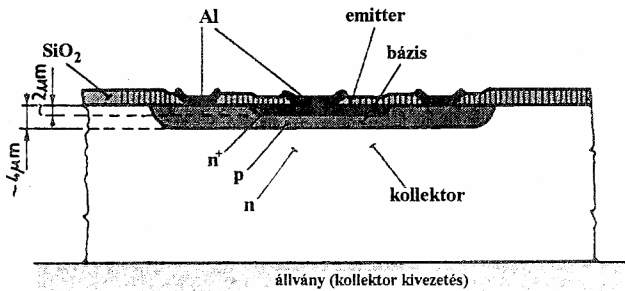


5. A BIPOLÁRIS TRANZISZTOR

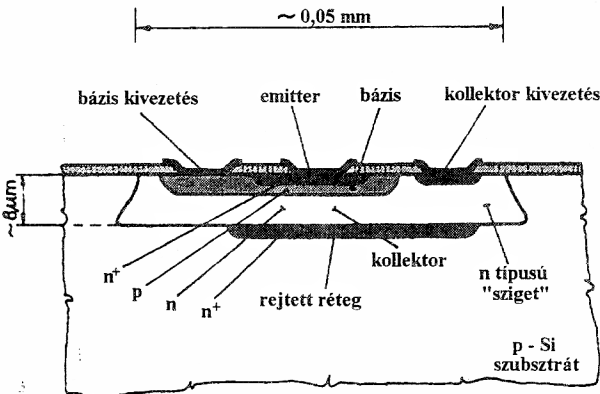
5.1. A bipoláris tranzisztor struktúrája

A bipoláris tranzisztor két pn átmenetből álló félvezető szerkezet. A két átmenet egymáshoz igen közel helyezkedik el, távolságuk legfeljebb néhány mikron. Ennek következtében a pn átmenetek működése nem független. Befolyásolják egymás áramát, *vezérelni* képesek egymást.

A bipoláris tranzisztor felépítését a két leggyakoribb, jellegzetes kiviteli formán mutatjuk be. Az első a planáris tranzisztor struktúra (5.1a. ábra). A második szintén planáris szerkezet: az integrált áramkörökben használt tipikus kiviteli forma (5.1b. ábra).



a.)



b.)

5.1. ábra. Planáris és IC tranzisztor keresztmetszete

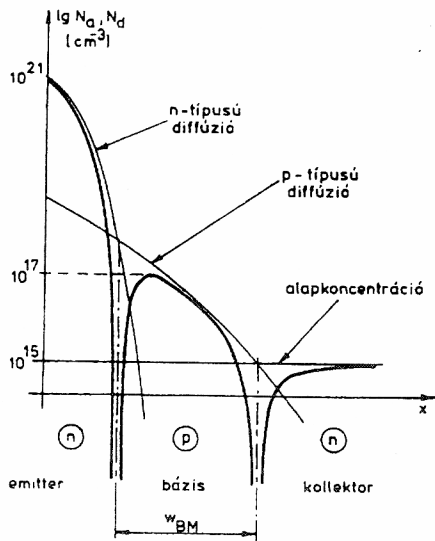
Az 5.1a. ábra planár tranzisztorát kettős diffúzióval állítják elő. Az alapelem homogén, n adalékolt szilícium. Ebe először p típusú adalékot diffundáltatunk. A diffúzió azon a területen történik meg, ahol a felületet borító SiO_2 rétegen ebből a célból ablakot

nyitottunk, ahogyan ezt már az egyszerű pn átmenet létrehozásánál láttuk. Ezzel kialakult az egyik (a mélyebben fekvő) pn átmenet. Ezután újabb diffúzió következik, most n típusú adalékkal. Ennek mélysége kisebb, mint az első diffúzióé. Az oxidrétegen ezúttal kisebb ablakot nyitottunk, az n diffúzió tehát kisebb felületen érvényesül. Az újabb diffúzióval kialakítottuk a második pn átmenetet is.

A létrehozott struktúra három félvezető rétegből áll: n , p és ismét n rétegből. Ezért az így készített tranzisztort npn típusúnak nevezzük. P típusú alaplemezben, előbb n , majd p diffúziót alkalmazva, kialakítható a fordított struktúra is: ez a pnp tranzisztor.

A leírt módon valóban olyan eszközt hoztunk létre, amelyben két pn átmenet szoros közelségben helyezkedik el. Távolságuk a mai tranzisztoroknál $1\ \mu\text{m}$ körüli.

Láttuk a pn átmenet tárgyalásánál, hogy az eszköz fontos jellemzője az adalékeloszlás mélységi függvénye, az *adalékprofil*. Ennek ismerete nem kevésbé fontos a bipolaris tranzisztornál sem. Az adalékprofil és a felületi geometria ismeretében számolható a bipolaris tranzisztor minden elektromos tulajdonsága. Az 5.1a. ábra planár tranzisztorának adalékprofilját az 5.2. ábrán mutatjuk be. Az n típusú alaplemez homogén módon, gyengén adalékolt (az adalék sűrűség $10^{15}/\text{cm}^3$ nagyságrendű). Az első, p típusú diffúzió viszonylag mélyre hatol ($3-4\ \mu\text{m}$) és közepes koncentrációt hoz létre. A második, n típusú diffúzió jóval sekélyebb, koncentrációja viszont igen nagy.

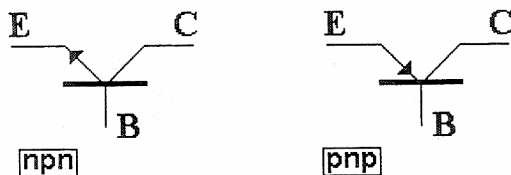


5.2. ábra. A planáris tranzisztor adalékprofilja

A tranzisztor egyes rétegeinek megjelölésére az *emitter* - *bázis* - *kollektor* elnevezések használatosak. Planáris struktúráinkban a felülethez legközelebb eső réteg az emitter, a két pn átmenet közti zóna a bázis, és az alaplemez a kollektor.

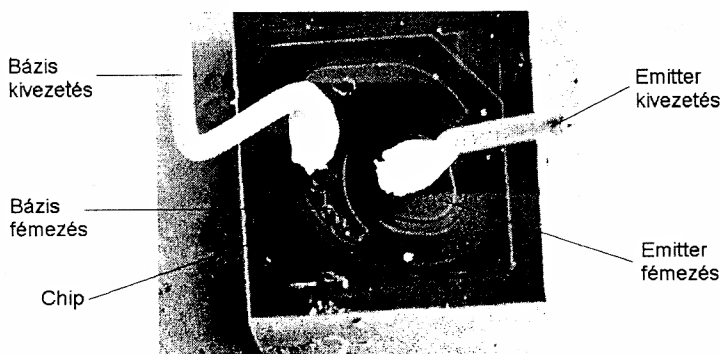
A tranzisztor szimbólumát az 5.3. ábrán látjuk. Az emitter a nyíllal ellátott kivezetés. A két npn tranzisztornál kifelé, pnp tranzisztornál befelé mutat. Figyeljük meg: ez teljes

összhangban van a diódánál rögzített megállapodással, ami szerint a szimbólum nyíl a p rétegtől az n réteg felé mutat.



5.3. ábra. A bipoláris tranzisztor rajzjele

Kivezetésekkel természetesen mindhárom réteget el kell látni. Az 5.4. ábrán láthatjuk ennek módját. Az emittert és a bázist a tranzisztorlapka felső felületén vezetjük ki Al fémzéssel. A kollektor elektromos kivezetése a lapkának a tranzisztor tokra, "állványra" való felforrasztásával történik.



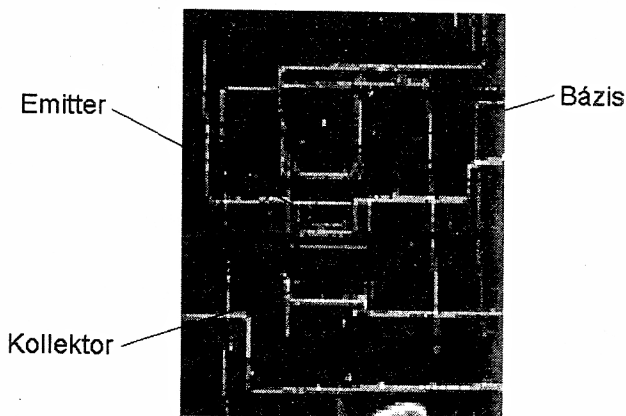
5.4. ábra. Tranzisztor chip elektron-mikroszkópos képe

Az integrált áramkörökben is planáris tranzisztor struktúrát alkalmazunk. A kiviteli formát azonban néhány vonásában módosítani kellett. A tranzisztor kollektora nem lehet azonos a hordozóval, különben az ugyanazon integrált áramkörben kialakított tranzisztorok kollektora elektromosan összeköttetésben volna. Ugyanezen ok miatt a kollektor kivezetése nem történhet lefelé, a szubsztrát felé. Az emitterhez hasonlóan, a felületen kell a kollektort is kivezetnünk.

Az így módosított szerkezetet az 5.1b. ábrán láthatjuk. A szubsztrát most p típusú. A tranzisztor helyén egy elkülönülő, homogén n adalékolású területet, "szigetet" alakítunk ki. Ebben hozzuk létre a kettős diffúzió technikájával az nnp tranzisztor. A sziget, tehát a tranzisztor kollektora és a hordozókristály között egy újabb pn átmenet helyezkedik el. Ha a szubsztrát és a kollektor közé záró irányú feszültség jut, a kollektor és a szubsztrát között áramvezetés gyakorlatilag nincs. A kialakított tranzisztor tehát szigetelve van az alapelemezről. Integrált áramköri tranzisztor mikroszkópi képét látjuk az 5.5. ábrán.

A kollektor kivezetés az ábrán vázolt módon, a felületen történik. Tekintettel arra, hogy a kollektorzóna gyengén adalékolt és a kivezetés áramútja hosszú, a kivezetés kellemetlenül nagy soros ellenállást mutatna. Ezért egészítjük még ki a struktúrát az

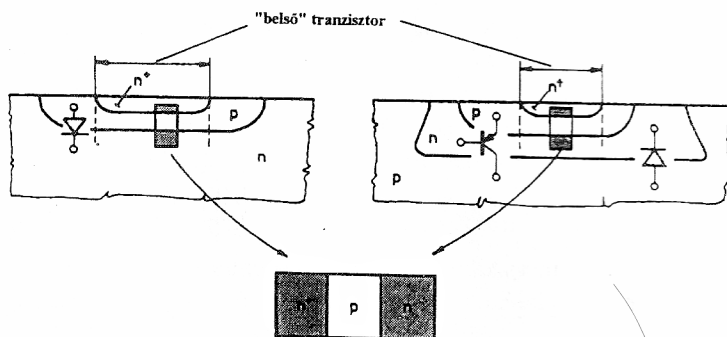
úgynevezett *eltemetett vagy rejtett réteggel* (5.1b. ábra). Ez az erős n adalékolású zóna erőteljesen csökkenti a kollektor áram oldalirányú útjába eső ellenállást.



5.5. ábra. Integrált áramköri tranzisztor képe

Az integrált áramkörökben, ahol sok alkatrészt kell a félvezető lapka felületén jó helykihasználással egymás mellett elhelyezni, általában négyszögletes tranzisztor geometriát használunk. A diszkrét tranzisztoroknál viszont sokszor használatos a kb. hengersizmetrikus geometria: az 5.4. ábrán is ilyent mutattunk be.

Tranzisztorainkban az a tulajdonképpen hasznos, aktív térrész, ahol szemben áll egymással a két pn átmenet: az emitter és bázis közti, valamint a bázis és a kollektor közti. Az 5.6. ábrán mind a diszkrét, mind az IC tranzisztor vázlatán bejelöltük ezt a hasznos területet. Ezt a zónát nevezzük *intrinsic, belső tranzisztornak*. Számításainkat az ebből kihasított hasábon fogjuk végezni, ugyanúgy, mint a pn átmenetnél. Számítanunk kell ugyanakkor arra, hogy a struktúrában elkerülhetetlenül jelen van még néhány további félvezető zóna. Ezek az intrinsic tranzisztorhoz csatlakozó parazita áramköri elemekként foghatók fel. A valóságos tranzisztor tehát az intrinsic tranzisztor és a chipen belüli paraziták együttese. (Diszkrét tranzisztornál ehhez további parazita elemek járulnak: a kivezetés és a tok parazitái.)



5.6. ábra. A "belső" tranzisztor és a parazita elemek

Az 5.6. ábrán bejelöltünk néhány fontos parazita elemet. A kollektor-bázis átmenetnek csak egy része áll szemben az emitter-bázis átmenettel. Felületének többi része a tranzisztor működése szempontjából közömbös; csak mint a kollektor és a bázis közötti parazita dióda van jelen. Ez a parazita mind az egyszerű planár, mind az IC tranzisztor struktúrájánál fellép. Utóbbinál további paraziták forrása a kollektorsziget és az alaplemez közti szigetelést biztosító pn átmenet. Ez – ha lezárt állapotban van is – tértöltés-kapacitásával csatolást hoz létre a kollektor és a szubsztrát között. Sőt, ha jobban meggondoljuk, a p típusú hordozó jelenléte egy pnp parazita tranzisztor jelenlétére vezet, ahogyan ezt az 5.6. ábrán is feltüntettük. További, lapkán belüli paraziták a már többször említett soros ellenállások.

Felmerül a kérdés: min múlik az, hogy két, szomszédosan létrehozott pn átmenet csatolásban van egymással, vagy függetlennek tekinthető? Milyen feltételeknek kell teljesülni ahhoz, hogy a két pn átmenetes struktúránk valóban tranzisztorként működjön?

A tranzisztorműködés feltételei tömören a következők:

- Legalább az egyik szélső réteg (az emitter) nagyságrendekkel erősebben adalékolts legyen, mint a középső.
- A középső réteg (bázis) sokkal vékonyabb legyen, mint a kisebbségi töltéshordozóinak diffúziós hosszúsága.

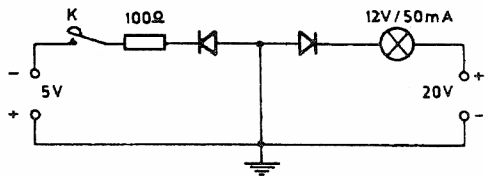
A vázolt planáris és IC tranzisztor szerkezetet tekintve megállapíthatjuk, hogy azok mindkét előírásnak megfelelnek. Azt, hogy ezek az előírások miért előfeltételei a tranzisztor működésének, a következő szakaszban részletezzük.

5.2. A bipoláris tranzisztor működése

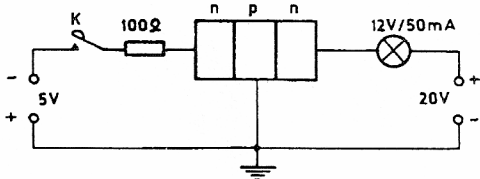
5.2.1. A tranzisztorhatás

A tranzisztor – mint láttuk – egymás közvetlen közelségében létrehozott két pn átmenetből áll. E két átmenetet külön-külön vizsgálva, a tőlük elvárható sajátosságokat tapasztaljuk: nyitó irányban kis feszültségesés mellett nagy áramot vezetnek, záró tartományban meglehetősen nagy feszültségekig egészen csekély záróáram folyik rajtuk. A tranzisztor azonban több, mint két dióda egyszerű együttese. Azt, hogy mi ez a többlet, egy könnyen elvégezhető kísérlet segítségével világítjuk meg.

Az 5.7a. ábrán látható áramkör két, független félvezető diódát tartalmaz. A bal oldali dióda körében a K kapcsoló egyelőre nyitva van, a bal oldali körben tehát áram nem folyik. A jobb oldali diódát a +20 V-os feszültség lezárva tartja. A körben a dióda záróárama folyik (Si diódára gondolva, ez nA nagyságrendű áram). Az izzólámpa természetesen nem világít. Zárva a K kapcsolót, a bal oldali körben áram indul. Az áram értéke kb. 50 mA (5 V/0,1 kΩ; a dióda feszültségesését elhanyagoltuk). Ez az áram a jobb oldali körben semmi változást nem idéz elő, lévén a két hálózatrész független. Az izzólámpa továbbra is sötét marad.



a.)



b.)

5.7. ábra. A tranzistorhatás magyarázatához

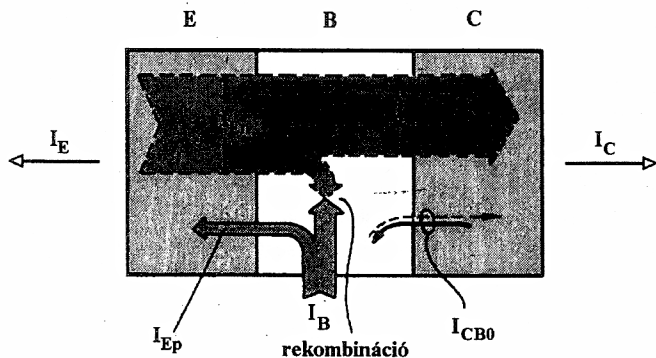
Végezzük most úgy az előbbi kísérletet, hogy a két önálló félvezető dióda helyett egy tranzistor két pn átmenetét használjuk az áramkörben (5.7b. ábra). Amíg a K kapcsoló nyitva van, nem tapasztalunk különbséget. A bal oldali áramkörben egyáltalán nem folyik áram, a jobb oldaliban pedig csak a jobbra eső pn átmenet záróárama folyik. Most viszont, ha zárjuk a K kapcsolót, azt tapasztaljuk, hogy az izzólámpa kigyullad, s teljes fényvel világít. Vagyis – meglepő módon – a bal oldali pn átmenet árama megjelent a jobb oldali körben is.

Keressük meg a jelenség fizikai magyarázatát! Nézzük először a jobb oldali pn átmenetet. Ennek záróáramát a p és az n oldal kisebbségi töltéshordozói alkotják. Az átmenethez közel (diffúziós hosszánál közelebb) keletkezett kisebbségi hordozók eljutnak, diffundálnak az átmenetig, s az ott jelenlevő térerősség átsodorja őket a túlsó oldalra. A jobb oldali átmenet megnövekedett áramát magyarázhatja tehát az, ha a kisebbségi hordozók sűrűsége bármilyen okból megnövekszik az átmenet szomszédságában.

Okozhatja-e a kisebbségi hordozók megszaporodását a bal oldali pn átmenet? Amíg áram nem folyik át rajta, nem. Amint viszont nyitó áram folyik át a bal oldali átmeneten, fellép ilyen hatás. A nyitó áramot az átmenet két oldalának többségi hordozói alkotják, melyek átdiffundálnak az átmeneten. Amint átjutottak, a túloldalon a kisebbségi hordozók számát növelik! A bal oldali n réteg elektronjai tehát, ha nyitó áram folyik, átdiffundálnak a középső p rétegbe. Emiatt ott megszaporodnak a kisebbségi hordozók. A középső p réteg viszont közös a két pn átmenetre nézve. Megnőtt tehát a jobb oldali átmenet szomszédságában a kisebbségi hordozók sűrűsége, s ezzel a jobb oldali átmenet záróárama. Ez az a mechanizmus, melynek útján a bal oldali pn átmenet nyitó árama befolyásolni tudja a jobb oldali átmenet záróáramát. Ezt a jelenséget nevezzük *tranzistorhatásnak*. (Az elnevezés onnan ered, hogy a középső rétegben a kisebbségi hordozók átmenő forgalmat bonyolítanak le az egyik átmenet "hatásköréből" a másikéba; tranzit = átmenő.)

Az elektronok "átmenő forgalmát" az 5.8. ábrán szemléltetjük. A bal oldali pn átmenet nyitó feszültség esetén elektronáramot injektál a középső rétegbe. Az elektronok egy

része található a bázisvezetéken beáramló lyukakkal, és rekombinálódik. A fennmaradó rész eljut a jobb oldali átmenethez, s átsodródva rajta, hozzáadódik annak záróáramához. Minél nagyobb az áthaladó elektronáram összetevő a rekombinálódóhoz képest, annál jobb a tranzisztor.



5.8. ábra. A tranzisztor áramai a normál aktív tartományban

Kísérletünkben a tranzisztor leggyakoribb üzemmódjával is megismerkedtünk. Ez az úgynevezett *normál aktív* beállítás: az emitter oldali *pn* átmenet nyitva, a másik zárva van. Az 5.8. ábra az elektródák elnevezését is érthetővé teszi. A bal oldali átmenet kibocsát, *emittál* elektronokat a középső rétegbe; ezért nevezzük a bal oldali réteget *emitternek*. (Emisszió = kibocsátás.) A jobb oldali átmenet befogja, begyűjti ezeknek az elektronoknak egy részét, ezért *kollektor* a jobb oldali réteg (kollektor = összegyűjtő). A középső réteg bázis elnevezésének történeti okai vannak. Az elsőként megvalósított tűs tranzisztornál, és később is, a sokáig használt ötvözeses technológiánál a középső réteg volt az előállítás kiindulásául szolgáló alaplemez, a *bázis*. A kivezetések szokásos betűjelölése E, B, C. A bipoláris tranzisztort az angol szakirodalomban sokszor jelölik a BJT rövidítéssel (bipolar junction transistor).

5.2.2. Az áramerősítés

Tekintsük át most az áramviszonyokat! Az 5.8. ábra lesz a segítségünkre, amelyen az elektronáram összetevőket szaggatott vonallal, a lyukáramot folytonos nyilakkal jelöltük. (Rajzunk *nnp* tranzisztorra vonatkozik; *pnp* tranzisztor esetén az elektronok és lyukak szerepe felcserélődik.) A jobb oldali kollektor-bázis átmenet záróáramát I_{CB0} -al jelöljük. I_{CB0} -nak elektron- és lyukáram összetevője is van. Mindkettő a kisebbségi hordozók árama a túlsó oldal felé. A bal oldali, emitter-bázis átmenet nyitó áramát a lyukak bázisból emitterbe tartó árama (I_{Ep}) és az elektronok emitterből bázisba tartó árama (I_{En}) alkotja. Utóbbi elektronok azok, amelyek megemelik a középső bázisrétegben a kisebbségi hordozók sűrűségét, és ezzel a kollektor-bázis átmenet záróáramát.

Az emitter által a bázisba injektált elektronok egy része rekombinálódik, s csak a maradék rész jut el a CB átmenetig. Ez utóbbi áramösszetevőt, tehát a CB átmenetig eljutott, s onnan a kollektor oldalra átsodródó elektronok áramát jelöljük I_{Cn} -nel. A

tranzisztorhatás akkor mutatkozik erőteljesen – a tranzisztor akkor jó – ha ez az I_{Cn} áramösszetevő nagy, lehetőleg nem sokkal kisebb, mint a teljes emitteráram. E két áram hányadosa a tranzisztor legfontosabb minősítő paramétere: az *áramerősítés*:

$$A = \frac{I_{Cn}}{I_E}$$

(Tekintettel arra, hogy a tranzisztorra vonatkozóan több, áramerősítésnek nevezett paraméter használatos, a fogalmazást pontosítani kell: a fenti definíció a *közös bázisú, egyenáramú* áramerősítést szolgálhatja.)

A tranzisztor akkor jó, ha az emitteráram úgyszólván hiánytalanul megjelenik a kollektorkörben, ha tehát maximálisan érvényesül a tranzisztorhatás. Más szóval: arra kell törekednünk, hogy az A áramerősítés minél inkább megközelítse az 1 értéket. A mai tranzisztoroknál az A áramerősítés értéke 0,98-0,999 között van.

Írjuk most fel a teljes kollektoráramot az áramerősítés segítségével. Az 5.8. ábrára nézve

$$I_C = -I_{Cn} - I_{CB0}$$

Az előjeleket az 5.8. ábrán adott I_E , I_C mérőirányok indokolják¹. Gondoljunk arra is, hogy az I_{Cn} áram jobbról balra mutató, az áramló elektronok negatív töltése miatt. A fenti összefüggésbe (5.1)-et helyettesítve

$$I_C = -A \cdot I_E - I_{CB0} \quad (5.2)$$

A kollektoráramban tehát egy, az emitterárammal arányos összetevő lép fel. Az esetek többségében ez a komponens a domináló, a nA nagyságrendű I_{CB0} záróáram sokszor el is hanyagolható.

5.2.3. Injektálási hatások, transzporthatások

Nézzük most, milyen feltételeknek kell teljesülniük a tranzisztor struktúrára ahhoz, hogy az áramerősítés megfelelően nagy legyen. Az 5.8. ábrán könnyen nyomon követhetjük, hogy hol "vész el" áram, hol kanyarodik tehát az emitteráram egyik vagy másik összetevője a bázis kivezetés felé, ahelyett, hogy a kollektor felé folyne.

Az első veszteség az emitter-bázis átmeneten következik be. Az átmenet árama: az emitteráram ugyanis két összetevőből áll. Az egyik az emitterből a bázisba tartó I_{En} elektronáram, a másik a bázisból az emitterbe injektált I_{Ep} lyukáram². Az utóbbi teljesen közömbös a kollektoráram szempontjából, arra semmi hatása nincs. Ha tehát az I_{Ep} lyukáram komponens nem kicsi az elektronáramhoz képest, az áramerősítés már eleve nem lehet megfelelően nagy. Jó tranzisztornál az emitterből bázisba injektált elektronáram nagyságrendekkel meghaladja az ellenkező irányban injektált lyukáramot. Mivel az injektált áramok arányosak az injektáló oldal többségi hordozó sűrűségével,

¹ A mérőirányt a pn átmenetnél megszokott módon, p rétegtől n réteg felé mutatónan vettük fel. Így a nyitó áram és feszültség mindig pozitív értékű.

² E szakaszban minden ábrát, definíciót, magyarázatot nnp tranzisztorra vonatkozóan adunk. A nnp tranzisztor esetén az "elektron" és "lyuk" felcserélve értendő.

így is fogalmazhatunk: az emitter adalékkoncentrációja nagyságrendekkel meg kell haladja a bázisét. Ezzel a megállapítással magyarázatát adtuk a tranzisztor működés 5.1 szakasz végén rögzített első feltételének.

A most látottak szerint, a jó tranziszturnál a teljes emitteráram túlnyomó részét az emitterből a bázis felé injektálódó elektronáram adja. Hogy ez az injektált elektronáram mennyire van közel az emitteráram egészéhez, azt számszerűen az *injektálási hatásfok*, *emitterhatásfok* fogalmával fejezzük ki:

$$\eta_e = \frac{I_{En}}{I_E} = \frac{\text{bázisba injektált elektronáram}}{\text{teljes emitteráram}} \quad (5.3)$$

A kollektor felé tartó áramban a második veszteség a bázison való áthaladás során következik be. Az elektronok diffundálnak az EB átmenettől a CB átmenet felé, és menet közben egy töredékük rekombinálódik. Ha a CB átmenet messze van az emittertől, ez a rekombinálódó hányad nagy. Diffúziós hosszúságnyi távolság esetén már több elektron rekombinálnódna, mint amennyi eljutna a CB átmenethez. A jó tranziszturnál tehát a diffúziós hosszúsághoz mérten *igen közel kell lennie a CB átmenetnek az emitterhez*. Így lesz kicsi a veszteség, az áram rekombinálódó hányada. Ezzel az 5.1 szakasz végén leírt második kikötésnek, tehát a tranzisztorhatáshoz szükséges mindkét feltételnek magyarázatát adtuk.

Fejezzük ki számszerűen a bázisáthaladás során bekövetkező veszteségeket is. Számunkra a bázison áthaladó, "transzportálódó" elektronmennyiség, tehát az I_{Cn} áramösszetevő hasznos. Vonatkoztassuk ezt a teljes injektált elektronáramra, és nevezzük a kapott hányadost *transzport hatásfoknak*:

$$\eta_s = \frac{I_{Cn}}{I_{En}} = \frac{\text{kollektorig eljutott elektronáram}}{\text{bázisba injektált elektronáram}} \quad (5.4)$$

A transzport hatásfok tehát azt adja meg, hogy a bázisba injektált elektronoknak mekkora hányada jut el a kollektorig.

Összevetve egymással az (5.1), (5.3), (5.4) egyenleteket, láthatjuk, hogy az áramerősítés az emitter- és a transzport hatásfok szorzataként adódik:

$$A = \frac{I_{Cn}}{I_E} = \eta_e \eta_s \quad (5.5)$$

Ahhoz, hogy ez a szorzat megközelítse az egységet, mind az emitter- mind a transzport hatásfoknak nagyoknak kell lennie. Nézzük most megint a tranzisztorhatás 5.1 szakaszban felsorolt feltételeit. Az emitter hatásfok akkor van közel egyhez, ha az első feltétel teljesül. A transzport hatásfok akkor, ha a második feltétel fennáll. Ha mindkét feltétel egyszerre teljesül, akkor a két hatásfok szorzataként adódó áramerősítés egyhez közeli, a tranzisztor használható lesz.

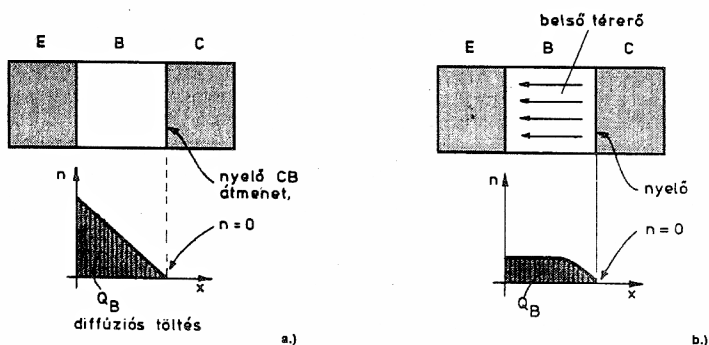
5.2.4. Töltés a bázisban. Homogén és inhomogén bázisú tranzisztor

Az előzőkben durva vonásaiban felvázoltuk ugyan a tranzisztor működését, de egy lényeges kérdés felvetését szándékosan elkerültük. Nevezetesen: mitől mozognak az

elektronok a bázisban, mi készíti az emitter által injektált elektronokat arra, hogy továbbhaladjanak a kollektor felé?

A helyzet sok szempontból hasonló a pn átmenetnél látotthoz. Az a tény, hogy az emitter elektronokat injektál a bázisba, a bázis emitter felőli oldalán az elektronsűrűség megemelkedéséhez vezet (5.9a. ábra). Sűrűségkülönbség alakul ki a bázis két oldala között. Ez diffúziós áramot indít. Az injektált elektronáram tehát *diffúzióval halad* a kollektor felé.

Láttuk a pn átmenet elméletében, hogy a lezárt átmenet a határára érkező kisebbségi hordozókat azonnal átsodorja a túloldalra. A lezárt kollektor-bázis átmenet is így viselkedik: a bázisban a határára érkezett elektronokat azonnal átsodorja a kollektor oldalra. Nyelőként viselkedik tehát az elektronokra nézve. Ezért a bázis kollektor felőli oldalán az elektronkoncentráció zérus (mindaddig, amíg a CB átmenet záró feszültséget kap). A kialakuló elektroneloszlás az 5.9a. ábra szerinti: az elektronsűrűség kb. lineárisan csökken az EB átmenet és a nyelő CB átmenet között.



5.9. ábra. Töltéseloszlás a bázisban

A pusztá szemlélet alapján is könnyen beláthatjuk, hogy a bázisban az 5.9a. ábra szerinti, "háromszög alakú" elektroneloszlás áll elő. Tudjuk, hogy az emitteráram legnagyobb része áthalad a bázison a kollektor felé, százalék nagyságrendű töredék rekombinálódik csak. Ezért, emittertől kollektorig bármely keresztmetszetét nézve a bázisnak, azon körülbelül ugyanakkora áram folyik át. Egyenlő diffúziós áramok egyenlő elektronsűrűség gradiensekből adódnak. A bázis minden keresztmetszetében tehát kb. azonos sűrűséggradiens kell előálljon. Ez viszont csak lineárisan csökkenő elektronsűrűség esetén lehet így.

Vizsgáljuk most meg a bázis töltésviszonyait! Láttuk, hogy a tranzisztor működése során a bázisban megnő az elektronsűrűség. Töltésfelhalmozódás következik be. Ez az emitter által injektált és a bázisban diffúzióval továbbhaladó elektronok töltése. Ugyanolyan jellegű töltés, mint a pn átmenet diffúziós töltésfelhalmozása. A bázisban felhalmozott többlet elektron mennyiség által képviselt töltést a tranzisztornál is *diffúziós töltésnek* nevezzük.

A bázis diffúziós töltése nem kizárólag elektronfelhalmozódást jelent. A tranzisztornál a bázis töltéssemleges, pontosan ugyanúgy, ahogyan a pn átmenetnél az átmenettel

somszédos rétegek. Ez a töltésemlegesség azáltal áll elő, hogy a bázisba injektált elektronok negatív töltése vonzást gyakorol a bázis pozitív többségi hordozóira, lyukaira. Így azok sűrűsége is megnövekszik (a bázis vezetéken beáramló többlet folytán), éppen olyan mértékben, hogy kompenzálja az elektronok negatív töltését. Az emitteráram hatására tehát egyenlő mértékű többletelektron és lyuk felhalmozódás következik be a bázisban, s a bázis kifelé töltésemleges marad.

A bázisban felhalmozódó Q_B diffúziós töltés most is – mint a diódánál – diffúziós kapacitásra vezet, lassítja az eszköz működését. E töltés csökkentése tehát igen lényeges konstrukciós szempont. Ennek egyik eszköze a bázisvastagság csökkentése. További lehetőség az emittertől kollektorig mozgó töltések áramlásának megkönnyítése, serkentése. A megoldás kézenfekvő: térerősséget kell létrehozni a bázisban, olyant, amely a kollektor irányában hajtja az elektronokat. Így a diffúziós és a sodródási áramlás egyszerre érvényesül. Az elektronok gyorsabban haladnak át a bázison, tehát kevesebb időt töltenek benne. Ez annyit jelent, hogy ugyanazon áram mellett egy-egy pillanatban kevesebb elektron tartózkodik a bázisban. Kisebb tehát a diffúziós töltés.

Kérdés, hogyan hozunk létre térerősséget a bázisban? Ez ugyanis nem oldható meg kapcsolástechnikai módszerekkel. Hiába adunk bármilyen feszültséget a tranzisztor kapcsaira, ezek a feszültségek az EB és CB pn átmeneten fognak megjelenni, és a bázis belseje térerőmentes marad. A kérdés egy konstrukciós fogással oldható meg. Az inhomogén, helyfüggő adalékolású félvezető zónákban belső, "beépített" térerősség jelenik meg³. Legyen tehát a báziszóna adalékolása inhomogén. Ha az adalékkoncentráció az emittertől a kollektorig csökkenő jellegű, akkor áll elő a számunkra hasznos, tehát a kisebbségi töltéshordozókat a kollektor felé sodró térerő. Figyeljük meg a planáris tranzisztor adalékprofilját (5.2. ábra)! Láthatjuk, hogy inhomogén a bázis adalékolása: az emitter felőli oldalon nagyobb a koncentráció. Az IC tranziszturnál is hasonló a helyzet. Éppen ez az egyik oka e két tranzisztor konstrukció általánosan elterjedt voltának: bennük a működés szempontjából hasznos inhomogén bázisadalékolás automatikusan előáll. A gyakorlati esetekben a bázis beépített potenciálja, tehát az emitter és a kollektor oldal közötti potenciálkülönbség 100-150 mV.

Inhomogén bázisadalékolás esetén megváltozik az emitter által injektált elektronok eloszlása a bázisban. Nem lesz többé lineárisan csökkenő az emittertől a kollektorig. Helyfüggetlen belső bázis térerősség esetén például az 5.9b. ábra szerint alakul. Kvalitatíve könnyen be is láthatjuk, hogy ilyen jellegű eloszlásnak kell adódnia. A bázis túlnyomó részében a sodródási áram dominál. Ezen a szakaszon állandó térerősség mellett állandó elektronsűrűség kell beálljon ahhoz, hogy minden keresztmetszetben ugyanazon áram folyjék. A CB átmenet nyelőként viselkedik, közelében mindenképpen nulláig csökken az elektronsűrűség. A kis koncentráció miatt ott a térerősség már nem képes a teljes áram szállítására, a diffúziós áramlás is szerephez jut. Láthatjuk: a kollektorhoz közeli szakaszon már van gradiense az elektroneloszlásnak.

Foglaljuk össze az elmondottakat! A tranzisztor kétféle konstrukcióban készülhet: *homogén* és *inhomogén bázis adalékolással*. A két típus működése között lényeges

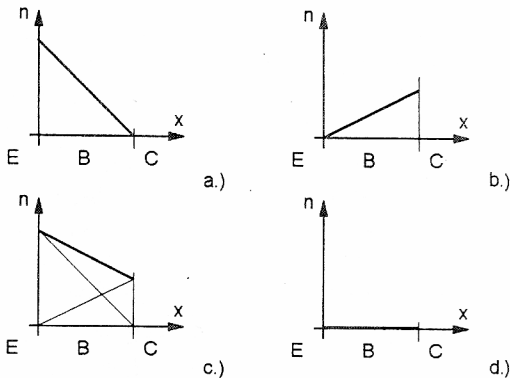
³ Ennek magyarázatára még visszatérünk.

különbség van. Homogén bázisadalékolásnál a bázison kizárólag a diffúzió hajtja át a töltéshordozókat. Inhomogén bázisadalékolásnál a diffúziós és a sodródási áramlás együttes hatása. (Ezért volt használatos az utóbbira régebben a *drift tranzisztor* megjelölés.) Az inhomogén bázis adalékolású konstrukció előnyösebb, mert kisebb az azonos emitteráram mellett felhalmozott Q_B bázistöltés. Ez elsősorban a működési sebesség szempontjából jelentős (kisebb diffúziós kapacitás), de jó hatású a tranzisztor áramerősítésére is (kisebb töltés, kevesebb rekombináció, jobb transzport hatásfok). A tranzisztorgyártás első korszakában homogén bázisú tranzisztorokat készítettek. A mai planáris tranzisztorok mind inhomogén bázisúak, s csak különleges struktúrákban fordul elő a homogén bázis.

5.2.5. A tranzisztor üzemmódjai

Az eddigiekben a tranzisztort egyetlen beállításban vizsgáltuk. Ezt a beállítást az emitter-bázis átmenet nyitott állapota és a kollektor-bázis átmenet záró irányú előfeszítése jellemzi. Említettük már, hogy ilyenkor beszélünk *normál aktív* üzemmódról. A bázisba az emitter injektál elektronokat. A bázis töltéseloszlásának jellege az 5.10a. ábrán látható. A lezárt CB átmenet nyelőként működik, a kollektor oldalon tehát zérusra csökken az elektronsűrűség.

Az *n-p-n* (vagy *p-n-p*) rétegekből álló tranzisztor elvileg szimmetrikus struktúra. Elképzelhető tehát az emitter és a kollektor szerepének megcserélése, a tranzisztor "visszafelé", megfordított irányban való működtetése. Ebben az esetben a kollektor-bázis átmenet az, ami nyitva van, s elektronokat injektál a bázisba. Az emitter-bázis átmenet záró feszültséget kap, így a bázis elektronjaira nézve nyelőként viselkedik. A most kialakuló töltéseloszlást az 5.10b. ábrán látjuk. Ezt a beállítást, melyben a tranzisztor megfordított irányban működik, *inverz aktív* üzemmódnak nevezzük (inverzió = megfordítás). Az ez esetben érvényesülő áramerősítés az *inverz áramerősítés*: A_I . (Az egyértelmű elkülönítés végett a normál aktív működés áramerősítését is elláthatjuk a normál működésre utaló indexszel: A_N . Ezt az indexet azonban általában csak akkor írjuk ki, ha nem magától értetődő, hogy a normál üzembről van szó.)



5.10. ábra. A bázis elektron eloszlása a tranzisztor négy üzemmódjában

A gyakorlatban ritkán kerül arra sor, hogy a tranzisztort inverz üzemben működtessük. Ennek oka az, hogy a gyakorlati tranzisztor struktúrák ugyan kvalitatíve rendelkeznek az $n-p-n$ szimmetriával, de kollektor és emitter között geometriában, adalékolásban olyan mértékű különbségek vannak, amelyek az inverz működtetést úgyszólván kizárják. Tekintsük például az 5.1a. ábra planár tranzisztortát és 5.2. ábrán látható adalékprofilját! A profilból látható, hogy a kollektor gyengébben adalékol, mint a bázis. Ha most ez a kollektor tölti be az emitter szerepét, az injektálási hatásfok igen rossz lesz. A geometria sem kedvez az inverz működésnek. A CB pn átmenetnek csak egy részével áll szemben az emitter-bázis átmenet. A többi rész hiába injektál elektronokat, azok nem jutnak el az emitterhez, mert az EB átmenet messze esik az injektálás helyétől. Ráadásul az inhomogén bázisadalékolás miatt a bázisban előálló belső télerősség, amely normál irányú működésnél megkönnyíti az elektronok áramlását, az ellenkező irányú mozgást éppen fékezi. Mindezek miatt az inverz áramerősítés a gyakorlati tranzisztor struktúráknál meglehetősen kicsi: 0,01 és 0,1 között mozog.

Felmerül a kérdés: nem lehetne-e olyan tranzisztort konstruálni, melynek az inverz áramerősítése is elfogadható, esetleg azonos a normál irányú áramerősítéssel (szimmetrikus tranzisztor). Lehetne, és a tranzisztorgyártás kezdeti korszakában próbálkoztak is vele. Tény azonban, hogy az inverz áramerősítés javítása együtt jár a normál működés paramétereinek romlásával. Ezért, s mivel a kapcsolástechnika amúgy sem igényeli különösebben a szimmetrikus tranzisztort, a fejlődés oda vezetett, hogy a tranzisztor konstrukciókat a normál aktív működés paramétereire optimalizálják, nem törődve az inverz működés szempontjaival.

A bipoláris tranzisztor harmadik lehetséges üzemmódja a *telítés*. Akkor beszélünk telítéses állapotról, ha mind az EB, mind a CB átmenet nyitó feszültséget kap. Ekkor mindkét pn átmenet elektronokat injektál a bázisba. A bázisban felhalmozott töltés erőteljesen megnövekszik. Egyik átmenet sem nyelő az elektronokra, az elektron sűrűség mind az emitter- mind a kollektor oldalon magasabb az egyensúlyinál (5.10c. ábra).

A telítéses üzemben kialakuló bázistöltés és áramok úgy számolhatók, hogy a normál és az inverz működés áramait, töltését összeadjuk, szuperponáljuk. (Ennek bizonyítására később még visszatérünk.) Úgy képzelhetjük tehát, hogy telítéses üzemben egyszerre érvényesül a normál aktív és az inverz aktív működés. Az emitter áramot injektál, és annak egy része eljut a kollektorba. Ezzel egyidejűleg a kollektor is injektál; áramának egy része eljut az emitterbe. Az, hogy végül milyen irányú a tranzisztor eredő áramforgalma: emittertől kollektor felé haladó, vagy fordított, azon múlik, hogy melyik átmenet mekkora nyitó feszültséget kapott, melyik injektál erősebben.

A negyedik üzemállapot a *lezárás*. Mindkét átmenet záró feszültséget kap. Egyik sem injektál hordozókat a bázisba, így azután tranzisztorhatás sem áll elő. Az emitter- és a kollektoráram a megfelelő pn átmenetek záróárama. Bázistöltés-felhalmozódás – ahogyan az 5.10d. ábra is mutatja – nincsen.

Foglaljuk össze az üzemmódokról mondottakat! Az üzemmódokat aszerint különítjük el egymástól, hogy az egyes pn átmenetek nyitó vagy zárófeszültséget kapnak-e. A tranzisztornak két pn átmenete van, így azután négy különböző üzemmód lehetséges. E négy lehetőséget a következő táblázat segítségével tekinthetjük át a legkönnyebben:

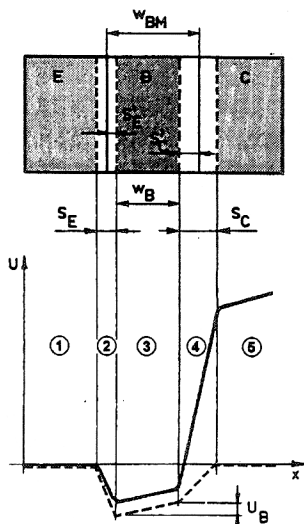
		EB átmenet	
		nyitott	zárt
CB átmenet	Nyitott	telítés	inverz aktív
	Zárt	normál aktív	lezárás

5.3. Potenciálviszonyok a tranzisztorban

Az 5.11. ábrán egy *npn* tranzisztor potenciálmenetét látjuk. A szaggatott vonal az $U_{BE} = U_{BC} = 0$ V esetre, a folytonos vonal a normál aktív beállításra vonatkozik. A potenciálmenet jellegzetes szakaszai a következők.

1. Feszültségesés az emitter pályaellenállásán. Az emitter erős adalékolása, nagy vezetőképessége miatt értéke mV nagyságrendű; általában elhanyagoljuk.
2. Feszültségesés az EB átmenet kiürített rétegén. Az $U_{BE} = 0$ V mellett éppen az átmenet U_{De} diffúziós potenciálja, normál aktív működésnél ennél kisebb értékű.
3. Feszültségesés a bázisban (beépített potenciál, U_B). A helyfüggő bázisadalékolás okozza; homogén bázisú tranzisztornál nem lép fel.
4. Feszültségesés a CB átmeneten. Az $U_{CB} = 0$ V-nál az átmenet U_{Dc} diffúziós potenciáljával egyenlő, normál aktív beállításban (tehát lezárt CB átmenetnél) ennél sokkal nagyobb. Szokásos nagyságrendje 10-100 V.
5. Feszültségesés a kollektorzóna r_{cc} pályaellenállásán. Ez sok esetben számottevő lehet (a 0,1-1 V-ot is elérheti).

A potenciálmenet fontosabb szakaszait az alábbiakban közelebbről is megvizsgáljuk.



5.11. ábra. A bipoláris tranzisztor potenciálmenete

5.3.1. Kiürített rétegek. Az effektív bázisvastagság

Az EB átmenet kiürített rétegei meglehetősen keskenyek, mivel az átmenet mindkét oldalán nagy az adaléksűrűség. A kiürített réteg S_E szélessége feszültségfüggő, de a normál aktív tartományban, ahol U_{BE} ritkán lép ki a 600-800 mV közötti tartományból, ennek különösebb jelentősége nincsen.

A CB átmenet S_C kiürített rétege jóval szélesebb. Ennek egyik oka az, hogy az átmenet környezetében sokkal kisebb az adalékkoncentráció mint az EB átmenetnél (lásd az 5.2. ábra adalékprofilját). A másik ok az, hogy a normál aktív beállításban a CB átmenet lezárt állapotban van, s a 10-100 V-os zárófeszültség megnöveli a kiürített réteg szélességét. Az S_C szélesség feszültségfüggését (3.24) szerint közelíthetjük

$$S_C = \text{const} \cdot (U_{Dc} - U_{BC})^n \quad (5.6)$$

- ahol n értéke 1/2 körüli, mivel a kiürített réteg határa a kollektor oldalon az állandó adalékolású szakaszon mozog (lásd 3.2.3. pont, az exponenciális profilról írottak).

Az effektív bázisszélesség. A tranzisztor adalékprofilján w_{BM} -mel jelöltük azon középső tartomány szélességét, amelyen belül az akceptor adalékatomok vannak többségben. Ez a metallurgiai pn átmenetek távolsága, ezt nevezzük *metallurgiai bázisszélességnek*. Az elektromos működés szempontjából viszont külön kell kezelnünk a bázisnak azt a középső, tértöltésmentes részét, ami az emitter és a kollektor oldali kiürített réteg között helyezkedik el. Ennek szélességét *effektív bázisszélességnek* nevezzük és w_B -vel jelöljük. Természetesen $w_B < w_{BM}$. Ha S'_E és S'_C -vel jelöljük a megfelelő kiürített rétegek szélességének a bázis felé eső részét, akkor

$$w_B = w_{BM} - S'_E - S'_C \quad (5.7)$$

Az effektív bázisszélesség függ a tranzisztorra adott feszültségektől, hiszen a feszültségek változtatják a kiürített rétegek szélességét, utóbbiak pedig a fenti képlet szerint befolyásolják w_B -t. Ezt a hatást nevezzük *bázisszélesség modulációnak*. A jelenség elsősorban U_{BC} változása nyomán észlelhető.

A bázisszélesség moduláció mértékét a következő módon számolhatjuk:

$$\frac{\partial w_B}{\partial U_{CB}} = \frac{\partial w_B}{\partial S'_C} \frac{\partial S'_C}{\partial U_{CB}} = n \frac{S'_C}{U_{Dc} - U_{BC}} \quad (5.8)$$

- ahol felhasználtuk (5.6)-ot és feltételeztük, hogy az S_C szélességgel arányosan változik a bázis felé eső S'_C hányad is.

5.3.2. Beépített tér a bázisban

Tételezzük fel, hogy a bázisban 0 és w_B között az $N_B(x)$ függvény írja le az adalékkoncentráció helyfüggését! Ha $N_B(x)$ nem állandó, akkor a bázisban beépített térerősség keletkezik. Ennek nagyságát igen egyszerűen számolhatjuk az alábbiak szerint.

A bázisban a többségi hordozók (lyukak) áramlása elhanyagolható, tehát áramsűrűségük zérusnak tekinthető:

$$0 = -qD_p \frac{dp}{dx} + q\mu_p pE(x) \quad (5.9)$$

Ebből a térerősség

$$E(x) = \frac{D_p}{\mu_p} \frac{1}{p} \frac{dp}{dx} = U_T \frac{1}{p} \frac{dp}{dx} \cong U_T \frac{1}{N_B} \frac{dN_B}{dx} = U_T \frac{d}{dx} \ln N_B(x) \quad (5.10)$$

A térerősség akkor lesz negatív, tehát az elektronokat balról jobbra sodró, ha $N_B(x)$ a pozitív x -ek felé csökken.

A beépített tér a beépített U_B feszültséget hozza létre a bázis két oldala között:

$$U_B = - \int_0^{w_B} E(x) dx = U_T \ln \frac{N_B(0)}{N_B(w_B)} \quad (5.11)$$

Szám példa. Számítsuk ki a bázis beépített potenciálját és átlagos beépített térerősségét az alábbi adatok ismeretében:

$$N_B(0) = 10^{17} / \text{cm}^3$$

$$N_B(w_B) = 10^{15} / \text{cm}^3$$

$$w_B = 1,6 \text{ } \mu\text{m}.$$

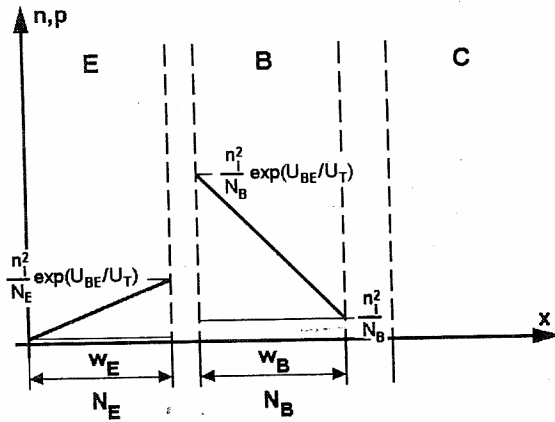
$$U_B = 0,026 \cdot \ln \frac{10^{17}}{10^{15}} = 0,026 \cdot \ln 100 = 0,12 \text{ V} = 120 \text{ mV}$$

$$E_B = \frac{U_B}{w_B} = \frac{0,12}{1,6 \cdot 10^{-6}} = 7,5 \cdot 10^4 \text{ V/m}$$

5.4. Az emitter- és a transzport hatások számítása

Az 5.1. és 5.2. szakaszban felvázoltuk a bipoláris tranzisztor struktúráját, megismertük az emitter- és a transzport hatások fogalmát. Most számszerűen fogjuk meghatározni, mitől függ ez a két hatásfok és közvetítésükkel az áramerősítés. Számításainkban a legegyszerűbb esetre szorítunk: minden réteg homogén adalékolású, a pn átmenetek abruptok. Apró betűvel, a levezetés részletezése nélkül közöljük az inhomogén adalékolásra vonatkozó eredményeket is. Az EB átmeneten nyitó feszültséget, a CB átmeneten zérus feszültséget feltételezünk. A tranzisztor tehát a normál aktív tartományban (pontosabban: annak határán) dolgozik.

Az 5.12. ábrán látjuk a kisebbségi töltéshordozók eloszlását a tranzisztor emitterében és bázisában. Az emitter effektív szélessége w_E , adalék sűrűsége N_E . Ugyanezek a bázisra w_B illetőleg N_B . A bázisban az elektronok az előbbieken már megismert lineáris eloszlást mutatják. A kollektór oldalon az elektron sűrűség az egyensúlyi n_i^2 / N_B érték, hiszen $U_{CB} = 0$, az emitter oldalon ennek $\exp(U_{BE}/U_T)$ BOLTZMANN tényező-szerese. Az emitter oldalon hasonló a kisebbségi hordozók (lyukak) eloszlása: lineáris függvény, amely az EB átmenetnél az n_i^2 / N_E egyensúlyi koncentráció $\exp(U_{BE}/U_T)$ -szeresétől indul, s az emitter kontaktusnál ($x = 0$ hely) éppen az egyensúlyi sűrűsége esik.



5.12. ábra. Hordozó eloszlások a normál aktív tartományban

Számoljuk ki az emitter elektron- és lyukáram összetevőjét! Először az elektronokat nézzük. Ezeket az emitter injektálja a bázisba, s ott diffúzióval mozognak tovább. Ebből

$$I_{En} = AqD_n \frac{dn}{dx} = AqD_n \frac{n_i^2 / N_B \exp(U_{BE}/U_T) - n_i^2 / N_B}{w_B} \quad (5.12)$$

$$I_{En} = \frac{AqD_n n_i^2}{w_B N_B} (\exp(U_{BE}/U_T) - 1) \quad (5.13)$$

– ahol A a tranzistor hasznos keresztmetszete.

Ha számolnánk a bázis adalékolás inhomogén voltával, ugyanezen áramra az alábbi összefüggést nyernénk:

$$I_{En} = \frac{AqD_n n_i^2}{\int_0^{w_B} N_B(x) dx} (\exp(U_{BE}/U_T) - 1) \quad (5.14)$$

ami láthatóan csak a nevezőben álló integrálban tér el a homogén bázisú eset képletétől. Ez az integrál a bázis felületegységre számolt adalék atom mennyiségét adja, és a tranzistor egyik igen lényeges jellemzője; *bázisintegrálnak* vagy *GUMMEL számnak* nevezzük.

A bázisból az emitterbe injektált lyukáramot az emitterben kialakuló gradiens alapján, egészen hasonló módon számoljuk:

$$I_{Ep} = \frac{AqD_p n_i^2}{w_E N_E} (\exp(U_{BE}/U_T) - 1) \quad (5.15)$$

E két áram összetevő ismeretében az emitter hatásfok a definíciónak megfelelően számolható:

$$\eta_e = \frac{I_{En}}{I_E} = \frac{I_E - I_{Ep}}{I_E} \cong 1 - \frac{I_{Ep}}{I_{En}} = 1 - \frac{D_p w_B N_B}{D_n w_E N_E} \quad (5.16)$$

Jól látjuk, hogy az emitter hatásfok valóban akkor közelíti az 1-et, ha $N_E \gg N_B$, vagyis az emitter sokkal erősebben adalékol, mint a bázis.

Inhomogén adalékolás esetén az emitterhatásfokra az alábbi kifejezés adódik:

$$\eta_e = 1 - \frac{D_p \int_0^{w_B} N_B dx}{D_n \int_0^{w_E} N_E dx} \quad (5.17)$$

Ez az eredmény lényegében ugyanazt mondja, mint a homogén adalékolásra vonatkozó egyenlet, azzal a finomítással, hogy az emitterhatásfok szempontjából a bázis *összes* adalékának és az emitter *összes* adalékának a hányadosa a mérvadó, eloszlásuktól függetlenül.

A transzport hatásfok számításához szükségünk van a bázisban rekombinálandó áram összetevő ismeretére. Ehhez először a Q_B bázistöltést számoljuk ki, majd az $I_r = Q_B / \tau_n$ összefüggéssel számoljuk a rekombinálandó hordozók áramát. Q_B egyszerűen a bázisbeli elektron eloszlás háromszög területéből számolható:

$$Q_B = \frac{1}{2} \frac{n_i^2}{N_B} (\exp(U_{BE} / U_T) - 1) w_B A q \quad (5.18)$$

A transzport hatásfok

$$\eta_{tr} = \frac{I_{Cn}}{I_{En}} = \frac{I_{En} - I_r}{I_{En}} = 1 - \frac{Q_B / \tau_n}{I_{En}} \quad (5.19)$$

Behelyettesítve az (5.13) és (5.18) egyenleteket, az alábbiakra jutunk:

$$\eta_{tr} = 1 - \frac{1}{2} \frac{w_B^2}{D_n \tau_n} = 1 - \frac{1}{2} \left(\frac{w_B}{L_n} \right)^2 \quad (5.20)$$

– ahol felhasználtuk a diffúziós hosszúságra vonatkozó (2.38) összefüggést is. Megállapíthatjuk, hogy a transzporthatásfok valóban akkor közelíti az 1-et, ha a bázis vastagsága sokkal kisebb, mint az L_n diffúziós hosszúság.

Inhomogén bázisú tranzisztor esetén a transzport hatásfok így számolandó:

$$\eta_{tr} = 1 - F(N_B) \left(\frac{w_B}{L_n} \right)^2, \quad (5.21)$$

– ahol az $F(N_B)$ állandót, a *bázisprofil tényező*t bonyolult kettős integrál szolgáltatja:

$$F(N_B) = \frac{1}{w_B^2} \int_0^{w_B} \frac{1}{N_B(x)} \int_x^{w_B} N_B(\xi) d\xi dx \quad (5.22)$$

Lényeges további fogalom a *bázisáthaladási idő*. Bázisáthaladási időnek nevezzük azt a T_0 időtartamot, amennyit egy elektron emittertől kollektor felé haladtában a bázisban tölt. Kiszámítása egyszerű. A bázisba időegység alatt I_{En} töltés injektálódik, kb. ugyanennyi lép ki a kollektor oldalán. Az emittertől kollektor felé haladó elektronok össztöltése bármely időpillanatban Q_B . Ahhoz, hogy ez az össztöltés kiadódjék, minden egyes elektronnak

$$T_0 = \frac{Q_B}{I_{En}} \quad (5.23)$$

időt kell a bázisban töltenie. A bázisáthaladási idővel így fejezhetjük ki az (5.19) alatti transzport hatásfokot:

$$\eta_{tr} = 1 - \frac{T_0}{\tau_n} \quad (5.24)$$

Ezt (5.20)-szal összevetve

$$T_0 = \frac{1}{2} \tau_n \left(\frac{W_B}{L_n} \right)^2 \quad (5.25)$$

Szám példa. Számítsuk ki az alábbi adatokkal rendelkező, homogén bázisú tranzisztor emitter- és transzport hatásfokát, valamint áramerősítését!

$$\begin{aligned} N_E &= 10^{19} / \text{cm}^3, w_E = 2 \mu\text{m}, \\ N_B &= 4 \cdot 10^{16} / \text{cm}^3, w_B = 1,5 \mu\text{m}, \\ D_n &= 0,0026 \text{ m}^2/\text{s}, D_p = 0,0011 \text{ m}^2/\text{s}, \\ \tau_n &= 10^{-6} \text{ s}. \end{aligned}$$

$$\eta_e = 1 - \frac{D_p w_B N_B}{D_n w_E N_E} = 1 - \frac{0,0011 \cdot 1,5 \cdot 4 \cdot 10^{16}}{0,0026 \cdot 2 \cdot 10^{19}} = 0,9987$$

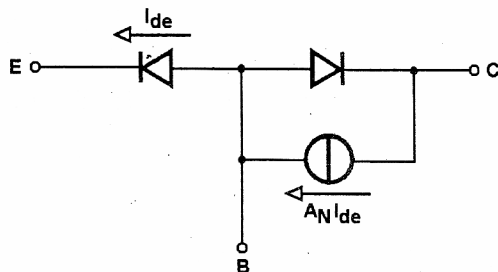
$$\eta_{tr} = 1 - \frac{1}{2} \frac{w_B^2}{D_n \tau_n} = 1 - \frac{1}{2} \frac{(1,5 \cdot 10^{-6})^2}{0,0026 \cdot 10^{-6}} = 0,99957$$

$$A = \eta_e \eta_{tr} = 0,9982$$

5.5. Az EBERS-MOLL helyettesítőkép

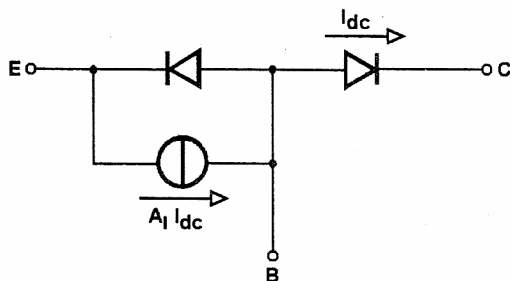
Láttuk, hogy a tranzisztor valóban több, mint két összekapcsolt dióda, hiszen a tranzisztorhatás folytán a kollektorkörben a CB dióda saját záróáramán túl megjelent a nyitott emitter-bázis dióda áramának A -szorososa. A normál aktív tartományra vonatkozóan tehát az 5.13. ábra szerinti helyettesítőképet rajzolhatjuk. Az ábrán I_{de} -vel jelöltük az EB dióda áramát. Ez az áram vezérli a kollektor-bázis diódával párhuzamosan kötött áramgenerátort, ami a tranzisztorhatást képviseli. Az áramerősítés A betűjét elláttuk az N indexszel, kihangsúlyozandó, hogy az a normál aktív működésre vonatkozik.

Ha a tranzisztor inverz aktív üzemben működtetjük, akkor a helyzet éppen fordított. A nyitott CB dióda áramának áramerősítés-szerese megjelenik a lezárt EB dióda ágában. Ez az áramerősítés viszont eltérő a normál irányútól; inverz áramerősítésnek nevezzük és A_I -vel jelöljük. A helyettesítőkép most az 5.14. ábra szerinti. Az ábrán I_{dc} a CB dióda árama.



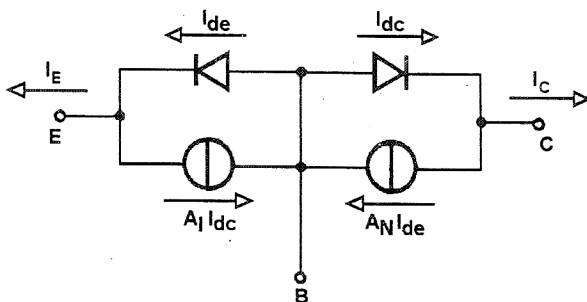
5.13. ábra. A tranzisztor nagyjelű helyettesítőképe a normál aktív tartományban

Célunk most az, hogy olyan nagyjelű helyettesítőképet állítsunk össze, amely minden működési tartományban jól jellemzi a tranzisztort. Kézenfekvő ebből a célból az 5.13. és az 5.14. ábrákat egymásra rajzolni. Az így nyert kapcsolást az 5.15. ábrán látjuk. Ez a tranzisztor EBERS-MOLL helyettesítőképe.



5.14. ábra. Nagyjelű helyettesítőkép az inverz aktív tartományban

Figyeljük meg: ha normál aktív tartományban vagyunk, a CB dióda lezárt állapotban van, I_{dc} gyakorlatilag zérus, tehát $A_I I_{dc}$ is az. A bal oldali áramgenerátor mintha ott sem lenne; visszakaptuk az 5.13. ábra helyettesítőképét. Hasonló gondolatmenettel belátható, hogy az inverz aktív tartományban visszajutunk az 5.14. ábra helyettesítőképére. Az új helyettesítőkép azonban a telítési tartományt is helyesen írja le. Ennek igazolása néhány szó magyarázatot igényel.



5.15. ábra. A bipoláris tranzisztor EBERS-MOLL helyettesítőképe

Az 5.13. és 5.14. ábrák egymásra rajzolásával tulajdonképpen a szuperpozíció műveletét végeztük. Úgy vettük, hogy a telítéses működés a normál aktív és az inverz aktív működés szuperpozíciója. Ez valóban így van, de meg kell indokolnunk, hogy miért. Gondoljuk meg: a bipoláris tranzisztor működésének legfontosabb kérdése, hogy hogyan mozognak a bázisban az oda beinjektált kisebbségi hordozók. Ezt pedig a töltéshordozók 2. fejezetben bemutatott diffúziós egyenlete határozza meg, ami *lineáris differenciálegyenlet*. Tudjuk, hogy egy ilyen differenciálegyenlet homogén része megoldásainak összege szintén megoldás. A homogén rész jelen esetben az egyensúlyi feletti, többlet hordozó sűrűséget jelenti. Vagyis az emitter által, normál aktív tartományban injektált többlet hordozóeloszlást összeadva a kollektor által, inverz működésben injektált többlet eloszlással ismét megoldást kapunk – ezúttal a telítéses esetre, hiszen mindkét átmenet nyitva van. Tehát jogos a szuperpozíció alkalmazása; a telítéses működés valóban, teljes pontossággal a normál és az inverz működés összegének tekinthető.

A fenti helyettesítőképet egy egyenlet-páros formájában matematikai formában is leírhatjuk. A helyettesítőkép két ideális diódát és két vezérelt generátort tartalmaz. A diódák karakterisztikája

$$I_{de} = I_{ES}(\exp(U_{BE}/U_T) - 1) \quad \text{és} \quad I_{dc} = I_{CS}(\exp(U_{BC}/U_T) - 1). \quad (5.26)$$

Az emittervezeték I_E árama az emitter oldali dióda és áramgenerátor áramának előjeles összegével egyenlő. Ha az 5.15. ábra alapján ezt az összeget képezzük, megkapjuk az egyenlet-páros első sorát. A kollektorkivezetésre képezve a hasonló összeget, a második sor adódik. Az alábbi egyenlet-páros tehát valóban ekvivalens az 5.15. ábra helyettesítőképével.

$$\begin{aligned} I_E &= I_{ES}(\exp(U_{BE}/U_T) - 1) - A_I I_{CS}(\exp(U_{BC}/U_T) - 1) \\ I_C &= -A_N I_{ES}(\exp(U_{BE}/U_T) - 1) + I_{CS}(\exp(U_{BC}/U_T) - 1) \end{aligned} \quad (5.27)$$

Ezzel a bipoláris tranzisztorra vonatkozó alapvető fontosságú eredményre jutottunk. Az egyenletrendszer tetszőleges U_{BE} és U_{BC} feszültségekre vonatkozóan szolgáltatja a tranzisztor áramait. Megadja ezzel a tranzisztor nemlineáris karakterisztikáját az összes működési tartományban.

Az (5.27) egyenletrendszer bevezetése J. J. EBERS és J. L. MOLL nevéhez fűződik. Általánosan elterjedt elnevezésük: *EBERS-MOLL egyenletek*. A velük ekvivalens, 5.15. ábra szerinti helyettesítőképet *EBERS-MOLL modellnek* nevezik. Jelentőségüket az adja, hogy jó leírását adják a tranzisztor nagyjelű, nemlineáris tulajdonságainak, mind a négy működési tartományban.

Az EBERS-MOLL egyenletek a reális tranzisztorok számításánál is jól használhatók. Pontosságukat valamelyest korlátozza, hogy levezetésüknél idealizált tulajdonságokkal rendelkező pn átmenetekkel számoltunk, s sok, a valóságban fellépő hatást elhanyagoltunk. Ilyenek: a generációs-rekombinációs áram, a nagy áramsűrűségeknél fellépő jelenségek, a letérési jelenségek stb.

Érdemes még egyszer hangsúlyozni, hogy az 5.15. ábrán látható hálózat nem pusztán formális ekvivalens az EBERS-MOLL egyenleteknek. A helyettesítőkép topológiája

olyan, hogy a tranzisztor egyes funkcionális jegyeit is mutatja. A két dióda a tranzisztor két pn átmenetének felel meg. Az áramgenerátorok a tranzisztor hatást modellezik: azt a tényt, hogy az egyik átmenet árama befolyásolja, vezérli a másik áramát.

E pont hátralevő részében az EBERS-MOLL egyenletek néhány további, használatos alakját vezetjük be.

Az EBERS-MOLL egyenletet és helyettesítőképét $nnpn$ tranzisztorra vonatkozóan vezettük be. Pnp tranzisztorra egészen hasonló egyenlet és helyettesítőkép adódik, egyedül csak a feszültség és áram mérőirányok fordulnak meg. További vizsgálatainkat azonban mindig $nnpn$ tranzisztoron végezzük.

Értelmezzük most az EBERS-MOLL egyenletekben álló I_{ES} és I_{CS} állandókat. Az (5.27) egyenletekből $U_{BC}=0$ feltételezéssel

$$I_E = I_{ES} (\exp(U_{BE}/U_T) - 1) \quad (5.28)$$

Ezek szerint I_{ES} az emitter-bázis pn átmenet telítési árama, rövidrezárt kollektor-bázis átmenet mellett. (Jelölésünkben az S index a telítés = szaturáció szóra utal.) Látni fogjuk néhány oldallal később, hogy nyitott kollektor oldal mellett az EB átmenet más telítési áramot mutat. Ezért hangsúlyozzuk most a CB átmenet rövidrezárt állapotát. Hasonló módon kimutathatjuk, hogy I_{CS} a kollektor-bázis pn átmenet telítési árama, rövidrezárt emitter-bázis átmenet mellett.

Az (5.13) és (5.15) egyenletek felhasználásával kimutatható, hogy

$$I_{ES} = \frac{1}{\eta_e} \frac{AqD_n n_i^2}{W_B N_B} \quad (5.29)$$

Az I_{ES} , I_{CS} telítési áramok ugyanabban a nagyságrendben mozognak, mint a különálló pn átmeneteknél. Si tranzisztornál tehát nanoamperekre számíthatunk.

Az emitter- és a kollektor oldali pn átmenet telítési árama nem független egymástól. Bizonyítható, hogy homogén bázisú tranzisztornál hányadosuk a normál és az inverz áramerősítés arányával egyenlő:

$$\frac{I_{ES}}{I_{CS}} = \frac{A_I}{A_N} \quad (5.30)$$

Az összefüggés inhomogén bázisú tranzisztornál is jó közelítésnek tekinthető.

Az EBERS-MOLL egyenletek egyéb formái

Az (5.27) egyenlet mátrixos formában így írható fel:

$$\begin{bmatrix} I_E \\ I_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -A_I \\ -A_N & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ES} (\exp(U_{BE}/U_T) - 1) \\ I_{CS} (\exp(U_{BC}/U_T) - 1) \end{bmatrix} \quad (5.31)$$

A bal oldal az emitter- és a kollektoráramból álló oszlopvektor. A jobb oldal az áramerősítés-mátrix szorzata a pn átmenetek saját áramának oszlopvektorával ("Saját" áram alatt itt azt az összetevőt értjük, amit nem a másik átmenet injektál.) Közvetlenül

belátható, hogy ezt a mátrixegyenletet kifejtve, visszajutunk az eredeti (5.27) összefüggésre.

A mátrixos felírás azért kedvelt formája az EBERS-MOLL egyenleteknek, mert ennek alapján az egyenletek könnyen kiterjeszthetők kettőnél több pn átmenettel rendelkező struktúrákra (multiemitteres, multikollektoros tranzisztor stb.). Figyeljük meg: az áramerősítés-mátrix főátlójában egyesek állnak. Természetes ez, hiszen mind az emitter-, mind a kollektoráramhoz teljes egészében hozzáadódik a megfelelő oldali pn átmenet saját árama. A főátlón kívüli elemek értelmezése: A_{ij} a j -edik átmenetnek az i -edik felé érvényesülő áramerősítése, negatív előjellel. Jelen esetben pl. A_{21} az egyes (BE) átmenetnek a kettes (BC) átmenet felé érvényesülő A_N áramerősítése, negatív előjellel.

További, szokásos formájára jutunk az (5.27) egyenleteknek, ha a pn átmenetek saját áramára fejezzük ki azokat. Elemi átrendezési lépések után az emitter- és a kollektoráram alábbi kifejezésére jutunk:

$$\begin{aligned} I_E &= I_{EBO}(\exp(U_{BE}/U_T) - 1) - A_I I_C \\ I_C &= I_{CBO}(\exp(U_{BC}/U_T) - 1) - A_N I_E \end{aligned} \quad (5.32)$$

ahol bevezettük az

$$I_{EBO} = I_{ES}(1 - A_N A_I) \quad , \quad I_{CBO} = I_{CS}(1 - A_N A_I) \quad (5.33)$$

jelöléseket.

Értelmezzük például az (5.32) egyenlet második sorát! Eszerint a kollektoráram két tagból áll. Az egyik az U_{BC} -től függő, ideális pn átmenet komponens. A másik az emitter árammal arányos, annak A_N -szerese. Figyeljük meg, hogy az első tag, a CB átmenet karakterisztikája I_{CS} -től eltérő telítési árammal jelent meg. Ha $I_E=0$, azaz az emittervezetékét megszakítjuk, a CB dióda karakterisztikája

$$I_C = I_{CBO}(\exp(U_{BC}/U_T) - 1) \quad (5.34)$$

Ezzel az (5.32) egyenlettel bevezetett I_{CBO} állandó magyarázatához jutottunk. I_{CBO} a kollektor-bázis átmenet telítési árama, szakadással lezárt emitter mellett. Hasonlóan, I_{EBO} az EB átmenet telítési árama, megszakított kollektorvezeték mellett. Megjegyzendő, hogy a kétféle módon: lezárt ill. szakadt túlsó átmenet mellett mérhető telítési áramok nem térnek el különösebben egymástól, nagyságrendjük azonos. Ez az (5.32) összefüggések alapján is belátható.

Végül úgy rendezzük át az EBERS-MOLL egyenleteket, hogy a bal oldalon a két pn átmenet feszültsége álljon. Ez (5.32) alapján könnyen elvégezhető:

$$\begin{aligned} U_{BE} &= U_T \ln \left(\frac{I_E + A_I I_C}{I_{EBO}} + 1 \right) \\ U_{BC} &= U_T \ln \left(\frac{I_C + A_N I_E}{I_{CBO}} + 1 \right) \end{aligned} \quad (5.35)$$

Hangsúlyozzuk, hogy az EBERS-MOLL egyenletek bemutatott négy alakja teljesen egyenértékű. A továbbiakban hol egyik, hol másik formát fogjuk használni – aszerint, hogy melyik célszerűbb az éppen végzendő számításokhoz.

5.6. Az ideális tranzisztor karakterisztikái

A gyakorlati tervezői munka szempontjából sokszor célszerű, ha a tranzisztor áramai és feszültségei közti összefüggéseket grafikus formában adjuk meg. Ilyen formában találjuk meg a tranzisztorok egyenáramú leírását a gyártó cégek által kiadott adatlapokon, katalógusokban is. Ezek a *tranzisztor karakterisztikák*.

A tranzisztoron három áramot mérhetünk és három feszültséget: I_E , I_C és I_B , továbbá U_{BE} , U_{BC} és U_{CE} .

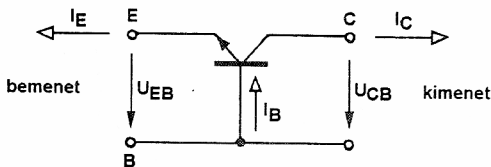
Karakterisztikaként e hat mennyiség bármelyikét felrajzolhatjuk, további kettő függvényében. Ez elvileg 20 karakterisztika fajtát jelent. Ezeknek a gyakorlatban csak egy részét használjuk. Ugyanis már két, megfelelően választott karakterisztika elegendő ahhoz, hogy a tranzisztor áramainak és feszültségeinek minden összefüggését megadjuk.

Az alábbiakban a tranzisztor leggyakrabban használt karakterisztikáit mutatjuk be. Ezek a tranzisztor ún. *közös bázisú*, valamint *közös emitteres* alapkapcsolására vonatkozó be- és kimeneti karakterisztikák, összesen tehát $2 \times 2 = 4$ függvény. Egyszerűsíti még az is a dolgunkat, hogy szokás szerint a karakterisztikáknak csak egy részletét közlik: a normál aktív tartományt, továbbá – hozzá csatlakozóan – a telítési és lezárt tartomány egy darabját.

Az e pontban bemutatott karakterisztikákat azért nevezzük *ideálisnak*, mert a többé-kevésbé idealizált viszonyokat tükröző EBERS-MOLL egyenletek alapján származtatjuk, rajzoljuk meg azokat. Az így kapott karakterisztikák fő vonásaikban megegyeznek a valóságos tranzisztoron tapasztalhatókkal. A gyakorlati karakterisztikákkal való, ennél pontosabb egyezést csak egy sor másodlagos jelenség figyelembe vétele után várhatunk. Ezeket a jelenségeket a következő szakaszban tárgyaljuk.

5.6.1. Közös bázisú tranzisztor karakterisztikák

Az áramköri alkalmazások egy csoportjánál a tranzisztor úgy jelenik meg az áramkörben, hogy bemenetként az emitter-bázis átmenet, kimenetként a kollektor-bázis átmenet szolgál (5.16. ábra). A bázis tehát mind a bemeneti, mind a kimeneti kapu egyik kapcsaként szerepel. Ezért beszélünk ilyenkor *közös bázisú* (földelt bázisú, FB) alapkapcsolásról. (Megjegyezzük, hogy a tranzisztorok nem ez az alapkapcsolása az elterjedtebb. Azért soroljuk mégis itt előbbre, mert a karakterisztikák alakulása ez esetben követhető a legkönnyebben.)



5.16. ábra. Közös bázisú alapkapcsolás

A közös bázisú bemenő karakterisztika a két bemeneti mennyiség: I_E és U_{EB} függvénykapcsolatának grafikus ábrázolása. Látni fogjuk azonban, hogy a bemenő áram nemcsak a bemenő feszültségtől, hanem a kimenet feszültségétől is függ:

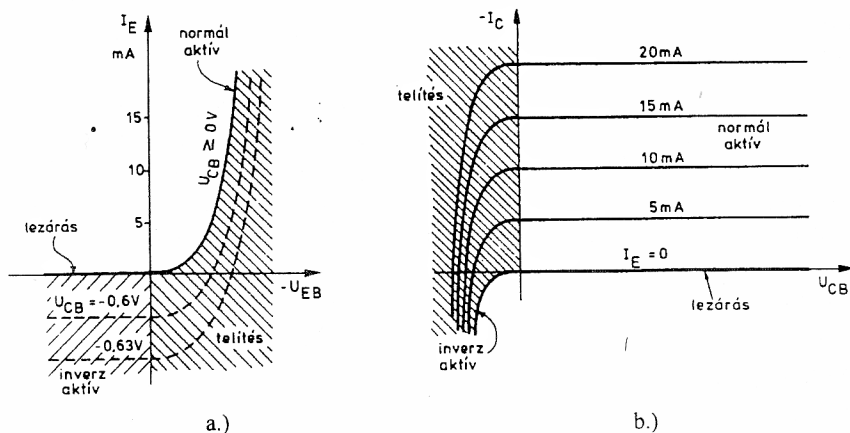
$$I_E = f(U_{EB}, U_{CB})$$

Ezért a karakterisztikát görbesereg formájában ábrázoljuk, U_{CB} -vel paraméterezve.

Várható, hogy a normál aktív tartományban ez a karakterisztika a pn átmenet nyitó karakterisztikájához lesz hasonló, hiszen a bemenet tulajdonképpen a nyitott EB átmenet. Az EBERS-MOLL egyenletek segítségével győződhetünk meg erről. Az (5.27) egyenlet első sora éppen a most definiált bemenő karakterisztikát szolgáltatja, mert I_E -t adja U_{BE} és U_{BC} függvényében. Ha $U_{BC} < 0$, akkor az egyenlet második tagja elhanyagolható, I_E és U_{BE} kapcsolata az exponenciális dióda egyenlet. Így ábrázoltuk az 5.17a. ábrán is. Ha $U_{BC} > 0$, az egyenlet második tagja miatt egy tag levonódik a bemenő áramból. Egy adott U_{BC} értéknél ez a levonódó tag állandó. Láthatjuk ezt az 5.17a. ábrán is, ahol több pozitív U_{BC} (tehát negatív U_{CB}) értékre felrajzoltuk a karakterisztikát.

Az 5.17a. ábrán a tranzisztor működési tartományait is elhatároltuk. A folytonos vonallal rajzolt görbe negatív U_{BC} -hez tartozik, az alatta levő terület pozitívhoz. A bal felső negatív U_{BE} -t jelent, a jobb felső pozitívot. Ennek alapján érthetővé válik, hogy melyik terület melyik működési tartományhoz tartozik a bemenő karakterisztikán.

Megfigyelhetjük, hogy a normál aktív tartományhoz tartozó "terület" vonallá fajult. Ez annyit jelent, hogy az EBERS-MOLL modell közelítésében e tartományban a bemenő karakterisztika független U_{CB} -től. (A valóságos tranzisztornál is majdnem az.)



5.17. ábra. A bipoláris tranzisztor közös bázisú karakterisztikái

A közös bázisú kimenő karakterisztika. Ez a két kimeneti mennyiség: I_C és U_{CB} függvénykapcsolatának grafikus ábrázolása. E karakterisztika erőteljesen függ egy további paramétertől, a bemenő áramtól. (Lényeges ez a függés: ennek folytán használható a tranzisztor, hiszen legfontosabb tulajdonsága, hogy a kimenet viselkedése függ a bemenettől, tehát azzal vezérelhető.) Vagyis a kimenő karakterisztika a következő függvénykapcsolat:

$$I_C = f(U_{CB}, I_E)$$

A szokásos ábrázolásnál a függvényt az U_{CB} - I_C koordináta-rendszerben rajzoljuk fel, I_E -vel paraméterezve (5.17b. ábra). A függőleges tengelyre $-I_C$ kerül, mert választott mérőirányunknál a normál aktív tartományban a kollektoráram negatív. A számunkra leginkább érdekes normál tartományban U_{BC} is negatív, ezért a vízszintes tengelyen $U_{CB} = -U_{BC}$ áll.

A kimenő karakterisztika $I_C = f(U_{CB}, I_E)$ függvényét az EBERS-MOLL egyenletek (5.32) alakjának második egyenlete adja. Ha $I_E = 0$, a második tag zérus. Marad: az ideális dióda karakterisztika. Azonban ennek a diódának éppen a záró tartománya érdekel most minket, hiszen $-I_C$ és $-U_{BC}$ függvénykapcsolatát rajzoljuk.

Az 5.17b. ábrán az $I_E = 0$ görbe tulajdonképpen egy 180° -kal elforgatott dióda karakterisztika. Ha $I_E > 0$, a karakterisztikához további tag adódik. Növekvő I_E -vel a görbe önmagával párhuzamosan egyre feljebb csúszik. Érdekes megfigyelni, hogy ezzel a görbék egyben a koordináta-rendszer második ténegyedébe is átcúsznak. Ez szembetűnő sajátossága a közös bázisú kimenő karakterisztikának.

Határoljuk el ezen az ábrán is a különböző működési tartományokat. A CB átmenet nyitott és zárt állapotának határát a függőleges tengely adja. Az EB átmenetét körülbelül az $I_E = 0$ görbe (ez az utóbbi állítás ugyan nem teljes pontosságú, de a mérnöki számításoknak mindenképpen megfelel.)

5.6.2. Az erősítés folyamata a tranzisztorban

Kézenfekvően felmerül a kérdés: hogyan lehet a tranzisztorral erősíteni, ha áramerősítése 1-nél kisebb érték? Vizsgáljuk meg magyarázatként az erősítés folyamatát a közös bázisú kapcsolásban működő tranzisztornál.

Példaként az 5.18. ábrán látható, szélsőségesen egyszerűsített erősítőkapcsolást vizsgáljuk. A bemeneti oldalon $I = 10$ mA egyenáramot szolgáltató áramgenerátor állítja be az I_E és ezzel az I_C munkaponti egyenáramot. A kimeneti oldalon 10V-os tápfeszültséget látunk, és egy 500 Ω -os terhelő ellenállást. Az 5.18. ábrán a tranzisztor karakterisztikáit is felrajzoltuk. A bemenő karakterisztikán az $I_E = 10$ mA -hoz tartozó pont az M munkapont. A kimenő karakterisztikán feltüntettük a 10 V és 500 Ω -nak megfelelő munkaegyenest. Ennek metszéspontja az $I_E = 10$ mA-hoz tartozó görbével kijelöli a munkapontot az $U_{CB} - I_C$ síkon is.

Kapcsoljuk most az emitterkörbe az $i_e = 4$ mA forrásáramú, váltakozó áramú generátort is. A bemenő karakterisztikából szerkesztéssel adódik az U_{EB} feszültség váltakozó komponensének csúcserőteke: $u_{eb} = 20$ mV. Ezzel a tranzisztort vezérlő bemenő váltakozó teljesítmény:

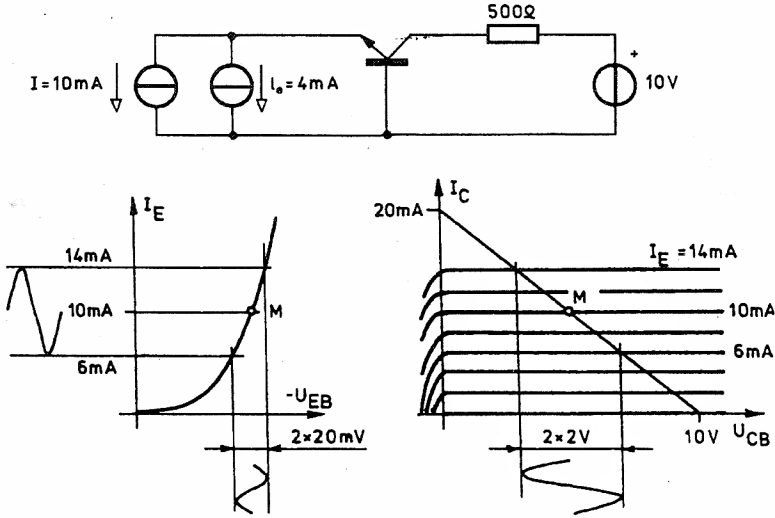
$$P_{be} = \frac{1}{2} u_{eb} i_e = 40 \mu W$$

Ha az áramerősítés közel egységnyi, a kimenő áram közel azonosan követi a bemenő áram változásait. A kollektorköri váltakozó áram csúcserőteke tehát $i_c \cong 4$ mA. A terhelésen eső váltakozó feszültséget vagy a kimenő karakterisztikán megrajzolt

szerkesztéssel, vagy a kollektoráram és a terhelő ellenállás szorzataként állapítjuk meg. Mindkét úton $u_{cb} = 2000 \text{ mV}$ -ra jutunk. Ezzel a terhelésre jutó váltakozó teljesítmény

$$p_{ki} = \frac{1}{2} u_{cb} i_c \cong 4000 \mu\text{W}$$

– vagyis $p_{ki}/p_{be} = 100$ -szoros teljesítményerősítést kapunk anélkül, hogy a tranzisztor áramot erősített volna! A dolog nyitja abban van, hogy a tranzisztor bemeneti impedanciája sokkal kisebb, mint a kimeneti. Ezért a közös bázisú kapcsolásban a feszültségerősítés nagyobb lehet, mint 1, és ezzel a teljesítményerősítés is. Az erősítéshez szükséges teljesítményt természetesen az egyenáramú tápforrás biztosítja.



5.18. ábra. Az erősítés folyamata FB kapcsolásban

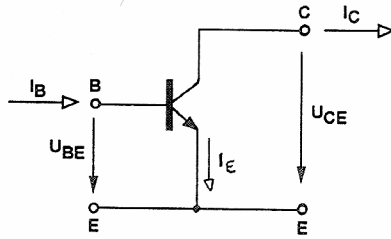
A közös bázisú erősítőnek van néhány hátrányos tulajdonsága. A bemenő ellenállása kellemetlenül kicsi (előbbi példánkban $u_{eb}/i_e = 5 \Omega$ értékű). Másik szempont, hogy a közel egységnyi áramerősítés mellett lehet ugyan erősíteni, mégis célszerűbb – ha lehetséges – olyan módon kialakítani az áramkört, hogy benne a tranzisztor egynél nagyobb áramerősítést adjon. Ez az áramköri elrendezés a *közös emitteres alapkapcsolás*.

5.6.3. Közös emitteres működés

A tranzisztort most az 5.19. ábrán látható elrendezésben működtetjük (közös emitteres vagy földelt emitteres, FE alapkapcsolás). Bemenet a bázis, kimenet a kollektor. Be- és kimenet közös kapcsa az emitter.

Könnyen belátható, hogy a tranzisztor vezérelhető volta az új alapkapcsolással nem szűnt meg. A bemenet két kapcsa ugyanis most is a bázis és az emitter – éppúgy, mint az előbb. A bázis-emitter dióda feszültsége, és ezzel árama vezérelhető. A kimenet pedig továbbra is a kollektoráram, ami kb. azonos az EB dióda áramával. Az is várható, hogy ebben a kapcsolásban nagyságrendekkel nagyobb áramerősítést kapunk, mint a közös bázisúban. Most ugyanis a bázis a bemenet, nem az emitter. Az áramerősítést a

kimenő és a bemenő áram viszonyaként értelmezzük, az tehát most az I_C/I_B hányados. Mivel a bázisáram nagyságrendekkel kisebb a kollektoráramnál, most jelentős áramerősítésre számíthatunk.



5.19. ábra. Közös emitteres alkapcsolás

Kövessük nyomon számítással a mondottakat! Az egyszerűség kedvéért egyelőre a normál aktív tartományról beszélünk. Erre az (5.32) egyenlet második sora alapján, $U_{BC} \ll 0$ feltételezéssel a következőt írhatjuk:

$$I_C = -A_N I_E - I_{CB0} \quad (5.36)$$

A tranzisztor három árama a vágat törvény szerint összefügg egymással:

$$I_E + I_C - I_B = 0 \quad (5.37)$$

Ezt az előbbi egyenletben felhasználva

$$I_C = -\frac{A_N}{1-A_N} I_B - \frac{I_{CB0}}{1-A_N} \quad (5.38)$$

most a bázisáram segítségével fejeztük ki a kollektoráramot.

Ez éppen a közös emitteres helyzetnek megfelelő összefüggés, hiszen ott vezérlő mennyiség az I_B , és vezérelt az I_C .

Vezessük be a következő jelöléseket:

$$B_N = \frac{A_N}{1-A_N} \quad \text{és} \quad I_{CE0} = \frac{I_{CB0}}{1-A_N} \quad (5.39)$$

Ezekkel (5.38) így alakul:

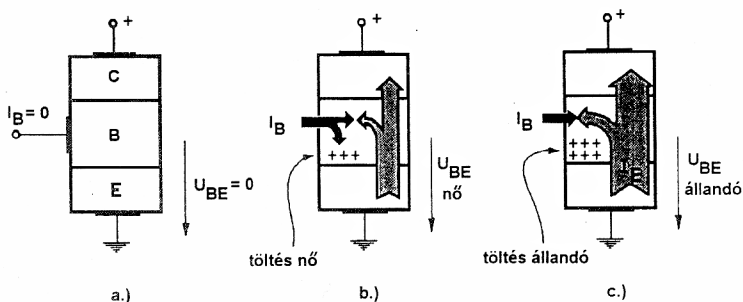
$$I_C = -B_N I_B - I_{CE0} \quad (5.40)$$

A kollektoráram tehát a bázisáram és egy állandó szorzataként adódik, amihez még egy záróáram jellegű tag járul. A B_N állandót nevezzük a tranzisztor *közös emitteres nagyjelű áramerősítési tényezőjének*. I_{CE0} a kollektor-emitter záróáram, megszakított bázis vezeték mellett.

Figyeljük meg B_N nagyságrendjét! 1-hez közeli A_N áramerősítések mellett ennek értéke több száz lehet. Például $A_N = 0,99$ -hez $B_N = 99$ tartozik, $A_N = 0,998$ -hoz $B_N = 499$. A közös emitteres kapcsolásban tehát a tranzisztor több- százas nagyságrendű áramerősítést mutat.

Az előbbi rövid levezetés formálisan megmagyarázta a nagy áramerősítés kialakulását. Szemléletes képünk azonban még nincs arról, hogy hogyan tudja a bázisáram a nálánál több százszor nagyobb emitter- és kollektoráramot vezérelni. Vegyük szemügyre most ennek a mechanizmusát!

Tegyük fel, hogy az 5.20a. ábrán látható tranzisztor bázisárama egy kezdeti időpillanatban zérus. Ekkor az emitter- és kollektoráram is elhanyagolhatóan kicsi, az U_{BE} feszültség 0V körül van, a tranzisztor le van zárva. Kapcsoljunk most pozitív bázisáramot a tranzisztorra. Ez a bázisrétegbe folyamatosan töltődő pozitív töltéseket jelent. Mivel a többi áram egyelőre zérus, a töltések egyre csak halmozódnak a bázisban. A felhalmozódó pozitív töltések miatt a bázis egyre pozitívabb lesz az emitterhez képest: 200 mV, 400 mV, 600 mV... stb. Egyszer csak eljutunk ahhoz az U_{BE} tartományhoz, ahol már számottevő emitteráram kezd folyni. Az emitteráramot alkotó elektronok egy töredéke találkozik a bázisban az oda beáramló pozitív lyukakkal, rekombinálódik. Erre használódik el a bázis vezetéken érkező pozitív töltések egy része. A fennmaradó rész tovább növeli U_{BE} -t, de most már lassabban (5.20b. ábra). Ennek folytán az emitteráram még tovább nő. Mindaddig nő, amíg a bázisban rekombinálódó töredéke éppen ki nem egyenlíti a bázison beáramló pozitív töltést. Ha ezt a helyzetet elértük, dinamikus egyensúly áll be, s U_{BE} tovább nem változik (5.20c. ábra). Látjuk tehát, hogy a bázisáram milyen úton kelti és vezérli az emitter- és kollektoráramot. Ahhoz, hogy az emitteráram bázisban rekombinálódó töredéke éppen kiegyenlítse a befolyó bázisáram hatását, a bázisáram több százszorosát kitevő emitteráram szükséges. Innen a nagy áramerősítés.



5.20. ábra. A bázisárammal történő vezérlés magyarázatához

5.6.4. Közös emitteres tranzisztorkarakterisztikák

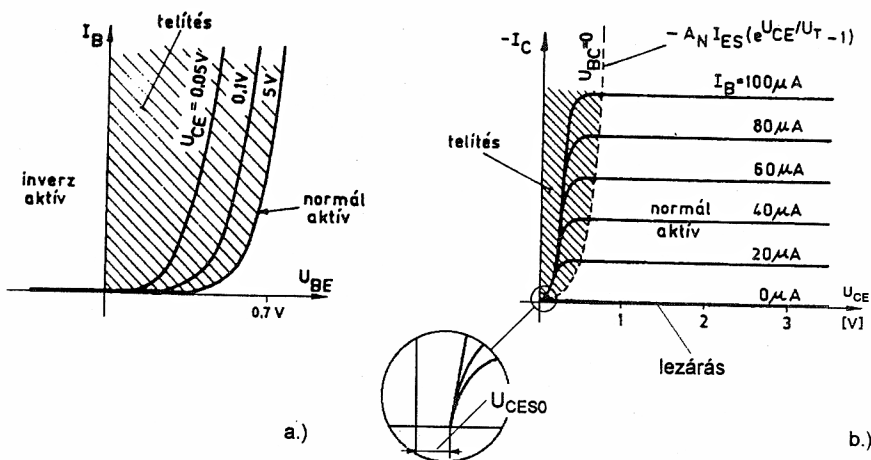
A tranzisztor közös emitteres bemenő karakterisztikája a bemenő áram függése a bemenő feszültségtől. Ez a karakterisztika még függ a kimenet feszültségétől is. Tehát:

$$I_B = f(U_{BE}, U_{CE})$$

Szokásos ábrázolása az $U_{BE} - I_B$ koordináta-rendszerben történik, U_{CE} -vel paraméterezve.

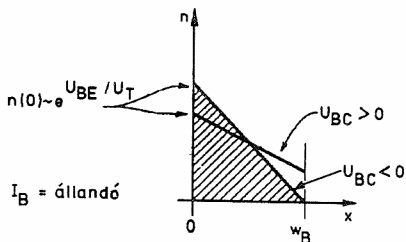
Az EBERS-MOLL egyenleteket erre az alakra átrendezve, az 5.21a. ábrán látható bemeneti karakterisztikára jutunk. Megfigyelhető, hogy normál aktív tartományban most is – mint a közös bázisú esetben – a pn átmenet nyitó karakterisztikájához hasonló

görbét kaptunk. A függőleges tengely áram értékei azonban most két nagyságrenddel kisebbek, hiszen a bázisáram sokkal kisebb, mint az emitteráram.



5.21. ábra. A bipoláris tranzisztor közös emitteres karakterisztikái

Szembevetendő különbség a közös bázisú bemenő karakterisztikákhoz képest, hogy a telítéses tartomány görbéi most balra esnek a normál aktív tartományétól. A magyarázathoz a bázis elektroneloszlásának egyszerű vázlatát használjuk fel (5.22.ábra). A vonalkázott terület a bázistöltést jelenti. Ezzel arányos az időegység alatt rekombinálandó elektronok száma, tehát nagyjából a bázisáram is. Kényszerített, konstans bázisáramot feltételezünk, más szóval állandó az $n(x)$ függvény alatti terület. A normál aktív tartományban a CB átmenet le van zárva, tehát $n(x)$ a kollektor oldalon zérus. Telítésbe vezérelve a tranziszort, a CB átmenet nyit, határára $n(x)$ megnő. A görbe alatti összterület csak úgy marad állandó, ha az emitter oldalon csökken a koncentráció. Ezzel viszont csökken U_{BE} – tehát a görbék valóban a kisebb U_{BE} -k felé, balra tolnak el.



5.22. ábra. A bázis elektroneloszlásának vázlatja

A közös emitteres kimeneti karakterisztika a kimeneti feszültség és áram függvénykapcsolata, ami még a bemenő áramnak is függvénye:

$$I_C = f(U_{CE}, I_B)$$

A függvényt az $U_{CE} - I_C$ koordináta-rendszerben ábrázoljuk, I_B -vel paraméterezve.

A függvény jellegét az EBERS-MOLL egyenletek alapján állapítjuk meg. Az (5.32) egyenletet több átrendezési lépés után az alábbi szerinti formára hozhatjuk:

$$I_C = f(U_{CE}, I_B) = \frac{I_{EBO} + I_B - (A_I I_B + I_{EBO}) \exp(U_{CE}/U_T)}{1 - A_I + (A_I / A_N - A_I) \exp(U_{CE}/U_T)} \quad (5.41)$$

A függvény lefutását az 5.21b. rajzon ábrázoltuk. Jellegzetessége a földelt emitteres kimeneti karakterisztikának, hogy a görbék elkerülik a koordináta-rendszer második ténnyedét. További érdekesség, hogy az összes karakterisztika-görbe egyetlen, az origóhoz közel eső ponton halad át. Jól látható ez az 5.21b. ábra kinagyított részletén.

A működési tartományokat most a következő módon határolhatjuk le. Az (5.27) egyenlet második sorában először $U_{BC} = 0$ -t helyettesítünk. Ezzel $U_{BE} = U_{CE}$. Az így kapott függvény

$$I_C = -A_N I_{ES} (\exp(U_{CE}/U_T) - 1) \quad (5.42)$$

határolja el az 5.21b. ábrán a normál aktív és a telítési tartományt. A lezárás és a normál aktív tartomány határa a Si tranzisztorok nA nagyságrendű záróáramai mellett gyakorlatilag egybeesik az $I_B = 0$ görbével.

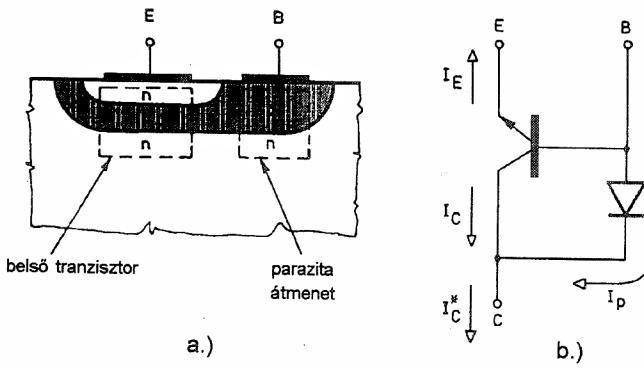
5.7. A valóságos tranzisztor karakterisztikái

Az előző szakaszban egyszerűsített, idealizált képből kiindulva vezettük le és rajzoltuk fel a tranzisztor karakterisztikáit. A kapott eredmények kvalitatíve helyesek, de – egy sor másodlagos hatás figyelmen kívül hagyása miatt – nem tükrözik minden vonatkozásban tökéletesen a tranzisztor viselkedését. E szakaszban az a célkitűzésünk, hogy sorra vegyük a tranzisztorban fellépő fontosabb másodlagos jelenségeket, és megvizsgáljuk, milyen befolyást gyakorolnak a működésre. A szakasz végére, miután a lényeges korrekciókat rendre elvégeztük, eljutunk a valóságos tranzisztor karakterisztikáihoz.

5.7.1. A CB parazita dióda hatása

Az 5.6. ábra kapcsán már rámutattunk arra, hogy a planáris tranzisztor struktúrájánál a kollektor-bázis átmenettel párhuzamosan elkerülhetetlenül jelen van egy parazita *pn* átmenet. Vizsgáljuk most meg, milyen módon befolyásolja ez a parazita a tranzisztor karakterisztikáját.

Az 5.23a. ábrán újból felvázoltuk a planár tranzisztor metszetét, elkülönítve rajta a tranzisztornak és a parazita átmenetnek megfelelő térrészt. Ennek alapján az 5.23b. ábrán látható helyettesítőképet rajzolhatjuk a struktúráról. Látjuk, hogy a parazita átmenet a kollektor-bázis átmenettel kapcsolódik párhuzamosan. Ha tehát a CB átmenet nyitva van (mint pl. az inverz működés esetén), akkor ez a *pn* átmenet is vezet, áramot injektál. Csakhogy: a parazita átmenettel szemben nincs emitter, mint a CB átmenetnek a tranzisztorhoz tartozó része esetén, így ez az áram nem jut el az emitterhez, veszendőbe megy. Emiatt azután az inverz működés áramerősítése lecsökken. A csökkenés mértékére durva becslést ad az emitter felület és a teljes CB átmenet felület aránya.

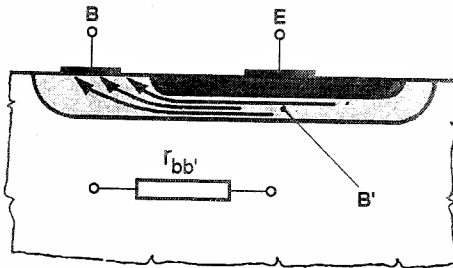


5.23. ábra. A belső tranzisztor és a parazita CB dióda

5.7.2. A soros ellenállások

Ahogy a *pn* átmenetnél, úgy a tranzisztornál is figyelembe kell vennünk, hogy az eszköz aktív térfogata és a kivezetések között kisebb-nagyobb kiterjedésű, a működés szempontjából passzív félvezető zónák vannak jelen, melyek ellenállása általában nem elhanyagolható. A tranzisztornál elvileg mindhárom kivezetéssel sorban számolunk kell egy-egy ilyen ellenállással. Ezek közül az emitter kiveetés soros ellenállása a legkisebb, mert az emitter a legerősebben adalékolt zóna. Az emitter soros ellenállását ezért általában elhanyagoljuk, és csak a bázis- és kollektor-kiveetés ellenállásával számolunk.

Az $r_{bb'}$ bázisköri soros ellenállás. A tranzisztor struktúra a báziskiveetés ellenállása szempontjából meglehetősen előnytelen. A bázis adalékolása közepes erősségű. Nem növelhető, mert az az injektálási határfok romlására vezetne. A geometria kifejezetten kedvezőtlen. Az 5.24. ábrán látjuk, hogy az aktív bázisstartománytól a kiveetés felé tartó áramszálak a báziszónán oldalirányban folynak végig, tehát egy hosszú és kis keresztmetszetű csatornán. Emiatt azután meglehetősen nagy soros ellenállás adódik.



5.24. ábra. A bázis kiveetés soros ellenállása

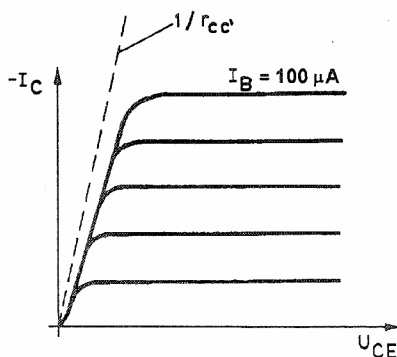
A bázis soros ellenállásának vizsgálatánál azonnal egy értelmezési problémába ütközünk. A báziskontaktustól meddig számolandó az ellenállás? A tranzisztor aktív tartománya sok, egymás mellett álló elemi tranzisztorként képzelhető el. Ezek minden tulajdonságukban azonosak, de a báziskivezetéstől való távolságuk, tehát a soros bázisellenállásuk különböző. A kérdést úgy oldjuk meg, hogy megállapítjuk az elemi

tranzisztorok átlagos távolságát a kivezetéstől. A bázisnak azt a pontját, ami éppen ilyen távolságban fekszik, nevezzük *belső bázispontnak*. Általánosan használt jelölése B' . A kontaktus és e belső bázispont közötti (tehát a B és B' pontok közötti) ellenállás a tranzisztor $r_{bb'}$ ellenállása.

(Megjegyzendő, hogy a belső bázispont fogalmával dolgozó gondolatmenetünk csak közelítő megoldása a felvetett problémának, s csak addig fogadható el, amíg a bázison az oldal irányú feszültségesés kb. 10 mV alatt marad. A problémára az 5.7.5 pontban, az áramkiszorítás jelenségével kapcsolatosan térünk vissza.)

Az $r_{bb'}$ ellenállás értéke meglehetősen nagy: kisteljesítményű tranzisztornál több száz ohm, nagyteljesítményűnél is 100 ohm körüli lehet. Jelenléte sok szempontból kedvezőtlenül hat a tranzisztor működésére. (lásd pl. az f_{max} határfrekvenciát az 5.9.3 pontban). Csökkentése ezért fontos konstrukciós szempont. Jó hatású és gyakran alkalmazott módszer, ha az emitter mindkét oldalán van a bázisnak kontaktusa. Ez kb. megfelezi az $r_{bb'}$ -t az egy oldalon kivezetett bázishoz képest.

A kollektorkivezetés soros ellenállása. A korai planár tranzisztorok feltűnő sajátossága volt, hogy földelt emitteres kimenő karakterisztikájuk az 5.25. ábrán szaggatottal jelölt "dőlést" mutatta. Amíg az ideális karakterisztika (5.21. ábra) szerint a kollektoráram már kb. $U_{CE} = 0,3$ V-nál felveszi az adott bázisáramhoz tartozó maximális értékét, addig a tényleges tranzisztornál előfordulhat, hogy még $U_{CE} = 1$ V-nál is a karakterisztika felfutó szakaszán vagyunk. A jelenség a kollektorköri $r_{cc'}$ soros ellenállással magyarázható. Az ezen bekövetkező $I_C r_{cc'}$ feszültségesés ugyanis hozzáadódik az U_{CE} feszültséghez. Így azután a karakterisztika az $1/r_{cc'}$ meredekségű egyenestől feltétlenül jobbra helyezkedik el.



5.25. ábra. Így torzul az FE kimeneti karakterisztika, ha nagy a kollektor soros ellenállása

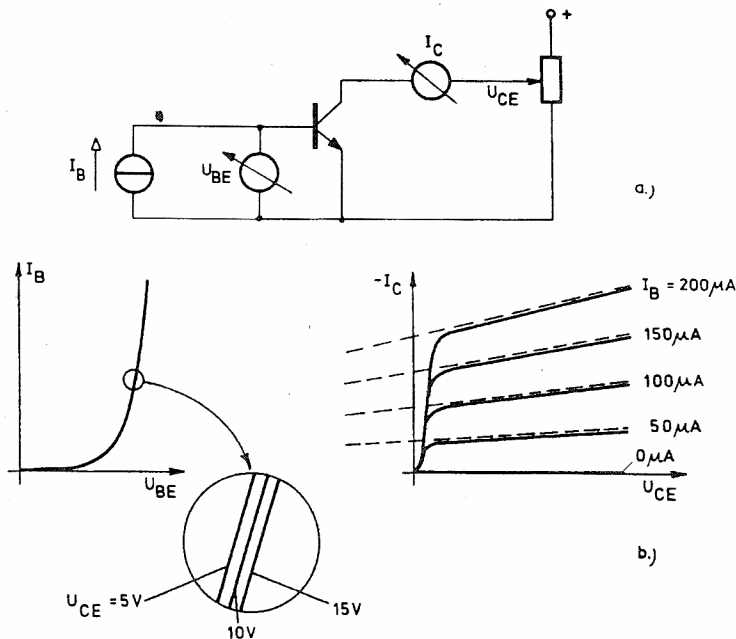
Az egyszerű planártranzisztornál az $r_{cc'}$ ellenállás értéke 100 Ω nagyságrendjében van. Az alkalmazások nagy részénél ez már kellemetlenül nagy érték. Az ellenállás csökkentése diszkrét tranzisztornál ugyanolyan módon történhet, mint a félvezető diódánál: epitaxiális struktúra alkalmazásával (lásd 3.3.3 pont). Ezzel 1-2 nagyságrend ellenálláscsökkenés érhető el.

Az integrált áramköri tranzisztor kollektorárama oldal irányban (laterálisan) folyik a kontaktus felé. A soros ellenállás csökkentése végett a konstrukciót eleve kiegészítették

az 5.1b. ábrán is látható *rejtett réteggel*. Ezzel együtt is, az IC tranzisztorok valamivel nagyobb kollektorköri soros ellenállást mutatnak, mint a planár-epitaxiális diszkrét kivitel.

5.7.3. Kimenő vezetés és a visszahatás (EARLY hatás)

Végezzük el az 5.26a. ábrán vázolt kísérletet! A közös emitteres kapcsolásban működő tranzisztor bázisára állandó, nyitó irányú áramot kényszerítünk, kollektora 1 V – 10 V között szabályozható pozitív feszültséget kap. A tranzisztor tehát normál aktív beállításban működik. Változtassuk most a kollektorfeszültséget, és figyeljük a kollektoráramot mérő műszert! Azt tapasztaljuk, hogy U_{CE} növelésével I_C is növekszik, a kapcsolatuk nagyjából lineáris. Az $I_C - U_{CE}$ függvénykapcsolatot leíró közös emitteres kimenő karakterisztika tehát az 5.26b. ábra szerinti lesz. Az állandó bázisáramhoz tartozó görbék a normál aktív tartományban szembeűnő "lejtést" mutatnak. Az előző szakaszban végzett számításaink erre semmi magyarázatot nem adnak, hiszen – mint ahogyan az az 5.21. ábrán is látható – az EBERS-MOLL egyenletekből a normál aktív tartományra az U_{CE} tengellyel párhuzamos karakterisztika vonalak adódnak.

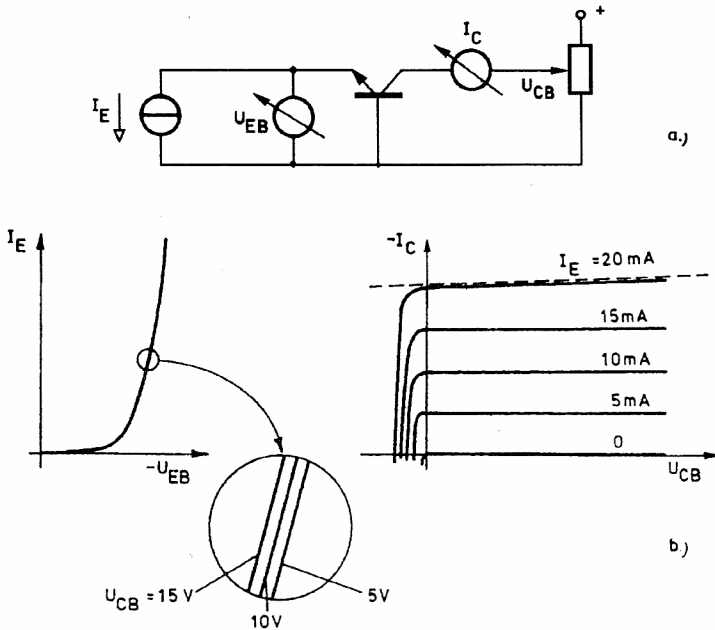


5.26. ábra. Elrendezés a kimenő vezetés és a visszahatás méréséhez

A karakterisztikák e lejtése nem lényegtelen jegye a tranzisztornak. A differenciálisan, $-dI_C/dU_{CE}|_{I_B=állandó}$ formában értelmezett kimenő vezetés ugyanis éppen a lejtés mértékétől függ. Minőségi különbségről van szó tehát: idealizált számításunkból végtelenül kis kimenő vezetés adódik a normál aktív tartományban, míg a valóságos tranzisztornál ez a μS -mS tartományban mozog. Az eltérés okára magyarázatot kell találnunk.

Az 5.26a. ábra mérési összeállításával még egy további tapasztalatra is szert tehetünk. Ha a kollektor feszültséget növeljük, a bázis és az emitter között mérhető feszültség is növekszik. Ez a hatás nem túl erős, de azért jól észlelhető: az U_{CE} 1 V-os változása néhány tized mV változást okoz U_{BE} -ben, kényszerített bázisáram mellett. A bemenő karakterisztika tehát egy "finom szerkezetet" mutat: a normál aktív tartomány különböző U_{CE} értékekhez tartozó bemenő karakterisztikái egymástól vízszintes irányban néhány mV távolságban fekszenek. A hatás kis mértéke miatt a szokásos léptékben rajzolt karakterisztikán ez nem ábrázolható. Az 5.26b. ábrán egy kinagyított részlet segítségével tettük láthatóvá a jelenséget. A kimenő feszültség tehát hat a bemenő oldal feszültségére. Ezt nevezzük a tranzisztor *visszahatásának*. Az EBERS-MOLL egyenletek ezt a jelenséget sem tükrözik, a belőlük számolt bemenő karakterisztika a normál aktív tartományban egyetlen görbe (5.21. ábra).

Megjegyzendő, hogy mind a zérusnál nagyobb kimenő vezetés, mind a visszahatás jelensége fellép a közös bázisú kapcsolásban is. Az 5.27a. ábra kapcsolásában az előbbihez hasonló mérést végezve, azt tapasztaljuk, hogy a kimenő karakterisztikák most is "lejtenek". A lejtés mértéke azonban ezúttal jóval kisebb, mint a közös emitteres esetben. A kimenő vezetés μS vagy annál kisebb érték. A visszahatás ugyanakkor kb. azonos mértékben jelentkezik a két alapkapcsolásban. Figyeljük meg viszont az 5.27b. ábrán, hogy most növekvő U_{CB} -hez csökkenő U_{BE} tartozik. A visszahatás tehát előjelet váltott.

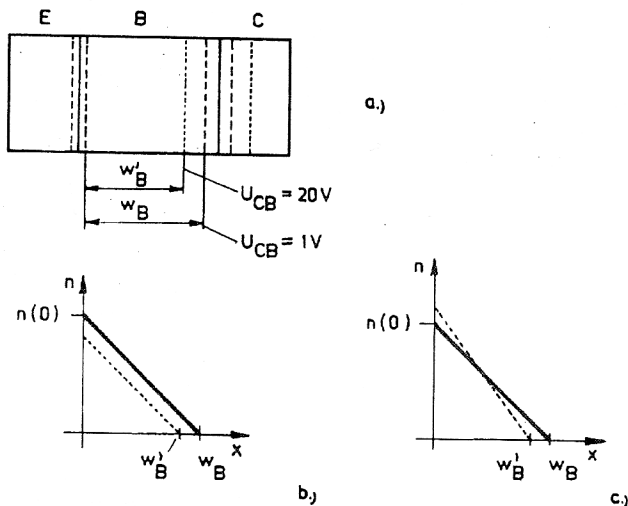


5.27. ábra. Kimenő vezetés és visszahatás FB kapcsolásban

Elsorolt kísérleti tapasztalatainkat egy és ugyanazon okra tudjuk visszavezetni. Arra, hogy a kollektorfeszültség változtatásával megváltozik a CB átmenet kiüritett rétegének szélessége, és ezzel az effektív w_B bázisszélesség is. A bázisszélesség változására

vezethető vissza mind a véges kimenő vezeték, mind a visszahatás fellépése. A jelenségkört – első tisztázójáról, J. M. EARLY-ről – EARLY hatásnak nevezik.

Az Early feszültség bevezetése. Először kvalitatíve vizsgáljuk a fellépő jelenségeket, a véges kimenő vezeték magyarázatával kezdve. Tegyük fel, hogy megnő a kimenő feszültség, tehát a CB átmenet zárófeszültsége. Ennek hatására szélesebb lesz a kiüritett réteg és csökken a w_B bázisszélesség (5.28a. ábra). A keskenyebb bázison kevesebb rekombinációs veszteséggel jutnak át az elektronok, ezért megnő a transzport hatásfok. A w_B csökkenése – nézzünk az (5.16) egyenletre – az injektálási hatásfok növekedésével is jár. Mindkét tényező arra vezet, hogy w_B csökkenésével a tranzisztor áramerősítése növekszik. Ez kényszerített bemenő áram mellett I_C növekedését okozza. A kollektorfeszültség növelésével végül is növekszik a kollektoráram, zérusnál nagyobb tehát a kimeneti vezeték.



5.28. ábra. Az EARLY hatás magyarázatához

Nézzük, miért mutatkozik ez a jelenség a közös emitteres kapcsolás esetén erősebben. Tegyük fel például, hogy egy adott kollektorfeszültség-változás az A_N áramerősítést 0,99-ről 0,991-re változtatja. Közös bázisú kapcsolásban, ahol I_E a kényszerített bemenő áram és $I_C = -A_N I_E$, ez kb. 0,1 százalék változást okoz a kollektoráramban. Közös emitteres kapcsolásban viszont I_B a kényszerített bemenő áram, és $I_C = -B_N I_B$. Az (5.39) egyenlet szerint $A_N = 0,99 \rightarrow B_N = 99$ és $A_N = 0,991 \rightarrow B_N = 110$. Vagyis a kollektoráram az utóbbi esetben 11,2 százalékkal változik meg ugyanazon kollektorfeszültség-változás hatására! Részletesebb számítással kimutatható, hogy az FE kapcsolásban mutatkozó kimeneti vezeték éppen (B_N+1) -szer nagyobb, mint az FB kapcsolásban tapasztalt.

A visszahatás jelenségének magyarázatához a bázis töltéseloszlásának 5.28. ábrán látható vázlatait használjuk fel. Nézzük először a közös bázisú esetet! Kényszerített a bemeneti I_E emitteráram, és ezzel az elektroneloszlás gradiense. Ha nő a kollektor oldal zárófeszültsége, csökken w_B , és az elektroneloszlás tartva eddigi gradiensét, önmagával párhuzamosan tolódik el

(5.28b. ábra). Emiatt lecsökken az emitter oldali $n(0)$ koncentráció, és – a Boltzmann-tényező közvetítésével – az emitter oldali nyitó feszültség. Tehát a növekvő U_{CB} csökkenő U_{BE} -re vezet.

A közös emitteres alkapcsolásban a jelenség kicsit másként játszódik le. Most a bázisáram a kényszerített, ami nagyjából arányos a bázisban felhalmozott töltéssel. Csökkenő w_B -vel az emitter oldal $n(0)$ koncentrációjának növekednie kell ahhoz, hogy az $n(x)$ alatti terület állandó maradjon (5.28c. ábra). Ha $n(0)$ növekszik, U_{BE} is növekszik. Tehát a növekvő U_{CE} növekvő U_{BE} -re vezet.

Határozzuk meg most számszerűen, hogyan módosítja a tranzisztor karakterisztikákat az EARLY hatás. Az EARLY hatás lényege, hogy az U_{BC} feszültség – a w_B bázisszélesség közvetítésével – befolyásolja a tranzisztor karakterisztika egyenletében álló mennyiségeket (áramerősítést, stb.). Nézzük a karakterisztikát megadó (5.27) EBERS-MOLL egyenleteket! Az ebben szereplő A_N , A_I , I_{ES} , I_{CS} mennyiségeket eddigi számításainkban állandónak tekintettük. A valóságban ezek, ha gyengén is, de függenek w_B -tól. Tekintsük például az I_{ES} (5.29) kifejezését, az A_N tényezőiként szereplő η_e és η_r (5.16) és (5.20) kifejezését – mindegyikben megtaláljuk w_B -t is. A felsorolt mennyiségek ezáltal U_{BC} -nek is függvényei. Ha ezeket a függéseket a továbbiakban számításba vesszük, az (5.27) EBERS-MOLL egyenletek most már az EARLY hatást is figyelembe véve tükrözik a tranzisztor működését.

A számítást a legegyszerűbb esetre: a homogén bázisú tranzisztorra végezzük el. Először az $A_N(w_B)$ függést vizsgáljuk. Lineáris közelítésnél maradunk, vagyis csak a $\partial A_N / \partial w_B$ deriváltat számoljuk:

$$A_N = \eta_e \cdot \eta_r = \left(1 - \frac{D_p}{D_n} \frac{w_B N_B}{w_E N_E} \right) \left(1 - \frac{1}{2} \left(\frac{w_B}{L_n} \right)^2 \right), \quad (5.43)$$

$$\frac{\partial A_N}{\partial w_B} = - \frac{D_p}{D_n} \frac{N_B}{w_E N_E} \eta_r - \eta_e \frac{w_B}{L_n^2} \cong - \frac{1}{w_B} ((1 - \eta_e) + 2(1 - \eta_r)) \quad (5.44)$$

Számoljuk most először a FB kapcsolás kimeneti vezetését! A feltétel: állandó vezérlő áram, $I_E = \text{állandó}$.

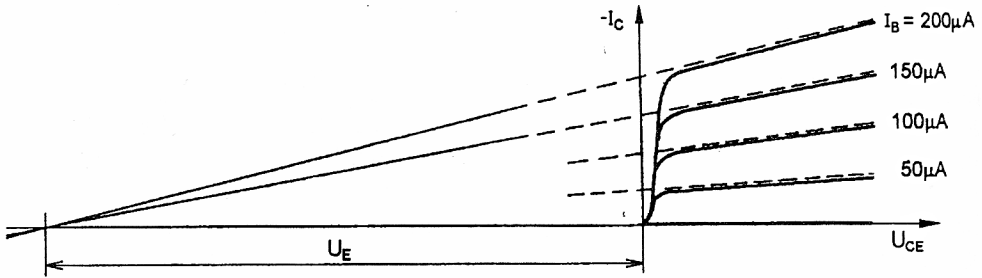
$$- \left. \frac{dI_C}{dU_{CB}} \right|_{I_E = \text{állandó}} = \frac{\partial}{\partial U_{CB}} (-A_N I_E - I_{CB0}) = -I_E \frac{\partial A_N}{\partial w_B} \frac{\partial w_B}{\partial U_{CB}} \quad (5.45)$$

Ebből a földelt bázisú g_c kimeneti vezetést és reciprokát, r_c -t (5.44) és (5.8) helyettesítésével kapjuk:

$$g_c = \frac{1}{r_c} = n \frac{I_E}{U_{DC} - U_{BC}} \frac{S_c'}{w_B} ((1 - \eta_e) + 2(1 - \eta_r)) \quad (5.46)$$

Az FE alkapcsolásban a kimeneti vezetés $(B_N + 1)$ -szeres, vagyis a kimeneti ellenállás $r_c / (B_N + 1)$ értékű.

A földelt emitteres karakterisztikák lejtését gyakran az U_E EARLY feszültség segítségével adjuk meg. Ezt a jellemzőt az 5.29. ábra definiálja. Az EARLY feszültséget a meghosszabbított karakterisztikáknak a vízszintes tengellyel való metszéspontja határozza meg.



5.29. ábra. Az EARLY feszültség

Szám példa. Egy homogén bázisú tranzisztor adatai az alábbiak:

$$w_B = 3 \mu\text{m}$$

$$S_C' = 0,5 \mu\text{m}$$

$$n = 0,5$$

$$\eta_e = 0,995$$

$$B_N = 100.$$

Mekkora a kimeneti vezetés az FB és az FE alapkapcsolásban az $I_E = 10 \text{ mA}$, $U_{BC} = -10 \text{ V}$ munkapontban? Mekkora az EARLY feszültség értéke?

Először a transzport hatásfokot számítjuk ki:

$$A_N = B_N / (B_N + 1) \cong 0,99 \quad ; \quad \eta_{tr} = A_N / \eta_e = 0,99 / 0,995 \cong 0,995$$

U_{DC} -t elhanyagolva, az FB kimeneti vezetés

$$g_c = 0,5 \frac{0,01}{10} \frac{0,5}{3} ((1 - 0,995) + 2(1 - 0,995)) = 0,00000125 \text{ S} = 1,25 \mu\text{S}$$

– vagyis a kimeneti ellenállás $r_c = 800 \text{ k}\Omega$. Ugyanezen munkapontban a FE alapkapcsolás $r_{kFE} = 800 / 101 \cong 8 \text{ k}\Omega$ kimeneti ellenállást mutat.

Az EARLY feszültséget az 5.29. ábra alapján így számolhatjuk:

$$U_E = I_C r_{kFE} - U_{CE} = 0,01 \cdot 8000 - 10 = 70 \text{ V}$$

5.7.4. Az áramerősítés munkapontfüggése

Akár a közös bázisú, akár a közös emitteres áramerősítést vizsgáljuk, a gyakorlati tranzisztoroknál azt tapasztaljuk, hogy a paraméterek értéke nem állandó, hanem függ a munkaponti feszültségtől és áramtól. Ennek okaival foglalkozunk most.

Feszültségfüggés. A feszültségfüggés kérdését az előző pontban, az EARLY hatással kapcsolatban már megvizsgáltuk. Láttuk, hogy a kollektorfeszültség befolyásolja az effektív bázis szélességet, ez utóbbi pedig mind az injektálási, mind a transzport hatásfokra hatással van. A CB átmenet növekvő zárófeszültsége az A_N és B_N áramerősítések növekedését okozza.

Lineáris közelítésben így számolhatjuk A_N munkapont függését:

$$A_N(U_{BC}) = A_{N0} + \frac{\partial A_N}{\partial U_{BC}} U_{BC} \quad (5.47)$$

ahol A_{N0} az $U_{BC} = 0$ V-ra vonatkozó áramerősítés. Az (5.44) és (5.8) összefüggéseket felhasználva

$$\frac{\partial A_N}{\partial U_{BC}} = \frac{\partial A_N}{\partial w_B} \frac{\partial w_B}{\partial U_{BC}} = \frac{1}{w_B} ((1 - \eta_e) + 2(1 - \eta_r)) \cdot n \frac{S'_C}{U_{Dc} - U_{BC}} \quad (5.48)$$

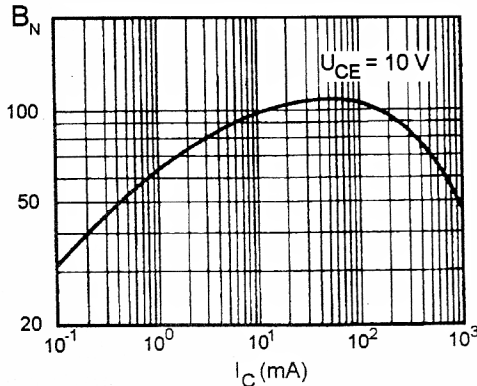
A közös emitteres áramerősítés feszültségfüggésére is bevezethetjük az (5.47)-hez hasonló lineáris közelítést:

$$B_N(U_{CE}) = B_{N0} + \frac{\partial B_N}{\partial U_{CE}} U_{CE} \quad (5.49)$$

ahol B_{N0} az $U_{CE} = 0$ V-ra extrapolált áramerősítés. (5.39) felhasználásával

$$\frac{\partial B_N}{\partial U_{CE}} \cong - \frac{\partial B_N}{\partial U_{BC}} = - \frac{\partial A_N}{\partial U_{BC}} (B_N + 1)^2 \quad (5.50)$$

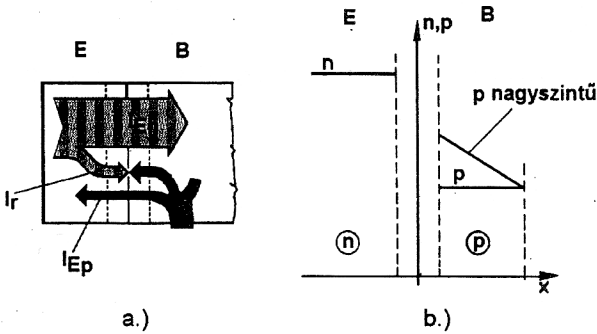
Áramfüggés. A reális tranzisztorok áramerősítése meglehetősen erős áramfüggést mutat. Az 5.30. ábrán a BC300 planártranzisztor áramerősítésének áramfüggését mutatjuk be. Az ábrázolás a katalógusokban szokásos: B_N -t látjuk a logaritmikus léptékben ábrázolt munkaponti kollektoráram függvényében. Láthatjuk, hogy az áramfüggés egyáltalán nem elhanyagolható. A mikroamperes áramok tartományában az áramerősítés csak töredéke az optimális beállításban elérhető maximumnak. Az optimális beállításhoz tartozónál nagyobb kollektoráramoknál pedig az áram még meredekebben esik, mint kis áramoknál. Tekintsük át azokat a fizikai jelenségeket, amelyek B_N áramfüggésére vezetnek.



5.30. ábra. A B_N áramerősítés függése a kollektoráramtól

Kis munkaponti áramok. Az áramerősítés csökkenését az EB átmenet rekombinációs árama okozza. A pn átmenet elméletéből ismert, hogy kis áramoknál az átmenet áramában észrevehetővé, sőt dominánssá válhat az a tag, amely a kiürített rétegben

lezajló rekombináció következménye. Az emitter áramnak ez az I_r összetevője haszontalan részünkre, mert nem tartozik hozzá bázisba injektált áram (5.31a. ábra). A rekombinációs áram tehát lerontja az injektálási hatásfokot, s ezzel az áramerősítést. Minél kisebb a munkaponti áram, annál nagyobb a rekombinációs összetevő relatív részaránya, annál inkább romlik tehát az áramerősítés.



5.31. ábra. Az áramerősítés munkapont-függésének magyarázatához.

Nagy munkaponti áramok. Nagyszintű injektálásról is szoktunk beszélni. Az ezzel kapcsolatos jelenségek akkor lépnek be, ha az emitter injektáló hatása folytán a bázisban felhalmozódott kisebbségi hordozók sűrűsége már összemérhetővé válik a többségiékével. A legfontosabb jelenség itt az *ambipoláris diffúzió*.

Az ambipoláris diffúzió jelenségével a pn átmenetnél is foglalkoztunk már. Láttuk, hogy nagy injektálási szinteknél a gyengébben adalékolt oldalon észrevehetően megnő a többségi hordozók sűrűsége, mert ellensúlyoznia kell a beinjektált kisebbségi hordozók töltését. Az EB átmenetnél a gyengébben adalékolt réteg egyértelműen a bázis. Megnő tehát – az 5.31b. ábra szerint – a bázis emitter oldalán a lyuksűrűség. Ugyanakkor az emitter elektronsűrűsége, tehát elektroninjektáló képessége nem változik. Ez azt eredményezi, hogy az emitter áramban megnő a lyukáram tag részaránya, és emiatt leromlik az injektálási hatásfok. Ez a nagy áramoknál tapasztalt B_N esés oka. Ezt a hatást veszi figyelembe az EBERS-MOLL modellnél pontosabb GUMMEL-POON tranzisztormodell.

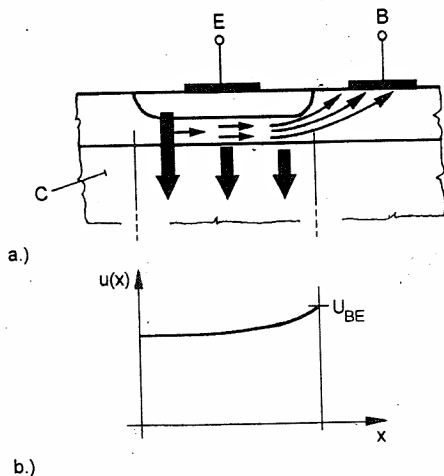
5.7.5. Az áramkiszorítás

Eddigi számításaink során feltételeztük, hogy a tranzisztor árama egyenletesen oszlik meg az emitter felülete mentén, minden elemi tranzisztor-szektor egyformán vezet tehát. Kis áramsűrűségeknél ez nagyjából így is van. A tranzisztor áramát növelve azonban elérünk egy olyan határhoz, amely felett megszűnik az áramsűrűség egyenletes eloszlása. Az emitter kerületén sokkal nagyobb áramsűrűséget tapasztalunk, mint felületének középső zónájában. Igen nagy áramoknál szélsőséges, több nagyságrendet kitevő különbségek mutatkoznak a minimális és a kerületen fellépő maximális áramsűrűség között. Ezt a jelenséget nevezzük *áramkiszorításnak*.

Az áramkiszorítás az egyik jelentősebb olyan hatás, ami a tranzisztorok áramerhelhetőségét korlátozza. Ezért célszerű a jelenséget közelebbről megvizsgálnunk. Legyen a vizsgálatunk tárgya az 5.32. ábrán látható planár tranzisztor struktúra. Emitter és bázis téglalap alakú, a rajz

síkjára merőleges kiterjedésük nagy. A báziskontaktus az emitter egyik (az ábrán a jobb oldali) éle mentén húzódik.

A tranzisztort normál aktív üzemmódban működtetjük. Az emitter áramot injektál a bázisba. Ennek legnagyobb része tovább áramlik lefelé a kollektor felé, de egy kis töredéke a báziskivezetés felé halad. A bázisban tehát egy oldal irányú, "laterális" áram folyik a kivezetés irányában, ahogyan az 5.32. ábrán is látható. Ez a laterális áram feszültségesést hoz létre a bázis mentén. A tranzisztorra kapcsolt U_{BE} feszültség tehát nem jut el teljes egészében a pn átmenet beljebb fekvő pontjaira, hanem csak ezzel a feszültségeséssel csökkent mértékben. Ahogy haladunk jobbról balra, tehát a báziskivezetéstől távolodva, úgy egyre kisebb az EB átmenetre jutó feszültség. Ezt az 5.32b. ábrán is feltüntettük. A báziskivezetéstől távoli tranzisztor-zónák kisebb feszültséget kapván, kisebb árammal is vezetnek, mint a báziskivezetés közelébe eső tranzisztor-rész. Ezzel el is jutottunk az áramkiszorítás magyarázatához. Az is nyilvánvaló, hogy az emitter áramsűrűsége mindig azon környezetben a legnagyobb, amely a legközelebb van a báziskivezetéshez, tehát az emitter kerületének a báziskivezetés felé eső szakaszán.



5.32. ábra. Az áramkiszorítás

Kis áramoknál miért nem észlelhető a hatás? Ha az áramok kicsik, a bázis laterális feszültségesése is az. Legyen pl. 1 mV ez a feszültségesés. Ekkor az emitter báziskivezetés felőli szélén 1 mV-tal nagyobb feszültség nyitja az EB átmenetet, mint az átellenes oldalon. Ez $\exp(1/26) = 1,039$ -szer nagyobb áramsűrűséget jelent, ami valóban elhanyagolható. Ha viszont az előbbinél csak két nagyságrenddel nagyobb áramokról beszélünk, a laterális feszültségesés máris 100 mV körüli és ezzel az emitter legnagyobb és legkisebb áramsűrűségének viszonya kb. $\exp(100/26) = 46,8$ – tehát a jelenség már igen erősen érezteti hatását. Ez azért van így, mert az áramsűrűség exponenciálisan függ a feszültségtől, így csekély feszültségkülönbségek is jelentős áramsűrűség különbségeket okozhatnak.

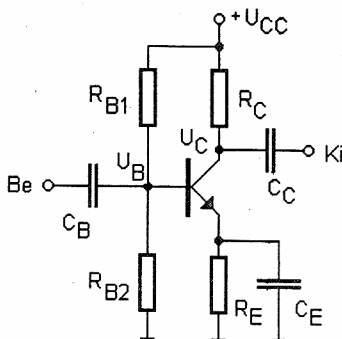
Az áramkiszorítás tartományában az áramerősítés erőteljes csökkenésével kell számolnunk. Ennek az az oka, hogy az áramkiszorítás elősegíti azon nagy áramsűrűségű jelenségek felléptét, amelyek az áramerősítést csökkentik. Az emitteráram eleve az emitterfelület kis töredékére koncentrálódik, emiatt az áramsűrűség ott erősen megnő. Emiatt az áramkiszorítás felléptének határát legfeljebb kismértékben léphetjük túl, az áramerősítés túlzott csökkenése nélkül. Ebből adódik az IC tranzisztorok méretezésénél használt szabály, ami szerint az optimális beállítás az 1,5-2 A/cm emitter *hasznos élhosszúságra* jutó terhelés.

A hasznos élhosszúság fogalmát itt úgy kell értenünk, mint az emitter kerületének azon szakaszait, amelyek közvetlen szomszédságában báziskivezetés áll. Ha tehát az 5.32. ábrán látható tranzisztor emitterének bal oldalán is lenne báziskivezetés, a hasznos élhossz azonnal kétszeresre nőne. Kézenfekvő, hogy a nagyáramú tranzisztoroknál olyan geometriát kell kialakítanunk, amely mellett ez a hasznos élhosszúság elegendően nagy, ugyanakkor a felület felhasználás minimális. Így adódnak a fésűs, a csillag alakú és egyéb, nagy kerület/felület arányú emitter geometriák.

5.8. Kisjelű helyettesítőképek, kapacitások

5.8.1. A kisjelű erősítőműködés jellege

Az 5.33. ábrán egyszerű tranzisztoros erősítő kapcsolást vázoltunk fel. A tranzisztor közös emitteres kapcsolásban dolgozik: a bemenet a bázis, kimenet a kollektor, s a nagykapacitású C_E kondenzátor hatására az emitter váltakozó áramú szempontból földpotenciálon van. Kérdés, hogyan tudnánk ennek az erősítő kapcsolásnak a működését elemezni, számolni?



5.33. ábra. Egyszerű tranzisztoros erősítő fokozat

Nézzük először az egyenáramú beállítást! Az R_{B1} és R_{B2} ellenállások feszültségosztót alkotnak; a tápfeszültség általuk leosztott része lesz a bázis egyenáramú potenciálja. Ha feltételezzük, hogy a bázisáram elhanyagolható az osztó árama mellett, akkor

$$U_B = U_i \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \quad (5.51)$$

A tranzisztor munkaponti emitteráramát az R_E ellenállás határozza meg. Ha az U_{BE} feszültséget 0,7 V-ra becsüljük, akkor

$$I_E \cong \frac{U_B - 0,7}{R_E} \quad (5.52)$$

A tranzisztor kollektorfeszültsége ezután

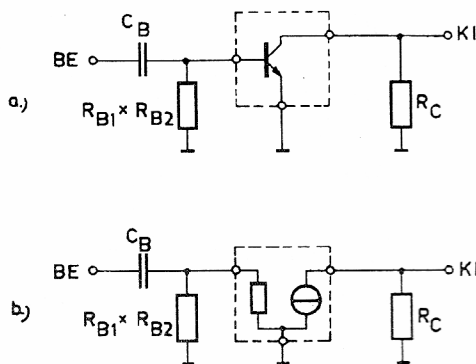
$$U_C = U_i - I_C \cdot R_C \cong U_i - I_E \cdot R_C \quad (5.53)$$

Az R_C kollektor-ellenállást mindenképpen úgy választjuk meg, hogy a tranzisztor feltétlenül a normál aktív beállításban legyen, mert ekkor jutunk optimális erősítő működésre. Sőt, arra is ügyelni kell, hogy ha a kimeneten megjelenik az erősített váltakozó feszültség, annak pozitív és negatív csúcsai se szaladjanak túl a normál aktív működésen. Ezért célszerű, ha R_C megfelelő választásával az U_C feszültséget U_B és U_I között éppen középre állítjuk be.

A munkapont-beállítás vázolt módjának nagy előnye, hogy stabil, a hőmérséklettől és a tranzisztoregyedek paramétereinek szórásától nagymértékben független, széles tápfeszültség tartományban optimális megoldást ad.

Nézzük most a váltakozó áramú működést! Ha váltakozó feszültség jut a bemenetre, ez a C_B kondenzátor közvetítésével vezérli a bázist. Ennek hatása a kollektoráram változásában nyilvánul meg. A kollektoráram váltakozó összetevője váltakozó feszültséget kelt az R_C munkaelenálláson, tehát a kimeneten. Feltételezzük, hogy a vezérlőfeszültség amplitúdója elegendően kicsi ahhoz, hogy a működést kisjelűnek tekinthessük (a "kisjelű" fogalomra vonatkozóan lásd 3.4.1.). Ekkor a kimeneten a bemenetével pontosan azonos időbeli lefutású, de erősített jel jelenik meg. Ilyenkor beszélünk *alakhű* erősítésről.

Kérdésünk: ha az egyenáramú beállítást már adottnak feltételezzük, hogyan lehet az áramkör váltakozó áramú működését pontosan számolni? Próbáljuk egyszerűsíteni az áramkört! Hagyjuk el először a tranzisztort körülvevő áramkörből mindazt, ami a váltakozó működés szempontjából lényegtelen.



5.34. ábra. A helyettesítőkép fogalmához

A tápfeszültséget váltakozó áramú szempontból rövidzárnak tekintjük, s (feltételezve, hogy C_E megfelelően nagy) az emittert földeltnek vesszük (5.34a. ábra). Mit rajzoljunk a tranzisztor kapcsai közé, mivel helyettesítsük az eszközt? Célszerűen egy olyan, egyszerű elemekből álló hálózattal, amely helyesen tükrözi az eszköz váltakozó áramú működését. Amíg a kisjelű feltételhez tartjuk magunkat, az eszköz működése lineárisnak tekinthető, tehát a helyettesítő áramkör lineáris elemekből áll majd. (A nagyjelű működést, az egyenáramokat és feszültségeket ez a helyettesítőkép nem tükrözi majd. Ez azonban nem okoz gondot, hiszen az egyenáramú beállítást már előzetesen megvizsgáltuk ill. megterveztük.) A *lineáris helyettesítőképet* most

berajzoljuk a tranzisztor helyére (5.34b. ábra). Ez után az erősítő áramkör üzemviszonyait, frekvenciamenetét, erősítését a lineáris hálózatanalízis módszereivel tárgyalhatjuk, ami igen kényelmessé teszi a számításokat.

A lineáris helyettesítőképek, modellek egész sorát használják az áramkörtervezés gyakorlatában. Attól függően, hogy milyen alapkapcsolásban dolgozik a tranzisztor, hogy milyenek a számítás pontossági követelményei, más és más helyettesítőkép használatos. A jegyzet soron következő részében ezekkel a különféle kisjelű helyettesítőképekkel, modellekkel fogunk foglalkozni.

5.8.2. Fizikai és "fekete doboz" helyettesítés

A kisjelű helyettesítőképek bevezetésének két útját követhetjük. Az egyiknél az eszközműködés fizikájából indulunk ki. Számba vesszük a fellépő jelenségeket: először a működést elsődlegesen meghatározókat, azután a másodlagosakat, s mindegyik hatását egy vagy néhány lineáris áramköri elemmel írjuk le. A figyelembe vett jelenségek száma szerint így a helyettesítőképek olyan sora alkotható meg, melyek pontossága egyre jobb, de ezzel együtt bonyolultságuk is növekszik. A másik megközelítésnél egyáltalán nem veszünk tudomást arról, hogy a működés milyen fizikai hatásokkal magyarázható. "Fekete doboz"-nak tekintjük a tranzisztort, amibe "belenézni" nincs módunk. Egyedüli lehetőségünk a kapcsolokon mutatott viselkedés valamilyen paraméterrendszerrel történő leírása. Látni fogjuk, hogy mindkét szemléletnek megvan a létjogosultsága.

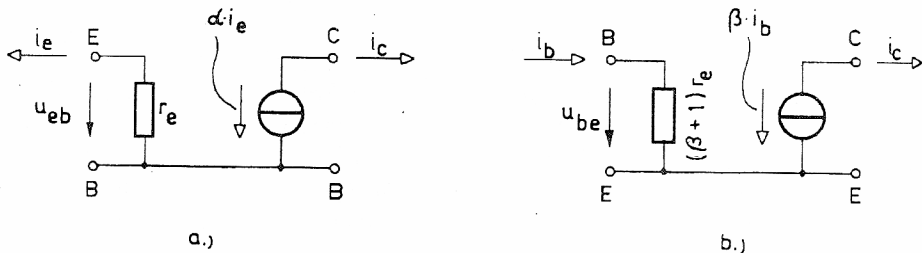
5.8.3. Kisjelű fizikai helyettesítőképek

Tárgyalásunkban az egyszerűbb képektől haladunk a bonyolultabbak felé. A tranzisztor kapacitásaitól először eltekintünk (egyenáramú modellek), a későbbiekben azokat is figyelembe vesszük.

Kételemes közös bázisú helyettesítőkép. A működés két alapvető hatását vesszük figyelembe:

- a vezérlő emitteráram változásaival arányosan változik a kollektoráram,
- a bemenet a nyitott EB átmenet, ezért véges, sőt meglehetősen kis bemenő ellenállással kell számolnunk.

A helyettesítőképet az 5.35a. ábrán látjuk. A vezérelt áramgenerátor az előbbi, az r_e ellenállás az utóbbi hatást képviseli.



5.35. ábra. Kételemes helyettesítőképek

Nézzük most, hogyan adódik a helyettesítőkép egyes elemeinek értéke! Az áramgenerátor a bemenő váltakozó árammal arányos kimenő áramot szolgáltat; az arányossági tényező a tranzisztor *kisjelű, közös bázisú áramerősítési tényezője*. Definíciója⁴:

$$\alpha = -\frac{\partial I_c}{\partial I_E} = -\frac{i_c}{i_e} \quad (5.54)$$

(A kisbetűk mindig váltakozó áramot ill. feszültséget jelölnek.) Az (5.36) egyenlet deriválásával az α áramerősítés munkapontfüggését is megállapíthatjuk:

$$\alpha = A_N + I_E \frac{dA_N}{dI_E} \quad (5.55)$$

Abban a munkapont-tartományban tehát, ahol A_N állandónak tekinthető, $\alpha \cong A_N$.

Az r_e bemeneti ellenállás az emitter-bázis dióda differenciális ellenállása. Definíciója és kiszámításának módja:

$$r_e = \frac{dU_{BE}}{dI_E} = \frac{U_T}{I_E}, \quad (5.56)$$

ahol felhasználtuk a (3.68) egyenletet is.

Végül két egyenlet formájában is felírjuk azokat az összefüggéseket, amelyeket a helyettesítőkép elemei a be- és kimeneti váltakozó mennyiségek között rögzítenek:

$$\begin{aligned} -u_{eb} &= r_e i_e \\ -i_c &= \alpha i_e \end{aligned} \quad (5.57)$$

Kételemes közös emitteres helyettesítőkép. Az 5.35a. ábrán bemutatott helyettesítőkép abban az esetben használható alkalmasan, ha a tranzisztor közös bázisú alapkapcsolásban dolgozik. A bemenet a tranzisztor emittere, a kimenet a kollektora: közös pont, "földpont" a be- és a kimenet számára a bázis. Sok kapcsolásban viszont az emitter tölti be a közös pont szerepét. Így van ez az 5.33. ábra erősítőjénél is: ott a bázis a bemenet és a kollektor a kimenet. Erre az esetre célszerűbb az 5.35b. ábrán látható helyettesítőképet használni.

Kérdés, hogy ebben az esetben milyen értékűek a helyettesítőkép elemei. Ennek megállapításához a legcélszerűbb az (5.57) egyenleteket átrendezni. Írjuk fel az elektródaáramok közötti kapcsolatot:

$$i_b = i_e + i_c \quad (5.58)$$

(megfelelően az 5.19. ábrán rögzített mérőirányoknak). Ennek felhasználásával rendezzük át az (5.57) egyenleteket, úgy, hogy $u_{e,b}$ -t és i_c -t most i_b -vel fejezzük ki (hiszen most az a vezérlő mennyiség). (5.57) második sorában

⁴ A definícióban szereplő negatív előjel az áram mérőirányokra választott, 5.16. ábra szerinti konvenció következménye, más mérőirány választásnál eltűnhet.

$$-i_c = \alpha(i_b - i_c) \quad \rightarrow \quad -i_c = \frac{\alpha}{1-\alpha} i_b \quad (5.59)$$

Vezessünk be egy új jelölést! Legyen β a tranzisztor *kisjelű, közös emitteres áramerősítési tényezője*. Definíciószerűen

$$\beta = -\frac{\partial I_C}{\partial I_B} = -\frac{i_c}{i_b} \quad (5.60)$$

Az előbbi egyenletben ezt felhasználva

$$-i_c = \beta \cdot i_b, \quad \beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} \quad (5.61)$$

Végül, az u_{eb} -re vonatkozó sort is felhasználva és gondolva arra is, hogy $u_{be} = -u_{eb}$

$$\begin{aligned} u_{be} &= r_e(\beta + 1) i_b \\ -i_c &= \beta i_b \end{aligned} \quad (5.62)$$

megkaptuk a kételemes közös emitteres modell alapegyenleteit. Megállapíthatjuk, hogy a bemenő ellenállás most $\beta + 1$ -szer, tehát 2-3 nagyságrenddel nagyobb, mint a közös bázisú esetben volt. Az áramerősítés az (5.40) egyenlet deriválásával

$$\beta = B_N + I_B \frac{\partial B_N}{\partial I_B}, \quad (5.63)$$

– tehát mindaddig, amíg B_N áramfüggése nem jelentős, $\beta \cong B_N$.

Szám példa. Egy tranzisztor kisjelű áramerősítési tényezője az $I_E = 1$ mA munkapontban $\beta = 200$. Határozzuk meg a kételemes közös bázisú és közös emitteres helyettesítőkép elemértékeit!

a) Közös bázisnál a bemenő ellenállás

$$r_e = \frac{U_T}{I_E} = \frac{26 \text{ mV}}{1 \text{ mA}} = 26 \Omega$$

és az áramerősítési tényező

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} = \frac{200}{201} = 0,995$$

b) Közös emitteres esetben a bemenő ellenállás

$$r_e(\beta + 1) = 26 \cdot 201 \cong 5200 \Omega$$

Külön felhívjuk a figyelmet arra, hogy a közös bázisú és a közös emitteres helyettesítőkép között teljes összhang van; mindkettő egyformán jól (vagy rosszul) leírja a tranzisztor működését. Egy adott áramkör váltakozó áramú helyettesítőképét felrajzolva, a tranzisztor kapcsai közé bármelyiket berajzolhatjuk a kettő közül. Elvileg tehát nem volna szükséges kétféle helyettesítőképpel dolgoznunk. Azért használjuk

mégis mindkettőt, mert ha például egy közös emitteres erősítőt számolunk, a közös emitteres tranzisztor helyettesítőkép használatával a kézi számolás részére valamivel könnyebben kezelhető áramkörre jutunk, mintha a közös bázisú képet használnánk. Közös bázisú erősítő vizsgálatánál fordított a helyzet. Számítógépes vizsgálatnál ennek nincs jelentősége; elegendő az egyik fajta modellt használni.

A tranzisztor meredeksége. Az eddig megismert két helyettesítőképben a kollektor váltakozó áramot a bemenő árammal fejeztük ki. Megtehetjük azt is, hogy vezérlő mennyiségnek az u_{eb} bemeneti feszültséget tekintjük. Például (5.57)-et átrendezve

$$i_c = \alpha \frac{u_{eb}}{r_e} \quad (5.64)$$

Definiáljuk most a tranzisztor g_m meredekségét:

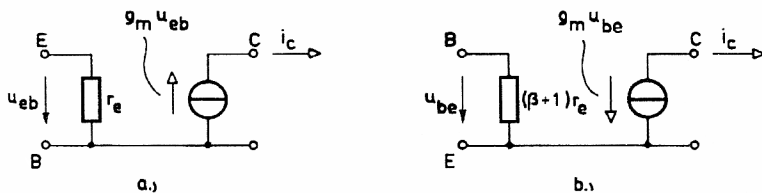
$$g_m = \frac{\partial I_C}{\partial U_{EB}} = \frac{i_c}{u_{eb}} \quad (5.65)$$

Ezzel

$$i_c = g_m u_{eb} \quad (5.66)$$

$$g_m = \alpha \frac{1}{r_e} = \alpha \frac{I_E}{U_T} \cong \frac{I_C}{U_T} \quad (5.67)$$

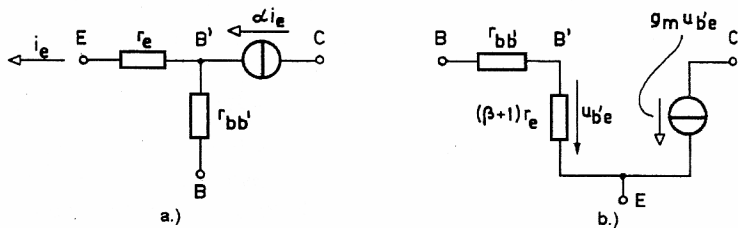
A tranzisztor újabb helyettesítőképei az 5.36. ábrán láthatók.



5.36. ábra. A meredekség fogalmát használó kételemes helyettesítőképek

A kételemes helyettesítőképek csak az áramkörök egészen durva analíziséhez, a működés fő vonásai nyomon követéséhez elegendők. Pontosabb számításoknál bővíteni kell a figyelembe vett fizikai hatások körét.

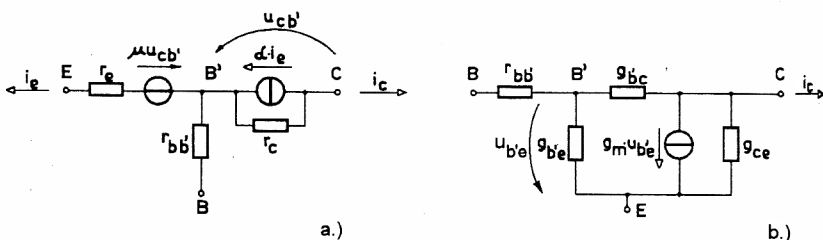
Háromelemes fizikai helyettesítőképek. Az első további effektus, amit számításba veszünk, a báziskivezetés véges ellenállása. Az $r_{bb'}$ ellenállás fogalmát az 5.7.2 pontban már bevezettük. Most azt kell felidézni, hogy ez ohmos jellegű, első közelítésben munkapontfüggetlen ellenállás. Ezzel kiegészítve a kételemes helyettesítőképeket, jutunk a háromelemes modellekre. Az 5.37. ábrán látható két helyettesítőkép (közös bázisú ill. közös emitteres) az 5.35a. és az 5.36b. ábrák kiegészítéséből származik.



5.37. ábra. Háromelemes fizikai helyettesítőképek

A háromelemes helyettesítőképek a kisebb igényű számításokhoz már megfelelőek. Nem tükröznek viszont két, többnyire nem elhanyagolható másodlagos hatást: a véges kimenő vezetést és a visszahatást. Ezeket is figyelembe véve, jutunk az ötelemes modellekhez.

Ötelemes fizikai helyettesítőképek. Az 5.37a. modellt kiegészítve további két elemmel, az 5.38a. ábrán látható ötelemes T-helyettesítőképre jutunk (Early-modell). Az új elemek egyike a $\mu u_{cb'}$ feszültségvezérelt feszültséggenerátor, ami a tranzisztor visszahatását tükrözi. A másik új elem a véges kimenő ellenállást leíró r_c . Reciprok értékét az előző szakaszban számoltuk (5.46).



5.38. ábra. Ötelemes helyettesítőképek: az Early és a hibrid- π modell

Talán leglényegesebb helyettesítőképünk az ötelemes hibrid- π modell (GIACOLETTO-modell). Ebben ismét a véges kimenő vezetést és a visszahatást (tehát az EARLY-hatás két következményét) vesszük új elemként számításba. A modell közös emitteres kapcsolásra vonatkozik; rajzát az 5.38b. ábrán látjuk. Jellegzetesség, hogy az $r_{bb'}$ ellenállás kivételével csak vezetéseket látunk a modellben, és utóbbiak egy π kapcsolást alkotnak (innen a hibrid- π elnevezés). A vezetések jelölése következetes: két végpontjuk betűjelölésével indexezzük őket. Három elemet már az 5.37b. helyettesítőképről ismerünk: ezek az $r_{bb'}$ báziskivezetés ellenállás, a g_m mereedség és a $g_{b'e}$ vezetés. Utóbbi értéke az 5.37b. ábrával összevetve:

$$g_{b'e} = \frac{1}{r_e(\beta+1)} \quad (5.68)$$

A $g_{b'e}$ vezetés a visszahatást tükrözi: ez és a $g_{b'e}$ vezetés olyan feszültségosztót alkot, amely a visszahatásnak megfelelő arányban juttatja vissza a bemenetre a kimenet váltakozó feszültségét.

A g_{ce} vezetést a kimenő vezeték érték pontos tükrözése végett kellett a helyettesítőképbe beiktatni. Lényeges azonban hangsúlyozni, hogy ez nem azonos a tranzisztor kimenő vezetékével! A helyettesítőképben ugyanis a $g_{b'e}/g_{b'e}$ feszültségosztó és a g_m vezérelt generátor folytán belső visszacsatolás van jelen. Ennek következtében a helyettesítőkép g_{ce} nélkül is mutat kimenő vezetést. A $g_{b'e}$ és g_{ce} vezetések végül is nem külön-külön, hanem együtt tükrözik a kimenő vezetést és a visszahatás jelenségét, tehát az EARLY hatás két megnyilvánulását.

A levezetést nem részletezve, az Early modellből az alábbi összefüggésekkel számolható ez a két vezetés:

$$g_{b'c} = \frac{1}{r_c} - \mu g_{b'e}, \quad g_{ce} = \frac{\mu}{r_c} \quad (5.69)$$

Az ötelemes fizikai helyettesítőképek pontossága a gyakorlati számítások többségéhez már elegendő.

Még egyszer szeretnénk kihangsúlyozni a fizikai helyettesítőképek azon fontos sajátosságát, hogy elemértékeik munkapontfüggését a helyettesítőkép magában foglalja. Nézzük példaként az 5.37b. ábra három elemes modelljét! r_e függése a munkaponti emitteráramtól az (5.56) egyenletből, g_m függése a kollektor egyenáramtól az (5.67) egyenletből olvasható ki.

5.8.4. A kapacitások figyelembevétele

Nagyobb frekvenciákon a helyettesítőképeket kapacitásokkal is ki kell egészítenünk. A tranzisztor normál aktív működési tartományában az alábbi kapacitások a legjelentősebbek:

Emitter oldali diffúziós kapacitás. A nyitott EB átmenet – mint minden *pn* átmenet – diffúziós kapacitással rendelkezik. A felhalmozott töltés elsődlegesen a Q_B bázistöltés. A kapacitás értéke

$$C_{De} = \frac{dQ_B}{dU_{BE}} = \frac{dQ_B}{dI_E} \frac{dI_E}{dU_{BE}} \quad (5.70)$$

A jobb oldal első deriváltja (5.23)-ból következően (az $I_E \cong I_{En}$ közelítéssel) a bázisáthaladási idő. A második derivált az EB dióda differenciális ellenállásának reciproka. Mindezekkel

$$C_{De} = T_0 \frac{I_E}{U_T} \quad (5.71)$$

vagy, az (5.24) összefüggést is felhasználva

$$C_{De} = \tau_n (1 - \eta_r) \frac{I_E}{U_T} \quad (5.72)$$

Emitter oldali tértöltés-kapacitás. Az EB átmenetnek a planár struktúráknál viszonylag nagy (1000 pF/mm² nagyságrendű) a tértöltés-kapacitása, mert az inhomogén bázisadalékolás miatt a bázis emitter oldalának adaléksűrűsége nagy. A kapacitás feszültségfüggését

$$C_{Te} = C_{Te0} \left(\frac{U_{De}}{U_{De} - U_{BE}} \right)^{n_c} \quad (5.73)$$

szerint közelíthetjük (U_{De} az EB átmenet diffúziós potenciálja, C_{Te0} a zérus külső feszültséghez tartozó tértöltés-kapacitás). Az n_c kitevő az átmenet gyengébben adalékolt oldalának enyhén hiperabrupt volta miatt 0,5 vagy annál nagyobb. Az emitter-bázis

átmenet tértöltési kapacitása többnyire kisebb a diffúziós kapacitásánál, de esetenként nem hanyagolható el mellette.

Kollektor oldali tértöltés-kapacitás. A planáris tranzisztor struktúra jellegzetes adalékprofilját tekintve (5.2. ábra), erre a kapacitásra leginkább az exponenciális átmenet tulajdonságai jellemzőek. Nagyobb kollektor zárófeszültségek esetén azonban a kiürített réteg széle a kollektorzóna állandó adalékolású tartományában mozog, s a kapacitás feszültségfüggése az abrupt átmenetéhez hasonló. Közelítőleg

$$C_{Tc} = C_{Tc0} \left(\frac{U_{Dc}}{U_{Dc} - U_{BC}} \right)^{n_c} \quad (5.74)$$

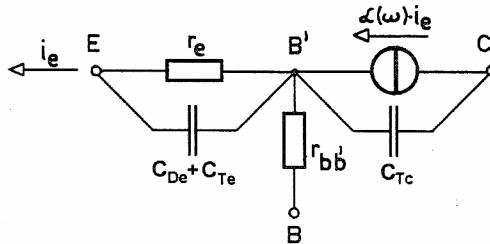
– ahol U_{Dc} a BC átmenet diffúziós potenciálja, C_{Tc0} az $U_{BC} = 0V$ -hoz tartozó tértöltés-kapacitás, $n_c \approx 0,5$ vagy ez alatti érték.

A most kiszámolt kapacitásokat be kell rajzolnunk a helyettesítőképekbe. Az 5.39. ábrán példaként a három elemes, FB helyettesítőképet egészítettük ki kapacitásokkal. (Természetesen ezt bármelyikkel megtehetnénk.) A kapacitásokat a B' belső bázisponthoz kell kötnünk, hiszen ezek a belső tranzisztor jellemzői.

Lényeges megjegyezni, hogy a kapacitások berajzolása önmagában még nem elegendő ahhoz, hogy a modell jól tükrözze a tranzisztor frekvenciafüggő viselkedését. Minden esetben frekvenciafüggő ugyanis az a transzfer paraméter is, ami a kimenetnek a bemenet általi vezérlését adja meg (tehát α vagy g_m):

$$\alpha = \alpha(\omega) \quad \text{és} \quad g_m = g_m(\omega) \quad (5.75)$$

Értékük komplex, hiszen fázistolás is van a be- és a kimenet között. E frekvenciafüggéssel közelebről a jegyzet következő szakaszában foglalkozunk.



5.39. ábra Kapacitásokkal kiegészített, 3 elemes helyettesítőkép

Lényeges itt megjegyezni, hogy a kollektor oldali áramgenerátort az i_e áram r_e ellenálláson átfolyó része vezérli. A $C_{De} + C_{Te}$ kapacitás ágba folyó áram csak a kondenzátort tölti-kisüti, de a kollektor oldalon hatása nincs. Bővebben lásd az 5.9.2. pontban.

5.8.5. Négypólus helyettesítőképek

Most a korábban már vázolt "fekete doboz" megközelítést választjuk. Ismeretlennek tekintjük a tranzisztor belső működését. A kapcsokon mérjük a kisjelű működés jellemző áramait, feszültségeit, és ezek kapcsolatát akarjuk alkalmas módon leírni.

Mivel a tranzisztor kisjelű viselkedése lineáris és alapkapcsolásai egy-egy bemenő és kimenő kapocspárral rendelkeznek, alkalmazhatjuk a lineáris hálózatoknál használatos négypólus helyettesítőképeket. Ezeknél a váltakozó áramok és feszültségek kapcsolatát összesen négy paraméter szolgáltatja.

Ezek a paraméterek tisztán mérésrel nyert értékek. Tehát még annyira sem lehet őket a tranzisztor állandó jellemzőinek tekinteni, mint a fizikai helyettesítőképek egyes elemeit. Éppen ellenkezőleg: a négypólus paraméterek függenek a munkaponti beállítástól, a frekvenciától és attól is, hogy a tranzisztor melyik alapkapcsolásáról van szó. A hálózatelmélet összefüggései segítségével azonban az egyik alapkapcsolás paramétereiből a másik paramétereit ki lehet számítani.

Ismeretes, hogy a lineáris négypólus viselkedését többféle paraméterrendszerrel leírhatjuk. Ezek közül a tranzisztoroknál az alábbiakat használjuk:

h (hibrid)	paraméterek	kisfrekvencián
y (admittancia)	paraméterek	nagyfrekvencián
s (reflexió)	paraméterek	igen nagy frekvencián

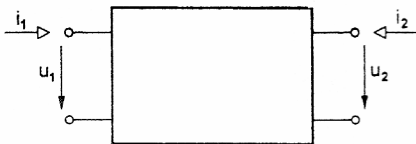
Bármelyik paraméterrendszer egy kiválasztott másikba egyértelműen átszámolható. Ennek módjára vonatkozóan az irodalomra utalunk⁵.

Hibrid paraméterek. A hibrid paramétereket két okból is szívesen használjuk kisfrekvencián. Egyrészt mert a mérési feltételeik könnyen realizálhatók (szakadás a bemeneten, rövidzár a kimeneten). Másrészt mert ezek illeszkednek a legjobban a katalógusok által szokásosan megadott karakterisztikákhoz (éppen az azokhoz rendelhető parciális deriváltakal egyenlők; ezt rövidesen látni is fogjuk).

A hibrid paraméterrendszer egyenletei:

$$\begin{aligned} u_1 &= h_{11}i_1 + h_{12}u_2 \\ i_2 &= h_{21}i_1 + h_{22}u_2 \end{aligned} \quad (5.76)$$

A feltételezett mérőirányokat az 5.40. ábrán látjuk. (E helyen először kénytelenek voltunk eltérni a mérőirányok eddig megszokott, p rétegtől n rétegegig értelmezésétől, mert a négypólusokra vonatkozóan mindig az 5.40. ábra szerintieket használják.)



5.40. ábra. A négypólusok mérőirány konvenciója

⁵ Géher Károly: Lineáris hálózatok, Műszaki Könyvkiadó, 1975.

Az egyenletekből az egyes paraméterek mérési módja közvetlenül kiolvasható. Például a h_{11} paraméter méréséhez u_2 -t zérussá kell tennünk; ekkor

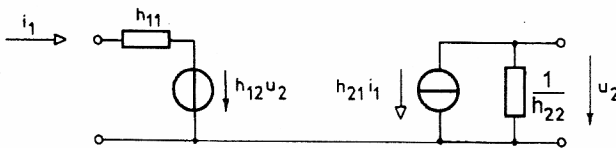
$$h_{11} = \left. \frac{u_1}{i_1} \right|_{u_2=0} \quad (5.77)$$

– vagyis h_{11} a rövidzárt kimenet mellett mért bemeneti ellenállás. Hasonlóképpen írhatjuk fel a többi paraméter mérési utasítását is. Nemlineáris elemeknél természetesen differenciálhányadosokat alkalmazunk.

Összefoglalva a h paramétereket:

$h_{11} = \left. \frac{u_1}{i_1} \right _{u_2=0} = \left. \frac{dU_1}{dI_1} \right _{U_2=\text{állandó}}$	a bemeneti ellenállás rövidzárt kimenet mellett
$h_{12} = \left. \frac{u_1}{u_2} \right _{i_1=0} = \left. \frac{dU_1}{dU_2} \right _{I_1=\text{állandó}}$	a feszültség visszahatás szakadt bemenet mellett
$h_{21} = \left. \frac{i_2}{i_1} \right _{u_2=0} = \left. \frac{dI_2}{dI_1} \right _{U_2=\text{állandó}}$	az áramerősítés rövidzárt kimenet mellett
$h_{22} = \left. \frac{i_2}{u_2} \right _{i_1=0} = \left. \frac{dI_2}{dU_2} \right _{I_1=\text{állandó}}$	a kimeneti vezetés szakadt bemenet mellett

Az (5.76) egyenletrendszerrel teljesen egyenértékű az 5.41. ábrán látható helyettesítőkép. Ez a tranzisztor h paraméteres helyettesítőképe.

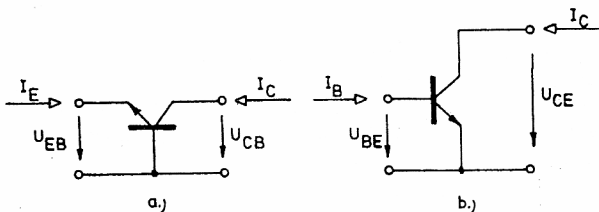


5.41. ábra. h paraméteres helyettesítőkép

Felhívjuk a figyelmet arra, hogy i_1 , i_2 , u_1 , u_2 más és más jelent attól függően, hogy a tranzisztor földelt bázisú vagy földelt emitteres kapcsolásban van-e (5.42. ábra). Ennek megfelelően beszélünk földelt bázisú és földelt emitteres h -paraméterekről. Ezeket a b és az e indexszel különböztetjük meg egymástól. Például a h_{21} paraméter definíciója a földelt bázisú és a földelt emitteres esetben:

$$h_{21b} = \left. \frac{dI_C}{dI_E} \right|_{U_{CB}=\text{áll.}} \quad \text{és} \quad h_{21e} = \left. \frac{dI_C}{dI_B} \right|_{U_{CE}=\text{áll.}} \quad (5.78)$$

Vegyük észre, hogy ez a két paraméter azonos a tranzisztor kisjelű α és β áramerősítési tényezőjével.



5.42. ábra. A tranzisztor h paramétereinek felírásához

A négy földelt bázisú paraméter ismeretében meghatározható a négy földelt emitteres paraméter és viszont. Az átszámítás módját kézikönyvek táblázatban adják meg.

A félvezető katalógusok diagramok formájában közlik a h paraméterek munkapontfüggését. Csak a kisfrekvenciás (pl. 1 kHz-en mért) adatokat adják meg, ahol a tranzisztor kapacitásainak még biztosan nincs hatása. Így ezek a paraméterek valós értékűek. Az 5.43. ábrán a BC 413-414 típus adatlapjának részletét látjuk. Az adatlap táblázatosan szolgáltatja az egy munkapontra vonatkozó adatokat (figyeljük meg a nagyságrendeket!). A két diagram a h paramétereknek az I_C és U_{CE} munkaponti adatoktól való függését ábrázolja.

Low frequency small signal hybrid parameters

$U_{CE} = 5 \text{ V}$, $I_C = 2 \text{ mA}$

Short circuit input resistance

Open circuit reverse voltage transfer ratio

Short circuit forward current transfer ratio

Open circuit output admittance

h_{11e} 6.6 (3.2 ... 15) $\text{k}\Omega$

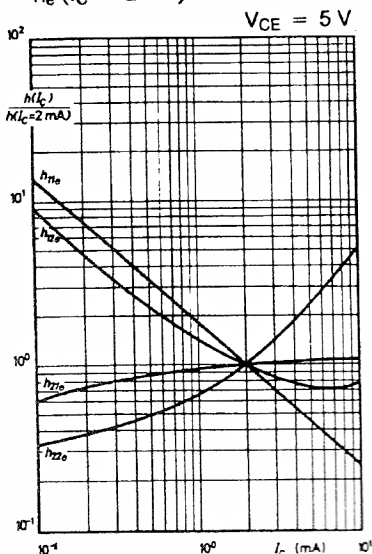
h_{12e} 2.5×10^{-4}

h_{21e} 330 (240 ... 500)

h_{22e} 45 (<110) μS

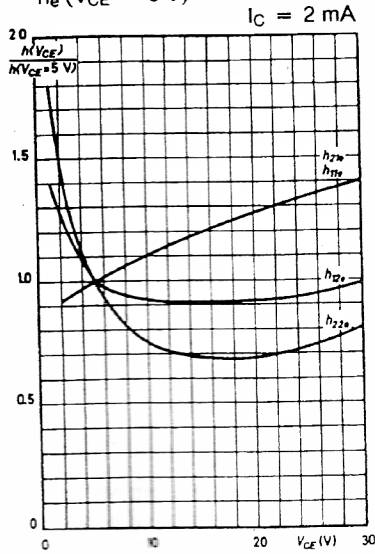
h-parameters versus collector current

$$\frac{h_e(I_C)}{h_e(I_C = 2 \text{ mA})} = f(I_C)$$



h-parameters versus collector-emitter voltage

$$\frac{h_e(V_{CE})}{h_e(V_{CE} = 5 \text{ V})} = f(V_{CE})$$



5.43. ábra. A BC 413-414 típusú tranzisztor *adatlapjának* részlete

Admittancia paraméterek. Nagyobb frekvenciákon a h paraméterek méréséhez szükséges "szakadás a bemeneten" feltétel megvalósítása gondot okoz (mert a lezárás soha nem igazi szakadás, hanem kisebb-nagyobb kapacitás). Ezért ilyenkor inkább az y vagy **admittancia paramétereket** használjuk; ezek mérésénél ugyanis bemeneti vagy kimeneti rövidzár az előírt feltétel.

Az y paraméter-rendszer egyenletei:

$$\begin{aligned} i_1 &= y_{11}u_1 + y_{12}u_2 \\ i_2 &= y_{21}u_1 + y_{22}u_2 \end{aligned} \quad (5.79)$$

Ebből az egyes paraméterek mérési utasítása a h paraméterekhez hasonlóan olvasható ki.

Az y paraméterek között is megkülönböztetünk földelt bázisú és földelt emitteres képre vonatkozót. Például

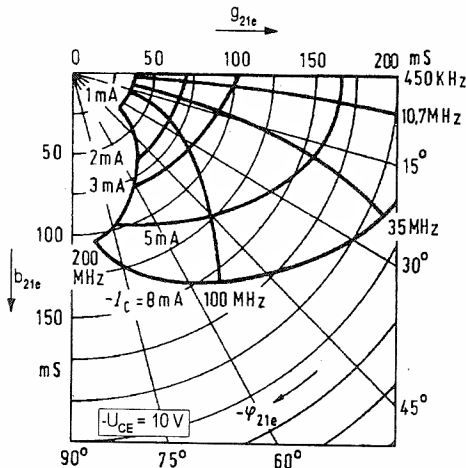
$$y_{21b} = \left. \frac{dI_C}{dU_{EB}} \right|_{U_{CB}=\text{dll.}} \quad \text{és} \quad y_{21e} = \left. \frac{dI_C}{dU_{BE}} \right|_{U_{CE}=\text{dll.}} \quad (5.80)$$

Érdeemes megfigyelni, hogy az y_{21} paraméterek a meredekség korábban bevezetett fogalmához igen közel állóak.

Mivel az y paraméterek a nagyfrekvenciás jellemzést szolgálják, ezeket a frekvencia függvényében, komplex formában szokás megadni. Tipikus megoldás a valós és a képzetes rész külön-külön történő megadása, pl.:

$$y_{11} = g_{11} + j \cdot b_{11} \quad (5.81)$$

Az y értékeket sokszor a komplex síkon ábrázolják, a frekvencia és a munkaponti áram függvényében. Erre példa az 5.44. ábra, ami a BF 450 nagyfrekvenciás tranzisztor adatlapjának részlete.



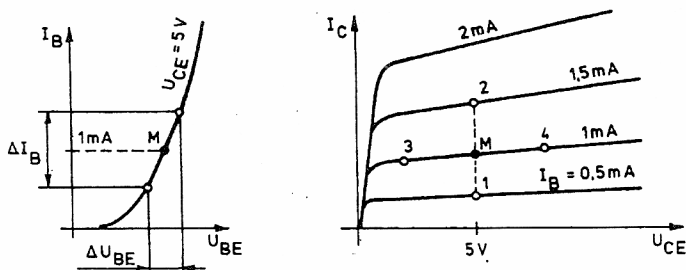
5.44. ábra. A BF 450 tranzisztor adatlapjának részlete

Reflexiók paraméterek. Igen nagy, több GHz-es frekvenciákon már az y paraméterek mérése is nehéz, a rövidzár sem valósítható meg tökéletesen. Ilyenkor célszerű a **reflexiók** vagy s paramétereket használni, ezek méréséhez ugyanis a tranzisztor be- és kimenetét véges, valós impedanciával kell lezárni. Ha ez az impedancia pl. 50Ω és megegyezik a tranzisztormérő befogószerkezet hozzávezetéseinek Z_0 hullámellenállásával, akkor ez a lezárás viszonylag könnyen megvalósítható.

Paraméterek megállapítása tranzisztorkarakteristikákból

Gyakran előfordul, hogy egy tranzisztorról nem áll más adat rendelkezésünkre, mint annak egyenáramú karakterisztikái. Ebből is megállapíthatjuk a négy pólus-paramétereket (természetesen csak a kisfrekvenciás, "kvázi-egyenáramú" értéküket). A szokásos karakterisztikákból a h paraméterek határozhatók meg könnyen; ennek módját mutatjuk meg most.

Legyen egy tranzisztor földelt emitteres be- és kimenő karakterisztikája az 5.45. ábra szerinti. M-el jelöltük a munkapontot, amelyben a paramétereket meghatározni kívánjuk.



5.45. ábra. h paraméterek megállapítása karakterisztikából

Nézzük először h_{11e} értékét! Visszanyúlva az (5.77) definícióhoz

$$h_{11e} = \left. \frac{dU_{BE}}{dI_B} \right|_{U_{CE}=\text{áll.}} \cong \left. \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} \right|_{U_{CE}=\text{áll.}} \quad (5.82)$$

Látható, hogy a paramétert definiáló differenciáhányadost véges ΔU és ΔI változásokat tartalmazó *differenciahányadossal* közelítjük. Ezek a véges változások a karakterisztikából már leolvashatók. A bemeneti karakterisztikán kijelölünk az M munkapont alatt és felett egy-egy segédpontot; s az azok között fennálló ΔU_{BE} feszültség- és ΔI_B áramdifferenciával közelítjük h_{11e} -t. (Célszerű a két segédpont áramban szimmetrikusan felvenni; ekkor közelíti jól a differenciahányadossal definiált húr meredeksége a deriválnak megfelelő érintő meredekségét.) Az $U_{CE} = \text{állandó}$ feltételt is betartottuk, hiszen a felhasznált karakterisztikagörbe egy adott U_{CE} értékhez tartozik.

Hasonló módon közelíthetjük differenciahányadossal h_{21} és h_{22} definícióját:

$$h_{21e} = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right|_{U_{CE}=\text{áll.}}, \quad h_{22e} = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{CE}} \right|_{I_B=\text{áll.}} \quad (5.83)$$

Ez a két paraméter a kimeneti karakterisztikából számolható. h_{21e} -nél a feltétel: $U_{CE} = \text{állandó}$. Ezért a munkaponttól függőlegesen eltávolodva vesszük fel a szimmetrikus ① és ② segédpontokat. Ezek áramadataiból

$$h_{21e} = \frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{B2} - I_{B1}} \quad (5.84)$$

A h_{22e} paraméternél az $I_B = \text{állandó}$ feltételt kell betartanunk. Ez azt jelenti, hogy magán a karakterisztikagörbén kell felvennünk a segédpontokat (③ és ④), hiszen az tartozik az állandó bázisáram értékhez. A kimenő vezetés számértékét így kapjuk:

$$h_{22e} = \frac{I_{C4} - I_{C3}}{U_{CE4} - U_{CE3}} \quad (5.85)$$

A h_{12e} paraméter számításához a szokásos módon rajzolt karakterisztikák nem adnak kellő támpontot; azt a fentiekhez hasonlóan megállapítani nem tudjuk (többnyire csak egyetlen bemeneti karakterisztika van megadva).

A fizikai és a négypólus helyettesítőképek kapcsolata

Ha ismerjük egy tranzisztor valamely fizikai helyettesítőképét, abból mindig meghatározhatók a négypólus helyettesítőkép adatai. Például az 5.38b. ábrán látható hibrid- π helyettesítőképből, a kimeneten rövidzárat elképzelve, közvetlenül felírhatjuk a h_{11e} paramétert:

$$h_{11e} = r_{bb'} + \frac{1}{g_{b'e} + g_{b'c}} \cong r_{bb'} + (\beta + 1) \frac{U_T}{I_E} \quad (5.86)$$

Ennek az lehet a haszna, hogy így felmérhetjük a paraméter várható munkapontfüggését. Például a fenti összefüggésből kiolvasható, hogy növekvő munkaponti áramhoz hiperbolikusan csökkenő h_{11e} érték kell tartozzék (amit az 5.43. ábra is igazol). Más esetben, ha a frekvenciafüggő elemekkel kiegészített fizikai helyettesítőképből indulunk ki, a paraméterek frekvenciafüggésének várható jellegét állapíthatjuk meg.

5.9. Nagyfrekvenciás működés

5.9.1. A tranzisztor határfrekvenciái

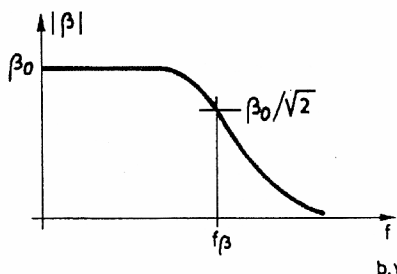
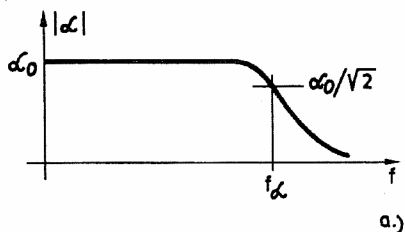
Már az előző szakaszban utaltunk arra, hogy a frekvencia növekedtével elérünk egy olyan határhoz, ahol a tranzisztor áramerősítéseinak, meredekségének amplitúdója csökkenni kezd, értéke komplexbe fordul. A csökkenő áramerősítések miatt a frekvencia növelésével a tranzisztor "egyre rosszabb", és egy határ felett már erősítésre alkalmatlanná válik.

Lényeges tudnunk, hogy egy-egy tranzisztor típusnál mekkorák azok a frekvenciák, amik fölött már a viselkedés romlásával kell számolnunk. Ennek megadására definiáljuk a tranzisztor *határfrekvenciáit*.

(Előrebocsátjuk, hogy a határfrekvencia nem jelent feltétlenül olyan határt, amely fölött az alkalmazás már lehetetlen. Olyan, egyezményesen definiált frekvenciáknak kell tekintenünk ezeket, amelyek fölött a paraméterek romlása már határozottan jelentkezik.)

Az 5.46a. ábrán az α áramerősítés abszolút értékét ábrázoltuk a frekvencia függvényében. Egyezményesen *alfa-határfrekvenciának* nevezzük és f_{α} -val jelöljük azt a frekvenciát, amelyen az α áramerősítési tényező abszolút értéke a kisfrekvenciás érték

$1/\sqrt{2}$ -szeresére csökken. Ez a határfrekvencia egy mai általános rendeltetésű tranzisztornál 300-600 MHz körül van.



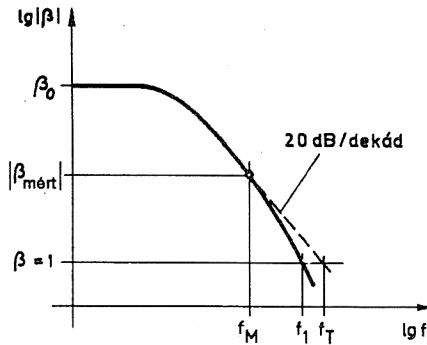
5.46. ábra. Az alfa- és a béta-határfrekvencia definíciója

Az 5.46b. ábrán a β áramerősítés abszolút értékének frekvenciafüggését tüntettük fel. Az előbbihez hasonlóan, *béta-határfrekvenciának* nevezzük és f_β -val jelöljük azt a frekvenciát, ahol $|\beta| = \beta_0 / \sqrt{2}$. Megjegyzendő, hogy ez mindig nagyságrendekkel kisebb f_α -nál; 1-10 MHz körüli érték.

A β frekvenciafüggéséhez még két határfrekvencia, az f_l és az f_T frekvencia fűződik. Az f_l *határfrekvencia* az a frekvencia, amelyen a $|\beta|$ éppen egységnyire csökken. Ez a frekvencia f_α -hoz közeli értékű; első közelítésben $f_l \cong f_\alpha$.

Külön magyarázatot igényel az f_T *tranzitfrekvencia* használatának célszerűsége. Definíciójára az a tapasztalat ad alapot, amely szerint a $|\beta|$ az f_β -n túli tartományban nagyjából 20 dB/dekád meredekséggel esik. Ez azt jelenti, hogy f_l megállapításához nem feltétlenül szükséges pontosan az f_l frekvencián mérni β értékét. Elegendő egy ehhez közel eső f_M mérőfrekvencián végezni a mérést; a 20 dB/dekád esés számításba vételével f_l közelítő értéke számolható. Ezt a közelítő értéket tranzitfrekvenciának nevezzük és f_T -vel jelöljük (5.47. ábra). A tranzitfrekvencia használatának előnye, hogy amíg f_α , f_β vagy f_l pontos mérésénél változó frekvenciájú mérési összeállítást kell alkalmaznunk (hiszen meg kell keresnünk azt a frekvenciát, amelyen az áramerősítés egy adott feltételt teljesít), addig f_T megállapítása fix frekvencián történő β mérést igényel csak. Ezt követően az alábbi összefüggéssel számolható a tranzitfrekvencia:

$$f_T = |\beta_{\text{méri}}| \cdot f_M \quad (5.87)$$



5.47. ábra. Az f_1 és f_T határfrekvenciák magyarázatához

Az összes eddigi határfrekvencián a tranzisztor általában még használható; teljesítményerősítése 1-nél nagyobb. Ha arra vagyunk kíváncsiak, mi az az abszolút határ, ameddig a tranzisztor még használható és ami felett már nem erősít, újabb határfrekvenciát kell definiálnunk. Ez a *maximális oszcillációs frekvencia* (f_{max}): az a frekvencia, amelyen optimális (illetsett) lezárások között a teljesítményerősítés egységnyire esik.

Szám példa. Mekkora a tranzisztor tranzitfrekvenciája, ha 100 MHz mérő frekvencián $|\beta| = 3,5$ -öt mérünk?

$$f_T = |\beta_{mért}| \cdot f_M = 3,5 \cdot 100 = 350 \text{ MHz}$$

5.9.2. A határfrekvenciák közelítő számítása

Ha csak az EB átmenet kapacitásait vesszük figyelembe és az egyéb (egyébként kisebb hatású) jelenségeket elhanyagoljuk, az f_α határfrekvenciát az 5.39. ábra alapján könnyen kiszámíthatjuk. Arra kell gondolnunk, hogy az emitteráram megoszlik az r_e ellenállás és a $C_{De} + C_{Te}$ kapacitás között, de az utóbbiba folyó áram haszontalan, hiszen csak töltikisüti a kondenzátort. Vezérlő hatása csak az r_e ellenálláson folyó áramnak van. Ennek árama így számolható:

$$i|_{r_e} = i_e \frac{1}{1 + j\omega(C_{De} + C_{Te}) \cdot r_e} \quad (5.88)$$

Ha ez az $i_e / \sqrt{2}$ értékre esik, az $|\alpha|$ is körülbelül ilyen mértékben csökken. Ez pedig éppen (5.88) törésponti frekvenciáján következik be. Tehát

$$f_\alpha \cong \frac{1}{2\pi r_e (C_{De} + C_{Te})} = \frac{1}{2\pi T_0 + r_e C_{Te}} \quad (5.89)$$

– ahol felhasználtuk az (5.71) összefüggést is.

A fenti közelítésben α frekvenciafüggését egyetlen RC taggal, tehát a BODE diagram egyetlen töréspontjával írjuk le. Ez egyenértékű az alábbi összefüggéssel:

$$\alpha(f) = \frac{\alpha_0}{1 + j \cdot f / f_\alpha} \quad (5.90)$$

A béta határfrekvenciát a $\beta = \alpha / (1 - \alpha)$ összefüggést felhasználva számoljuk ki. Behelyettesítve ebbe az előbb kapott $\alpha(f)$ egyenletünket, a következőkre jutunk:

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \frac{\frac{\alpha_0}{1 + j \cdot f / f_\alpha}}{1 - \frac{\alpha_0}{1 + j \cdot f / f_\alpha}} = \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{1 - \alpha_0} j \cdot f / f_\alpha} \quad (5.91)$$

Ezt a kifejezést így is írhatjuk:

$$\beta(f) = \frac{\beta_0}{1 + j \cdot f / f_\beta} \quad (5.92)$$

ahol

$$f_\beta = (1 - \alpha_0) f_\alpha = f_\alpha / (\beta_0 + 1) \quad (5.93)$$

A β áramerősítés láthatóan a most kiszámolt f_β frekvencián esik $\sqrt{2}$ -ed részére, ez tehát valóban a béta-határfrekvencia. Megállapíthatjuk, hogy f_β lényegesen, körülbelül β_0 -szor kisebb, mint f_α .

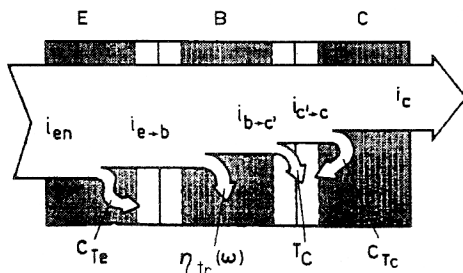
Az f_i határfrekvencia számítása. Felhasználva az (5.92) egyenletet, meghatározhatjuk, hogy mely frekvencián lesz $|\beta|$ egységnyi. Ehhez az egyenlet nevezője β_0 értékű kell legyen, amiből közelítőleg

$$f_i \cong \beta_0 \cdot f_\beta \cong f_\alpha \quad (5.94)$$

Vagyis az f_i határfrekvencia közelítőleg f_α -val egyenlő.

5.9.3. A határfrekvenciát befolyásoló további tényezők

Vizsgáljuk meg újból, mélyebb részletekbe menően, hogy milyen hatások csökkentik nagyobb frekvenciákon az α áramerősítést! Az 5.48. ábrán felrajzoltuk a tranzistorban az emittertől a kollektorig folyó nagyfrekvenciás elektronáramot, feltüntetve azon helyeket, ahol az áram veszteséget szenved. Nézzük ezeket sorra!



5.48. ábra. Az emitteráram veszteségei nagyfrekvencián

- a) Az emitter által injektált i_{en} elektronáramnak csak az $i_{e \rightarrow b}$ része jut át a bázisba, a többi az EB átmenet tértöltés-kapacitásának töltésére-kiürítésére fordítódik.
- b) A bázisba bejutott $i_{e \rightarrow b}$ elektronáramnak továbbra is transzport hatásfok-szorosa éri el a kollektor oldalt: $i_{b \rightarrow c} = \eta_{tr} i_{e \rightarrow b}$ - de ez a transzport hatásfok a bázis töltéstárolása, véges időállandója miatt kisebb értékű az egyenáramon észlelhető η_{tr} értéknél.
- c) A BC átmenet kiürített rétegében haladó konvekciós elektronáram eltolási áramot is okoz (futási idő jelenség), ennek következtében a kollektor oldalra csökkent értékű $i_{c \rightarrow c}$ áram érkezik.
- d) A kollektorba érkező áram egy részét a BC átmenet tértöltés-kapacitása veszi fel, s csak a maradék adja a kollektor i_c nagyfrekvenciás áramát.

A felsorolt négy hatás közül az első kettőt az 5.39. ábra kapcsán már figyelembe vettük, de igen nagy frekvenciás tranzisztoroknál a c.) és a d.) jelenség is számottevő hatású.

A számítás részleteit mellőzve közöljük, hogy ezen négy hatás alapján hogyan számolható az f_α határfrekvencia:

$$f_\alpha = \frac{1}{2\pi C_{Te} r_e + T_0 + T_c / 2 + C_{Tc} r_{cc'}} \quad (5.95)$$

ahol T_0 a bázis-áthaladási idő, T_c az elektronok futási ideje a BC kiürített rétegben, $r_{cc'}$ a kollektor soros ellenállása.

A tranzisztor f_{max} határfrekvenciája az f_α mellett a bázis kivezetés ellenállásából és a CB átmenet tértöltési kapacitásából álló RC tag időállandójától is függ. Levezetés nélkül közöljük a végeredményt:

$$f_{max} = \sqrt{\frac{1}{8\pi} \frac{f_\alpha}{r_{bb'} C_{b'c}}} \quad (5.96)$$

Az $r_{bb'}$ csökkentése láthatóan jelentősen növelheti a határfrekvenciát, ezért nagyfrekvenciás tranzisztoroknál a kis báziskivezetési ellenállás biztosítása elsőrendű konstrukciós szempont.

Az igen nagy frekvenciás tranzisztorok működését a hibrid- π vagy hasonló bonyolultságú modellek már nem írják le kielégítően. Ennek talán elsőrendű oka az, hogy a tranzisztortokozás szórt reaktanciái jelentősen befolyásolják a működést. Itt elsősorban a kivezetések induktivitása és az elektródák közti szórt kapacitások említendők. Ezért igen nagy frekvenciákon a tulajdonképpeni tranzisztort leíró, pl. hibrid- π modellt körül kell rajzolni a kivezetések parazita elemeivel, csak így kapunk megfelelő, használható helyettesítőképet. Az elmondottakból az is következik, hogy igen nagy (GHz feletti) frekvenciákon a szokványos tranzisztortokozások már nem használhatók; helyettük különleges, kis induktivitású, tápvonalba illeszthető geometriájú konstrukciókat alkalmaznak.

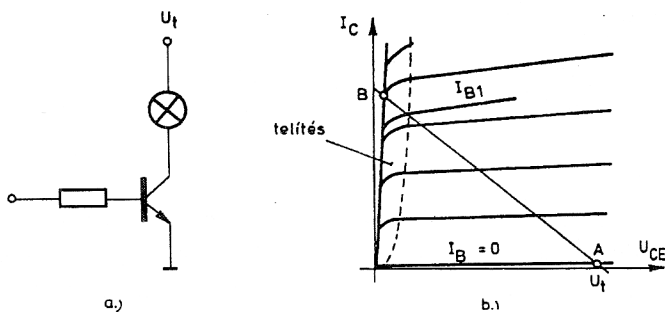
5.10. A tranzisztor kapcsoló működése

5.10.1. A kapcsoló működés jellege

Az előző két szakaszban a tranzisztor kisjelű működésével foglalkoztunk. A vezérlés mindvégig a normál aktív tartományban maradt, s a karakterisztika munkapont-közeli,

lineárisnak tekinthető szakaszára korlátozódott. Most az alkalmazások azon csoportját vizsgáljuk meg, amelyeknél a vezérlés messze túlmegy a karakterisztika lineárisnak tekinthető szakaszán, s általában a telítés és a lezárás tartományát is érinti. Az ilyen alkalmazások legtöbbször a tranzisztort mint elektronikusan vezérelhető kapcsolót használjuk. Ezért beszélünk itt *kapcsoló működésről*.

Az 5.49a. ábra áramkörében a tranzisztort kapcsolóként használjuk. Feladata annyi mint egy fali villanykapcsolóé: egy izzólámpát be- és kikapcsolni. A vezérlést a bázisárammal végezzük. Az 5.49b. ábrán felrajzoltuk a tranzisztor karakterisztikáját és feltüntettük az izzólámpának megfelelő munkaegyenest is (utóbbi nemlinearitását az egyszerűség kedvéért nem vettük figyelembe). Figyeljük meg: ha a bázisáram zérus, a munkapont az A pontban, a lezárt állapot közelében van. Ilyenkor az áramkörben folyó áram elhanyagolható, s a teljes tápfeszültség a tranzisztoron (a kapcsolón) esik. Ez a *kikapcsolt állapot*. Ha viszont a bázisáram meghaladja az I_{B1} határt, a tranzisztor a telítési tartományba kerül (B munkapont az ábrán). Most a tranzisztoron eső feszültség lesz elhanyagolható (pl. 1%-a a teljes tápfeszültségnek), gyakorlatilag a teljes tápfeszültség a fogyasztóra jut. Ez a *bekapcsolt állapot*.



5.49. ábra. A tranzisztor mint kapcsoló

A kapcsoló üzem lényeges vonása, hogy stacionáriusan csak a teljesen kikapcsolt ill. bekapcsolt állapotot engedjük meg, a bázisáram tehát vagy zérus, vagy I_{B1} -nél nagyobb. A közbenső, tehát a normál aktív tartományba eső munkapontokat csak átmenetileg, az átkapcsolás idején veszi fel a tranzisztor. Összefoglalva: a fenti alkalmazásban a tranzisztor feladata teljesítmény ki- és bekapcsolása egy fogyasztón.

Létezik egy másik, igen lényeges alkalmazási terület, ahol a tranzisztor szintén kapcsolóként működik. Ez a terület a digitális logikai áramköröké. Az 5.50a. ábrán a legegyszerűbb, tranzisztorból és ellenállásból felépített invertert mutatjuk be⁶. Az inverter a bemeneti logikai érték ellentettjét kell szolgáltatassa a kimenetén. Tekintsük pl. logikai 0 értéknek a 0,5 V alatti feszültségeket, logikai 1 értéknek az 5 V feletti feszültségeket. Ha az áramkörünk bemenetére logikai 0 szintet, tehát max. 0,5 V-ig terjedő feszültséget adunk, a tranzisztoron nem folyik számottevő áram (lévén az EB átmenet nyitó feszültsége 0,7 V körüli). Ekkor az R_C ellenálláson feszültségesés nincs; a

⁶ A kapcsolást a digitális IC gyártás kezdetén használták; itt mint működési szempontból legegyszerűbb példát tárgyaljuk.

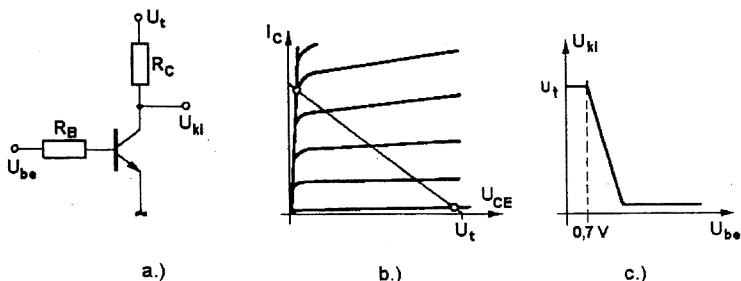
kimeneten a tápfeszültség, tehát logikai 1 érték jelenik meg (5.50c. ábra). Fordított esetben, ha a bemenetre logikai 1 értéket adunk ($U_{be} \cong 5 \text{ V}$), a tranzisztoron

$$I_B \cong (U_{be} - 0,7) / R_B \quad (5.97)$$

bázisáram folyik. Az áramkört úgy méretezik, hogy ez a bázisáram már elegendő legyen a tranzisztor telítésbe vezérléséhez. Ennek feltétele, hogy a bázisáram B -szerese átfolyva az R_C ellenálláson már az egész tápfeszültséget "elvigye":

$$B \cdot R_C (U_{be} - 0,7) / R_B \geq U_t \quad (5.98)$$

A kollektor és emitter között, tehát az áramkör kimenetén csak a telített tranzisztor 0,1 V nagyságrendű maradék feszültsége, tehát logikai 0 érték jelenik meg.



5.50. ábra. Inverter RTL (ellenállás-tranzisztor logika) kivitelben

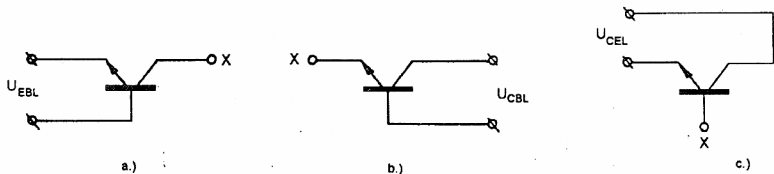
Észrevehetjük, hogy a tranzisztor az inverter áramkörben is kapcsolóként működik. Két sztatikus állapota van (vezet / nem vezet, megfelelően a kimenet logikai 0 és 1 állapotának). A tranzisztor tartósan vagy telítésben, vagy a lezárt állapot közelében van; normál aktív tartományban csak átmenetileg, az átkapcsolások idején működik (5.50b. ábra). Sok közös vonása van tehát a teljesítmény be- és kikapcsolására használt és a logikai áramkörben alkalmazott tranzisztor működésének. Ezért tárgyaljuk e kérdéseket egyazon szakaszban. Jellegetes eltérés viszont a következő. A teljesítménykapcsolót arra igyekszünk optimalizálni, hogy minél nagyobb teljesítményt tudjunk vele be- és kikapcsolni, minimális veszteség mellett. Az átkapcsolás gyorsasága másodrendű (bár nem mindig figyelmen kívül hagyható) körülmény. A logikai áramköröknél viszont éppen a működési sebesség az elsődleges szempont; az átkapcsolási időkre kell tehát a fő figyelmet fordítanunk.

5.10.2. Határadatok, maximális kapcsolható teljesítmény

A tranzisztor nem terhelhető tetszőleges mértékben. Feszültségben, áramban, disszipációban figyelemmel kell lennünk azokra a határookra, melyek túllépése az eszköz tönkremeneteléhez vezethet. Ezeket a határadatokat tekintjük át az alábbiakban.

Letörési feszültségek, határfeszültségek. Ha a tranzisztor pn átmeneteit külön-külön tekintjük, érvényesek rájuk a pn átmenet letöréséről leírtak. Az 5.51a. ábra szerint szakadt kollektorvezeték mellett az EB dióda U_{EBL} letörési feszültségét mérhetjük, a b. ábra szerint a CB dióda U_{CBL} letörési feszültségét.

Az EB dióda letörési feszültsége a mai planár tranzisztoroknál 8-12 V körüli, a kettős diffúziós adalékprofilból adódó viszonylag nagy adaléksűrűségek miatt. Ez az alkalmazások szempontjából általában nem zavaró, ezért növelése nem is konstrukciós szempont.



5.51. ábra. A háromféle letörési feszültség

A CB dióda U_{CBL} letörési feszültsége típustól függően 40-200 V közötti, sőt, különleges konstrukciókkal ennek még sokszorososa is elérhető. Az U_{CBL} érték elsődrendű fontosságú adata a tranzisztornak. Ettől függ, hogy mekkora jelamplitúdókat tud az eszköz feldolgozni, mekkora tápfeszültséget alkalmazhatunk. Nagyságát elsősorban a gyengébben adalékolt oldal, tehát a kollektor adaléksűrűsége befolyásolja.

A nagy letörési feszültség gyengén adalékolt kollektorréteget követel. Ez ellentmond egyéb konstrukciós szempontoknak (pl. kis kollektoroldali soros ellenállás). Ezért a kollektor adalékolást a több szempont összeegyeztetésével kialakult kompromisszumból határozzuk meg.

A gyakorlati áramkörök igen sokszor az 5.51c. ábrán vázolt feszültség-igénybevételt jelentik a tranzisztor számára. A bázisvezeték szakadt (vagy áramgenerátoros lezárású), a feszültséget az emitter és a kollektor közé kapcsoljuk. Az így mért letörési feszültség az U_{CEL} feszültség.

Első ránézésre azt gondolnánk, hogy U_{CEL} nagyobb lesz, mint U_{CBL} – hiszen távolabb fekvő két réteg közé kapcsoljuk a feszültséget. A tranzisztor hatás azonban úgy befolyásolja a viszonyokat, hogy U_{CEL} minden esetben kisebb U_{CBL} -nél!

Vizsgáljuk meg, mi okozza ezt a jelenséget! A tranzisztor kollektorárama az (5.36) egyenlethez hasonlóan

$$I_C = -M(A_N I_E + I_{CB0}) \quad (5.99)$$

Eltérés, hogy most figyelembe vettük a lavina sokszorozást, a kollektoráramot szoroztuk a CB átmenet M sokszorozási tényezőjével. Vegyük tekintetbe, hogy szakadt bázisvezeték mellett $I_E = -I_C$. Átrendezések után

$$I_C = \frac{M I_{CB0}}{1 - M A_N} \quad (5.100)$$

Azonnal látjuk, hogy a kollektoráram végtelenhez tart, ha $M A_N$ tart 1-hez. Ez már akkor bekövetkezik, amikor a sokszorozási tényező néhány ezrelékkel meghaladja 1-et, vagyis U_{CBL} -nél jóval kisebb feszültségnél.

A tranzisztor megengedett feszültségét az *érintkezési jelenség* (lásd 3.3.3. pont) is korlátozhatja. Ha a nagy U_{CB} feszültség következtében a kiürített réteg annyira kiszélesedik, hogy a teljes bázisszélességre kiterjed, fellép az emitter és a kollektor érintkezése. A kettős diffúzióval készült tranzisztoroknál a jelenséggel nem kell

számolnunk; előbb lép fel a CB lavinaletérés, mint a viszonylag erősen adalékolt bázis teljes kiürülése.

A tranzisztor megengedett feszültségeit (U_{CEmax} , U_{CBmax}) a fenti hatások figyelembe vételével határozzuk meg.

A maximális áram. Ezt elsősorban az áramkiszorítási jelenség korlátozza. Az áramkiszorítás erőteljes fellépte esetén megengedhetetlenül nagy helyi felmelegedés állhat elő az emitter kerületén még akkor is, ha az átlagos disszipáció elfogadható értékű. A tranzisztor elkerülhetetlen inhomogenitásai fokozzák is ezt a hatást. Ha van egy pont az emitter kerületén, ami anyag-inhomogenitás miatt néhány százalékkal nagyobb áramsűrűséggel vezet a környezeténél, akkor ez a pont jobban is melegszik. A nagyobb hőmérséklet ugyanazon feszültség mellett azt jelenti, hogy e helyen jobban nyit az EB dióda, tovább nő az áram. A jelenség így visszacsatolódik, és egy határ felett pontszerű *hőmegfutásba* mehet át, az eszköz tönkremenetelét okozva. A tranzisztor I_{Cmax} maximális kollektoráramát úgy határozzuk meg, hogy még biztonsággal elkerüljük ezt a jelenséget.

Másodlagos letörés. Egyidejűleg nagy árammal és nagy feszültséggel terhelt tranzisztoroknál léphet fel ez a jelenség. Az áram alatta van I_{Cmax} -nak, a feszültség U_{CEmax} -nak, és a kettő szorzata sem haladja meg a megengedett disszipációt. Ennek ellenére előállhat, hogy a tranzisztor hirtelen kollektor-emitter zárlatot kezd mutatni. A jelenség sokszor irreverzibilis; tönkremenetelt okoz. Az ok most is pontszerű hőmegfutás, az emitter keresztmetszet valamely inhomogenitása környezetében. Nagy U_{CE} feszültségnél a lokális disszipáció már viszonylag kis áramsűrűségnél nagy lehet, ezért a jelenség I_{Cmax} töredékénél is felléphet. A jelenség számítással nehézén követhető; a félvezető katalógusok a tapasztalati úton megállapított biztonságos működési tartományt közlik. Ez a "safe operating area", SOA.

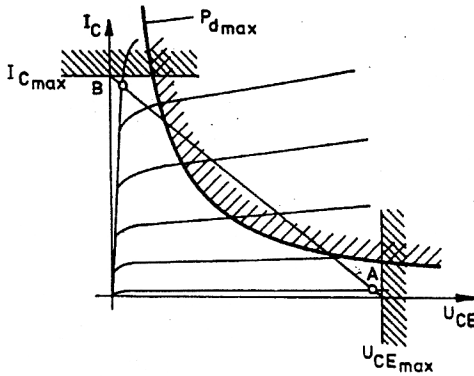
Maximális disszipáció, P_{dmax} . Ez további lényeges határadata a tranzisztoroknak. Értéke a tokozás, hőelvezetés módjától függ: ugyanúgy, ahogy a diódára vonatkozóan a 4.1.2 pontban már részleteztük. Most is érvényes az, hogy ez a határadat pillanatszerűen túlléphető, ha vigyázunk arra, hogy ez alatt a belső hőmérséklet ne szaladjon a megengedett fölé. Ennek számításához most is az impulzus hővezetési ellenállás fogalmát használjuk. A katalógusok a tranzisztorokra vonatkozóan is közölnek a 4.7. ábrához hasonló diagramokat.

A maximális kapcsolható teljesítmény. Tegyük fel, hogy egy tranzisztor az 5.49. ábrán látható áramkörben dolgozik. Kérdés: optimális méretezésnél mekkora teljesítményt tudunk a fogyasztóra rá- ill. lekapcsolni, és ehhez az optimális beállításhoz milyen ellenállású fogyasztó tartozik?

Az 5.52. ábrán felrajzoltuk a tranzisztor karakterisztikáját, feltüntetve az I_{Cmax} , U_{CEmax} , P_{dmax} adta korlátokat. A kapcsolható teljesítmény akkor lesz a legnagyobb, ha a tápfeszültség a megengedhető legnagyobb, tehát U_{CEmax} , és ha bekapcsolt állapotban a fogyasztón a megengedhető legnagyobb, I_{Cmax} áram folyik. Ennek tudatában rajzoltuk az optimális munkaegyenesét az A és B pontok közé az ábrán. Az optimális beállítás adatai jó közelítéssel

$$R_{1opt} = \frac{U_{CEmax}}{I_{Cmax}}, \quad P_{max} = U_{CEmax} \cdot I_{Cmax} \quad (5.101)$$

Az eredményeket korrigálhatnánk még a bekapcsolt állapot U_{CES} maradékfeszültségének figyelembevételével, de ez a pontosítás a százalék nagyságrendbe esik; elhanyagolható.



5.52. ábra. Megengedett működési tartomány az $I_C(U_{CE})$ karakterisztikán

Érdeemes megjegyezni, hogy a maximális kapcsolható teljesítmény sokszorosa lehet a maximális disszipációnak! Például a BD 442 tranzisztorra $P_{dmax} = 36$ W, ugyanakkor $U_{CEmax} = 80$ V, $I_{Cmax} = 4$ A, tehát a maximális kapcsolható teljesítmény $P_{max} = 320$ W.

5.10.3. Áramköri tranziensek

Ebben és a következő pontban azt igyekszünk feltárni, hogy milyen hatások befolyásolják a tranzisztoros kapcsoló (pl. az 5.50a. ábrán látható inverter) átkapcsolási folyamatát a két stacionárius munkapont között. Célunk ehhez fűződően a kapcsolási idők számításának bemutatása is.

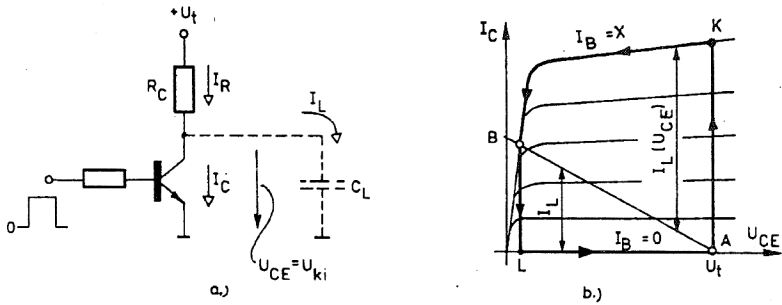
Az átkapcsolási jelenségek körében két alapesetet különböztetünk meg.

1. A tranzisztorhoz csatlakozó hálózatnak számottevő reaktáns összetevői vannak; akkorák, hogy a változások sebességét elsődlegesen azok határozzák meg (kapacitások töltődése/kisülése, induktív terhelés áramváltozása stb.). Ekkor beszélünk *áramköri tranziensekről*.
2. A csatlakozó hálózat ohmos; reaktanciáinak hatása elhanyagolható a működési sebesség tranzisztoron belüli korlátozó tényezői mellett. Ez a *belső tranziensek* esete.

A jelen pontban az áramköri tranziensek jellegzetes példáját: a kapacitív terhelésű kapcsolót mutatjuk be. A következő pontban a belső tranzienseket tárgyaljuk.

Kapacitív terhelésű kapcsoló. Tekintsük az 5.53a. ábrán látható inverter áramkört. A kimenetet a C_L kapacitás terheli (pl. egy csatlakozó hosszú vezeték szórt kapacitása). Feltételezésünk szerint a terhelő kapacitás elég nagy ahhoz, hogy az általa okozott tranziensek mellett a tranzisztor belső tranziensei már elhanyagolhatók legyenek.

(Többnyire már néhány pF kapacitásnál így van.) Ez feljogosít arra, hogy most a tranzisztort ideálisnak, végtelenül gyorsan működőnek tekintsük.



5.53. ábra. Tranzisztoros kapcsoló kapacitív terheléssel

Az inverter két stacionárius munkapontját az 5.53b. ábrán A és B-vel jelöltük. Tegyük fel, hogy vizsgálatunk kezdetén a bázisáram zérus, és az áramkör a stacionárius A munkapontban van. Most a bemenetet vezérelve hirtelen megemeljük a bázisáramot az $I_B = X$ értékre. A tranzisztor karakterisztikaszeregéből ezzel az $I_B = X$ görbe válik érvényessé. Ennek metszéspontja a munkaegyenessel kiadja a tranziens folyamat végén majd beálló új stacionárius állapotot (B pont). Most viszont még csak a folyamat kezdetén vagyunk. Vizsgáljuk meg, melyik munkapontban lesz a tranzisztor a bázisáram megemelését követő első pillanatban. A tranzisztor kollektora és emittére közé kapcsolódik a terhelő kapacitás; ezen a feszültség ugrásszerűen nem változhat meg. Így az U_{CE} feszültség az első pillanatban változatlan marad; a munkapont az $I_B = X$ görbére, a K pontba ugrik fel. Ez viszont azzal jár, hogy különbözővé válik a tranzisztor I_C és a munkaellenállás I_R árama. A kettő különbsége a terhelő kapacitás mindenkor töltőárama:

$$I_L = I_R - I_C \quad (5.102)$$

Az I_L áram most negatív, a kondenzátor kisül. Feszültsége és ezzel U_{CE} egyre csökken, a tranzisztor munkapontja az $I_B = X$ görbén vándorol egyre balra. Közben az I_L áram is változik, hiszen az I_C és I_R különbségeként, tehát az $I_B = X$ görbe és a munkaegyenes közötti függőleges metszékként adódik. Ez az I_L metszék tehát függvénye U_{CE} -nek. Amikor a munkapont megközelíti a B pontot, az I_L metszék egyre kisebb és tart a zérushoz. Ezzel a kondenzátor kisütő árama is zérushoz tart. A változás lelassul és a munkapont (aszimptotikusan) tart a B stacionárius munkaponthoz.

Szükség esetén e függvény pontos lefutását is megállapíthatjuk. Ehhez a terhelőkapacitás feszültsége és árama közti összefüggést kell felírunk:

$$C_L \frac{dU_{CE}}{dt} = I_L(U_{CE}) \quad (5.103)$$

Ez differenciálegyenlet az $U_{CE}(t)$ függvényre. Mivel a jobb oldal $I_L(U_{CE})$ függvénye csak grafikusán adott, megoldása numerikus-grafikus módszerekkel lehetséges. Ha a tranzisztorkarakterisztika $I_B = X$ görbéjére analitikus közelítést vezetünk be, akkor természetesen analitikusan is megoldható az egyenlet.

Sok esetben nincsen szükségünk a függvény pontos lefutására, csak arra az adatra, hogy a teljes átkapcsolás mennyi idő alatt zajlik le. Az átkapcsolás kezdetén U_{CE} az A pontnak megfelelő U_A értékű; az átkapcsolás végének azt az időpillanatot tekintjük, amikor a kimenő feszültség átmetszi a logikai 0 érték felső határát jelentő U_0 értéket. Ezt figyelembe véve, (5.103) integrálásával a kapcsolási idő így adódik:

$$t_{1 \rightarrow 0} = C_L \int_{U_A}^{U_0} \frac{1}{I_L(U_{CE})} dU_{CE} \quad (5.104)$$

Vizsgáljuk most meg a kikapcsolási folyamatot! A tranzisztor bázisáramát hirtelen zérusra csökkentjük. A karakterisztikák közül most az $I_B = 0$ érvényes, ami gyakorlatilag a vízszintes tengellyel esik egybe. Az átkapcsolás kezdetén a munkapont a B pontból az L pontba ugrik (5.53. ábra). A kapacitás I_L árama most pozitív, a kapacitás töltődik. A munkapont most a növekvő U_{CE} -k felé, jobbra vándorol, a folyamat aszimptotikusan tart az A munkaponti stacionárius állapot felé. A folyamatban most a tranzisztornak semmi szerepe nincs. $I_C \cong 0$, a tranzisztor "mintha ott sem lenne", a tranziens most a C_L terhelőkapacitás töltődése az R_C munkaellenálláson keresztül; egy lineáris elemekből álló RC tag exponenciális folyamata tehát. Az. (5.103) egyenlet természetesen most is igaz. A jobb oldalon álló függvényt most analitikusan is könnyen megadhatjuk:

$$I_L = (U_i - U_{CE}) / R_C \quad (5.105)$$

Ebből a megoldás:

$$U_{CE}(t) = U_i - (U_i - U_B) \exp(-t / R_C C_L) \quad (5.106)$$

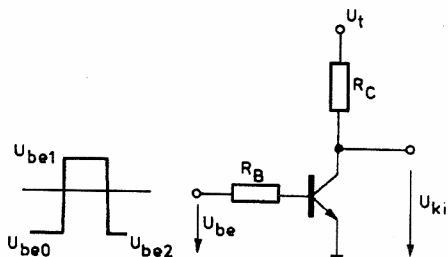
A tárgyalt felépítésű inverter áramköröknél a tranzisztor bekapcsolása (a kimenet logikai $1 \rightarrow 0$ átmenete) sokkal gyorsabban zajlik le, mint az ellentétes átváltás. Ennek oka abban keresendő, hogy a kimenet $1 \rightarrow 0$ átmeneténél a tranzisztor aktív; nagy árammal süti ki a terhelő kondenzátort, "lehúzza" a kimenetet. A kisütő áram és ezzel a gyorsaság a bázis erőteljesebb vezérlésével szükség szerint növelhető. A kimenet $0 \rightarrow 1$ átmeneténél viszont a tranzisztor kikapcsolt állapotban van; szerepe nincs. A kondenzátor az R_C ellenálláson át töltődik fel, a folyamatot a tranzisztor vezérlésével semmi módon nem lehet gyorsítani. A dolgon csak úgy segíthetünk, ha a kimenet "felhúzását" nem egy passzív elemre, ellenállásra bizzuk, hanem egy másik, szintén vezérelt tranzisztorra. A nagyobb igényeket kielégítő inverter kapcsolásokra többnyire ez a jellemző.

5.10.4. A belső működés tranziensei

Vizsgáljuk meg most a tranzisztoros inverter működését olyan körülmények között, amikor a külső reaktáns elemek hatása elhanyagolható. Ekkor az átkapcsolási folyamatot egyedül a tranzisztor belső kapacitásai, töltésváltozásai határozzák meg, a sebességet ezek korlátozzák.

Tekintsük az 5.54. ábra áramkörét! Az inverter kapcsolás bemenetén a vizsgálat kezdetén negatív feszültség legyen (U_{be0}), amit hirtelen (sokkal gyorsabban, mint a

tranzisztor belső tranzienseinek ideje) átváltunk az U_{be1} pozitív bemenő feszültségre. Utóbbi hatására a tranzisztor bekapcsol. A bekapcsolási tranziens teljes lezajlása után a bemeneti feszültséget ismét negatívra váltjuk: az $U_{be2} = U_{be0}$ értékre. Ennek hatására a kikapcsolási tranziens jelenség játszódik le. Ezt a két folyamatot fogjuk a következőkben részletesen nyomon követni, először csak kvalitatíve mérve fel az átkapcsolást meghatározó fizikai hatásokat, azután a tranziens idők számításának módját is érintve.



5.54. ábra. Áramkör a belső tranziensek vizsgálatához

A kvalitatív magyarázathoz az 5.54. ábrán látható inverter kapcsolás be- és kikapcsolási tranziens folyamatát az összes lényeges jellemző időfüggésének felvázolásával tesszük követhetővé (5.55. ábra).

A $t = 0$ időpillanatban a bemenetre a negatív U_{be0} feszültség kapcsolódik. A tranzisztor EB diódája lezárt állapotban van, az I_B bázisáram gyakorlatilag zérus. Az R_B ellenálláson feszültség nem esik; a tranzisztor bázis-emitter feszültsége megegyezik a bemenet U_{be0} feszültségével. Mivel a tranzisztor lezárt állapotban van, I_C és a bázis felhalmozott Q_B töltése is zérus.

A bekapcsolási folyamat

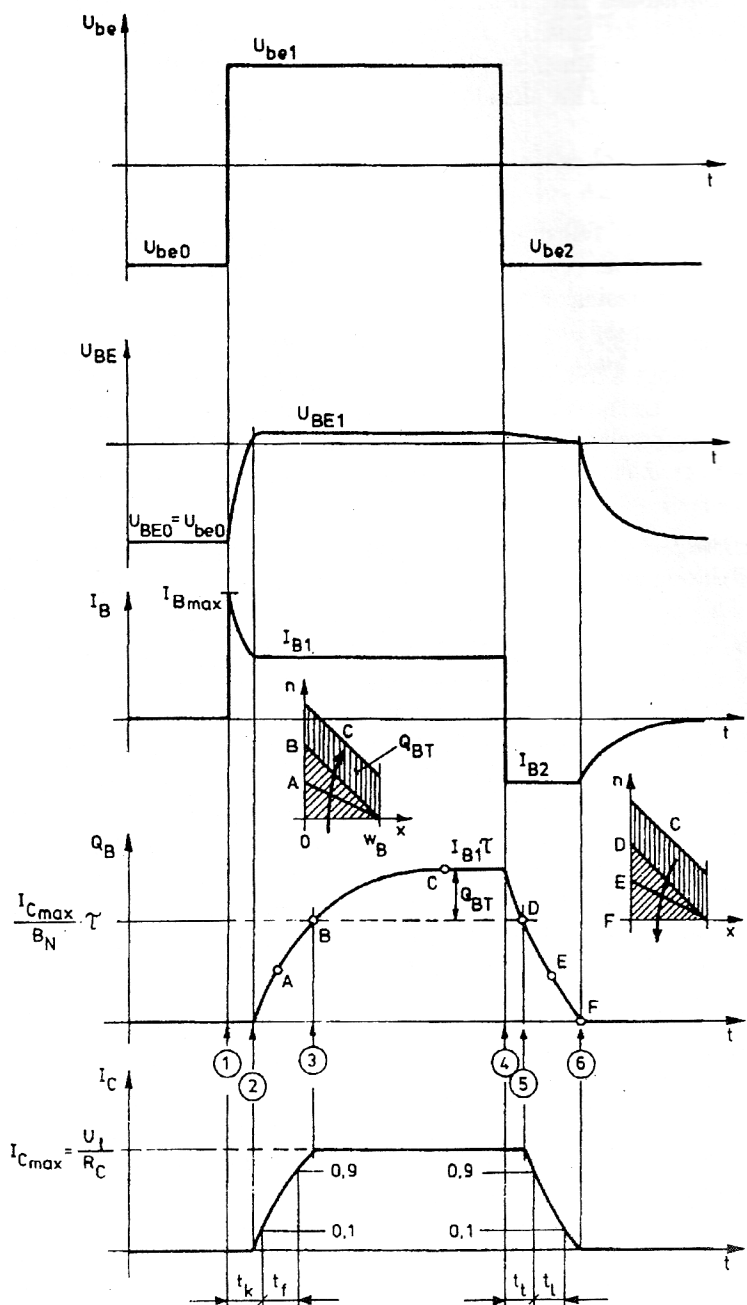
Az ábrán ①-gyel jelölt pillanatban a bemenet feszültsége a pozitív U_{be1} értékre vált. A tranzisztor bázis-emitter feszültsége viszont az első pillanatban marad az $U_{BE0} = U_{be0}$ értéken, mivel a bázis-emitter tértöltés-kapacitás feszültsége ugrásszerűen nem változhat meg. Ez annyit jelent, hogy e pillanatban az R_B ellenállás két vége között $U_{be1} - U_{be0}$ feszültségkülönbség áll fenn; a bázison tehát

$$I_{B\max} = \frac{U_{be1} - U_{be0}}{R_B} \quad (5.107)$$

áram folyik. Az ① és ② pillanat közti időszakban ez az áram az EB tértöltés-kapacitást tölti. Az U_{BE} feszültség negatívból nulla felé tart. A bázisáram közben csökken, mert csökken R_B kapcsai között az $U_{be1} - U_{BE}(t)$ feszültségkülönbség. Ezen idő alatt az EB átmenet mindvégig lezárt állapotban van, tehát a bázisban diffúziós töltés még nem halmozódik fel és ennek megfelelően a kollektoráram is zérus.

A vezérlés hatása a kimenetre tehát *késleltetést szenved*: hiába váltottuk át a bemeneti feszültséget az ① pillanatban, ennek hatása a kimeneten, a kollektoráramban a ② pillanatig egyáltalán nem mutatkozik. Bekapcsoláskor tehát először az EB tértöltés-

kapacitás feszültségét kell megváltoztatni; az ehhez szükséges idő késleltetésként jelentkezik.



5.55. ábra. A bipoláris tranzisztor belső transziensei

A ② időpont után a bázis-emitter feszültség pozitívvá válik. A tranzisztor vezetni kezd. Elkezdődik a bázistöltés felépülése és vele kb. arányosan megindul a kollektoráram felfutása. Ez a *felfutási szakasz*. A felfutás alatt az U_{BE} feszültség már nem sokat változik: megmarad a *pn* átmenet nyitó feszültségének 0,6-0,7 V körüli értékén. Ez arra vezet, hogy a bázisáram is kb. állandó:

$$I_{B1} \cong \frac{U_{be1} - 0,7}{R_B} \quad (5.108)$$

Vagyis a bázistöltés felhalmozódása állandó töltőáram mellett, tehát időben exponenciálisan zajlik le. A végérték $Q_B = I_{B1} \cdot \tau$, ahol τ körülbelül egyenlő τ_B -vel, a bázis kisebbségi hordozóinak élettartamával.

A $Q_B(t)$ függvény mellett egy kis ábrán feltüntettük a bázistöltés eloszlását is a bázisban. Látjuk, hogy a töltés növekedtével az eloszlás gradiense is nő (az A-val és B-vel jelzett fázis). Ez a kollektoráram arányos növekedését jelenti, amit az $I_C(t)$ függvényen is megfigyelhetünk. A bekapcsolás második fázisában tehát a bázistöltésnek kell felépülnie, az ehhez szükséges idő a kollektoráram véges felfutási idejeként jelentkezik.

A ③ időpillanat elérésekor új jelenség áll elő: a tranzisztor telítésbe megy. Az egyre növekvő kollektoráram ugyanis növekvő feszültségesést hoz létre az R_C terhelő ellenálláson. Ez levonódva a tápfeszültségből, csökkenti a U_{CE} feszültséget. Ha I_C eléri az $I_{Cmax} = U_i/R_C$ értéket, az U_{CE} feszültség "elfogy", beáll a telítés. Ennek a határnak felel meg a ③ időpont. Most a kollektoráram már nem növekszik tovább, azt ugyanis limitálja az U_i/R_C érték. Növekszik viszont a bázistöltés, hiszen még nem érte el az $I_{B1} \cdot \tau$ végértéket. A bázistöltés telítésbe lépést követően felgyűlt részét *telítési többlettöltésnek* nevezzük és Q_{BT} -vel jelöljük. A bázis most kialakuló töltéseloszlását is feltüntettük a $Q_B(t)$ függvény mellett (az $n(x)$ függvény C egyenese). Figyeljük meg, hogy a telítés beállta után az eloszlás gradiense már nem növekszik – összhangban azzal, hogy a kollektoráram sem nő tovább. Nullánál nagyobb viszont most a koncentráció az $x = w_B$ helyen, megfelelően annak, hogy telítésben a CB átmenet is kinyitott. A bekapcsolás harmadik fázisában tehát a bázis többlettöltés felhalmozódása zajlik le. Ehhez a kimeneten már nem fűződik változás: a kollektoráram állandó értékű.

A kikapcsolási folyamat

A ④ pillanatban a bemeneti feszültség a negatív U_{be2} értékre vált. A tranzisztor U_{BE} feszültsége viszont még hosszan pozitív marad – mindaddig, amíg a bázis teljes diffúziós töltése el nem távozik. Ez a ⑥ pillanatban következik be, így tehát a ④ - ⑥ intervallumban az R_B ellenállásra U_{be2} feszültség jut (az EB átmenet nyitó feszültségét elhanyagoltuk U_{be2} mellett), így a bázisáram az állandó

$$I_{B2} = \frac{U_{be2}}{R_B} \quad (5.109)$$

értéket veszi fel. Figyeljük meg, hogy az áram most előjelet váltott; nem betölti, hanem elviszi, "kihúzza" a bázistöltést (kihúzóáram). Állandó I_{B2} mellett a bázistöltés csökkenése exponenciális folyamat, ahogyan az ábrán is látjuk.

A bázistöltésnek először a Q_{BT} többlettrésze tűnik el. Az $n(x)$ töltéseloszlás önmagával párhuzamosan tolódik lefelé, amíg a többlettöltés el nem fogy. Gradiense nem változik; a kollektoráram is a konstans I_{Cmax} értéken marad. Egy késleltetés-jellegű jelenséget tapasztalunk tehát: hiába váltottuk át a ④ pillanatban a bemeneten a vezérlést; ennek az ⑤ pillanatig a kimeneten semmi hatása nem mutatkozik. Ezt a jelenséget *tárolási jelenségnek* nevezzük. A kikapcsolás első fázisa a bázis többlettöltés eltűnése; ez alatt a kollektoráram még változatlan marad (tárolás).

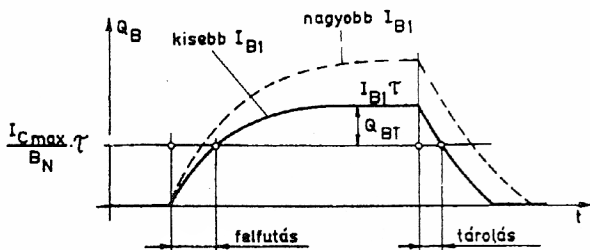
Az ⑤ és ⑥ időpillanat között az állandó I_{B2} kihúzóáram tovább fogyasztja a bázistöltést. A töltéseloszlás a D-E-F fázisokon keresztül tart zérushoz. Az eloszlás gradiense és ezzel a kollektoráram egyre csökken. Ez a *lefutás folyamata*. A kikapcsolás második fázisában tehát a teljes bázistöltés elfogy és ezzel összefüggően a kollektoráram zérusra csökken (lefutás).

A ⑥ időpillanatot követően a tranzisztor EB átmenetének tértöltéskapacitása feltöltődik a negatív U_{be2} bemenő feszültségre. Ahogyan ez a folyamat halad előre, úgy csökken a bázisáram és tart az egyensúlyi, zérushoz közeli értékhez. A kimeneten eközben változás már nem tapasztalható.

A tranzisztor kapcsolási idői: t_k , t_f , t_r , t_l . Ezek rendre a *késleltetés*, *felfutás*, *tárolás*, *lefutás* idejét jelentik. Pontos definíciójuk az 5.55. ábra I_C görbéjéről olvasható le.

A kapcsolási idők a tranzisztor belső sajátosságain túlmenően függenek a vezérlés módjától is. A lényegesebb tendenciákat minden számítás nélkül, az 5.55. ábrát tekintve beláthatjuk.

a) Az I_{B1} áram változtatása. Ha növeljük, csökken a felfutás ideje (lásd az 5.56. ábrát is!). Növekszik viszont a bázis telítési többlettöltése és a tárolási idő. Ha csökkentjük I_{B1} -et, a tárolási idő csökken. $I_{B1} = I_{Cmax}/B_N$ beállításával a tárolás egészen el is tűnik. Ez a megoldás mégsem alkalmazható, mert a felfutás nagymértékben leromlana, továbbá B_N szórása miatt a beállítás nem is volna pontosan megvalósítható. A gyakorlatban olyan mértékű bázisáram túlvezérlést szokás alkalmazni, hogy még az előforduló legrosszabb B_N -nél is biztonsággal telítésig vezérelődjék a tranzisztor.



5.56. ábra. A bázistöltés tranziense különböző túlvezérlések mellett

b) Az U_{be2} feszültség és ezzel az I_{B2} áram változtatása. Ha növeljük a feszültséget, nő az I_{B2} kihúzóáram és gyorsabb lesz a lefutás. Ugyanakkor az EB átmenet nagyobb negatív feszültségre töltődik és a késleltetés megnő.

Látható, hogy az elektromos beállítás változtatása egyidejűleg javítja az egyik időadatot és rontja a másikat; a tervezés itt a megfelelő kompromisszum keresését jelenti.

5.10.5. A töltésegyenletek

Megfigyelhettük az előző pontban, hogy a tranzisztor tranziens jelenségeit elsődlegesen a bázistöltés felhalmozódása és eltűnése befolyásolja. Ez módot ad arra, hogy a tranziens jelenségek legtöbbször a bázistöltés változásaira vezessük vissza. Ahogyan a pn átmenet kapcsán, a 3.5.3. pontban már leírtuk, tekinthetjük a bázistöltést olyan elsődleges mennyiségnek, ami minden továbbit (áramot, feszültséget) meghatároz. Ez a *töltésvezérlés elve*.

A pn átmenet után most a tranzisztorra vonatkozóan is felírjuk a töltés időbeni változását meghatározó differenciálegyenletet, a *töltésegyenletet*. A normál aktív működést vesszük először számításba. Az ehhez tartozó bázistöltést Q_{BN} -nel jelöljük. A bázisáram fedezi ennek a Q_{BN} töltésnek a megváltozását, valamint a rekombináció folytán bekövetkező veszteségét. Ennek megfelelően a bázistöltés egyensúlyára (a pn átmenethez igen hasonlóan) az alábbi egyenletet írhatjuk:

$$I_B = \frac{dQ_{BN}}{dt} + \frac{Q_{BN}}{\tau_n} \quad (5.110)$$

A töltésvezérelt modellre jellemző eljárás, hogy a további áramokat, feszültségeket úgy származtatja a Q_{BN} bázistöltésből, mintha stacionárius viszonyok állnának fenn. Ez nyilván közelítővé teszi a számításokat, hiszen éppen a tranzienseket vizsgáljuk. Stacionárius viszonyok között $I_B = Q_{BN}/\tau_n$. Ezzel a kollektor áram:

$$I_C \cong B_N I_B = B_N \frac{Q_{BN}}{\tau_n} = \frac{Q_{BN}}{\tau_{CN}} \quad (5.111)$$

ahol $\tau_{CN} = \tau_n / B_N$ a tranzisztor *kollektor időállandója*. Ezzel tehát a normál aktív tartományra vonatkozóan a következő formában kaptuk a töltésegyenleteket:

$$I_B(t) = \frac{dQ_{BN}}{dt} + \frac{Q_{BN}(t)}{\tau_n} \quad (5.112)$$

$$I_C(t) = \frac{Q_{BN}(t)}{\tau_{CN}} \quad (5.113)$$

A fenti egyenletek használata során először meg kell oldanunk az első sor szerinti differenciálegyenletet az érvényes $I_B(t)$ gerjesztés mellett. Ezután a kapott $Q_{BN}(t)$ függvényt a második sorba helyettesítve kapjuk a kollektoráramot az idő függvényében.

A bevezetett egyenleteink csak a normál aktív tartomány leírására alkalmasak. Inverz aktív működésben igen hasonló egyenletek írhatók fel az inverz üzemhez tartozó Q_{BI} bázistöltésre vonatkozóan. A telítési működés a korábbiakban leírt érveknek megfelelően a normál és az inverz működés szuperpozíciójának tekinthető. Ekkor a normál és az inverz működés töltésegyenleteit együtt kell megoldani és a két megoldás összegét venni.

A töltésegyenleteket a fentiekben azzal a közelítéssel vezettük be, hogy az injektálási hatások közel egységnyi és az áramerősítést a transzporthatások határozza meg. Ha nem ez a helyzet, strukturálisan igen hasonló, de állandóiban valamelyest eltérő egyenletekre jutunk.

Megjegyezzük még, hogy a töltésegyenletekben szereplő időállandók és a tranzisztor határfrekvenciái között szoros kapcsolat van. Például a kollektor időállandó így számolható:

$$\tau_{CN} \cong \frac{1}{2\pi f_a} \quad (5.114)$$