést a két kapcsolás jellemzői között.



**3. ábra** Helyettesítőkép transzformáció.

Mivel ezek a hálózatok lineárisak, elegendő két esetet, a szakadást, és a rövidzárt vizsgálni. Ha mindkét esetben a két hálózat kapcsain mért feszültség és áram megegyezik, a két kapcsolás ekvivalens.

Szakadás esetén :

$$U_m = R_I \cdot I \qquad U_m = U$$

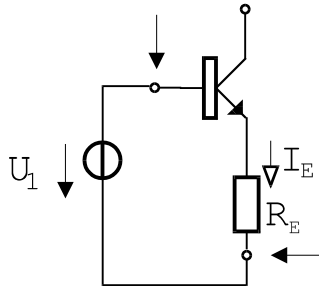
Rövidzár esetén :

$$I_m = I \qquad R_U = \frac{U}{I_m} = \frac{R_I \cdot I}{I}$$

Tehát:

$$\boxed{U = R_I \cdot I \quad R_U = R_I}$$

A fentiek alapján soros ellenállást iktatunk az I. ábrán látható áramkörbe.



**4. ábra** Az emitteráram beállítása áramgenerátor-jellegű meghajtással.  
(A nyílakról később lesz szó.)

Előrelátóan felcseréltük a feszültséggenerátor és a soros ellenállás pozícióját. Ennek most még nincs semmi jelentősége, de amikor majd működésbe hozzuk a tranzistor C-B átmenetét is, akkor a bázisáram jelentősen meg fog változni, és a bázissal sorba kötött ellenálláson eső feszültség is megváltozna, kezdhetnénk előlről az egészet.

Határozzuk meg az összefüggést a 4. ábra elemei és az emitteráram között!

$$\text{Hurokegyenlet: } U_1 - I_E \cdot R_E - U_{BE} = 0, \text{ átrendezve } I_E = \frac{U_1 - U_T \ln\left(\frac{I_E}{I_S}\right)}{R_S}$$

Ez bizony transzcendens egyenlet, nem hozható explicit alakra. A számítógépek korszakában persze nem lehet gond az egyenlet megoldása, de ezt a lehetőséget most két okból elvetjük:

1. A probléma kézi megoldására léteznek gyors és egyszerű módszerek.
2. A pontos számításhoz nem ismerjük  $I_S$  és  $U_T$  pontos értékét, ráadásul még a hőmérséklettől is függnék, tehát olyan kapcsolásokat kell kreálnunk, amelyek bizonyos mértékben érzéketlenek a paramétereik szórására.

Az emitteráram meghatározására közelítő megoldást alkalmazunk. A 2. ábra alapján megbecsüljük az  $U_{BE}$  értéket. Kis áramok esetén ( $\approx 1 \text{ mA}$ ) ez kb.  $0.6 \text{ V}$ , nagyobb áramoknál egy-két tized voltal nagyobb. Mondjuk, ha  $\text{mA}$  nagyságrendű emitteráramot akarunk beállítani, akkor az

$$U_{BE0} = U_T \ln\left(\frac{I_E}{I_S}\right) = 0.6 \text{ V}$$

becslés jó lesz. A becslés felhasználásával már igen könnyen számítható a (becsült) emitteráram:

$$I_{E0} = \frac{U_1 - U_{BE0}}{R_E}$$

A becslés pontossága két dologtól függ: milyen pontosan találtuk el  $U_{BE0}$  értékét, és mennyire befolyásolja a találat pontossága az eredményt. Ez utóbbi a fontosabb tényező, úgy célszerű az elemeket megválasztani, hogy  $U_{BE0}$  tényleges értékétől kevésbé függjön az emitteráram. A feltétel akkor teljesül, ha  $U_1$  néhányszorosan nagyobb, mint  $U_{BE0}$ .

### Példa:

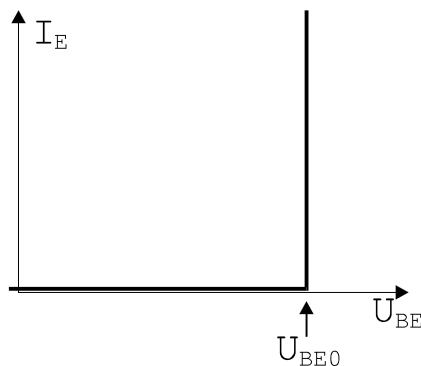
Legyen  $U_1 = 3 \text{ V}$ ,  $R_E = 2 \text{ k}\Omega$ ,  $U_{BE0} = 0.6 \text{ V}$ .

Ezekkel az értékekkel:

$$I_E = \frac{3 - 0.6}{2} \left[ \frac{\text{V}}{\text{k}\Omega} \right] = 1.2 \text{ mA}$$

Ha az  $U_{BE0}$  becsült értéke hibás, és a tényleges érték  $0.7 \text{ V}$ , akkor a helyes eredmény  $1.15 \text{ mA}$ . Mindössze  $4\%$ -ot tévedtünk tehát. Ekkora hiba általában megengedhető, már csak azért is, mert az alkalmazott ellenállások tipikusan  $\pm 5\%$  tűrésűek, (legtöbbször) értelmetlen is volna a fentinel nagyobb számítási pontosságra törekedni.

Tehát a jövőben (kizárólag a munkapont meghatározásához) igen durva közelítő modellt használunk a tranzisztor B-E átmenetének leírására, a 2. ábrán megrajzolt (viszonylag) pontos görbe helyett az alábbi diagramot alkalmazzuk:



**5. ábra** A tranzisztor B-E átmenetének közelítő karakterisztikája munkapont-meghatározáshoz.

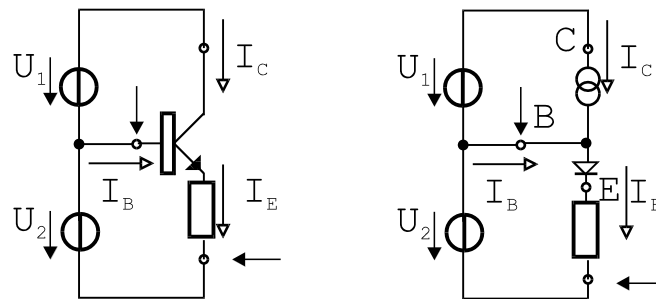
Az ábrán „ $U_{BE0}$ ”-al jelölt mennyiséget nyitófeszültségnek nevezzük, és a számításokhoz értékét becsléssel állapítjuk meg.

Tovább építjük a tranzistor-modellt.

Helyezzük üzembe a kollektor-bázis P-N átmenetet is! Erre az átmenetre záróirányú feszültséget kell adni ahhoz, hogy a tranzistor normál aktív tartományban működjön. Kössük a kollektort jó nagy pozitív feszültségre!

A záróirányú feszültség hatására megindul az áram a C-B átmeneten. Az áram nagysága (első közelítésben) független az  $U_{CB}$  feszültségtől.  $I_C$  csak a B-E átmenet áramától függ, vezérelt áramgenerátorral modellezhető.

NAGYON FONTOS, hogy a 4. és 6. ábrán nyíllal megjelölt karikák között a feszültség nem változik meg attól, hogy a C-B átmeneten áram folyik. Ennek megfelelően az emitteráram is változatlan. Csak a bázisáram változik, annyival lesz kisebb, amennyi áramot a B-E átmenet áramából (= emitteráram) a C-B átmenet elvisz (= kollektoráram).



**6. ábra**

eredeti kapcsolás

ugyanaz, a tranzistor helyettesítőképével rajzolva

A valóságban a kollektoráram nemlineáris kapcsolatban van az emitterárammal. A gyakorlat számára jó közelítés, ha lineáris kapcsolatot tételezünk fel:

$$I_C = A \cdot I_E$$

ahol  $A$  a (földelt bázisú) nagyjelű áramerősítési tényező. Értéke 1-hez közeli, de mindenképpen kisebb 1-nél.

Sajnos, az  $I_C = A \cdot I_E$  összefüggés nem fejez ki egy fizikai tény: az  $I_E$  és  $I_C$  mennyiségek között ok-okozati kapcsolat van. Az emitteráramot rá lehet kényszeríteni a tranzistorra, és az ehhez tartozó kollektoráram nagysága automatikusan kialakul az eszközön. Fordítva ez nem megy.

Sokszor kényelmesebb a bázis és kollektoráram arányával jellemezni a tranzisztort, ez esetben:

$$I_C = B \cdot I_B$$

ahol  $B$  a (földelt emitteres) nagyjelű áramerősítési tényező, értéke 1-nél sokkal nagyobb (több száz is lehet).

Itt is ok-okozati kapcsolat van a mennyiségek között. A bázisáramot rá lehet kényszeríteni a tranzistorra, és az ehhez tartozó kollektoráram nagysága automatikusan kialakul az eszközön, fordítva nem.

Kézenfekvő, hogy az A és B paraméterek között kapcsolat van. Az átszámításhoz az

$$I_B + I_C = I_E$$

csomóponti egyenlet felhasználásával

$$\boxed{A = \frac{B}{1+B}} \quad \text{és} \quad \boxed{B = \frac{A}{1-A}}$$

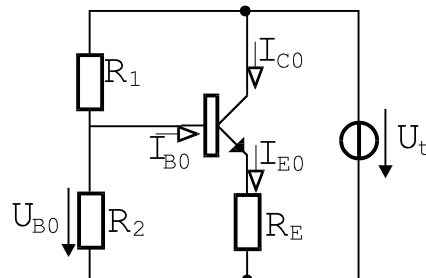
összeüggéseket kapunk.

Ismétlően felhívjuk a figyelmet arra, hogy a C-B átmenet üzembe helyezése nem befolyásolja a viszonyokat a B-E átmenet tájékán. A 4. és 6. ábrán nyilakkal megjelölt karikák között a feszültség nem változott meg attól, hogy záróirányú feszültséget adtunk a tranzistor C-B átmenetére, tehát nem változik meg a B-E átmeneten (a tranzistor belső P-N átmenetén) folyó áram sem.

Kívülről, a tranzistor elektródáinál mérve persze másként fest a dolog. A bázis-emitter P-N átmenet árama az emitter-elektrodán mérhető, de a bázis-elektrodán már nem, mert a záróirányban előfeszített C-B átmenet miatt a bázis-emitter P-N átmenet árama megoszlik, kisebbik része a bázis-elektrodán keresztül, nagyobbik k része a kollektor-elektrodán keresztül hagyja el a tranzisztort.

## BÁZISOSZTÓ

Nem mindig áll rendelkezésre két tápfeszültség, megoldható a munkapontbeállítás egytápfeszültségű rendszerben is. A 6. ábrán az  $U_1$  és  $U_2$  feszültséggenerátor sorosan kapcsolódik, feszültségük összeadódik: helyettesítsük a két soros generátort egyetlen generátorral! Az eredeti generátorok közös pontja, ami a bázisra volt kötve, ezzel megszűnik: a munkaponti bázisfeszültséget állítsuk elő ellenállásosztóval!



**8. ábra** Munkaponti bázisfeszültség előállítás bázisosztóval.

Ha az  $I_{B0}$  munkaponti bázisáram elhanyagolhatóan kicsi, akkor az  $I_{E0}$  munkaponti emitteráram egyszerűen számítható:

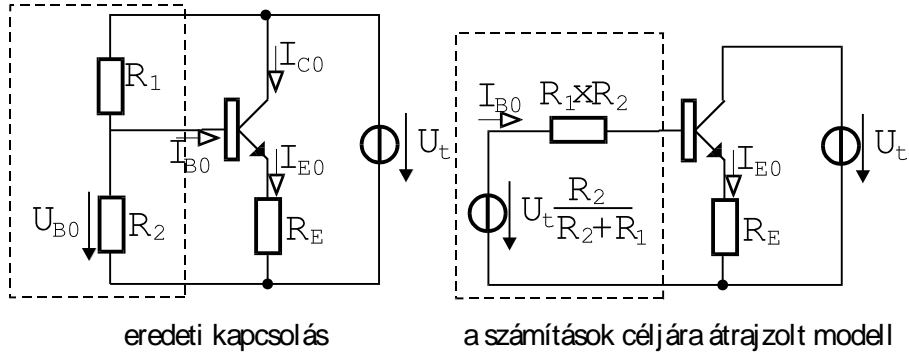
$$U_{B0} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_t \quad I_{E0} = \frac{U_{B0} - U_{BE0}}{R_E}$$

behelyettesítés után:

$$I_{E0} = \frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2} U_t - U_{BE0}}{R_E} \quad (*)$$

Számítsuk ki most az emitteráramot úgy, hogy nem hanyagoljuk el a bázisáram hatását az ellenállásosztóra!

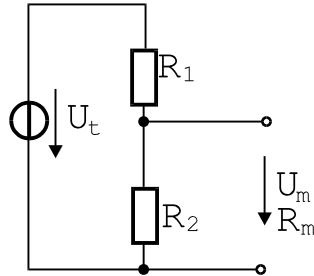
Első ránézésre a feladat nem is könnyű. A bázisáram miatt megváltozik az áram az  $R_1$  és  $R_2$  ellenállásokon. Néhány hurok- és csomóponti egyenlettel persze legyűrhetjük a problémát, de most egyszerűbb megoldást ajánlunk.



**9. ábra** A 8. ábrán látható kapcsolás a számítások céljára átrajzolt báziskörrel.

A 9. ábrán a munkaponti bázisfeszültséget beállító  $U_t$ ,  $R_1$  és  $R_2$  elemeket a Thevenin helyettesítőképpel rajzoltuk meg.

Helyettesítőkép levezetés



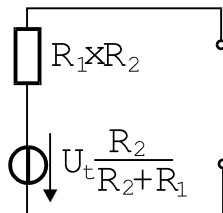
Szakadás esetén:

$$U_m = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_t$$

Ha a generátort egy szakadással helyettesítjük ( $U_t = 0$ ):

$$R_m = R_1 \times R_2$$

ezért a helyettesítőkép:





A báziskörre felírható hurokegyenlet:

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} U_t = I_{B0} (R_1 \times R_2) + U_{BE0} + I_{E0} R_E$$

A tranzisztort az 5. ábra szerinti karakterisztikával modellezzük ( $U_{BE0}$  ismertnek tekinthető fel), tehát a fenti összefüggés két ismeretlent tartalmaz:  $I_{E0}$  és  $I_{B0}$ . A kettő közötti kapcsolat ismert, mivel  $I_{E0}$  értéket keressük,

$I_{B0}$ -t fogjuk helyettesíteni:

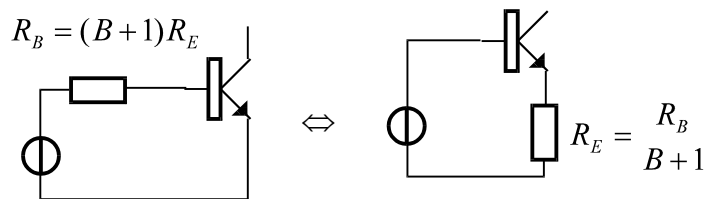
$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} U_t = \frac{I_{E0}}{B+1} (R_1 \times R_2) + U_{BE0} + I_{E0} R_E$$

Explicit alakban:

$$I_{E0} = \frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2} U_t - U_{BE0}}{\frac{R_1 \times R_2}{B+1} + R_E} \quad (**)$$

A végeredményként kapott formulát nem kötelező megjegyezni, bár nagyon egyszerű. A számlálóban az  $(R_1 \times R_2)$  és  $R_E$  ellenállásokon eső feszültség van, a nevezőben pedig a két ellenállás (súlyozott) összege. Az  $\frac{1}{B+1}$  súlyozó tényező az Ohm-törvényen alapuló összefüggésben azt fejezi ki, hogy az  $(R_1 \times R_2)$  ellenálláson  $(B+1)$ -szeresen kisebb áram folyik, mint a mellette szereplő  $R_E$  ellenálláson.

Számítástechnikai szempontból a munkaponti emitteráramra kapott eredményt azt fejezi ki, hogy a bázissal sorosan kapcsolt ellenállás  $\frac{1}{B+1}$  súlyozó tényezővel transzformálható az emitter-körbe. (Reciprok súlyozó tényezővel a transzformáció az ellenkező irányban is használható.) Bizonyos megszorítással a transzformáció a fizikai valóságban is alkalmazható (pl.: a 9. ábrán az  $R$  ellenállás helyett  $(B+1)R_E$  ellenállás kapcsolható sorosan a bázissal).



A transzformáció kiaknázását a kapcsolástechnikában azért nem ajánljuk, mert a tranzisztorok  $B$  paramétere (azonos típus esetén is) az egyes példányoknál nagy szórást (50%) mutat,  $B$  értékére tehát nem lehet alapozni a tervezésnél.

A kitérő alapján leszögezhetjük azt a méretezési elvet is, hogy a bázisosztó ellenállásai legyenek lehetőleg kicsik, pontosabban az  $\frac{R_1 \times R_2}{B+1}$  tag legyen elhanyagolhatóan kicsi  $R_E$  mellett, hiszen (\*) és (\*\*) ebben tér el.

## MÉRETEZÉS

A gyakorlatban a kérdés úgy merül fel, hogy adott feladathoz be kell állítanunk egy tranzistor munkaponti áramát. (Az esetek többségében azt is a tervező maga dönti el, mekkora legyen ez az áram.)

Kiválasztjuk a kapcsolási elrendezést, legyen ez most a 8.(9.) ábra szerinti! (Lehetséges más megoldás is.) A tápfeszültség általában adott, alkalmazkodni kell a berendezés egyéb áramköreihez használt tápfeszültség értékhez. Tehát a kiindulási paraméterek (példaképpen):

$$U_T = 15V \quad I_{E0} = 1mA$$

Fel kell venni a névleges munkaponti bázisfeszültség értékét. Ez (különleges esetektől eltekintve) hasra ütéssel történik.

Az Olvasó korábbi tanulmányai során valószínűleg ahhoz szokott, hogy minden paraméter valamilyen méretezési formula felhasználásával egzakt módon számítható: vagy azért, mert a kiindulási feltételek teljesen határozottá teszik az egyenleteket, vagy azért, mert létezik optimális megoldás.

Az élet bonyolultabb. Meg tudná-e valaki mondani, mekkora egy családi ház optimális alapterülete? Aligha. Az élet dolgaiban jártas ember annyit mindenesetre ért a dologhoz, hogy tudja: 20m<sup>2</sup> túlságosan kicsi, 500m<sup>2</sup> pedig irreálisan nagy. Mekkora legyen mégis az alapterület? Hát 100-150-200m<sup>2</sup>, attól függően, hogy mekkora a telek, hány tagú a család, és mennyi pénzt tud szánni az építkezésre.

Hasonló jellegű problémákkal találkozik az áramkörtervező mindennapi munkája során. A tervezés egyik (nem egyetlen, de nagyon fontos) eszköze a mérnöki has, a gyakorlott és széles látókörű mérnök bátran és körültekintően a hasra ütés több évezredes módszerével választja meg a szabad paramétereket.

A hasra ütést tanulni és gyakorolni kell. Kezdők gyakran melléütnek, és ez az iránytól függően több-kevesebb fájdalommal jár. Ilyenkor szokott előfordulni, hogy a megépített áramkör leköti a paksi atomerőmű két blokkjának együttes kapacitását, és vízűtést kell alkalmazni. Vagy a teljesítményfelvétel elfogadható, de a kivezérelhetőség alig haladja meg az 50mV-ot. Esetleg a kivezérelhetőség is rendben van, de nem szabad az áramkörre rányitni az ablakot, mert a huzat miatt a beállított munkapont percek alatt a 2-3-szorosára nő.

A jó mérnök fejében dolgozó saccolóberendezés igen sok szempontot képes egyidejűleg figyelembe venni. Persze, senki sem tévedhetetlen: a felvett értékek helyességét a méretezés befejeztével számítással és méréssel ellenőrizni kell.

Legyen

$$U_{B0} = 3V$$

Ezzel lényegében rögzítettük  $R_1$  és  $R_2$  arányát. De mennyi legyen  $R_1$  és  $R_2$  értéke? Fel kell venni még egy paramétert. Válasszuk meg a (terheletlen) bázisosztó áramát! Mekkora legyen?

Ne legyen túl nagy, mert értelmetlen lenne feleslegesen nagy áramot fogyasztani a telepből. De legyen elég nagy ahhoz, hogy a tranzistor bázisárama (ami igen bizonytalan értékű, mert  $B$  értéke is bizonytalan) hozzá képest elhanyagolhatóan kicsi legyen, azaz a bázisáram ne változtassa meg lényegesen az osztó által beállított feszültséget.

Ritkán esik meg, hogy egy kisteljesítményű szilíciumtranzistor  $B$ -je mA-es nagyságrendű munkaponti áramnál kisebb, mint 100. Induljunk ki ebből a feltételezésből!

$$I_{B0} = \frac{I_{E0}}{B + 1} \approx 10\mu A$$

A bázisosztó árama legyen ennél egy nagyságrenddel nagyobb:

$$I_R = 10 \cdot I_{B0} = 0.1mA$$

Most már minden paraméter rendelkezésre áll (hoppál valami kimaradt:  $U_{BE0} = 0,6 \text{ V}$ ), gyorsan haladhatunk. A bázisáramot elhanyagoljuk, és a méretezés eredménye:

$$R_2 = \frac{U_{B0}}{I_R} = 30 \text{ k}\Omega \quad R_1 = \frac{U_i - U_{B0}}{I_R} = 120 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = \frac{U_{B0} - U_{BE0}}{I_{E0}} = 2.4 \text{ k}\Omega$$

Becsületes ember most ellenőrzi, hogy mekkora hibát okoztak az elhanyagolások:

$$I_{E0} = \frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2} U_i - U_{BE0}}{\frac{R_1 \times R_2}{B + 1} + R_E} = 0.91 \text{ mA}$$

az eredetileg tervezett 1 mA helyett. Ekkora pontatlanság általában elfogadható, már csak azért is, mert az eredeti értéket is hasra ütéssel vettük fel. Úthettünk volna akkorát is, hogy az eredmény 0,91 mA legyen.

Ha valamilyen okból mégis ragaszkodunk kell az 1 mA-es emitteráram értékhez, akkor az elemek értékét módosítani kell.  $I_{E0}$  kifejezésére pillantva mutatja magát a megoldás: az  $\frac{R_1 \times R_2}{B + 1}$  értéket kell kézben tartanunk. Az elnagyolt számítás során 2,4 K-t kaptunk R-re, s a hibát az okozta, hogy ezt az értéket a  $\frac{R_1 \times R_2}{B + 1} + R_E$  kifejezésnek kell felvennie.  $\frac{R_1 \times R_2}{B + 1} = 0.24 \text{ k}\Omega$ , és a korrigált érték:  $R_E = 2.16 \text{ k}\Omega$ .

Bele kell azonban törődnünk, hogy így sem tökéletes a dolog:  $I_{E0}$  csak akkor lesz pontosan 1 mA értékű, ha  $\beta$  éppen (és  $U_{BE0} = 0,6 \text{ V}$  tényleg) 100, ami elég valószínűtlen. Ha  $I_{E0}$  értékét nagyon pontosan be akarjuk tartani, akkor vagy más (ebből a szempontból előnyösebb) kapcsolási elrendezést választunk, vagy a legvégső esetben potenciométert (változtatható értékű ellenállást) tervezünk valamelyik ellenállás helyére, és a névleges  $I_{E0}$  értéket az áramkör bemérése során beállítjuk.

A legjobb megoldás az, ha olyan rendszert tervezünk, amely nem érzékeny a munkaponti áramok pontosságára. Ennek szellemében anyagunk további részében a közelítő módszerrel számított  $R_E = 2.4 \text{ K}$  értékkel fogunk dolgozni.

## RELATÍV ÉRZÉKENYSÉG

Még egy ilyen egyszerű kapcsolásban is, mint a 8. ábrán látható, az áramkörben mérhető feszültségek, áramok bonyolult kapcsolatban vannak egymással. Minden függ mindentől.

A tervezőnek tudnia kell, hogy valamely elem, paraméter megváltoztatása (még inkább: külső, befolyásolhatatlan körülmények hatására történő megváltozása) hogyan hat a legfontosabb paraméterekre (esetünkben a nagy gonddal beállított munkaponti áramra).

Hogy ne kelljen általánosságban (és a levegőbe) beszélni, szemléltető példaként válasszunk ki egy paraméter-párost, vizsgáljuk meg, hogyan reagál a munkaponti emitteráram a tápfeszültség megváltozására!

A két mennyiség közötti összefüggést a 8. ábra áramkörére korábban már meghatároztuk:

$$I_{E0} = \frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2} U_t - U_{BE0}}{\frac{R_1 \times R_2}{B + 1} + R_E}$$

Az érzékenység leírására a differenciál-hányadost használjuk, ez lényegében a megváltozás sebessége:

$$\frac{\partial I_{E0}}{\partial U_t} = \frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2}}{\frac{R_1 \times R_2}{B + 1} + R_E} \approx \frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2}}{R_E} = 83 \frac{\mu A}{V}$$

példánk elemértékeivel számolva. Sok ez, vagy kevés? Önmagában a kapott számérték nem sokat mond, az eredményt a névleges munkaponti áramhoz célszerű viszonyítani. Az így kapott mennyiség a (fél)ig relatív érzékenység:

$$\frac{\frac{\partial I_{E0}}{\partial U_t}}{I_{E0}} = \frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2}}{\frac{R_2}{R_1 + R_2} U_t - U_{BE0}} = \frac{1}{U_t - \frac{(R_1 + R_2) \cdot U_{BE0}}{R_2}} = 0.083 \frac{1}{V}$$

Mivel az eredményül kapott érték viszonyszám, gyakran százalékos formában adják meg:

$$\frac{\frac{\partial I_{E0}}{\partial U_t}}{I_{E0}} = 8.3 \frac{\%}{V}$$

ami úgy értendő, hogy a tápfeszültség 1 V-tal való megváltozása esetén a munkaponti áram 8.3 %-kal változik meg.

## HŐMÉRSÉKLETFÜGGÉS

Az áramkörtervező egyik legnagyobb ellensége a hőmérséklet ingadozása. Ne meteorológiai frontbetörésre gondoljunk. Egy asztali rádióval nincs sok gond, ezt olyan helyiségben használják, ahol emberek laknak, a lakószoba hőmérséklete +20...+30 °C között van, különben a készülék tulajdonosának elmegy a kedve a rádiózástól. Másként áll a dolog egy zsebrádiónál: ezt télen elviszik sétálni (-10 °C), nyáron meg a strandon kinnfelejtik a tűző napon (+40 °C). Még ennél is szélesebb működési hőmérséklettartományt írnak elő katonai berendezésekre.

A berendezésnek az előírt hőmérséklettartományban lényegében változatlan paraméterekkel kell működni (az ingadozás megengedett mértékét szintén elő szokták írni).

Vizsgáljuk most a 8. ábra szerinti kapcsolást ebből a szempontból!

Hőmérsékletváltozás hatására megváltozhat a tápfeszültség. Ez most nem a mi dolgunk, a tápegység tervezőjére tartozik, hogy a változást kis értéken tartsa. Mi pedig már meghatároztuk a tápfeszültség változására vonatkoztatott relatív érzékenységet.

Megváltozik az ellenállások értéke. A gyártó cégek katalógusaikban megadják az egyes típusokra a hőmérsékleti együtthatót (relatív érzékenységet). Tipikus érték  $0.01 \frac{\%}{^\circ C}$ . Az

esetek többségében az ellenállások hőmérsékletváltozásra való megváltozása nem okoz számottevő megváltozást az áramkör üzemi paramétereiben.

A legnagyobb gondot a tranzisztor paramétereinek hőmérsékletfüggése okozza. A jelen anyagrészen használt igen egyszerű modell paramétereinek közül a  $B$  (földelt emitteres nagyjelű áramerősítési tényező) és a nyitófeszültség megváltozásával kell számolnunk.

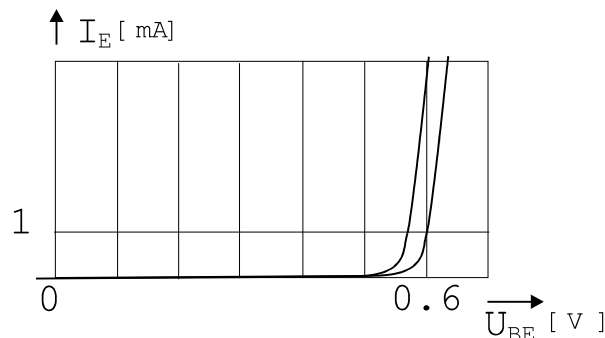
A  $B$  megváltozásáról annyit érdemes tudni, hogy növekvő hőmérséklettel a  $B$  növekszik,  $0.5 \dots 1 \frac{\%}{^\circ\text{C}}$  mértékben. Ebben az anyagban nem számítjuk ki a  $B$  változásának hatását a munkaponti áramra (ezt az Olvasó önállóan megteheti), megelégszünk azzal a megjegyzéssel,

hogy az áramkör méretezésénél tekintettel voltunk  $B$  értékének megbízhatatlanságára, az elemeket eleve úgy választottuk, hogy a munkaponti áram kevésbé függjön tőle.

A nyitófeszültség változását két tényező okozza: növekvő hőmérséklettel  $U_T$  és  $I_S$  is növekszik. A P-N átmenet viselkedését leíró összefüggésre pillantva jól látszik, hogy a két mennyiség ellentétes irányban változtatja a nyitófeszültséget. Levezetés nélkül közöljük a végeredményt: állandó áramot kényszerítve a P-N átmenetre a nyitófeszültség  $2 \text{ mV}$ -tal csökken  $^\circ\text{C}$ -onként, azaz:

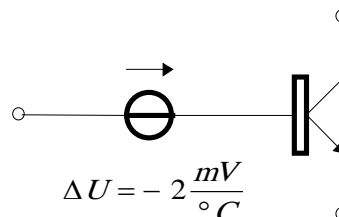
$$\left. \frac{\partial U_{BE}}{\partial T} \right|_{I_E = \text{const}} = -2 \frac{\text{mV}}{^\circ\text{C}}$$

A fenti összefüggés azt jelenti, hogy a 2. ábra szerinti  $U_{BE} - I_E$  görbe  $1^\circ\text{C}$  hőmérsékletemelkedés hatására  $2 \text{ mV}$ -tal balra tolódik:



(A karakterisztika nagy meredeksége miatt  $U_{BE}$  kis megváltozása is komoly gondokat okozhat.)

Így egy valódi tranzisztor jól modellezhető egy ideális (hőmérsékletváltozásra érzéketlen) tranzisztorral, és a bázisára kapcsolt hőmérsékletvezérelt feszültségforrással:



Az új ismeretek fényében újra megvizsgálhatjuk a munkapontbeállítás feszültséggenerátor kontra áramgenerátor kérdését.

Ha a munkaponti emitteráramot úgy állítjuk be, hogy az adott áramhoz tartozó  $U_{BE}$  feszültséget feszültséggenerátorral kényszerítjük a tranzisztor B-E átmenetére, akkor  $1^\circ\text{C}$  hőmérsékletemelkedés éppen egyenértékű azzal, mintha változatlan hőmérséklet mellett  $2\text{mV}$ -tal megnövelnénk az  $U_{BE}$  feszültséget. A megváltozott munkaponti áram:

$$I_{E0} + \Delta I_E = I_S \exp\left(\frac{U_{BE} + \Delta U}{U_T}\right) = I_{E0} \exp\left(\frac{\Delta U}{U_T}\right)$$

és a relatív megváltozás:

$$\frac{\Delta I_E}{I_{E0}} = \exp\left(\frac{\Delta U}{U_T}\right) - 1 = 0.08$$

azaz  $1^\circ\text{C}$  hőmérséklet emelkedésre  $8\%$ -kal nő a munkaponti emitteráram. Ez bizony nagyon sok. Ezért sem szabad feszültséggenerátorral beállítani a munkapontot.

Vizsgáljuk meg, hogyan változik meg a munkaponti áram hőmérsékletváltozás hatására a 8. ábrán mutatott kapcsolásban! Az emitteráram kifejezése már rendelkezésünkre áll:

$$I_{E0} = \frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2} U_t - U_{BE0}}{\frac{R_1 \times R_2}{B + 1} + R_E}$$

(A  $\frac{R_1 \times R_2}{B + 1}$  tag B miatt függ T-től, de ezt a tagot  $R_E$ -hez képest eleve elhanyagolhatónak terveztük) ennek hőmérséklet szerinti deriváltja az összetett függvény deriválási szabálya alapján:

$$\frac{\partial I_{E0}}{\partial T} = \frac{-1}{\frac{R_1 \times R_2}{B + 1} + R_E} \cdot \frac{\partial U_{BE0}}{\partial T}$$

és a (félig) relatív érzékenység:

$$\frac{\frac{\partial I_{E0}}{\partial T}}{I_{E0}} = \frac{-1}{\frac{R_2}{R_1 + R_2} U_t - U_{BE0}} \cdot \frac{\partial U_{BE0}}{\partial T} = 0.083 \frac{\%}{^\circ\text{C}}$$

példánk számértékeivel. A kapott eredmény igen jónak mondható, különösen ha összevetjük a korábban kiszámolt, feszültséggenerátoros meghajtásra adódó értékkel.

Az érzékenység értéke az áramköri elemek nagyságától függő együtthatóval szabályozható. Az együttható nevezőjében lényegében az  $R_E$  emitter ellenálláson eső feszültség található (a bázisáram terheli a bázisosztót, ami kismértékben módosítja az értéket). A hőmérsékletváltozásra való érzékenység annál kisebb, minél nagyobb feszültség esik az emitter-ellenálláson (azaz minél nagyobb a munkaponti bázisfeszültség). Ezt a feszültséget persze nem lehet akármilyen nagyra választani, mert a növelésnek határt szab a kivezérelhetőség csökkenése. Mint számpéldánk is mutatja, már viszonylag kis  $U_{B0}$  értékkel jó eredményt lehet elérni, az eljárás ütőereje ugyanis a kapcsolási elrendezésben rejlik.

A relatív érzékenység számítása során pontatlanok voltunk. A nyitófeszültség változását korábban állandó emitteráram mellett adtuk meg, és most ezzel az értékkel számoltunk, holott most az emitteráram nem állandó (éppen azt számoltuk ki, hogy mennyit változik).

Az alkalmazott közelítést két ok is indokolja: az emitteráram megváltozása nagyon kicsi, és az  $U_{BE} - I_E$  karakterisztika nagyon meredek. A kis áramváltozás tehát nagyon kicsi B-E feszültségváltozást jelent.

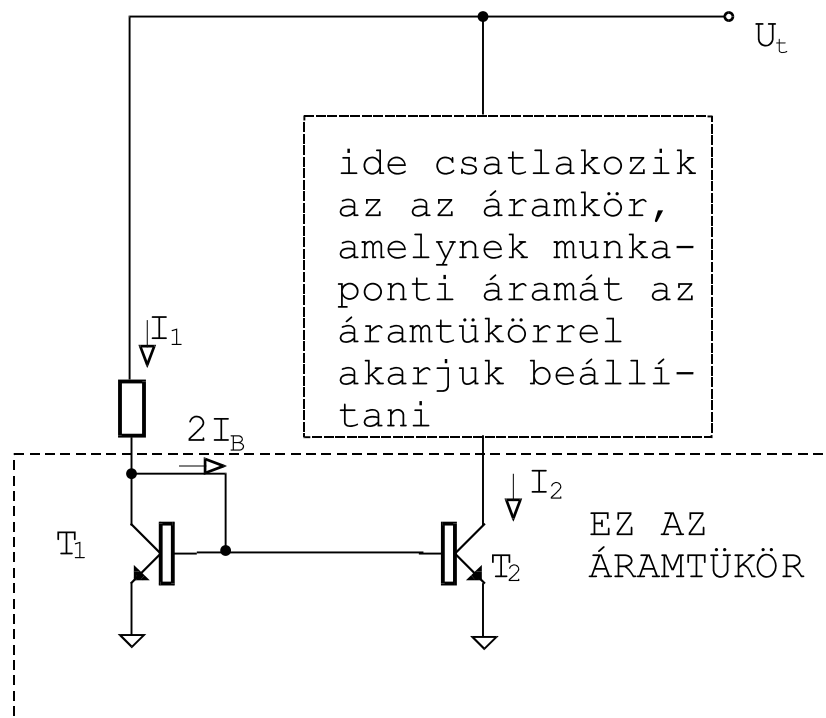
Igazolásul kiszámítjuk a pontos értéket. Példánk számértékeivel: 1 °C hőmérsékletemelkedés hatására: 0.83  $\mu$ A, és ehhez az áramnövekedéshez szükséges B-E feszültségnövekedés:

$$\Delta U_{BE0} = U_T \ln\left(1 + \frac{\Delta I_{E0}}{I_{E0}}\right) = 21 \mu V$$

tehát az áramváltozás hatására bekövetkező nyitófeszültség változás két nagyságrenddel kisebb a hőmérsékletváltozás által okozott nyitófeszültség-változásnál, az elhanyagolás jogos volt.

## ÁRAMTÜKÖR

Az áramtükör sok célra használható áramköri blokk. Alkalmos egy kapcsolás áramának kényszerítésére, amely pl. a munkaponti áram beállításánál hasznos. A működés az elemek egyformaságán alapszik, ezért különösen gyakran alkalmazzák monolit integrált áramkörökben, ahol az egyazon technológiai folyamattal egymás mellett létrehozott tranzisztorok egyformasága automatikusan biztosított.



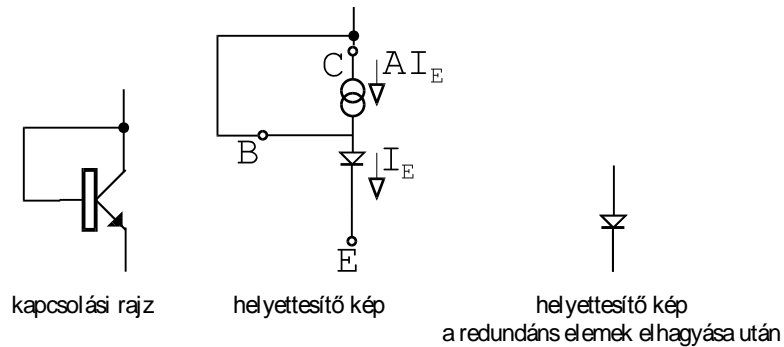
**10. ábra** Az áramtükör egy lehetséges megvalósítási környezetben.

Tételezzük fel, hogy a két tranzisztor tökéletesen egyforma, hőmérsékletük is megegyezik. A két tranzisztor B-E feszültsége azonos, így a két emitteráram, és ennek következtében a két kollektoráram is megegyezik. Ha a tranzisztorok B-je nagyon nagy, akkor a bázisáramok ( $2I_B$ ) elhanyagolhatók, és  $I_2 = I_1$ .

Más megfogalmazásban azt mondhatjuk, hogy az áramtükör a  $T_1$  tranzisztorra rákényszerített kollektoráramot másolja át a  $T_2$  tranzisztorra. Ez a "rákényszerítés" nem triviális dolog, hiszen tudjuk, hogy a tranzisztor a kollektora felől nem vezérelhető. Ezért indirekt meghajtást alkalmazunk, a  $T_1$  tranzisztor az  $I_B$  bázisárammal vezéreljük, amelynek nagysága a  $T_1$  kollektorában lévő csomópontban a csomóponti törvény szerint, automatikusan alakul ki: ha  $I_{C1}$  kisebb, mint  $I_1$ , akkor a két áram különbségéért létrejövő  $I_B$  bázisáram

nagy, és ez (vezérlés útján) növeli  $I_{C1}$  nagyságát. Ellentétes értelmű eltérés esetén fordított irányban működik a hatásmechanizmus.

A TI tranzisztor a rövidzárral áthidalt kollektor-bázis átmenet miatt diódként működik. Magyarázatként megrajzoljuk a tranzisztort áthidalással együtt a 6.ábrán bemutatott helyettesítő kép felhasználásával.



**II. ábra** Az áramtűkör (IO. ábra) TI tranzisztora.

Hogy miért rajzolunk a kapcsolásban TI helyére tranzisztort, és miért nem diódát? Ennek több oka is van:

- Így szemléletesebb.
- Monolit integrált áramkörökben tényleg tranzisztorból alakítják ki a diódát is.
- Ha diszkrét elemekből építünk áramtűkört, akkor is tranzisztort tervezünk TI helyére, mert a tűkrozésben résztvevő elemek karakterisztikájának egyformaságát csak így tudjuk biztosítani.

A II. ábra átalakításaival kapcsolatban a középső és jobboldali rajz közti átmenet alkalmat ad még némi magyarázkodásra. Mindkét rajzon található egy dióda, a két dióda azonban csak elvileg azonos egymással, a valóságban nem. A középső rajzon a dióda a tranzisztor B-E átmenetét modellezi: a valóságban ennek a diódának (a vékony bázisréteg miatt) nagy a soros ellenállása. Ha tehát a középső rajzon elhagyjuk a vezérelt áramgenerátort (a tranzisztor kollektorát lógni hagyjuk a levegőben), akkor ez a valóságban minőségileg más diódára vezet, mint a jobboldalon rajzolt dióda, amely a teljes áramkört modellezi.

Két további információ:

— A IO. ábrán: 
$$I_1 = \frac{U_t - U_{BE0}}{R}$$

— Diszkrét áramkörnél a tranzisztorok egyformaságát úgy lehet biztosítani, hogy gyárilag egy tokba épített tranzisztor-párt használunk. A közös tok azt is biztosítja, hogy a két eszköz hőmérséklete közel azonos.

## A VÉGES B HATÁSA

Hiába egyforma a két tranzisztor minden karakterisztikája, ez csak a két kollektoráram egyformaságát biztosítja ( $I_{C1}=I_{C2}=I_2$ ). I azonban nem egyezik meg  $I_1$ -gyel, mert a bázisok meghajtására elvész némi áram a csomópontban. A hiba egyszerűen számítható:

$$I_1 = I_{C1} + 2I_B = I_{C1} \left(1 + \frac{2}{B}\right)$$



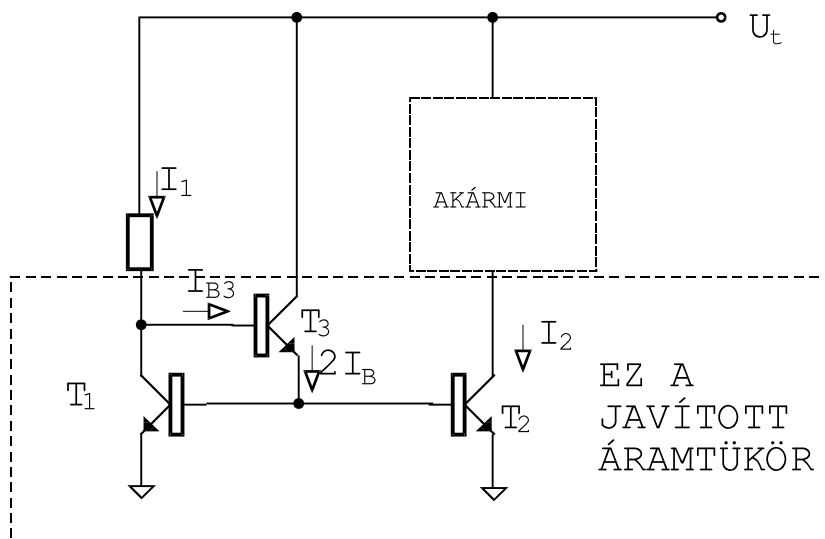
Átrendezve és  $I_{C1}=I_2$  felhasználásával:

$$I_2 = I_1 \frac{1}{1 + \frac{2}{B}}$$

Ha  $B$  értéke elég nagy ( $B > 100$ ), akkor nem érdemes a véges  $B$  hatásával foglalkozni, nagyobb hibát okoz a tranzisztorok különbözősége. Néhány esetben előfordulhat, hogy  $B$  kicsi (a nagyon kicsi vagy nagyon nagy munkaponti áram miatt, esetleg monolit IC-ben laterális tranzisztorokat használnak), ilyenkor egy kapcsolástechnikai trükkkel lehet a hibán javítani.

### JAVÍTOTT ÁRAMTÜKÖR

A megoldás lényege az, hogy az áramtükör tranzisztorainak bázisáramát egy harmadik tranzisztorral közvetlenül a telepből vesszük, s csak ennek a harmadik tranzisztornak a vezérlésére vesszük el (most már sokkal kisebb) áramot a referencia-áramforrásból.



**12.ábra** Javított áramtükör.

A korábbi megfontolásokkal összhangban:

$$I_B = \frac{I_2}{B} \quad I_{B3} = \frac{2I_B}{B+1} \quad I_1 = I_{B3} + I_2$$

behelyettesítés és explicit alakra rendezés után az eredmény:

$$I_2 = \frac{I_1}{\frac{2}{B(B+1)} + 1} \approx \frac{I_1}{\frac{2}{B^2} + 1}$$

(A fenti levezetésben feltételeztük, hogy a három tranzisztor  $B$ -je egyforma értékű. Ez közel sem igaz:  $T_3$  emitterárama lényegesen kisebb a másik két tranzisztor emitteráramánál, emiatt azonos típusú tranzisztorokat feltételezve  $T_3$   $B$ -je is lényegesen kisebb. A jelenséget azért hagytuk figyelmen kívül, mert csak a tendencia bemutatása volt a célunk. Megjegyezzük, hogy a gyakorlatban a tranzisztorok végesen kicsi kollektor-emitter vezetése

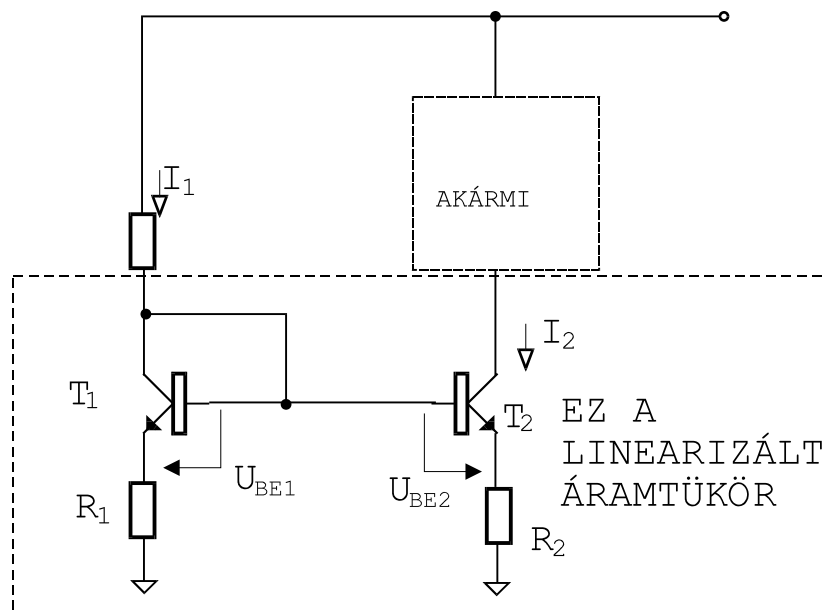
miatt  $I_{C1}$  és  $I_{C2}$  között 10-20% eltérés is adódhat, tipikusan ugyanis e két tranzisztor  $U_{BE}$  feszültsége drasztikusan eltérő. Ezért hiba volna a véges  $\beta$  hatását fetiszálni.)

Felhívjuk a figyelmet arra, hogy a javított áramtükörben a T1 tranzisztor munkaponti kollektor-emitter feszültsége:  $U_{CE1} = 2U_{BE0}$ , és emiatt az áramra felírható kifejezés módosul:

$$\text{A 12. ábrán: } I_1 = \frac{U_t - 2U_{BE0}}{R}$$

### ÁRAMTÜKÖR LINEARIZÁLT TRANZISZTOROKKAL

A tranzisztorkarakterisztikák egyformaságát biztosítani nem egyszerű feladat, és különösen diszkrét áramkörökben nem olcsó mulatság. A tranzisztorkarakterisztikák egyformaságára vonatkozó követelményen enyhíteni lehet, ha megfelelő kapcsolástechnikai trükköt alkalmazunk.



**13.ábra** Áramtükör linearizált tranzisztorokkal

A megoldás lényege az, hogy egy-egy ellenállással egészítjük ki a két tranzisztor B-E karakterisztikáját. Így ebben a kapcsolatban nem a két tranzisztor bázis-emitter feszültsége egyforma, hanem:

$$U_{BE1} + I_1 \cdot R_1 = U_{BE2} + I_2 \cdot R_2$$

(Az egyszerű tárgyalásmód kedvéért a bázisáramokat elhanyagoljuk.)

$R_1$  ellenállást úgy célszerű méretezni, hogy az  $I_1 \cdot R_1$  összetevő legalább akkora legyen, mint  $U_{BE1}$ , ebben az esetben alkalmazható az a gondolatmenet és közelítés, amit fejezetünk elején a soros emitter-ellenállással kapcsolatban ismertettünk:  $U_{BE1}$  tényleges értéke nem kritikus,  $U_{BE1} \approx U_{BE0}$  közelítés elfogadható pontosságú számításokat tesz lehetővé. Feltéve, hogy az  $I_1$  és  $I_2$  áramok között nagyságrendi eltérés nincs, valamint a tranzisztorok közel egyformák, a két nyitófeszültség nem lehet lényegesen eltérő, tehát:

$$U_{BE1} \approx U_{BE2} \approx U_{BE0}$$

Fizikailag ez a közelítő egyenlőség azt jelenti, hogy a 13. ábrán a két emitter-ellenálláson eső feszültség (közel) azonos, azaz:

$$I_1 \cdot R_1 = I_2 \cdot R_2 \text{ vagy hányados alakban: } \frac{I_2}{I_1} = \frac{R_1}{R_2}$$

A két emitterkörü ellenállás arányával tehát változtatható az áramtükör áttétele. Az ellenállások megfelelő megválasztásával az  $I_1$  és  $I_2$  áramok közti viszony pontosan beállítható.

A 13. ábrán bemutatott kapcsolási elrendezés alkalmas arra, hogy az áramtükör tranzisztorainak különbözőségéből adódó hibát kiegyenlítsük. Pl.: 1:1 áttételű áramtükörnél névlegesen  $R_1=R_2$ . Ha azonos áramnál a  $T_1$  tranzisztor nyitófeszültsége kisebb, mint  $T_2$ -é, akkor az eltérés olyan kicsi mértékben változtatja meg az emitter-ellenállásokon eső feszültséget, hogy az emitteráramok alig fognak különbözni egymástól. Az esetek többségében ez már önmagában is elfogadható pontosságot biztosít. Nagy pontossági igény esetén  $R_1$  vagy  $R_2$  ellenállást fix ellenállásból és potenciométerből rakjuk össze, és az áramtükört beméréskor beállítjuk.

Gyakran előfordul, hogy nem 1:1 áttételű árammásolásra van szükségünk, hanem ettől eltérő arányban akarunk tükrözést megvalósítani. Monolit integrált áramkörökben a tükrözési arány a tranzisztorok emitterfelületeinek geometriai arányával beállítható a 10. ábra szerinti kapcsolásban is. Diszkrét elemekből felépített kapcsolásnál erre nincs lehetőség, ilyenkor a soros emitter-ellenállások arányával lehet a tükrözési áttételt beállítani.

Néhány megjegyzés:

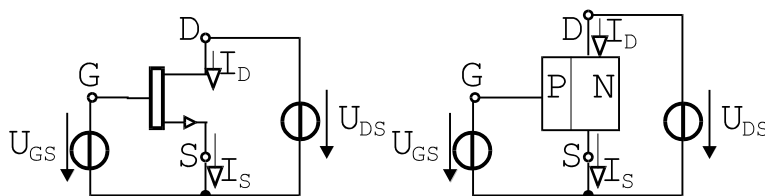
— A 13. ábrán  $I_1 = \frac{U_t - U_{BE0}}{R + R_1}$

— Valamennyi áramtükörös kapcsolásunkról elmondhatjuk, hogy az  $I_1$  referenciaáram származhat áramgenerátorból, vagy bármely más hálózatból.

## JFET

Ahogy a kezdő autóvezetőnek a rendőrautó, úgy a kezdő áramkörtervezőnek a FET a mumus: ha meglátja a kapcsolási rajzon, görcsbe rándul a gyomra, és tévtanokon, találgatáson alapuló elhibázott számításokat generál. Néha évek telnek el, mire a mérnök rádöbben, a FET ugyanolyan egyszerűen (sőt, sokszor még egyszerűbben) kezelhető eszköz, mint a bipoláris tranzisztor.

A jelen anyagban csak a záróréteges (Junction) FET-tel foglalkozunk, bízva abban, hogy aki ennek alkalmazástechnikáját és leírását megértette, az bármilyen más típusal önállóan is boldogulni fog.

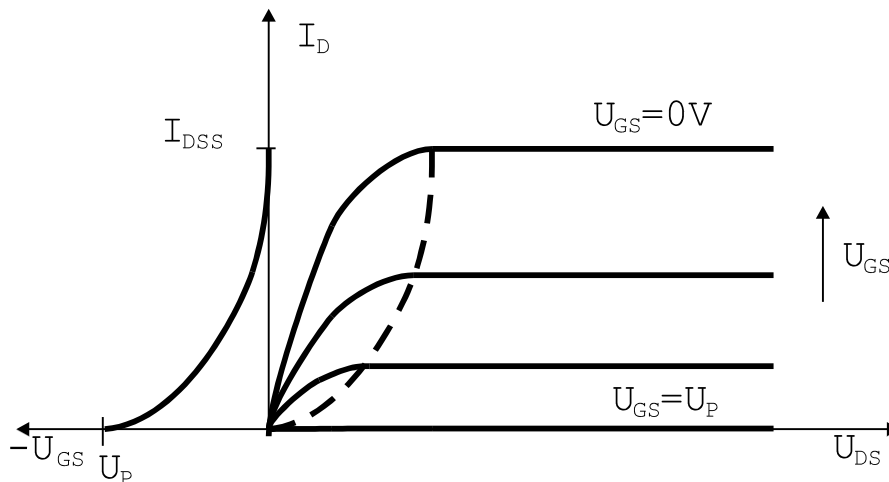


**14. ábra** Szemléltető rajz „N”-csatornás FET-ről.

A 14. ábrán N-csatornás JFET látható. Az ábra jobb oldalán megrajzolt kép nagyjából tükrözi a fizikai felépítést: a FET egy elnyújtott dióda, amelynek katódján keresztirányban folyik a szabályozott áram. Az alkalmazások döntő többségében a gate és a csatorna közti P-N átmenet záróirányban van előfeszítve, következésképpen az  $I_G$  gate-áram közelítőleg zérus.

Az N szennyezésű csatornán folyó áram nagyságát a gate és a csatorna közötti P-N átmenetre adott feszültség szabályozza. Ez a feszültség a csatorna mentén a hely függvényében változik, mert a csatornán folyó áram hatására a csatornán feszültségesés jön létre. A P típusú gate ekvipotenciálisnak tekinthető. Az egyszerű leírás kedvéért a vezérlést az  $U_{GS}$  gate-source feszültséggel jellemezzük.

A FET karakterisztikái csak egy-egy síknegyedben érdekesek, ezért elterjedt az a módszer, hogy a két legfontosabb görbét közös (öszvér) koordináta-rendszerben ábrázoljuk.



**15. ábra** A FET karakterisztikái öszvér koordináta rendszerben. A baloldali síknegyedben az  $U_{GS}$ - $I_D$  a jobboldaliiban az  $U_{DS}$ - $I_D$  karakterisztikát ábrázoljuk.

Az  $U_P$  feszültséget elzáródási feszültségnek nevezzük. Ha az  $U_{GS}$  feszültség ennél negatívabb, akkor a csatorna mentén a P-N átmeneten bármely ponton a feszültség negatívabb, mint az elzáródási feszültség, és a csatornán nem folyik áram.

Érdekes a záróréteges FET karakterisztikáját a bipoláris tranzisztor karakterisztikájával összehasonlítani. Mindkét görbe ( $U_{BE}$ - $I_E$  illetve  $I_D$ - $U_{GS}$ ) monoton növekvő jellegű, eltérés csak két dologban van:

- a karakterisztika görbülsége (exponenciális illetve négyzetes)
- a karakterisztika eltolása:
  - bipoláris tranzisztornál zérus vezérlő feszültség hatására zérus (emitter)áram folyik, a vezérlő feszültséget pozitív irányban növelve az áram nő (ez tehát nyitó jellegű karakterisztika, az első síknegyedbe esik).
  - záróréteges FET esetében zérus vezérlő feszültségnél folyik a maximális (source- illetve drain) áram, negatív irányban változtatva a vezérlő feszültséget az áram csökken, majd megszűnik (ez záró jellegű karakterisztika, a második síknegyedbe esik).

A MOSFET-ek karakterisztikája a csatorna szennyezésétől függően lehet nyitó jellegű (növekményes típus), vagy záró jellegű (kiürítéses típus), illetve előfordul vegyes típus is. A nyitó jellegű karakterisztikák esetében a munkapont-beállításra a bipoláris tranzisztornál ismert módszer alkalmazható, a záró jellegű karakterisztikával rendelkező MOSFET-ek munkapont-beállítására a (JFET-re) alább ismertetendő megoldás alkalmazható.

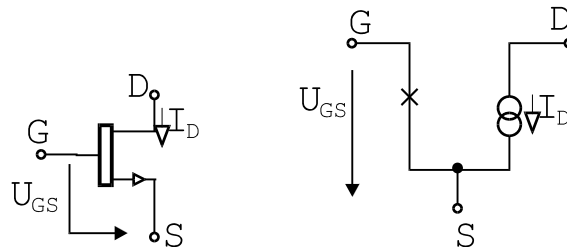
Az  $U_{DS}$ - $I_D$  karakterisztikát a 15. ábrán szaggatott vonallal két részre osztottuk. A jobboldali részt hívjuk elzáródási tartománynak, ebben a tartományban a FET vezérelt áramgenerátorként működik.

Az elzáródási tartomány határát az a feltétel jelöli ki, hogy a csatorna mentén legalább egy ponton a P-N átmeneten legalább  $U_P$  nagyságú záróirányú feszültségnek kell lennie. Mivel  $U_{GS} \leq 0$  és  $U_{DS} > 0$ , valójában a drain és gate közötti feszültségnek kell legalább  $U_P$  nagyságúnak lennie. Ennek megfelelően a 15. ábrán az elzáródási tartomány határát mutató szaggatott vonal az  $U_{GS}$ - $I_D$  karakterisztika  $|U_P|$  értékkel való eltolásával kapható.

A továbbiakban csak az elzáródási tartományban vizsgáljuk a FET-et. A karakterisztika (közelítő) egyenlete:

$$I_D = I_{DSS} \left( 1 - \frac{U_{GS}}{U_P} \right)^2$$

Az összefüggés  $U_{GS} \leq 0$  és  $U_{DS} \geq -U_P$  feltételekkel érvényes. Azt is fontos tudni, hogy a lezárt gate-csatorna diódán áram nem folyik ( $I_G=0$ ), és ezért  $I_D=I_S$ .

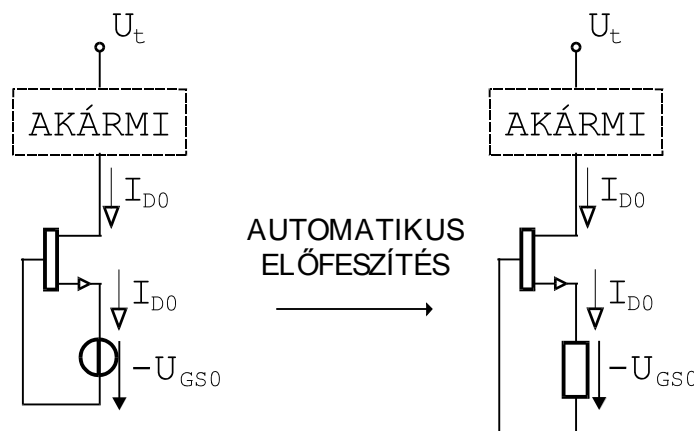


**16. ábra** A FET helyettesítő képe az elzáródási tartományban.

A P-csatornás FET működését a jelen anyagban nem tárgyaljuk, a polarítások megfordítása után a fent leírtak érvényesek.

## A FET MUNKAPONTBEÁLLÍTÁSA

Az  $U_{GS0}=0$  munkaponti feszültség csak statikus feladatokra (áramgenerátor) alkalmas, jelfeldolgozáshoz  $U_{GS0} < 0$  értéket kell beállítani. A feladat megoldását az elektroncsöves világból örököltük, ott automatikus rácselepfeszítésnek hívták.



**17. ábra** FET munkapontbeállítása.

A megoldás filozófiája a következő:

A gate elektródára a source-nál negatívabb feszültséget kell adni (nem használható az a „bázis-osztó” megoldás, amit bipoláris tranzisztornál a nyitó jellegű karakterisztika lehetővé tett). A negatív feszültségforrás alkalmazását úgy kerüljük el, hogy a source potenciálját emeljük meg (a gate-hez képest). A source potenciáljának megemelését (feszültséggenerátor helyett) megfelelően méretezett ellenállás a rajta átfolyó source-áram hatására eső feszültséggel végzi. Az így megépített áramkör ráadásul önszabályozó: ha megnő a FET munkaponti árama, akkor ennek hatására nő az ellenálláson eső feszültség, miáltal negatív irányba tolódik el az  $U_{GS0}$  feszültség, és ezáltal csökken az áram.

Amilyen egyszerű a kapcsolás, olyan kellemetlen kiszámolni. A gate-source R ellenállás körre felírt hurokegyenletből lehet kiindulni:

$$U_{GS0} = -I_{D0}R$$

Két ismeretlen szerepel az összefüggésben:  $U_{GS0}$  és  $I_{D0}$ . A kettő között a kapcsolatot a FET karakterisztikája határozza meg:

$$I_{D0} = I_{DSS} \left( 1 - \frac{U_{GS0}}{U_P} \right)^2$$

ezt behelyettesítve a fentebbi hurokegyenletbe másodfokú egyenletet kapunk, melynek megoldása:

$$U_{GS0} = \frac{\frac{2R \cdot I_{DSS}}{U_P} - 1 \pm \sqrt{1 - \frac{4R \cdot I_{DSS}}{U_P}}}{\frac{2R \cdot I_{DSS}}{U_P^2}}$$

A matematikai probléma megoldása két gyököt eredményezett, nyilvánvaló azonban, hogy a fizikai megoldás csak egy eredmény lehet. A két gyök közül az a helyes megoldás fizikai szempontból, amelyik eleget tesz az

$$U_P \leq U_{GS0} \leq 0$$

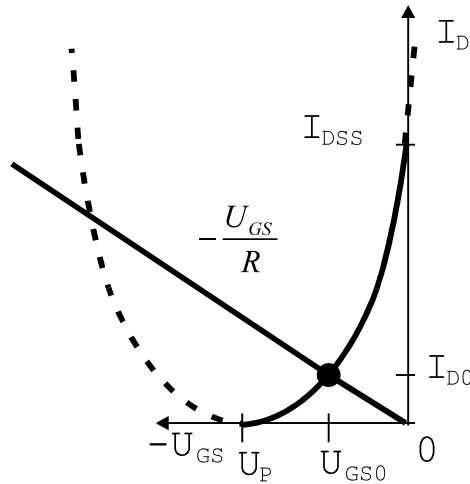
feltételnek. A helyes gyököt az alábbi megfontolásokkal lehet kiválasztani:

- A főtört nevezője pozitív.
- A gyökjel alatt álló kifejezés pozitív, mert  $U_P < 0$  (ez azt is jelenti, hogy tetszőleges paraméterek mellett van megoldása az egyenletnek).
- A főtört számlálójában a gyök előtt álló kifejezés negatív.

Az  $I_{D0} = -\frac{U_{GS0}}{R} - \frac{U_{GS}}{R}$ ;  $I_{D0} = I_{DSS} \left( 1 - \frac{U_{GS0}}{U_P} \right)^2$  egyenletrendszer

grafikus megoldása alapján megmondható, hogy a „+” előjelhez tartozó gyök a helyes megoldás, tehát:

$$U_{GS0} = \frac{\frac{2R \cdot I_{DSS}}{U_P} - 1 + \sqrt{1 - \frac{4R \cdot I_{DSS}}{U_P}}}{\frac{2R \cdot I_{DSS}}{U_P^2}}$$



**18. ábra** A munkapont meghatározása az egyenletrendszer grafikus megoldásával.

Vegyük fel számértékeket:

$$I_{DSS} = 6\text{mA}; U_P = -4\text{V}; R = 1\text{k}\Omega$$

Ezekkel az értékekkel:

$$U_{GS0} = -1.8\text{V}$$

A munkaponti áram az R ellenállásra felírt Ohm-törvényből számítható:

$$I_{D0} = \frac{-U_{GS0}}{R} = 1.8\text{A}$$

Érdeemes az eredményt ellenőrizni a FET karakterisztikája alapján:

$$U_{GS0} = U_P \left( 1 - \sqrt{\frac{I_{D0}}{I_{DSS}}} \right) = -1.8\text{V}$$

Sokkal egyszerűbb a számítás, ha nem adott kapcsolási elemértékek mellett kell meghatározni a munkapontot, hanem változatlan kapcsolási elrendezés mellett jól megválasztott munkaponti áramhoz kell méretezni az R ellenállást. Mintapéldán bemutatjuk a méretezés menetét:

$I_{DSS}=4\text{mA}$ ;  $U_P = -4\text{V}$  (mint a korábbi példában), és állítsunk be  $I_{D0}=3\text{mA}$  munkaponti áramot!  $R=?$

A FET karakterisztikájából számítható az  $U_{GS0}$  feszültség:

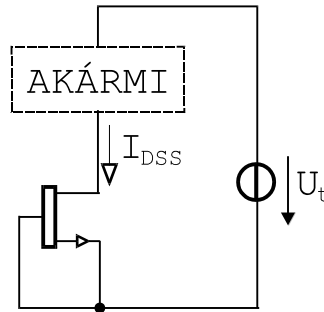
$$U_{GS0} = U_P \left( 1 - \sqrt{\frac{I_{D0}}{I_{DSS}}} \right) = -1.17\text{V}$$

és az R ellenállás:

$$R = \frac{-U_{GS0}}{I_{D0}} = 390\Omega$$

### A LEGEGYSZERŰBB ÁRAMGENERÁTOR FET-TEL

$U_{GS}=0$  esetén a drain-áram éppen  $I_{DSS}$ , az  $U_{DS}$  feszültségtől függetlenül. Csak arra kell vigyázni, hogy az  $U_{DS}$  feszültség megfelelő polaritású és  $|U_P|$ -nél nagyobb legyen.



**19. ábra** Egyszerű áramgenerátor FET-tel.

Az alábbi eszmefuttatásban azt elemezzük, milyen előnyök és hátrányok alapján dönthet a mérnök áramgenerátor tervezésekor: bipoláris tranzisztort vagy FET-et alkalmazzon inkább.

Hasonlítsuk össze az egyszerű FET-es áramgenerátort (19. ábra) a 10. ábrán bemutatott áramtükörrel. A 10. ábrán a  $T_2$  tranzisztor áramgenerátorként működik, és kollektorárama (a bázisáramok elhanyagolásával):

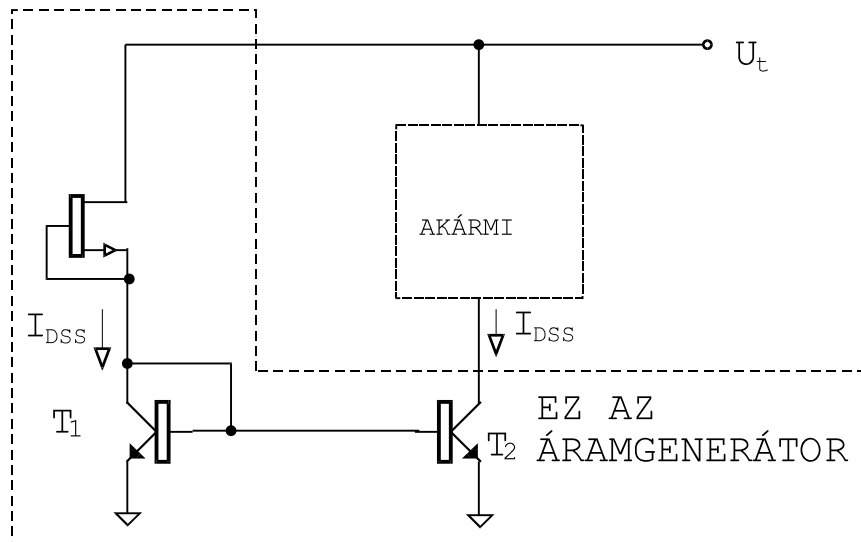
$$I_2 = \frac{U_t - U_{BE0}}{R}$$

A 10. ábrán látható kapcsolásban tehát függ az áramgenerátor  $I_2$  árama a tápfeszültségtől, nem célszerű ezt a kapcsolást olyan helyen használni, ahol a tápfeszültség széles tartományban változhat. Előnyös viszont az áramtükör abból a szempontból, hogy széles tartományban változhat az áramgenerátor kapcsain ( $T_2$ ) a feszültség: a  $T_2$  tranzisztor C-E kapcsain minimum  $U_m$  feszültségnek kell lennie, és ez igen kicsi is lehet (néhány tized volt).

Vizsgáljuk most a 19. ábrán bemutatott FET-es áramgenerátort! Az áram ( $I_{DSS}$ ) első közelítésben nem függ a tápfeszültségtől, csak az alkalmazott FET paramétereitől. (Igaz viszont, hogy a FET paraméterei azonos típuson belül is lényegesen nagyobb szórást mutatnak, mint bipoláris tranzisztor esetében.) Előnytelen, hogy a FET D-S elektródái között legalább  $U_P$  feszültségnek kell maradnia (ezt a bipoláris tranzisztor  $U_m$  paraméterével kell összevetnünk).

Mutatunk egy egyszerű megoldást a két kapcsolás előnyeinek házasítására (20. ábra).





**20. ábra** Példa tápfeszültség-független áramgenerátorra.

Lehet a FET P-csatornás is:

