

RENCZ MÁRTA
BME Elektronikus Eszközök Tanszéke

Tranzisztorok áramköri modellezésének néhány kérdése

ETO 621.372:621.382.3:681.3.06 TRANZ-TRAN

Az utóbbi évek egyik legszembetűnőbb változása a villamosmérnöki gyakorlatban a számítógépes tervezés nagyarányú térhódítása. Természetes, hogy ez új tervezési módszerek és segédeszközök kialakulásához vezetett. Ezek egyik legfontosabb csoportját képviselik az áramköranalízis programok.

Ezen programok egyik része nem rendelkezik beépített tranzisztormodellekkel. Ilyenkora felhasználónak kell az adott feladathoz legjobb közelítést adó tranzisztormodellt felépítenie. A programok másik része tartalmaz beépített tranzisztormodellt, de általában csak egyfélétt. Ha a felhasználónak ez a modell-típus nem megfelelő, itt is magának kell gondoskodnia a feladathoz jobban illeszkedő modell kialakításáról.

Ezen cikk célkitűzése az, hogy rövid áttekintést adjon a tranzisztormodellek néhány jellegzetes csoportjáról és ezek jellemzőiről, kissé részletesebben tárgyalva a sok szempontból igen figyelemre méltó — azonban nálunk alig alkalmazott — Linvill-féle tranzisztormodellt.

A tranzisztormodellezés alapproblémája

Akkor mondhatjuk, hogy ismerjük egy félvezető eszköz — pl. tranzisztor — áramköri viselkedését, ha bármely pillanatra ismerjük az általa adott választ

- a pillanatnyi gerjesztések
 - az eszköz előléte
- függvényében.

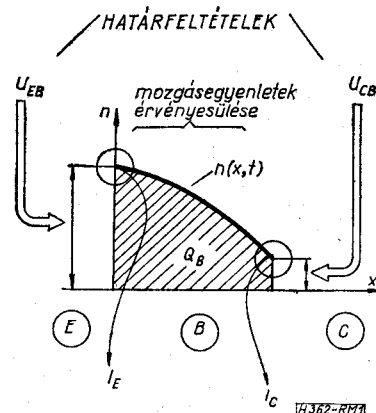
Pontosan ezt a követelményt támasztják az áramköranalízis programok, a bennük alkalmazott modellekkel szemben. Csomóponti analízis esetén, például, a tranzisztormodelinek bármely kapcsolási feszültséghez az adódó áramokat kell válaszként adnia [1], [5], [8].

Nézzük meg röviden a tranzisztor működésének lényeges jelenségeit. Az egyszerűsített, egydimenziós

képből indulunk ki. A tranzisztor alapvető fizikai jelenségei a két pn-átmenetben és a köztük húzódo báziszónában játszódnak le. Ezekre nézve meghatározó a bázis kisebbségi töltéshordozóinak eloszlása, és ennek időbeli változása. A pn-átmenetek pillanatnyi feszültsége határfeltételként hat a bázis kisebbségi töltéshordozóinak eloszlására: az emitteroldali koncentráció az egyensúlyinak $\exp(U_{BB}/U_T)$ -szere, a kollektor oldali pedig $\exp(U_{CB}/U_T)$ -szere. (Ez az exponenciális szorzó Boltzmann-tényező néven ismert.) Az e feltételekhez illesztett mozgásegyenleteknek megfelelően áramlanak a bázis kisebbségi töltéshordozói a kollektor felé. A tranzisztor áramainak meghatározója pedig pillanatnyi eloszlásuk lesz: bármely átmenet síkjában a koncentrációból és gradiensekből az átmenet árama számolható.

A tranzisztor működésének hatásvázlata tehát az 1. ábra szerinti. A feszültségek a Boltzmann-tényezőn keresztül határfeltételként szerepelnek, a tranzisztor előléte pedig tulajdonképpen az előző időpillanatról megmaradt töltéshordozó-eloszlás. Ezekből együttesen adódnak a tranzisztor elektródaáramai.

A matematikai modellalkotáshoz az előbb elmon-



1. ábra. A tranzisztor működésének vázlata

dottakat leíró egyenletekből indukálunk ki [2]. Ezek (n_pn-tranzisztorra vonatkozóan) az alábbiak:

1. Töltéshordozó transzport egyenlet:

$$J_n = q\mu_n nE + qD_n \frac{dn}{dt}, \quad (1)$$

ahol az első tag a sodródási, második a diffúziós áramösszetevő, μ_n az elektronok mozgékonyasága, n az elektronkoncentráció, D_n az elektronok diffúziós állandója.

(Az n index a továbbiakban mindig elektronokra utal.)

2. A folytonossági egyenlet:

$$\frac{dn}{dt} = \frac{1}{q} \frac{dJ_n}{dx} - \frac{n - n_0}{\tau_B}. \quad (2)$$

Itt az első tag az áramlás, második a generáció-rekombináció hatására létrejövő töltéshordozó-változást írja le, τ_B a bázis kisebbségi töltéshordozóinak élettartama.

3. A Poisson-egyenlet:

$$\frac{dE}{dx} = \frac{q}{\epsilon} (p - n - N_B) \quad (3)$$

ahol p a lyukkonzentráció, N_B pedig a bázis ionizált adalékkonzentrációja, az akceptor ill. donor ionok koncentrációjának különbsége

$$(N_B(x) = N_A^-(x) - N_D^+(x)).$$

Az (1)–(3) összefüggések a bázis helytől és időtől függő $n(x, t)$ kisebbségi hordozó sűrűségére vonatkozó differenciálegyenlet-rendszert alkotnak.

A differenciálegyenlet-rendszert egy sor elhanyagolással (konstans mozgékonyaság feltételezése, generáció figyelmen kívül hagyása stb.) homogénné és lineárisá tehetjük; számítógépi megoldása még így is jelentős időt vehet igénybe. Ezért ezek az összefüggések az áramköranalízis programok modelljeinek céljára közvetlenül nem alkalmasak, további egyszerűsítéseket igényelnek. Egyenáramú megoldáshoz azonban egyenletrendszerre, tranziens analízis céljára pedig (természetesen elhanyagolásokkal) csak idő-függő differenciálegyenlet-rendszerre egyszerűsíthetjük a fenti egyenletrendszert.

Az egyszerűsítés módja szerint három jellegzetes tranzisztormodeli-csoport alakult ki.

Ezek közül az Ebers–Moll és a töltésvezérelt modell a sztatikusból extrapolálja a tranziens viselkedést, utóbbinál az egyes állapotokat a bázisban levő töltések rögzítik. A kevésbé használatos Linvill-féle tranzisztormodell az egyenletrendszert differenciaegyenletté alakítja.

Nézzük most részletesebben e három emiített modelltípust.

A töltésvezérelt modell

A töltésvezérelt modell a tranzisztor pillanatnyi állapotát a bázisban tárolt kisebbségi töltéshordozó-mennyiség egyértelmű függvényének tekinti [3]. Ezzel a tranzisztor viselkedésének nyomon követését a

bázistöltés alakulásának vizsgálatára vezeti vissza. Vizsgáljuk először a normál aktív üzemiállapotot. A továbbiakban az N index a normál irányú működésre utal (emitter felőli töltéshordozó injektálás), az I index pedig inverz működést jelent.

A bázisban levő kisebbségi töltéshordozók által képviselt töltés mennyiségét (Q_{BN}) az elektronokra felírt folytonossági egyenlet (2) alapján határozhatjuk meg. Ennek a teljes bázisra való integrálásával a következő egyenletre jutunk:

$$\frac{dQ_{BN}}{dt} = -I_C - I_E - \frac{Q_{BN}}{\tau_B}. \quad (4)$$

(Az I_E és I_C mérőiránya – npn tranzisztorhoz illeszkedően – kifelé mutat. Q_{BN} ilyenkor negatív.)

Egy adott emitteráramhoz tartozó bázistöltés a bázis S_B szélességének és $N_B(x)$ adalékeloszlásának a függvénye:

$$Q_{BN} = -I_{EN} \tau_B \left(\frac{S_B}{L_n} \right)^2 F(N_B) \quad (5)$$

ahol L_n a diffúziós hosszúság, és

$$F(N_B) = \frac{1}{S_B^2} \int_0^{S_B} \frac{1}{N_B(x)} \int_0^{S_B} N_B(\zeta) d\zeta dx. \quad (6)$$

Ha a kollektoráramot is a bázistöltés egyértelmű és lineáris függvényének tekintjük (ami stacionárius állapotban igaz, de tranziens viszonyok között is elfogadható közelítés), akkor

$$I_C = \frac{Q_{BN}}{\tau_{CN}} \quad (7)$$

ahol

$$\tau_{CN} = \tau_B \frac{1}{\left(\frac{L_n}{S_B} \right)^2 \frac{1}{F(N_B)} - 1}. \quad (8)$$

Ha a (7) egyenletet (4)-be helyettesítjük, látható, hogy – csak normál irányú injektálás esetén – az emitteráram felírható a bázistöltés egyértelmű függvényeként:

$$I_E = - \frac{dQ_{BN}}{dt} - \frac{Q_{BN}}{\tau_{CN}} - \frac{Q_{BN}}{\tau_B}. \quad (9)$$

A normál aktív üzemiállapotban működő tranzisztor matematikai modelljéhez jutunk, ha felírjuk a bázis és emitter között feszültségesést is Q_{BN} függvényeként. Az $U_{BE}(Q_{BN})$ kapcsolat felírásánál megint a statikus összefüggés érvényességét feltételezzük tranziens körülmények között is.

Az U_{BE} feszültség logaritmikuskapcsolatban van a bázis emitteroldali elektron-konzentrációjával (lásd Boltzmann-tényező), utóbbi viszont a bázistöltéssel arányos. Így:

$$U_{BE} = U_T \ln \left[Q_{BN} \frac{\int_0^{S_B} N_B(x) dx}{S_B^2 A_E q n_i^2 F(N_B)} - 1 \right] \quad (10)$$

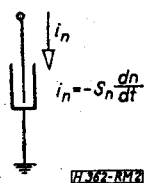
ahol A_E – az emitter keresztmetszete, n_i – az intrinszik koncentráció.

Az inverz és telítési üzemmód leírására egyszerűen kiterjeszthető a modell, hiszen ugyanígy belátható, hogy kollektoroldali injektálás esetén:

$$I_C = -\frac{dQ_{BI}}{dt} - \frac{Q_{BI}}{\tau_{EI}} - \frac{Q_{BI}}{\tau_B} \quad (11)$$

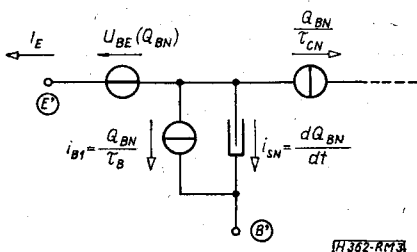
ahol a τ_{EI} (τ_B) és $U_{BC}(Q_{BI})$ összefüggés a (8) és (10) egyenletekkel analóg módon adódik, továbbá a lineáris viszonyok miatt a szuperpozíció megengedett.

Egyszerű a modellhez hasonló helyettesítő képet alkotni, ha olyan áramkört elemet definiálunk, melyen feszültség nem esik, de töltésével generátorokat vezérelhet. Ilyen fiktív áramkört elem az úgynevezett sztorancia, jelölése a 2. ábrán látható.



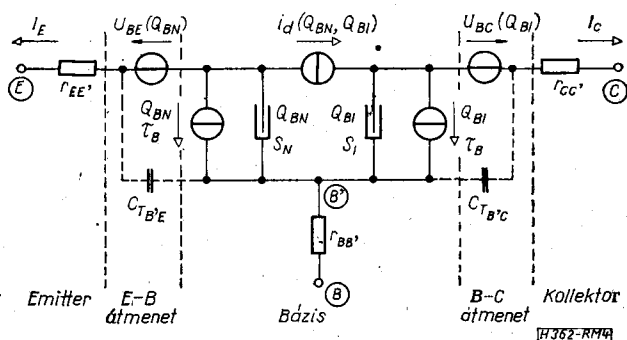
2. ábra. Elektron-sztorancia

Az emitteroldali injektálást leíró (6) és (10) egyenletekből álló egyenletrendszernek megfelelő helyettesítő kép így a 3. ábrán látható módon alakul. Az inverz működésre hasonló helyettesítő képet kaphatunk a (11) és (10)-zel analóg módon adódó $U_{BC}(Q_{BI})$ egyenletekből.



3. ábra. Normál irányú működésre vonatkozó töltésvezérelt helyettesítő kép

E kettő kombinációjaként áll elő a most már minden üzemállapotot helyesen modellező helyettesítő kép a 4. ábra szerint; ide már a hozzávezetési ellenállásokat is berajzoltuk. Feltüntettük továbbá a két pn átmenet tértöltés-kapacitását is. Nem szabad



4. ábra. A tranzisztor valamennyi üzemállapotát leíró töltésvezérelt modell

ugyanis elfeledkeznünk arról, hogy a töltésvezérelt modell csak a bázis diffúziós jellegű töltésfelhalmozódását veszi figyelembe, a tértöltés-rétegek hatását további elemekkel kell leírunk.

Az ábráról leolvasható, hogy a bázisrétegen keresztülfolyó áram:

$$i_d = \frac{Q_{BN}}{\tau_{CN}} - \frac{Q_{BI}}{\tau_{CI}} \quad (12)$$

Az eredő helyettesítő kép statikus viszonyok között pontos eredményt ad, dinamikus viszonyokra pedig jó közelítést.

Ebers—Moll modell

Míg a töltésvezérelt modellen viszonylag jól felismerhetők a tranzisztorban lejátszódó fizikai jelenségek, addig az Ebers—Moll modell nem tesz mást, mint ezektől látszólag függetlenül, az ideális pn átmenet $I = I_S(e^{U/U_T} - 1)$ karakterisztikájából kiindulva Kirchhoff-törvényeket ír fel a tranzisztor egyes átmeneteinek síkjában [4].

Az E—B átmenet árama:

– az átmenet saját árama: $I_{ES}(e^{U_{BE}/U_T} - 1)$

– a C—B átmenetből injektált áram:

– $A_I I_{CS}(e^{U_{BC}/U_T} - 1)$

A C—B átmenet árama:

– az átmenet saját árama: $I_{CS}(e^{U_{BC}/U_T} - 1)$

– az E—B átmenetből injektált áram:

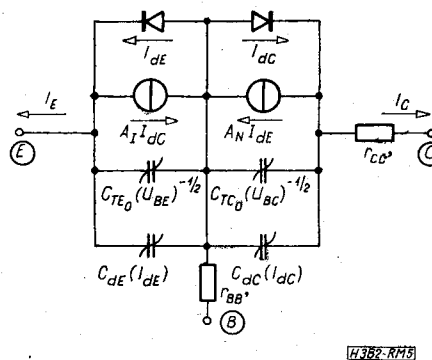
– $A_N I_{ES}(e^{U_{BE}/U_T} - 1)$

A tranzisztorba befelé mutató emitter- és kollektor áramirányt feltételezve, az Ebers—Moll egyenletek:

$$\left. \begin{aligned} I_E &= I_{ES}(e^{U_{BE}/U_T} - 1) - A_I I_{CS}(e^{U_{BC}/U_T} - 1) \\ I_C &= -A_N I_{ES}(e^{U_{BE}/U_T} - 1) + I_{CS}(e^{U_{BC}/U_T} - 1) \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

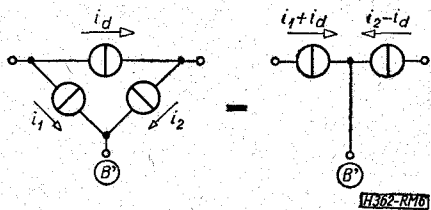
Az egyenletek apaján megrajzolható a tranzisztor Ebers—Moll helyettesítő képe (5. ábra).

A modell egyenáramú szempontból valamennyi üzemállapotában helyesen tükrözi a tranzisztor működését. Időfüggő vizsgálatok céljára a modellt kapacitásokkal kell kiegészíteni. A lezárt pn átmenet tértöltéskapacitása az átmenet feszültségének függvénye, a nyitott átmenet diffúziós kapacitása az átmenet áramával arányos. Az 5. ábrán látható Ebers—Moll tranzisztormodellt a hozzávezetési ellenállásokkal is kiegészítettük.



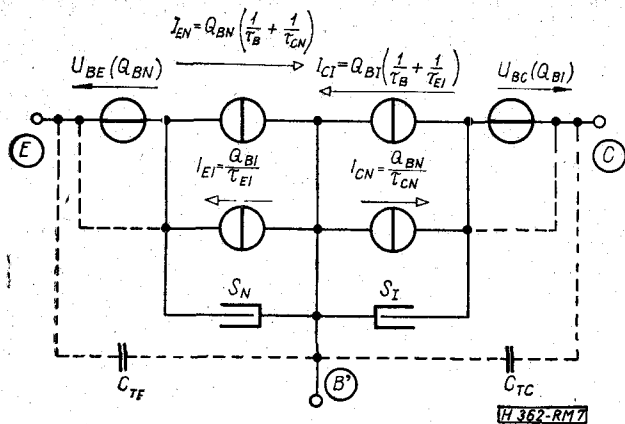
5. ábra. A tranzisztor kapacitásokkal és hozzávezetési ellenállásokkal kiegészített Ebers—Moll modellje

Bár a töltésvezérelt és az Ebers—Moll modell egészen más oldalról és látszólag különböző módon közelíti a tranzisztor működését, kimutatható, hogy a két modell tulajdonképpen ekvivalens.



6. ábra. Háromszög-kapcsolású áramgenerátorok ekvivalens helyettesítése

Vonjuk össze a töltésvezérelt modell három áramgenerátorát kettővé, a 6. ábrának megfelelő módon. Bontsuk ezután ketté mindkét új generátort úgy, hogy külön ágban szerepeljenek a Q_{BN} , ill. Q_{BI} hatására létrejövő áramok. Az így átrajzolt helyettesítő kép a 7. ábrán látható.



7. ábra. A töltésvezérelt modell átalakított topológiával

I_{BI} , azaz az emitteráramnak a kollektoroldalról injektált töltésekből származó része, láthatóan független a Q_{BN} által vezérelt U_{BE} feszültséggenerátortól, azaz közvetlenül az emitter pontra kapcsolható, ugyanígy kapcsolható az I_{CN} áramgenerátor közvetlenül a kollektorpontra (szaggatott vonalak a 7. ábrán).

A kollektor, ill. az emitteroldal Q_{BN} -el arányos áramainak hányadosa az Ebers—Moll modell A_N áramerősítését adja:

$$A_N = \frac{Q_{BN}}{\frac{\tau_{CN}}{Q_{BN}} + \frac{Q_{BN}}{\tau_B}}$$

ami (8) felhasználásával az

$$A_N = 1 - \left(\frac{S_B}{L_n}\right)^2 F(N_B) \quad (14)$$

alakra hozható.

A 7. ábra I_{EN} árama Q_{BN} helyett az U_{BE} feszültséggel is kifejezhető. Helyettesítsük ezért az (5) egyenletet (10)-be:

$$U_{BE} = U_T \ln \left[I_{EN} \tau_B \frac{1}{L_n^2} \int_0^{S_B} N_B(x) dx + 1 \right]$$

átalakítva

$$U_{BB} = U_T \ln \left(\frac{I_{EN}}{I_{ES}} + 1 \right) \quad (15)$$

vagy

$$I_{EN} = I_{ES} (e^{U_{BB}/U_T} - 1), \quad (16)$$

ahol

$$I_{ES} = \frac{A_E q n_i^2 L_n^2}{S_B \tau_B \int_0^{S_B} N_B(x) dx}$$

A töltésvezérelt modellből is az ideális dióda karakterisztika adódik, tehát az $E-B$ (és hasonlóan a $C-B$) átmenetre.

A töltésvezérelt modell sztoranciája az Ebers—Moll-modell diffúziós kapacitásával ekvivalens. Az emitter oldalali sztorancia hozzájárulása az emitteráramhoz $i_s = -dQ_{BN}/dt$, ami az $E-B$ feszültség idő szerinti deriváltjával is kifejezhető:

$$i_s = \frac{dQ_{BN}}{dt} = \frac{dQ_{BN}}{dI_{EN}} \cdot \frac{dI_{EN}}{dU_{BE}} \cdot \frac{dU_{BE}}{dt}$$

A jobb oldal első differenciálhányadosát (5)-ből, a másodikat (16)-ból kifejezve:

$$i_s = \tau_B \left(\frac{S_B}{L_n}\right)^2 F(N_B) \frac{I_{EN}}{U_T} \cdot \frac{dU_{BE}}{dt} = C_D \frac{dU_{BE}}{dt} \quad (17)$$

a diffúziós kapacitás definíciójához jutottunk.

Megfeleltettük tehát egymásnak a töltésvezérelt és az Ebers—Moll modell minden elemét. A modellek paramétereinek egymásba való átszámítását a (14), (15) és (17) egyenletek rögzítik.

Bebizonyítottuk tehát, hogy a töltésvezérelt és az Ebers—Moll modell végső soron azonosak, a modellek pontossága szükségképpen megegyezik. Lényegesen nagyobb pontosság érhető el a következőkben tárgyalandó Linvill típusú modellel.

A Linvill-modell

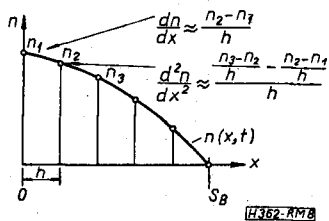
Megalkotásakor ugyancsak a bázisban lejátszódó töltésmozgásokat leíró egyenletekből indulunk ki.

A folytonossági (2) és a transzport egyenlet (1) összevonásából adódik az ún. diffúziós egyenlet:

$$\frac{\partial n}{\partial t} = D_n \frac{\partial^2 n}{\partial x^2} + \mu_n \frac{\partial}{\partial x} (nE) - \frac{n}{\tau_B}, \quad (18)$$

ahol az n_0/τ_B generációs tagot elhanyagoltuk. Ezt a parciális differenciálegyenletet alakítjuk differenciálegyenletté, eltüntetve ezáltal a helyfüggést jellemző x -szerinti deriváltakat [6]. Az átalakítás a következő megfontolásokból adódik:

Osszuk fel a bázist azonos, h szélességű szakaszokra (8. ábra), és jelöljük a kisebbségi töltéshordozók



8. ábra. A bázis szektorokra bontása Linvill-modellnél

koncentrációit e szakaszok végpontjaiban ($x=0$ -tól kezdődően) rendre $n_1, n_2 \dots n_n$ -nel. Jó közelítéssel mondhatjuk, hogy a k -edik szektor középpontjára:

$$\frac{\partial n}{\partial x} \approx \frac{n_k - n_{k-1}}{h},$$

illetve a k -edik szektor végpontjára:

$$\frac{\partial^2 n_k}{\partial x^2} \approx \frac{\frac{n_{k+1} - n_k}{h} - \frac{n_k - n_{k-1}}{h}}{h}$$

és

$$\frac{\partial(n_k E_k)}{\partial x} \approx \frac{n_{k+0,5} E_{k+0,5} - n_{k-0,5} E_{k-0,5}}{h},$$

ahol a $k+0,5$ indexű mennyiségek a k és a $k+1$ indexű érték átlagát jelentik.

Ezekkel és a $\Delta n_i = n_i - n_{i-1}$ jelöléssel a k -edik pont-ra vonatkoztatott diffúziós egyenlet:

$$\begin{aligned} \frac{dn_k}{dt} = & D_n \frac{1}{h^2} (\Delta n_{k+1} - \Delta n_k) + \\ & + \mu_n \frac{1}{h} (n_{k+0,5} E_{k+0,5} - n_{k-0,5} E_{k-0,5}) - \frac{n_k}{\tau_B}. \end{aligned} \quad (19)$$

Ez az egyenlet már csak idő szerinti differenciálhányadost tartalmaz. Gondolnunk kell viszont arra, hogy annyi ilyen egyenlet van, ahány részre osztottuk a bázist.

Azért, hogy az egyenletben szereplő tagok áramokat jelentsenek, a (19) egyenlet valamennyi tagját szorozzuk meg $A \cdot q \cdot h$ -val, így tulajdonképpen egy csomóponti Kirchoff egyenletet kapunk:

$$\begin{aligned} Aqh \frac{dn_k}{dt} = & \frac{AqD_n}{h} \Delta n_{k+1} - \frac{AqD_n}{h} \Delta n_k + \\ & + Aq\mu_n E_{k+0,5} n_{k+0,5} - Aq\mu_n E_{k-0,5} n_{k-0,5} - \frac{Aqh}{\tau_B} n_k. \end{aligned} \quad (20)$$

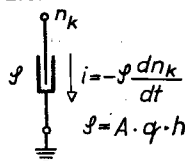
Az egyenletben szereplő tagok láthatóan olyan elemeket írnak le, amikén áram folyik, de ennek nagysága nem a feszültségtől, hanem a töltéshordozó-sűrűségtől, illetve töltéshordozósűrűség-különbségtől függ. A Linvill-modell ilyen tulajdonságú fiktív áramköri elemeket definiál, és a belőlük felépített helyettesítő képpel modellezi a (20) egyenlet által leírtakat. Az egyenlet bal oldalán szereplő tag a már megismert sztorancia áramát írja le. A jobb oldalon a töltéshordozósűrűség-különbséggel vezérelt elem

a diffúziós áramot modellezi, ezért *diffuzanciának*; a töltéshordozó-sűrűségek átlagával vezéreltet pedig, ami a sodródási áramot írja le, *driftanciának* nevezzük. A töltéshordozó-sűrűséggel vezérelt elem árama a rekombinációt modellezi, ez a *kombinancia*. Jelölésük a 9. ábrán látható.

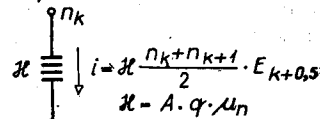
Az új jelölésekkel a k -edik pontra vonatkozó diffúziós egyenlet:

$$\begin{aligned} S \frac{dn_k}{dt} = & \mathcal{D} \Delta n_{k+1} - \mathcal{D} \Delta n_k + \mathcal{H} E_{k+0,5} n_{k+0,5} - \\ & - \mathcal{H} E_{k-0,5} n_{k-0,5} - \mathcal{K} n_k. \end{aligned} \quad (21)$$

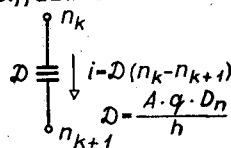
Sztorancia



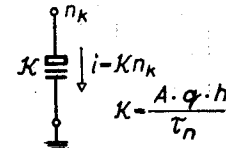
Driftancia



Diffuzancia

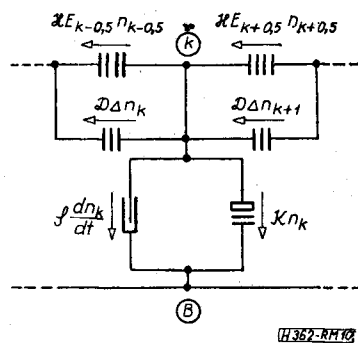


Kombinancia



9. ábra. A Linvill-modell elemei

Most már helyettesítő képet is rajzolhatunk, ami kielégíti a diffúziós egyenletet. Az egy szektornak megfelelő hálózatrész látható a 10. ábrán, természetesen annyi ilyen kell sorbakapcsolnunk, ahány részre osztottuk a bázist. A lánc kétoldali lezárásával kell jellemeznünk az emittert és a kollektort. Ezek olyan transzformátor-hálózatok lesznek, amik a Boltzmann összefüggésnek megfelelően állítják be a kapcsokra adott feszültségek függvényében az átmenetek töltéshordozó-koncentrációit.


 10. ábra. A bázis k -edik szektora a Linvill-modellben

A Linvill-modell számítógépes vizsgálata

A Linvill-modell közelebbi vizsgálatával kapcsolatos munkánk céljai a következők voltak:

- a Linvill-modelltől várható pontosságtöbblet felmérése; összehasonlítás egyéb modellekkel,
- a tranzisztor belső töltéshordozó-eloszlásának és tranzienseinek szemléletes kvantitatív vizs-

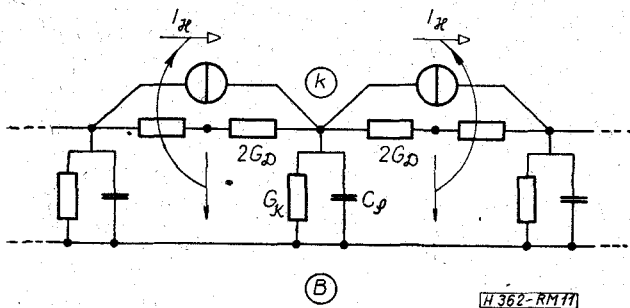
gálata (mind homogén, mind inhomogén bázis-adalék-eloszlás esetére),

- a Linvill-típusú modell analízisprogramba építése lehetőségeinek és a várható problémáknak felmérése.

E célok elérése érdekében, áramkörti helyettesítő képpel szimuláltuk a Linvill-modellt, és a helyettesítő kép tulajdonságait a TRANZ—TRAN áramköranalízis program [10] segítségével vizsgáltuk.

A modellnek az analízisprogramba való tényleges beépítése csak az így szerzett tapasztalatok ismeretében végezhető el.

A vizsgálat során tekintetbe vett Linvill-modellben természetesen csak a TRANZ—TRAN analízisprogram által megengedett áramkörti elemeket használhattuk [11], ezért a Linvill-láncnak a 11. ábrán lát-



11. ábra. A Linvill-lánc helyettesítése áramkörti elemekkel

ható áramkörti képével dolgoztunk. Ebben a diffuzanciát és a kombinanciát ellenállás, a sztoranciát kapacitás, a driftanciát vezérelt áramgenerátor helyettesíti. E helyettesítéseket az tette lehetővé, hogy az

$$n = M \cdot u \tag{22}$$

összefüggés szerint a töltéshordozó-koncentrációkat feszültségekkel modellezhetjük.

Tekintsük például a sztoranciát. A 9. ábrán szereplő definíció és a (22) összefüggés értelmében

$$i = S \frac{dn}{dt} = S \cdot M \cdot \frac{du}{dt} = C_S \frac{du}{dt}$$

ahol C_S a sztoranciát helyettesítő kapacitás:

$$C_S = MqAh \tag{23a}$$

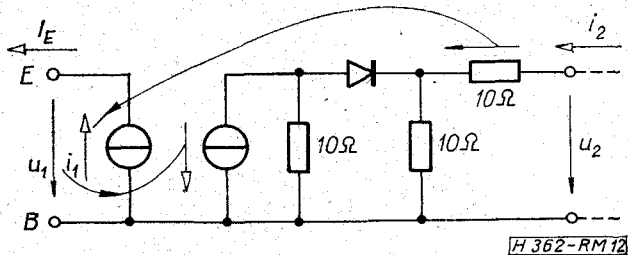
Hasonló módon adódik a diffuzanciát és kombinanciát helyettesítő vezetések értéke:

$$G_D = MqAD_n \frac{1}{h} \tag{23b}$$

$$G_K = MqAh \frac{1}{\tau} \tag{23c}$$

A Linvill-lánc kétoldali lezárását feszültségvezérelt áramgenerátorokkal és ideális diódával valósítottuk meg (12. ábra).

Látható, hogy az u_2 feszültség exponenciálisan függ u_1 -től, és i_2 megegyezik i_1 -gyel — az áramkör tehát megfelel az előírt transzformációnak. A Linvill-lánc és a transzformátor elemértékeit a vizsgált tranzisztorstruktúra adatai és a (23) összefüggés alapján állapíthatjuk meg.



12. ábra. Áramkörti modell a Linvill-lánc kétoldali lezárására

Számításainknál az alábbi két struktúrát vizsgáltuk:

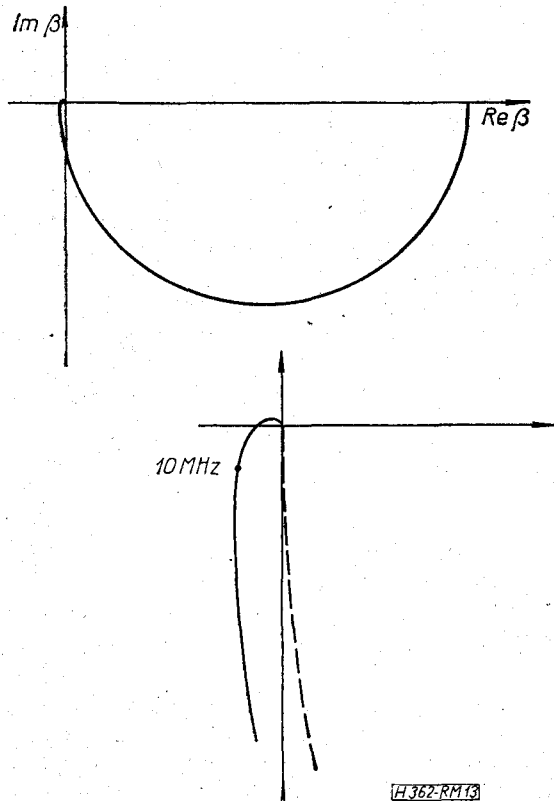
- homogén bázisú tranzisztor

$$S_B = 20 \mu, \tau_B = 10^{-6} \text{s}, D_n = 0,002 \text{ m}^2/\text{s};$$

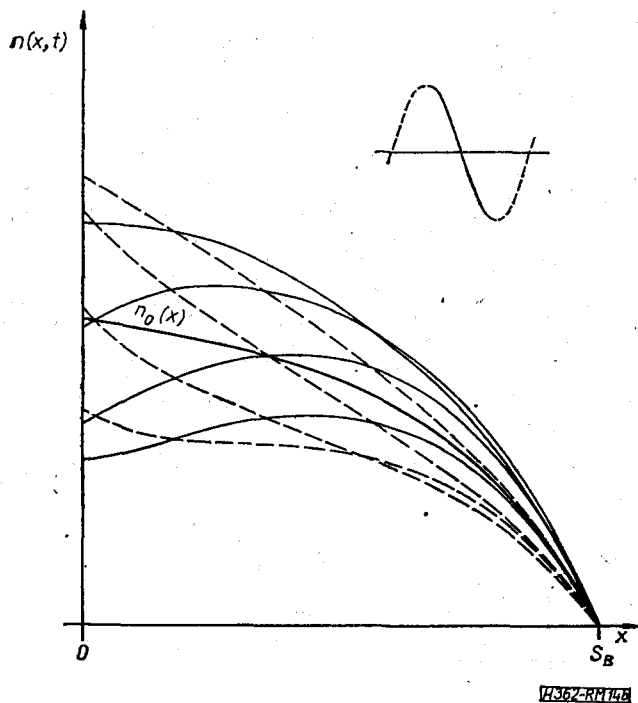
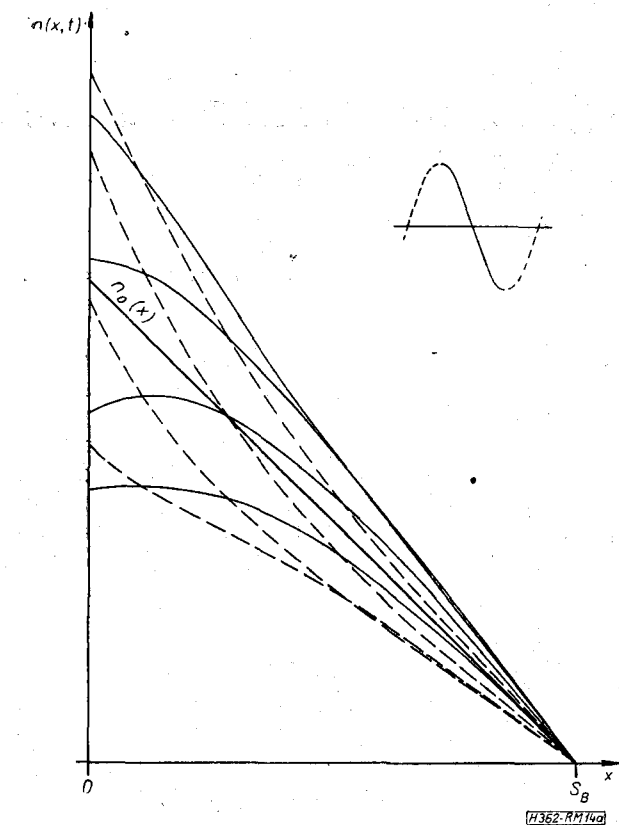
- inhomogén bázisú tranzisztor, a fenti adatokkal és a helyfüggő adalékolás miatt előálló $E = 3,9 \cdot 10^3 \text{ v/m}$ konstans beépített erőterrel.

(E vizsgálatnál a 20μ -os bázisvastagság feltételezését az előbbiekkal való összevethetőség indokolta, a gyakorlati inhomogén struktúráknál S_B egy nagyságrenddel kisebb.) A homogén bázisú tranzisztor modelljében a 10. ábrán szereplő driftanciák és így a 11. ábrán driftáramokat leíró generátorai hiányoznak. Az inhomogén bázis modellezésénél a (22) összefüggés értelmében $\mathcal{H}EM$ meredekséggel vettük őket figyelembe.

Modellünk segítségével megvizsgáltuk a β áramerősítési tényező frekvenciafüggését. A 13. ábrán en-



13. ábra. Az áramerősítési tényező helygörbéje Linvill-modell segítségével számolva. Összehasonlítás végett feltüntetjük az Ebers—Móll modellből adódó helygörbét is (szaggatott vonal). Az origó környékét tízszeres nagyításban ábrázoltuk



14. ábra. A bázistöltés eloszlása az idő függvényében szinuszos vezérlés esetén. a — Homogén bázisú tranzisztor, 10 szektoros Linvill-modell; b — Inhomogén bázisú tranzisztor, 5 szektoros Linvill-modell

nek helygörbéje látható. Az ábrába szaggatott vonallal berajzoltuk az Ebers — Moll modellből adódó helygörbét is. Jól megfigyelhető, hogy a Linvill-modell pontosabban leírja a tranzisztor fázistolását: tükrözi azt a tényt, hogy a be- és kimenet között 90°-nál nagyobb fáziskülönbség is előállhat.

Futtatási eredményeink alapján szemléletes és ugyanakkor kvantitatíve is helyes képet kaptunk a bázis kisebbségi töltéshordozóinak mozgásáról. A 14a ábra a homogén bázisú struktúrára vonatkozik, 10 MHz-es szinuszos vezérlőjel esetén. Az ábrán nyolc, egymástól 45°-ra eső fázishelyzetre láthatjuk az elektronok eloszlását. A függvény bal oldali gradiense az emitterárammal, a jobb oldali a kollektorárammal arányos. Látható, hogy a kettő maximuma és minimuma nem azonos időpillanatban áll be, közöttük jelentős fáziseltolódás mutatkozik. A függvényeket megfelelő időbeni egymásutánban tekintve, szemléletesen válik előttünk a töltéshordozó hullámok terjedése az emittertől a kollektor felé.

A 14b ábrán az inhomogén struktúra hordozóeloszlását látjuk, szintén 10 MHz-es vezérlőjel esetében. Megfigyelhetjük, hogy a töltéshordozó-eloszlás jellege erősen eltér a homogén bázisú esettől, de a kialakuló töltéshordozó hullámokat éppen olyan jól tükrözi. Pontosan ez az az effektus (és ennek áramköri kihatásai), aminek modellezésére a tárgyaltak közül csak a Linvill-modell képes!

A bázis töltéshordozóinak mozgásáról szerzett információk — ha az áramköri modellezés szempontjából érdektelennek is tűnnek — nem becslendőek le. Segítségükkel közelebb jutunk a tranzisztor működésének megismeréséhez. A futtatások eredményei alapján rajzolt, a 14.-hez hasonló ábrák az oktatásban is igen jól használhatóak.

A tranzisztorok Linvill-típusú modellezése még sok lehetőséget rejt magában. Kétdimenziós struktúrák vizsgálata, térerősségfüggő élettartam, adalékolásfüggő mozgékonyosság stb., mind modellezhető ilyen módon. Munkánk további célkitűzése mégis inkább az áramköri modellezés. Legközelebbi tervünk a TRANZ—TRAN analízisprogram modellkészletének Linvill-típusú tranzisztormodellrel való kiegészítése, és a Linvill-modell paramétermegállapítási kérdéseinek vizsgálata.

I R O D A L O M

- [1] Tarnay K.—Szekely V.: Dióda és tranzisztormodellek számítógépes áramkörtervezés céljára. Mérés és Automatika, 17, No. 4, pp. 130—135 (1969)
- [2] Valkó, I.P.: Elektronikus Eszközök I. Egyetemi jegyzet, Tankönyvkiadó, Budapest 1974.
- [3] Beaufoy, R.—Sparkes J. J.: The junction transistor as a charge controlled device, Automatic Telephone Equipment Journale, 13, pp. 310—327, (1957 oct.)
- [4] Ebers, J. J.—Moll, J. L.: Large signal behavior of junction transistors, Proc. IRE, 42, pp. 1761—1772 (1954).
- [5] Daniel, M. E.: Development of mathematical models of semiconductor devices for computer-aided circuit analysis, Proc. IEEE, 55, No. 11, pp. 1912—1920 (1967).
- [6] Linvill, J. G.: Lumped models of transistors and diodes, Proc. IRE, 64, No. 6, 949— (1958).
- [7] Linvill, J. G.—Gibbons, J. F.: Transistors and Active Circuits, McGraw-Hill, New York, 1961.
- [8] Herskowitz, G. J.—Schilling, R. B.: Semiconductor Device Modeling for Computer — Alded Desing, McGraw-Hill, New York, 1972.
- [9] Arendt, A.: Modelle für Halbleiter-Bauelemente unter Verwendung diskretisierter Ersatzschaltbilder. Doktori értekezés, Institut für Halbleitertechnik, RWTH Aachen, 1971.
- [10] Tarnay K.—Szekely V.: A TRANZ—TRAN nemlineáris áramköranalízis program, Híradástechnika, 24, No. 9, pp. 257—264 (1973).
- [11] Tarnay K.—Szekely V.: TRANZ—TRAN 2 nemlineáris áramköranalízis program, használati utasítás (1972).