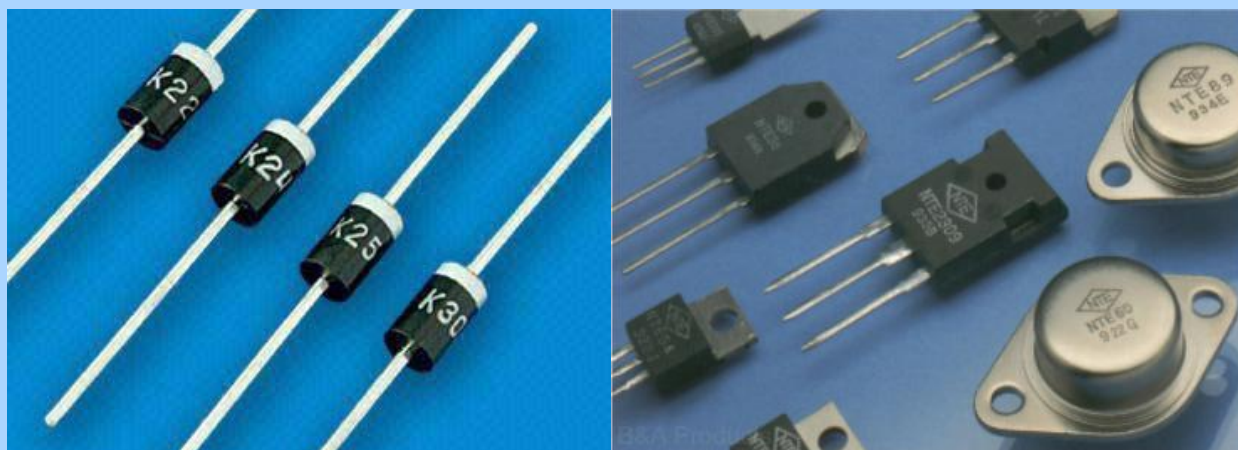


STOJAN RISTIĆ

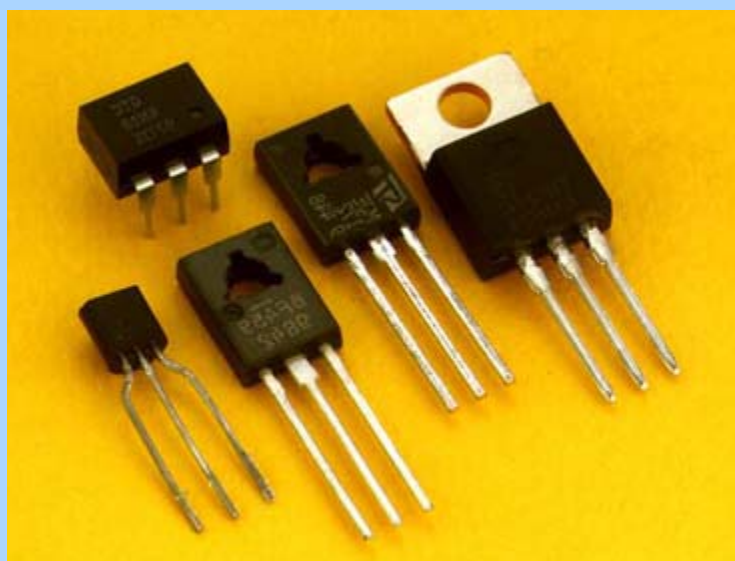
POLUPROVODNIČKE KOMPONENTE



• PREDAVANJA •

Smer za mikroelektroniku

Godina: II (IV semestar, 2 časa nedeljno)



Elektronski fakultet Niš
2011.

SADRŽAJ

1. UVOD	5
2. DIODE	6
2.1. p - n I n - p SPOJEVI	8
2.1.1. Ravnotežno stanje na p - n spoju	11
2.2. STRUJA DIODE	13
2.2.1. Difuziona struja diode bez epitaksijalnog sloja	13
2.2.2. Difuziona struja diode sa epitaksijalnim slojem (p^+ - n - n^+ diode)	19
2.2.3. Generaciono-rekombinaciona struja	29
Generaciona struja	29
Rekombinaciona struja	31
2.2.4. Ukupna struja diode	32
2.3. UTICAJ TEMPERATURE NA STATIČKE KARAKTERISTIKE DIODE	33
2.4. ADMITANSA DIREKTNO POLARISANE DIODE	35
2.5. PRELAZNA STANJA KOD DIODA	40
2.6. PIN DIODE	45
3. BIPOLARNI TRANZISTORI	48
3.1. VRSTE TRANZISTORA	48
3.1.1. Način rada tranzistora	52
3.2. STRUJE MANJINSKIH NOSILACA	54
3.2.1. Struja manjinskih nosilaca naelektrisanja u bazi	54
3.2.2. Struja manjinskih nosilaca naelektrisanja u emitoru	57
3.2.3. Emitorska struja	60
3.3. KOEFICIJENT STRUJNOG POJAČANJA	61
3.3.1. Koeficijent strujnog pojačanja B pri malim vrednostima kolektorske struje	61
3.3.2. Koeficijent strujnog pojačanja B pri srednjim vrednostima kolektorske struje	62
3.3.3. Koeficijent strujnog pojačanja B pri velikim vrednostima kolektorske struje	64
3.3.4. Temperaturna zavisnost koeficijenta strujnog pojačanja	66
3.3.5. Koeficijent strujnog pojačanja pri naizmeničnoj struji	66
3.4. STATIČKE STRUJNO-NAPONSKE KARAKTERISTIKE	68
3.4.1. Ebers-Molov model tranzistora	68
3.4.2. Statičke strujno-naponske karakteristike tranzistora sa uzemljenom bazom	70
Ulazne karakteristike	70
Izlazne karakteristike	71

3.4.3. Statičke strujno-naponske karakteristike tranzistora sa uzemljenim emitorom	72
Ulazne karakteristike	72
Izlazne karakteristike	73
3.4.4. Korekcije Ebers-Molovog modela	77
Kvazizasećenje	77
Erlijev efekat	78
3.5. PROBOJNI NAPONI TRANZISTORA	79
3.5.1. Probojni naponi kod tranzistora sa uzemljenom bazom	79
3.5.2. Probojni naponi između kolektora i emitora kod tranzistora sa uzemljenim emitorom	80
3.5.3. Sekundarni proboj	82
3.6. TRANZISTORI SA POLISILICIJUMSKIM EMITOROM	85

4. TIRISTORI 91

4.1. OSOBINE I KARAKTERISTIKE TIRISTORA	91
4.1.1. Neprovodno stanje tiristora	93
4.1.2. Provodno stanje tiristora	98
4.2.3. Isključenje tiristora	101
4.2. VRSTE TIRISTORA	103
4.2.1. Prelomna dioda (BOD)	103
4.2.2. Dijak	103
4.2.3. Trijak	105
4.2.4. Tiristor kod koga gejt pomaže pri isključenju (GATT)	107
4.2.5. Asimetrični tiristor (ASCR)	109
4.2.6. Tiristor isključiv gejtom (GTO)	110
4.2.7. Inverzno provodni tiristor (RCT)	112

5. JFET, MESFET I MODFET 114

5.1. JFET	115
5.2. MESFET	119
5.3. MODFET	121

6. MOS TRANZISTORI 124

6.1. n-KANALNI I p-KANALNI MOS TRANZISTORI	125
6.1.1. Osnovni principi rada MOS tranzistora	126
6.2. IZLAZNE KARAKTERISTIKE MOS TRANZISTORA	128
6.3. PRENOSNE KARAKTERISTIKE MOS TRANZISTORA	134
6.4. VDMOS TRANZISTORI SNAGE	135
6.4.1. Otpornost uključenja, transkonduktansa i napon praga	138
Otpornost uključenja	138
Transkonduktansa	140
Napon praga	140
6.4.2. Izlazne karakteristike i oblast bezbednog rada	141
6.5. IGBT	143

7. NANOTEHNOLOGIJA I KOMPONENTE BUDUĆNOSTI	147
7.1. NANOTEHNOLOGIJA	148
7.1.1. Začeci nanotehnologije	149
7.1.2. Opasnosti od nanotehnologije	149
7.1.3. Prednosti i pogodnosti koje pruža nanotehnologija	150
7.2. KOMPONENTE BUDUĆNOSTI	154
7.2.1. Komponente na bazi organskih poluprovodnika – plastične komponente	154
7.2.2. Komponente na bazi grafena	157
7.2.3. Komponente na bazi ugljeničnih nanocevi	159
7.2.4. Komponente na bazi kvantnih tačaka	161
7.2.5. Komponente na bazi spina elektrona – kubitovi – kvantni računari	162
7.2.6. Komponente na bazi fotona – fotonski računar	167
7.2.7. Biokomponente – DNK računari	168
 PRILOG: RASPORED IZVODA KOD TRANZISTORA	 170

1. UVOD

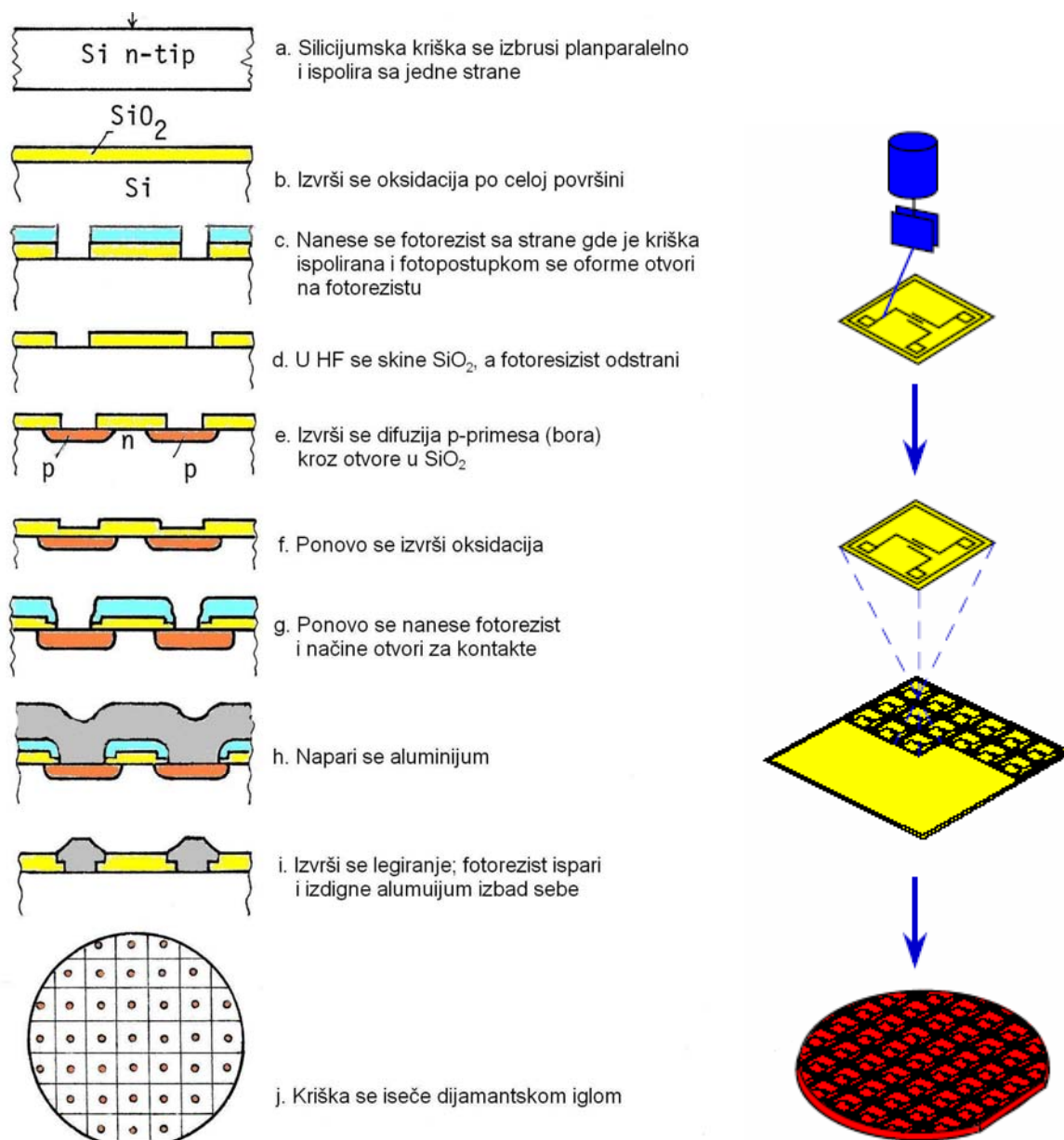
Predmet *Poluprovodničke komponente* je koncipiran tako da, praktično, bude nastavak predmeta *Elektronska fizika čvrstog tela* koji je držan na smeru Mikroelektronika u prethodnom semestru. Stoga će se, ponekad, u cilju daljeg razjašnjavanja i boljeg razumevanja gradiva, pozivati na određenu sliku, izraz ili poglavlje iz pomenutog predmeta (na primer, sa sl. 40, ili prema (198), ili deo 5.1 u *Elektronskoj fizici čvrstog tela*).

U drugoj glavi detaljnije će se obraditi struja diode, posebno uticaj epitaksijalnog sloja na I - V karakteristike (deo 2.2.2). Treća glava biće posvećena bipolarnim tranzistorima, sa posebnim osvrtom na koeficijent strujnog pojačanja i statičke strujno-naponske karakteristike. Tiristori i njihove vrste i osobine biće opisani u četvrtoj glavi. Od unipolarnih komponentata posebno će se analizirati JFET, MESFET i MODEFT (peta glava) i MOS tranzistori (šesta glava). S obzirom da će MOS tranzistori veoma detaljno biti obrađeni u drugim predmetima koji se predaju u okviru smeru Mikroelektronika, više pažnje biće usmereno ka MOS tranzistorima snage (VDMOS-u i IGBT-u). Konačno, u sedmoj glavi biće dat pregled komponentata na kojima se u ovom trenutku intenzivno radi u svim istraživačkim laboratorijama i kompanija širom sveta i za koje se očekuje da će, možda i u bliskoj budućnosti, zameniti sadašnje poluprovodničke komponente.

Iako se skoro svakodnevno pojavljuju novi materijali i komponente bazirane na njima (videti glavu 7. – Komponente budućnosti), u ovom kursu će analiza rada komponentata i dalje biti zasnovana na silicijumu, s obzirom da će on sigurno još izvestan broj godina, s obzirom na osvojenu tehnologiju i izuzetno velika materijalna ulaganja, i u budućnosti biti poluprovodnik koji će se najviše koristiti za izradu poluprovodničkih komponentata.

2. DIODE

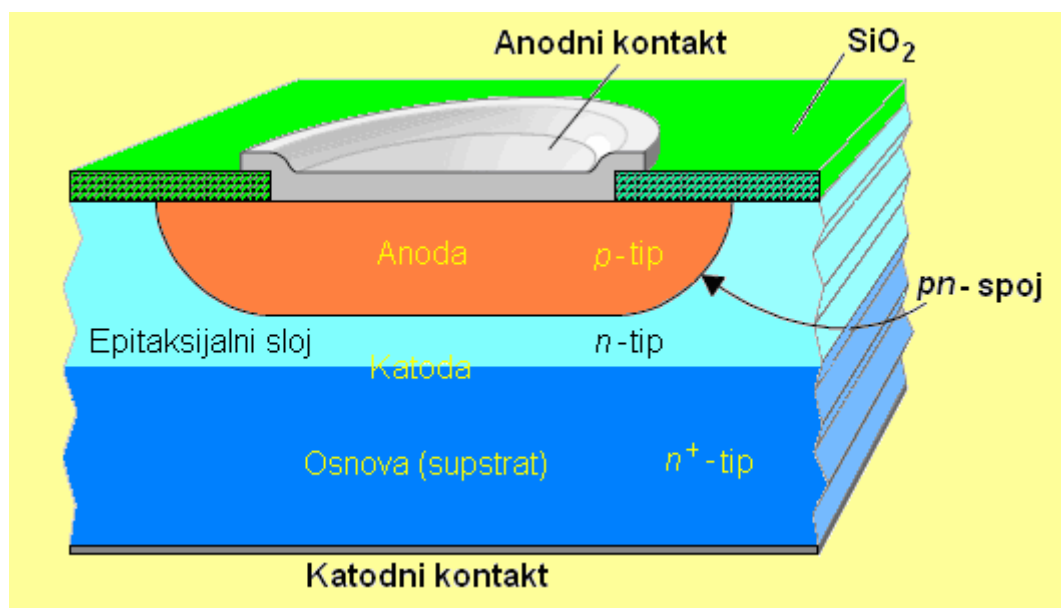
Rad poluprovodničkih dioda zasniva se na usmeračkim osobinama p - n spojeva. Zbog toga će prvi deo ove glave biti posvećen karakteristikama p - n spojeva. U praksi je skoro isključivo jedna oblast p - n spoja male specifične otpornosti, što znači da je u njoj velika koncentracija primesa; drugim rečima, jedna oblast p - n (ili n - p) spoja je najčešće jako dopirana ($N_{A,D} > 10^{17} \text{ cm}^{-3}$). Prema tome, reč je o p^+ - n ili n^+ - p spojevima, ali, da se ta činjenica ne bi stalno isticala, nadalje će se umesto oznaka spojeva p^+ - n i n^+ - p koristiti oznake p - n i n - p , respektivno, a tamo gde je neophodno da se naglase efekti jakog dopiranja poluprovodnika, to će se posebno istaknuti.



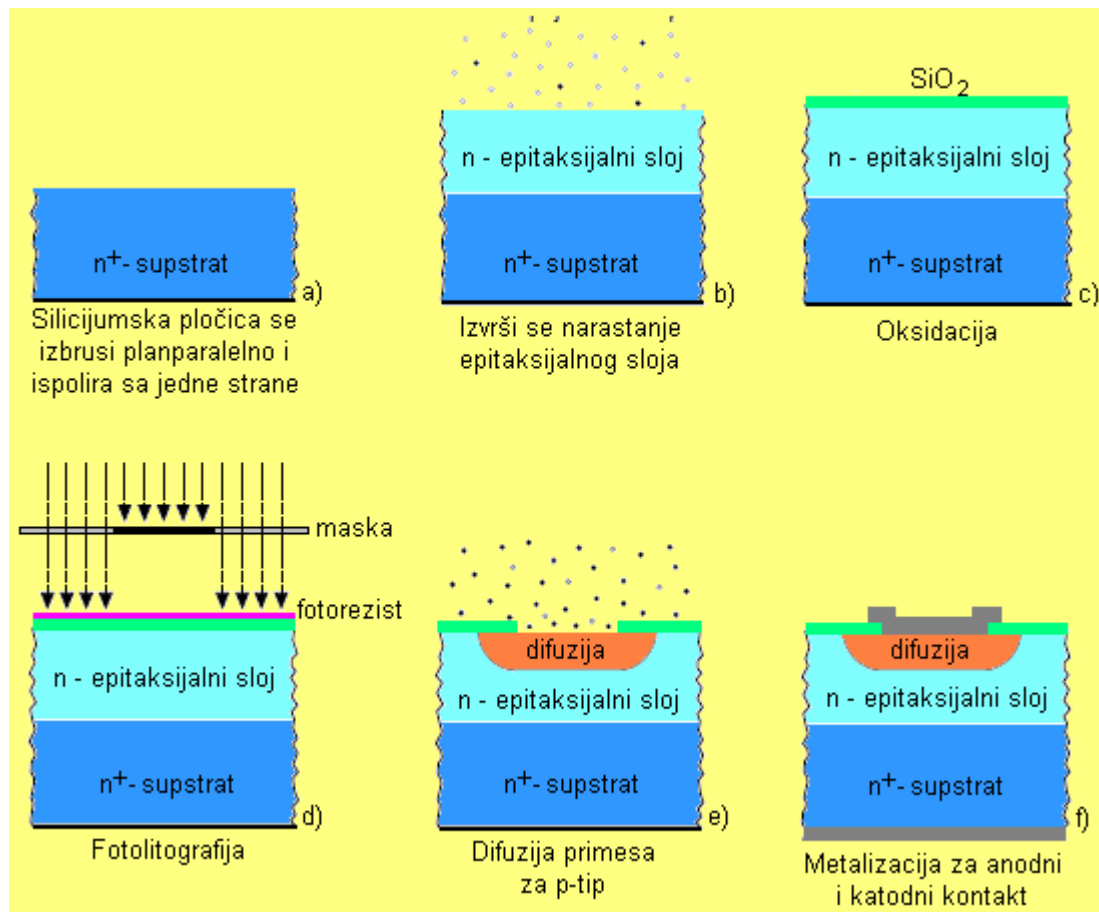
Sl. 2.1. Postupak dobijanja planarnih dioda.

Na sl. 2.1 je prikazan uprošćen postupak dobijanja planarnih dioda. Polazi se od silicijumske kriške koja se izbrusi planiparalelno, a potom sa jedne strane ispolira. Poliranje mora biti visokog kvaliteta ukoliko se želi da dobiju dobre diode i visok prinos. Na čistu pločicu se izvrši oksidacija po celoj njenoj površini. Preko oksida se nanese fotorezist i nanosi film na kome su zatamnjena (ili svetla – zavisno od fotorezista) ona mesta na kojima treba da je otvor. Posle razvijanja neosvetljen – nepolimerizovan fotorezist se ukloni, a ostalo se suši na povišenoj temperaturi ($120^{\circ}\text{C} \div 150^{\circ}\text{C}$) da bi se polimerizacija izvršila do kraja, a fotorezist prionuo na oksid (sl. 2.1c). U HF, koja nagriza SiO_2 , a ne nagriza silicijum, načine se otvori na mestima gde je otvor u fotorezistu. Fotorezist se dužim stajanjem u rastvaraču odstrani i pločica dobro ispere (sl. 2.1d). Kroz otvore u SiO_2 izvrši se difuzija primesa suprotnog tipa od tipa primesa u početnoj pločici, te ostvari p - n spoj (sl. 2.1e), čija je površina određena otvorom u SiO_2 . Kako se ovi otvori dobijaju umnožavanjem jedne iste slike, to su svi jednaki, a to pretpostavlja da će i karakteristike diode biti približno iste. Posle difuzije primesa (najčešće bora u pločicu n -tipa) ponovo se izvrši oksidacija (sl. 2.1f), nanese fotorezist i načine otvori za kontakte. Fotorezist se ne uklanja posle pravljenja otvora za kontakte (sl. 2.1g), već se izvrši naparavanje aluminijuma preko njega (sl. 2.1h). Fotorezist isparava, te izdiže aluminijum iznad njega, dok onaj aluminijum koji je u kontaktu sa silicijumom zalegira i na njemu ostane. Ostatak aluminijuma koji nije sasvim otpao zajedno sa fotorezistom pri legiranju mehanički se odstrani, te aluminijum ostaje samo iznad kontakta (sl. 2.1i). Kada se diode na kriški ispituju, kriška se iseče (sl. 2.1j), a potom inkapsuliraju.

Planarne diode, koje treba da imaju malu direktnu otpornost, prave se u **epitaksijalnom sloju** silicijuma. To su tkzv. planarne epitaksijalne diode, sl. 2.2. Naime, da bi redna otpornost diode bila što manja, silicijumska pločica na kojoj se planarnim postupkom istovremeno oformljuje veliki broj dioda, trebalo bi da je što tanja. Međutim, ukoliko je pločica tanja, utoliko se lakše lomi. Minimalna debljina pločice sa kojom se uopšte može raditi je ($120 \div 150$) μm , dok je za dobar rad diode neophodna znatno manja debljina (veća debljina pločice samo povećava rednu otpornost). Zbog toga se smanjenje redne otpornosti postiže silicijumskim kriškama sa epitaksijalno naraslim slojem, sl. 2.3. Osnova (supstrat) od silicijuma je vrlo male otpornosti, debljine oko ($200 \div 300$) μm . Na ovu osnovu se u reaktoru za epitaksijalni rast nanese sloj odgo-varajuće otpornosti (veće nego u supstratu) i debljine, a zatim se u tom sloju formira dioda. Kako je supstrat male otpornosti, to je otpornost tog dela zanemarljivo mala, te je i redna otpornost diode mala. Mala otpornost osnove ima prednost i zbog toga što je sa njom moguće lako ostvariti dobar neusmerački spoj, te i to smanjuje rednu otpornost.



Sl. 2.2. Planarna epitaksijalna dioda.



Sl. 2.3. Osnovni tehnološki postupci pri dobijanju planarne epitaksijalne diode.

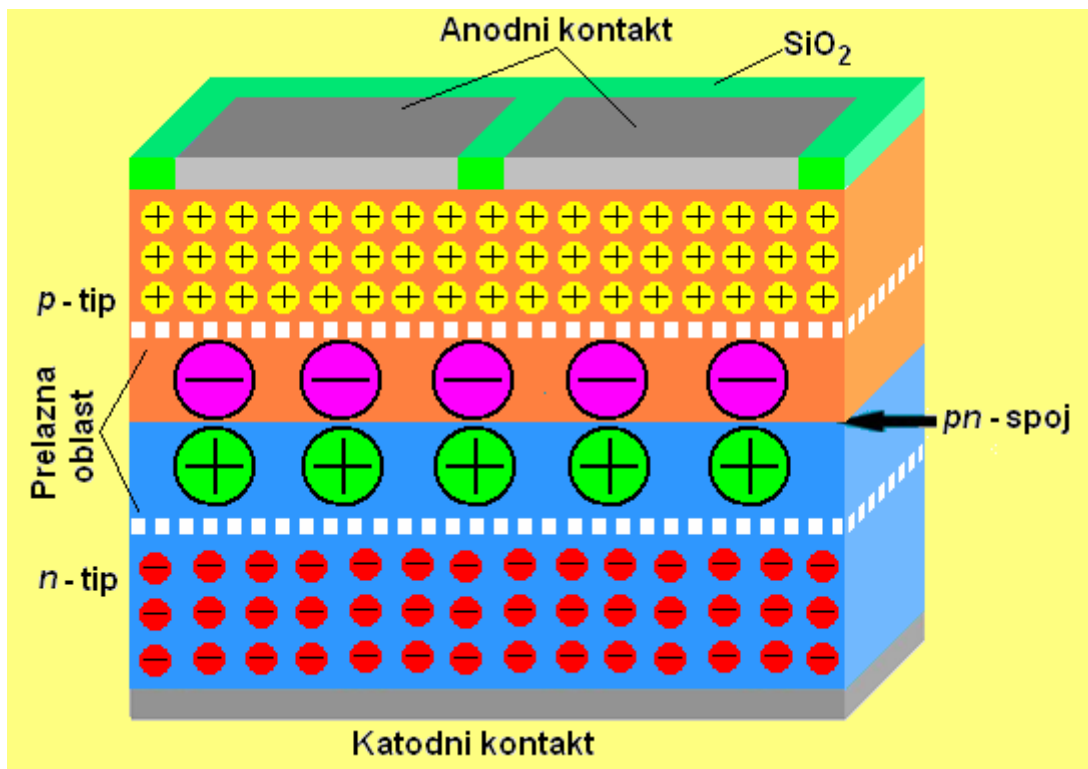
2.1. *p-n* I *n-p* SPOJEVI

Iako diode sa epitaksijalnim slojem imaju bolje karakteristike od dioda bez takvog sloja (prvenstveno manju rednu otpornost i veći probojni napon), prvo će se, u cilju jednostavnosti, razmatrati diode koje ne sadrže epitaksijalni sloj, sl. 2.4, kao i diode sa tkz. skokovitim *p-n* spojem – kada sa *p*-tipa na *n*-tip postoji nagla promena koncentracije primesa, sl. 2.7.

Realan *p-n* spoj predstavljen je na sl. 2.5. On se sastoji od intimnog spoja poluprovodnika *p*-tipa i poluprovodnika *n*-tipa. U ovom slučaju (kao na sl. 2.5) uzeto je da je sa leve strane poluprovodnik *p*-tipa, sa koncentracijom akceptorskih primesa N_A^+ , a sa desne strane poluprovodnik *n*-tipa i koncentracijom donora N_D ($N_A^+ \gg N_D$). Mesto na kome se prelazi sa jednog na drugi tip poluprovodnika zove se metalurški spoj; to je, praktično, površina dodira poluprovodnika *p*- i *n*-tipa.

Kao što je i do sada uvek rađeno, može se smatrati da su na sobnoj temperaturi skoro sve primele jonizovane. Zbog toga će sa leve strane većinski nosioci biti šupljine, čija je koncentracija $p_{po} \approx N_A^+$, a sa desne strane – elektroni, sa koncentracijom $n_{no} \approx N_D$. Manjinski nosioci u *p*-oblasti su elektroni (sa koncentracijom n_{po}), a u *n*-oblasti – šupljine, sa koncentracijom p_{no} . S obzirom da je u *p*-oblasti koncentracija šupljina za nekoliko redova veličine veća nego u *n*-oblasti, to će sa leva u desno nastati difuzija šupljina. Na mestu uz metalurški spoj, odakle su difuzijom otišle šupljine, ostaju nekompenzovani akceptorski joni i, kako su oni negativno naelektrisani, u *p*-oblasti ostaje negativna količina naelektrisanja ($-Q$). Isto tako, sa desne strane difu-

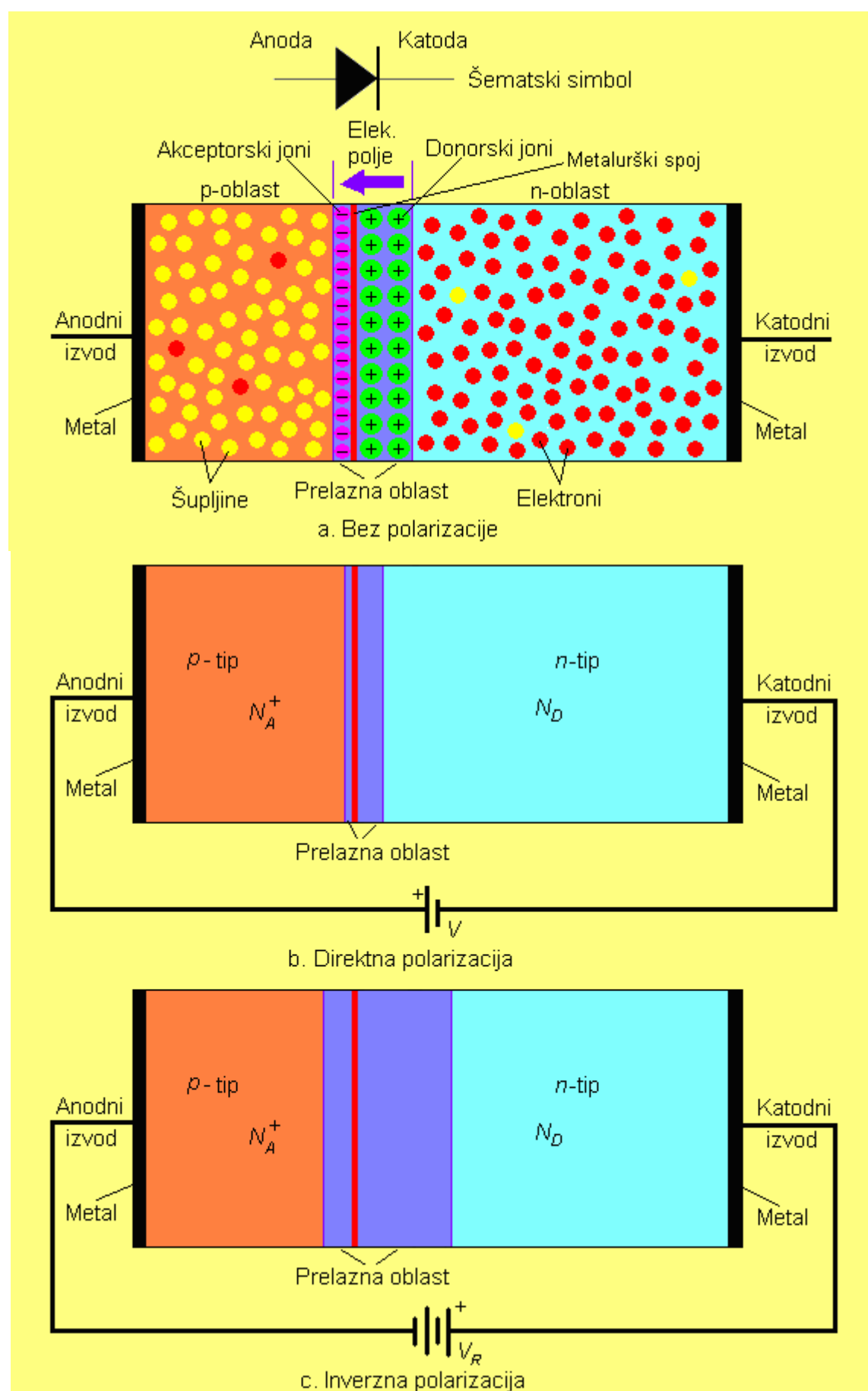
zijom kroz metalurški spoj odlaze elektroni u levo, te u n -oblasti ostaju nekompenzovani donorski joni, odnosno pozitivna količina naelektrisanja ($+Q$). Ta oblast sa nekompenzovanim primese, tj. sa prostornim naelektrisanjem čvrsto vezanim za kristalnu rešetku, zove se **prelazna oblast** p - n spoja. U njoj, usled prostornog naelektrisanja postoji električno polje K , odnosno tolika potencijalna razlika V_{bi} da u ravnoteži zaustavlja dalje difuziono kretanje nosilaca naelektrisanja. Zbog postojanja naelektrisanja, prelazna oblast p - n spoja zove se i **barijerna oblast** ili **oblast prostornog naelektrisanja**.



Sl. 2.4. Ilustracija diode bez epitaksijalnog sloja; velikim krugovima u prelaznoj oblasti p - n spoja označene su jonizovane primese (pozitivni donorski i negativni akceptorski joni), a kružići sa znakom "+" označavaju šupljine kao većinske nosioce u p -oblasti, dok je za većinske elektrone u n -oblasti iskorišćena oznaka "-".

Širina prelazne oblasti, ili **barijera**, može se menjati priključenjem spoljašnjeg napona. Smanjenje širine barijere postiže se kada se na p -oblast priključi pozitivan, a na n -oblast negativan pol spoljašnjeg napona, sl. 2.5b; takav napon V zove se **direktan napon**. U suprotnom slučaju, tj. priključenjem **inverznog napona** V_R , širina prelazne oblasti se povećava, sl. 2.5c.

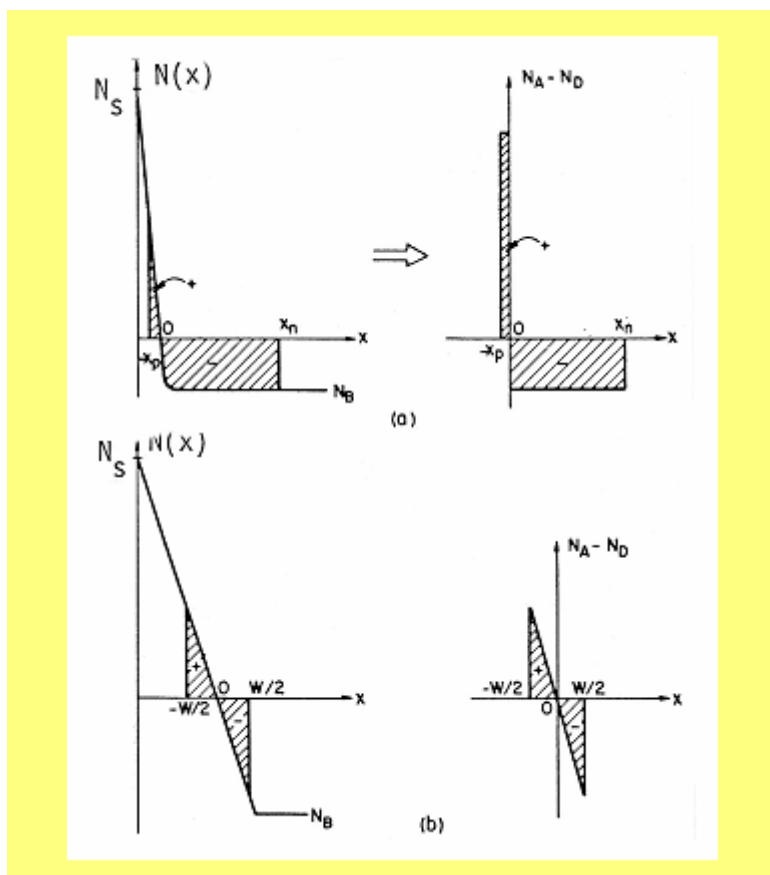
Neka se na p - n spoj dovede napon tako da se barijera smanji, sl. 2.5a. Usled smanjenja barijere difuziona struja kroz p - n spoj postaje veća od driftovske i kroz p - n spoj će proticati struja. Ako se barijera poveća (sl. 2.5c), difuziona struja većinskih nosilaca kroz barijeru prestaje, a driftovska struja ne može da poraste iznad ravnotežne, jer u prelaznoj oblasti nema odgovarajućih nosilaca. Na primer, difuzionoj struji šupljina, koju čine većinski nosioci iz p -oblasti, drži ravnotežu driftovska struja istih nosilaca koji su ušli u prelaznu oblast. Prema tome, driftovska komponenta struje kroz p - n spoj ne može biti veća od difuzione. Da bi ona porasla, potrebno je da iz n -oblasti dođu šupljine. Šupljine su u n -oblasti manjinski nosioci; njih ima vrlo malo, te će i struja u ovom smeru biti vrlo mala. Zbog toga se p - n spoj zove i **usmerački spoj**, jer on u jednom smeru propušta, a u drugom ne propušta električnu struju.



Sl. 2.5. p - n spoj sa izvodima bez polarizacije (a), pri direktnoj (b) i inverznoj polarizaciji (c).

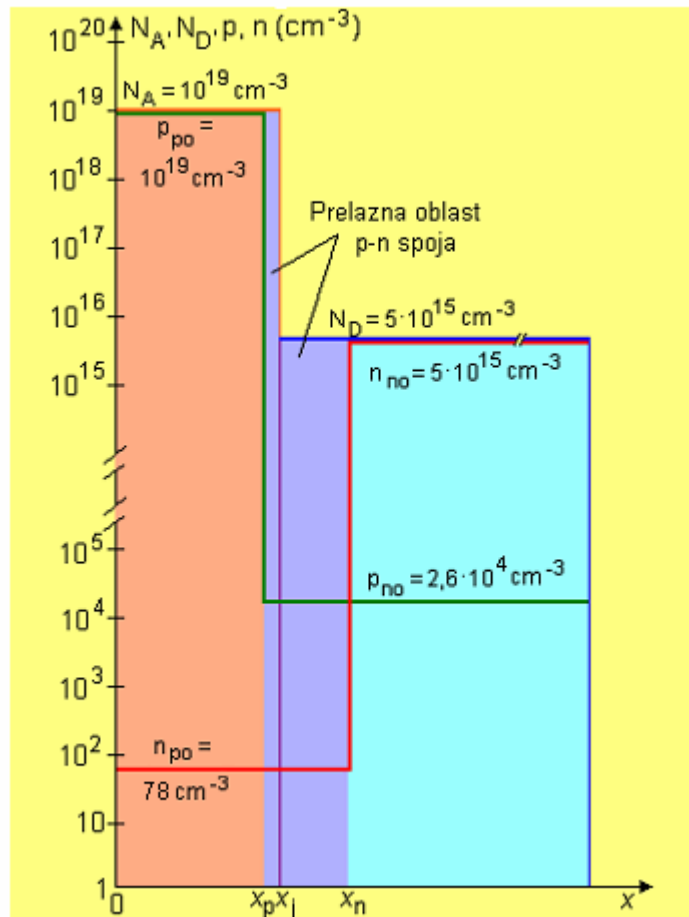
2.1.1. Ravnotežno stanje na p - n spoju

Raspodela koncentracije primesa u okolini metalurškog spoja može biti takva da je prelaz sa p - na n -tip poluprovodnika skokovit, linearan, eksponencijalan, ili po nekoj drugoj funkciji ($erfc$, Gausovoj, itd.). Skokovitim prelazom se može smatrati onaj prelaz kod kojeg je koncentracija primesa približno konstantna u samoj prelaznoj oblasti. Tako se i spoj dobijen difuzijom u izvesnim uslovima može smatrati skokovitim, a to je kada je dubina p - n spoja relativno mala, sl. 2.6a. Duboki difundovani p - n prelazi su približno linearni, dok se eksponencijalna, Gausova i $erfc$ raspodela u okolini metalurškog spoja mogu aproksimirati linearnom raspodelom, sl. 2.6b.

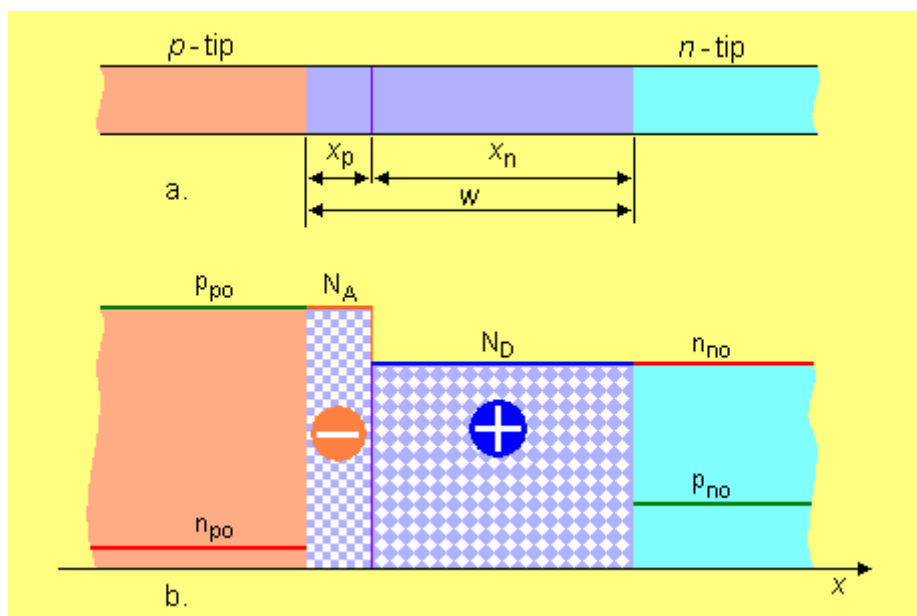


Sl. 2.6. Aproksimacija skokovitim (a) i linearnom (b) raspodelom primesa.

Analiziraće se **skokovit** p - n spoj. Neka su otpornosti p - i n -oblasti silicijuma respektivno $\rho_p = 0,009 \, \Omega\text{cm}$ i $\rho_n = 1 \, \Omega\text{cm}$. Sa sl. 40 u *Elektronskoj fizici čvrstog tela* se za ove otpornosti dobija da je koncentracija akceptora $N_A^+ = 10^{19} \, \text{cm}^{-3}$, a koncentracija donora $N_D = 5 \cdot 10^{15} \, \text{cm}^{-3}$. Iako je sl. 31 u *Elektronskoj fizici čvrstog tela* za $(n_{ie}/n_i)^2$ data u funkciji koncentracije donorskih primesa, ona se sa veoma velikom tačnošću može primeniti i za p -tip poluprovodnika, tj. dobija se da je $(n_{ie}/n_i)^2 = 6,1$; u tom slučaju koncentracija manjinskih nosilaca u p -tipu (elektrona) iznosi $n_{po} \approx n_{ie}^2 / N_A^+ = 6,1 \cdot 1,28 \cdot 10^{20} / 10^{19} \approx 78 \, \text{cm}^{-3}$, a šupljina u n -tipu $p_{no} \approx n_i^2 / N_D = 1,28 \cdot 10^{20} / (5 \cdot 10^{15}) \approx 2,6 \cdot 10^4 \, \text{cm}^{-3}$. Na sl. 2.7 su slikovito prikazane koncentracije akceptora, šupljina i elektrona u p -tipu i koncentracije donora, elektrona i šupljina u n -tipu silicijuma sa pomenutim brojnim vrednostima. Ovde je uzeto da je koncentracija većinskih nosilaca približno jednaka koncentraciji primesa (pretpostavlja se da su sve primele jonizovane).



Sl. 2.7. Uz ilustraciju vrednosti koncentracija nosilaca naelektrisanja i primesa u p - i n -oblasti silicijuma koje čine p - n spoj.



Sl. 2.8. Prelazna oblast skokovitog p - n spoja (nije u pravoj razmeri): (a) – p - n spoj sa naznakom prelaznih oblasti; (b) – aproksimacija totalnog osiromašenja.

Na sl. 2.8a nacrtana je prelazna oblast p - n spoja. Kako je ovaj crtez u linearnoj razmeri, to slika ne pruža pravi odnos veličina. Sa leve strane metalurškog spoja, usled odlaska šupljina, ostali su nekompenzovani akceptorski joni. Sa desne strane, odlaskom elektrona, ostali su nekompenzovani donorski joni. Kako u ravnoteži p - n spoj mora biti elektroneutralan ($+Q = |-Q|$), to je broj nekompenzovanih donora sa jedne strane jednak broju nekompenzovanih akceptora sa druge strane. Prema tome, prelazna oblast će biti šira sa one strane sa koje je koncentracija primesa manja (u ovom slučaju u n -oblasti ($x_n \gg x_p$)).

Koncentracija većinskih nosilaca kroz prelaznu oblast opada za nekoliko redova veličine (sl. 2.7), te je u odnosu na koncentraciju primesnih jona zanemarljivo mala. To daje mogućnost da se u razmatranjima pretpostavi da postoji **totalno osiromašenje** nosilaca naelektrisanja u prelaznoj oblasti (sl. 2.8b). Drugim rečima, aproksimacija totalnim osiromašenjem prelazne oblasti, koja se, kao što je rečeno, još zove i **barijera** i **oblast prostornog naelektrisanja**, kazuje da je u toj oblasti koncentracija nekompenzovanih primesa jednaka ukupnoj koncentraciji primesa. Totalno osiromašenje se posebno može prihvatiti u slučaju kada se priključi takav spoljašnji napon na p - n spoj da se barijera poveća (pri inverznoj polarizaciji, sl. 2.5c).

2.2. STRUJA DIODE

U okviru analize struje diode razmatraće se dva tipa dioda: dioda bez epitaksijalne oblasti i dioda sa epitaksijalnom oblašću (p^+ - n - n^+ dioda). U cilju jednostavnosti, pretpostaviće se u oba slučaja da su koncentracije primesa u svim oblastima konstantne, kao i da su skokoviti p - n spojevi.

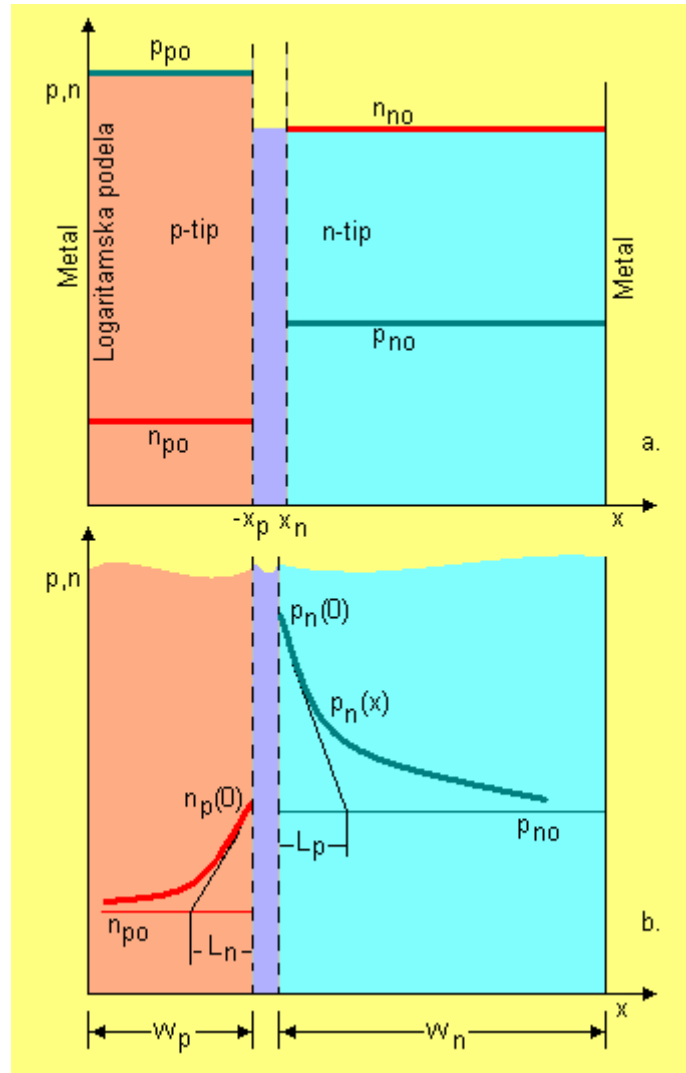
2.2.1. Difuziona struja diode bez epitaksijalnog sloja

Uz pretpostavku strmog p - n spoja, na sl. 2.9a je kvalitativno predstavljena raspodela nosilaca naelektrisanja duž nepolarisane diode. Međutim, kada se na p - n spoj priključi direktni napon V (na p -tip pozitivan a na n -tip negativan pol napona, sl. 2.5b), smanjiće se napon barijere na vrednost $V_B = V_{bi}^{p-n} - V$, odnosno smanjiće se kočeće električno polje u prelaznoj oblasti p - n spoja. Usled toga nastaje injekcija nosilaca naelektrisanja, i to šupljina iz p - u n -oblast i elektrona iz n - u p -oblast, sl. 2.9b. Stoga što sada postoji gradijent koncentracije manjinskih nosilaca naelektrisanja, a u skladu sa onim što je ranije napomenuto, proticaće u n -tipu difuziona struja šupljina $J_{pdif} \equiv J_{pd}$ i u p -tipu poluprovodnika difuziona struja elektrona $J_{ndif} \equiv J_{nd}$.

Ako se razmatra n -oblast p - n spoja, injektovana koncentracija šupljina $p_n(0)$ neposredno uz prelaznu oblast p - n spoja se može dobiti na osnovu jedn. (2.7). Naime, prema (198) u *Elektronskoj fizici čvrstog tela* kontaktna razlika potencijala je:

$$V_{bi} = U_T \ln \left(\frac{p_{po}}{p_{no}} \frac{n_i}{n_{iep}} \right). \quad (2.1)$$

* Kada se govori o p - n spoju, onda se posmatra jedinica površine p - n spoja, te je struja kroz p - n spoj u stvari gustina struje; zbog toga će se, nadalje, kada se kaže "struja" često misliti na gustinu struje i to se neće posebno isticati.



Sl. 2.9. Kvalitativna predstava koncentracija nosilaca naelektrisanja duž
(a) – nepolarisane i (b) – direktno polarisane (samo za manjinske nosioce) p - n diode.

Kada se na p - n spoj priključi direktni napon V (na p -tip pozitivan a na n -tip negativan pol napona, sl. 2.5b), smanjiće se napon barijere na vrednost:

$$V_{bi} - V = U_T \ln \left(\frac{p_{po}}{p_n(0)} \frac{n_i}{n_{iep}} \right) = U_T \ln \left(\frac{p_{po}}{p_{no}} \frac{n_i}{n_{iep}} \frac{p_{no}}{p_n(0)} \right) = U_T \ln \left(\frac{p_{po}}{p_{no}} \frac{n_i}{n_{iep}} \right) - U_T \ln \frac{p_n(0)}{p_{no}},$$

odakle je:

$$p_n(0) = p_{no} \exp \frac{V}{U_T}. \quad (2.2)$$

Slično, za injektovanu koncentraciju elektrona iz p -oblasti u n -oblast $n_p(0)$ neposredno uz granicu p - n spoja (sl. 2.9b) se dobija:

$$n_p(0) = n_{po} \exp \frac{V}{U_T}. \quad (2.3)$$

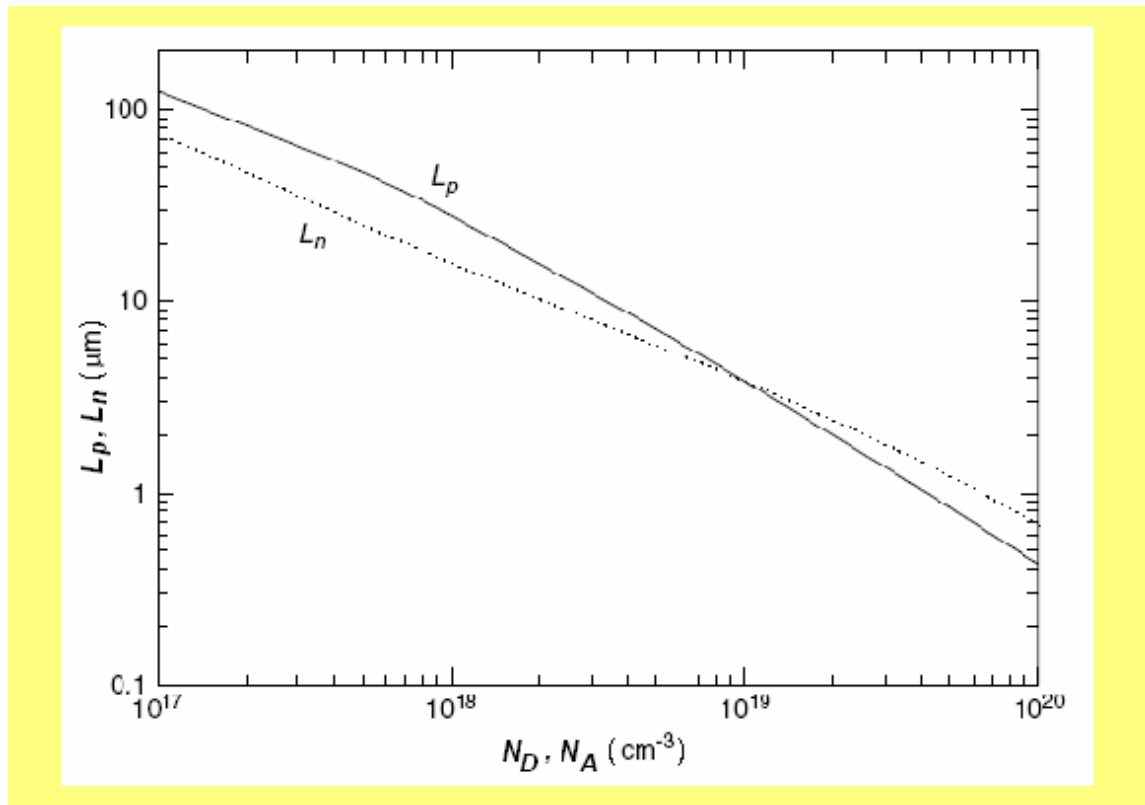
Injektovani manjinski nosioci naelektrisanja se difuziono kreću duž n - i p -oblast, i njihova koncentracija duž x -ose opada usled rekombinacije sa većinskim nosiocima i jonizovanim primesama, počevši od $p_n(0)$ i $n_p(0)$ do p_{no} i n_{po} , respektivno. Da bi se našle raspodele nosilaca naelektrisanja, potrebno je rešiti difuzione jednačine za manjinske nosioce. Na primer, za šupljine kao manjinske nosioce u n -oblasti, gde je $p_{no} = \text{const.}$, i kada se ne razmatra prelazno stanje, difuziona jednačina (jednačina kontinuiteta) (152) u *Elektronskoj fizici čvrstog tela* glasi:

$$D_p \frac{d^2 p_n}{dx^2} - \frac{p_n - p_{no}}{\tau_p} = 0,$$

odakle je:

$$\frac{d^2(p_n(x) - p_{no})}{dx^2} - \frac{p_n(x) - p_{no}}{L_p^2} = 0, \quad (2.4)$$

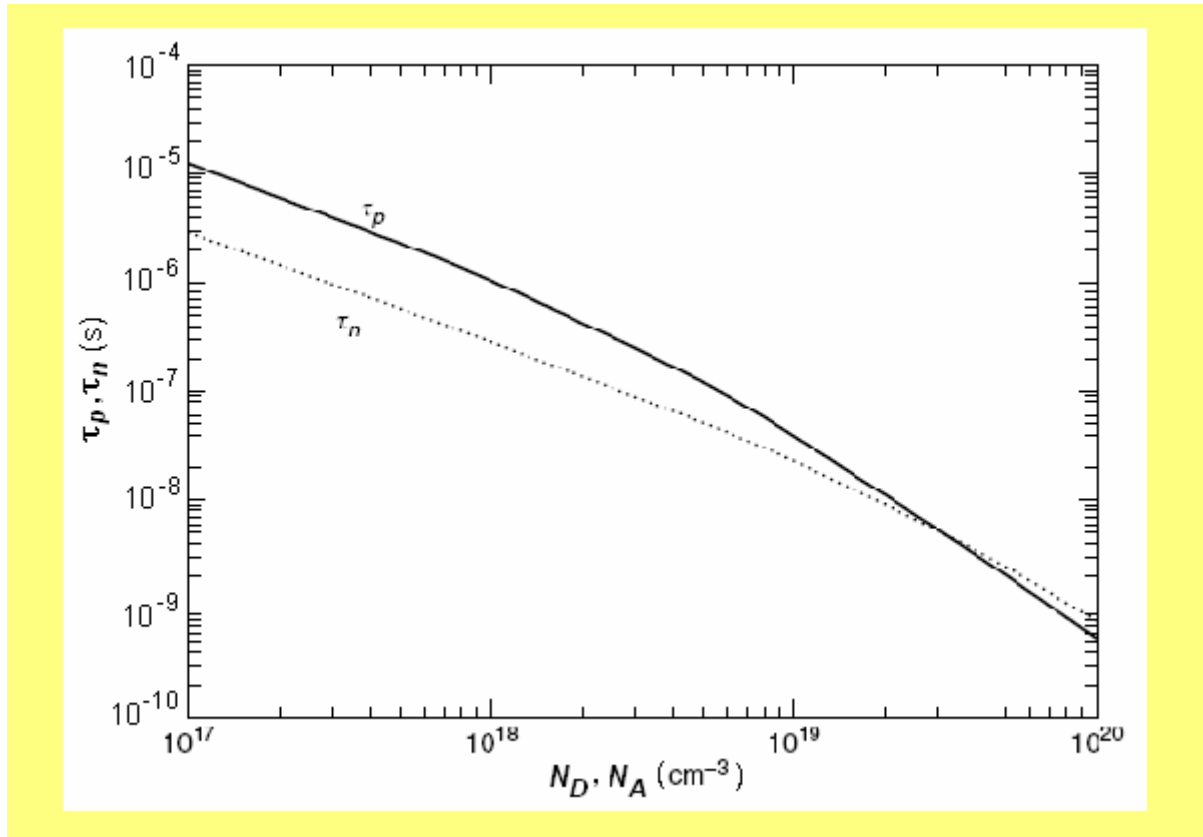
gde je $L_p = \sqrt{D_p \tau_p}$ **difuziona dužina šupljina** u n -oblasti i u funkciji koncentracije primesa prikazana je na sl. 2.10 (kao što je ranije rečeno, D_p je koeficijent difuzije šupljina, a τ_p vreme života šupljina kao manjinskih nosilaca, sl. 2.11). Značenje difuzione dužine L_p vidi se sa sl. 2.9b, a praktično to je rastojanje pri kojem injektovana koncentracija šupljina opadne na e -ti deo od $p_n(0)$.



Sl. 2.10. Difuzione dužine manjinskih nosilaca u funkciji koncentracije primesa.

Rešenje diferencijalne jednačine (2.4) je:

$$p_n(x) - p_{no} = A \exp\left(-\frac{x}{L_p}\right) + B \exp\left(\frac{x}{L_p}\right) = C \exp\left(-\frac{x}{L_p}\right) + D \exp\left(\frac{x}{L_p}\right). \quad (2.5)$$



Sl. 2.11. Vremena života manjinskih nosilaca u funkciji koncentracije primesa.

Integracione konstante A , B , C i D u (2.5) se određuju iz graničnih uslova za $x = 0$ i $x \rightarrow \infty$, odnosno $x = w_n$ (w_n je dužina n -oblasti, sl. 2.9) Naime, injektovane šupljine se, krećući se kroz n -oblast, rekombinuju, tako da pri $x \gg L_p$ (praktično pri $x \rightarrow \infty$) njihova koncentracija opadne na p_{no} ; smenjujući, dakle, $p_n(\infty) = p_{no}$ u (2.5) i $p_n(w_n) = p_{no}$ sledi da je $B = 0$, odnosno D :

$$D = -C \operatorname{ctgh} \frac{w_n}{L_p}. \quad (2.6a)$$

Sa druge strane, za $x = 0$ koncentracija injektovanih šupljina je $p_n(0)$, data jednačinom (2.2), te je iz (2.5):

$$A = C = p_n(0) - p_{no} = p_{no} \left(\exp \frac{V}{U_T} - 1 \right). \quad (2.6b)$$

Prema tome, smenjujući (2.6) u (2.5), dobija se da se koncentracija šupljina duž x -ose menja po zakonu:

$$p_n(x) - p_{no} = (p_n(0) - p_{no}) \exp \left(-\frac{x}{L_p} \right) = (p_n(0) - p_{no}) \left(\operatorname{ch} \frac{x}{L_p} - \operatorname{ctgh} \frac{w_n}{L_p} \operatorname{sh} \frac{x}{L_p} \right). \quad (2.7)$$

Iz poslednje jednačine, za difuzionu struju šupljina J_{pd} , koristeći jedn. (75) iz *Elektronske fizike čvrstog tela*, dobija se:

$$J_{pd}(x) = -qD_p \frac{dp_n(x)}{dx} = qD_p \frac{p_n(0) - p_{no}}{L_p} \exp\left(-\frac{x}{L_p}\right) = J_{pd}(0) \exp\left(-\frac{x}{L_p}\right), \quad (2.8a)$$

odnosno kada nije $w_n \gg L_p$:

$$J_{pd}(x) = J_{pd}(0) \left(\operatorname{ctgh} \frac{w_n}{L_p} \operatorname{ch} \frac{x}{L_p} - \operatorname{sh} \frac{x}{L_p} \right), \quad (2.8b)$$

gde je $J_{pd}(0)$ gustina struje šupljina na početku n -oblasti (za $x = 0$):

$$J_{pd}(0) = qD_p \frac{p_n(0) - p_{no}}{L_p}. \quad (2.9)$$

Iz jedn. (2.8a) se vidi da gustina difuzione struje ima sličnu raspodelu kao i koncentracija injektovanih šupljina, sl. 2.12. To znači da će ova struja (J_{pd}) opadati udaljavanjem od p - n spoja. Kako gustina difuzione struje šupljina J_{pd} opada, tako gustina driftovske struje elektrona J_{ndrift} raste (sl. 2.10). Smer difuzione struje šupljina je u smeru kretanja šupljina, a ovo kretanje je u smeru opadanja njihove koncentracije, tj. u desno. Elektroni se, pak, kreću u susret šupljinama, u levo, te je i smer struje elektrona u desno.

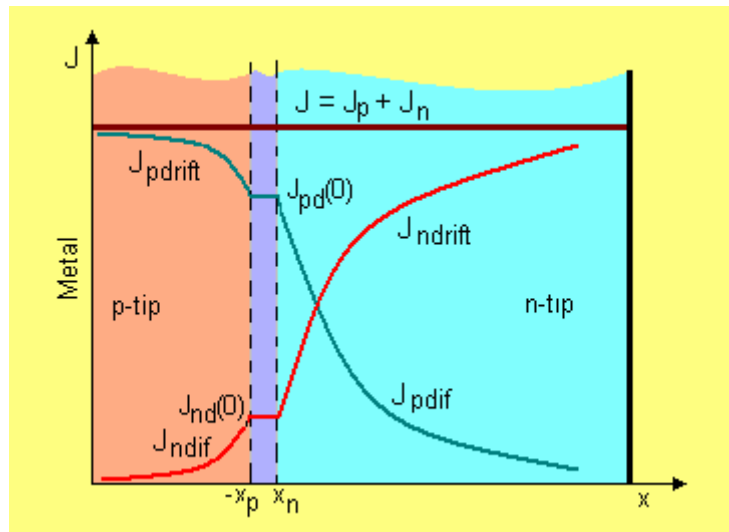
Slično jedn. (2.8), za difuzionu struju elektrona J_{nd} u p -oblasti p - n spoja se dobija:

$$J_{nd}(x) = qD_n \frac{n_p(0) - n_{po}}{L_n} \exp\left(-\frac{x}{L_n}\right) = J_{nd}(0) \exp\left(-\frac{x}{L_n}\right), \quad (2.10a)$$

odnosno kada nije $w_p \gg L_n$:

$$J_{nd}(x) = J_{nd}(0) \left(\operatorname{ctgh} \frac{w_p}{L_n} \operatorname{ch} \frac{x}{L_n} - \operatorname{sh} \frac{x}{L_n} \right). \quad (2.10b)$$

Dakle, i difuziona struja elektrona opada sa rastojanjem u levo od p - n spoja, a kako difuziona struja elektrona (kao manjinskih nosilaca) opada, tako driftovska struja šupljina (kao većinskih nosilaca) J_{pdrift} raste, sl. 2.12.



Sl. 2.12. Kvalitativna predstava raspodele gustina struja u p - n diodi.

Na osnovu prethodnog razmatranja može se zaključiti da sa desne strane uz sam p - n spoj postoji difuziona struja šupljina $J_{pd}(0)$ nastala usled toga što su šupljine iz p -oblasti prešle u n -oblast. Ista tolika struja šupljina mora postojati i sa leve strane. Međutim, kako su sa leve strane šupljine većinski nosioci, to sa leve strane postoji driftovska struja šupljina, tako da je $J_{pd}(0) = J_{pd}(0)$. Isto tako, sa desne strane, pored difuzione struje šupljina $J_{pd}(0)$, uz sam p - n spoj postoji i driftovska struja elektrona $J_{ndrift}(0)$ koja potiče od elektrona koji prelaze p - n spoj, pri čemu je ta driftovska struja elektrona jednaka difuzionoju struji elektrona u p -oblasti uz sam spoj, tj. $J_{ndrift}(0) = J_{nd}(0)$. Prema tome, posmatrajući struju sa leve ili desne strane uz p - n spoj, proizilazi da je ukupna gustina struje diode jednaka zbiru difuzionih gustina struja elektrona i šupljina uz p - n spoj. Dakle, da bi se znala struja diode dovoljno je poznavati samo vrednosti difuzionih struja $J_{pd}(0)$ i $J_{nd}(0)$ za $x = 0$, koje, u opštem slučaju, na osnovu (2.8b) i (2.10b) glase:

$$J_d = J_{pd}(0) + J_{nd}(0) = qD_p \frac{p_n(0) - p_{no}}{L_p} \operatorname{ctgh} \frac{w_n}{L_p} + qD_n \frac{n_p(0) - n_{po}}{L_n} \operatorname{ctgh} \frac{w_p}{L_n}. \quad (2.11)$$

Smenjujući izraze za $p_n(0)$ iz (2.12) i $n_p(0)$ iz (2.13) u (2.11), za difuzionu gustinu struje diode se dobija:

$$J_d = \left(\frac{qD_p p_{no}}{L_p} \operatorname{ctgh} \frac{w_n}{L_p} + \frac{qD_n n_{po}}{L_n} \operatorname{ctgh} \frac{w_p}{L_n} \right) \cdot \left(\exp \frac{V}{U_T} - 1 \right) = J_s \left(\exp \frac{V}{U_T} - 1 \right), \quad (2.12)$$

gde je sa J_s označena **inverzna gustina struje zasićenja**:

$$J_s = \frac{qD_p p_{no}}{L_p} \operatorname{ctgh} \frac{w_n}{L_p} + \frac{qD_n n_{po}}{L_n} \operatorname{ctgh} \frac{w_p}{L_n}. \quad (2.13)$$

Gustina struje J_s je nazvana "inverznom" zbog toga što bi, ako se razmatra samo difuziona struja, ta struja tekla pri inverznoj polarizaciji. Naime, pri inverznoj polarizaciji (na n -tip pozitivan a na p -tip negativan pol napona, sl. 2.5c) je u jedn. (2.12) $\exp(-V/U_T) \ll 1$ već pri naponima $-V = 0,2V$, tako da iz (2.12) sledi da je tada $J = -J_s$. Inverzna struja zasićenja je veoma mala (kod silicijumskih dioda reda pA do nA), s obzirom da, prema (2.13), nju određuju koncentracije manjinskih nosilaca naelektrisanja, a one su, kao što je pokazano, male.

U slučaju kada su p - i n -oblasti toliko **dugačke** da su ispunjeni uslovi $w_n \gg L_p$ i $w_p \gg L_n$, tada su $\operatorname{ctgh}(w_n/L_p) \approx 1$ i $\operatorname{ctgh}(w_p/L_n) \approx 1$, tako da je, na osnovu (2.13), inverzna gustina struje zasićenja:

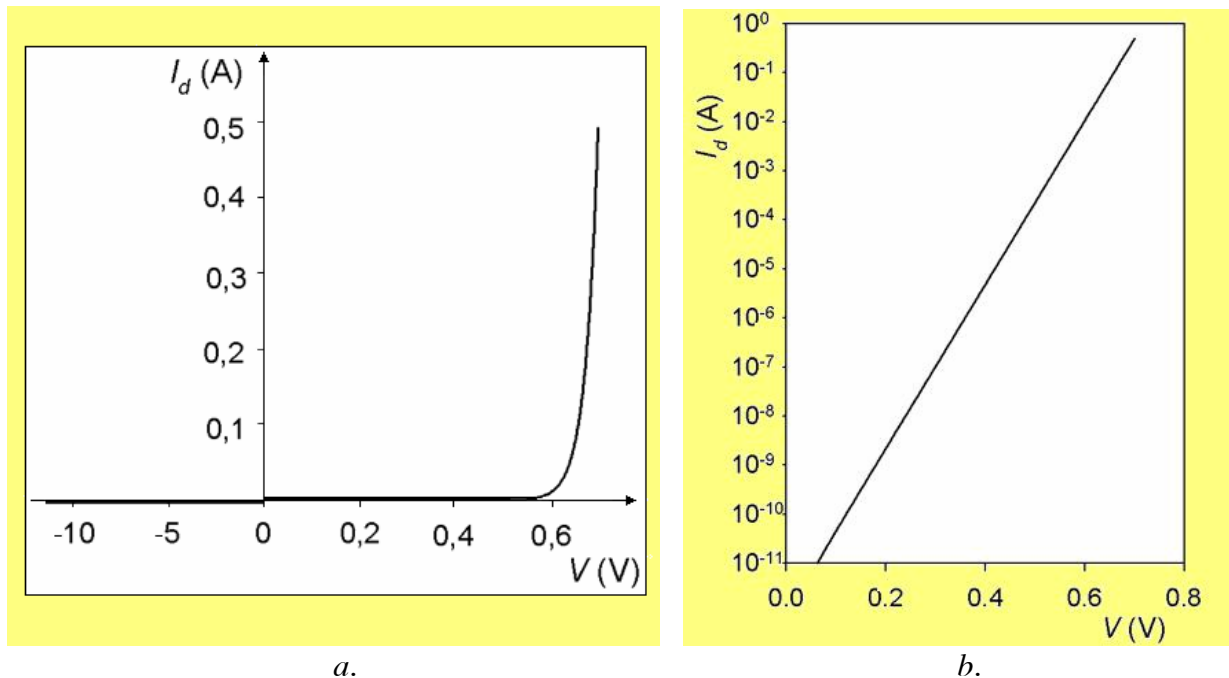
$$J_s \cong \frac{qD_p p_{no}}{L_p} + \frac{qD_n n_{po}}{L_n}. \quad (2.14a)$$

Međutim, kada su p - i n -oblasti uske, odnosno ako je širina p -oblasti $w_p \ll L_n$, a širina n -oblasti $w_n \ll L_p$, razvijanjem $\operatorname{ctgh}(w_n/L_p)$ i $\operatorname{ctgh}(w_p/L_n)$ u redove, odakle je $\operatorname{ctgh}(w_n/L_p) \approx L_p/w_n$ i $\operatorname{ctgh}(w_p/L_n) \approx L_n/w_p$, iz jedn. (2.13) se dobija:

$$J_s \cong \frac{qD_p p_{no}}{w_n} + \frac{qD_n n_{po}}{w_p}. \quad (2.14b)$$

Pri direktnoj polarizaciji p - n spoja eksponencijalna funkcija u jedn. (2.12) brzo raste i već pri naponu većem od $0,2V$ je $\exp(V/U_T) \gg 1$. Prema tome, p - n spoj uključen u kolo električne

struje, propušta struju kada je direktno polarisan, a praktično je ne propušta pri inverznoj polarizaciji; drugim rečima, p - n spoj (dioda) ima **usmerračke karakteristike**, sl. 2.13. Kao što se sa sl. 2.11a vidi, struja silicijumske diode naglo počinje da raste oko 0,6V, pa se taj napon uzima kao **napon vođenja** diode.

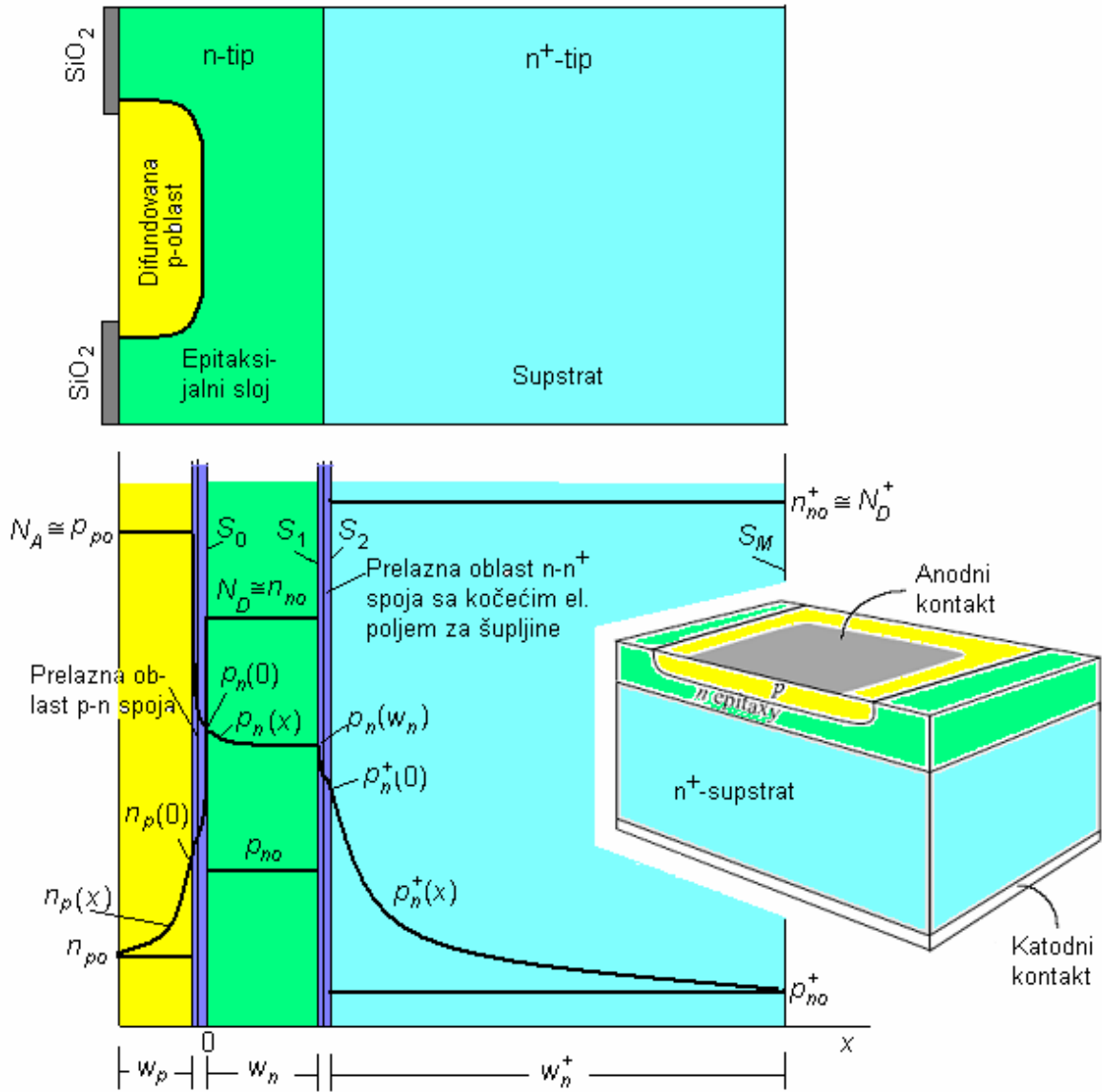


Sl. 2.13. Difuziona struja Si diode u funkciji napona u lin-lin razmeri (a) i log-lin razmeri (b).

2.2.2. Difuziona struja diode sa epitaksijalnim slojem (p^+ - n - n^+ diode)

Na sl. 2.14 je prikazana raspodela nosilaca duž takve diode pri direktnoj polarizaciji. S obzirom da u epitaksijalnoj diodi postoji n - n^+ (l - h) prelaz, to će se u njemu formirati **električno polje** koje nastaje usled toga što većinski nosioci naelektrisanja odlaze difuzijom ka mestu sa niskom koncentracijom primesa, ostavljajući, pri tom, nekompenzovane primesne jone na mestu gde je koncentracija primesa veća, a istovremeno nastaje difuziono kretanje manjinskih nosilaca u suprotnom smeru od smera kretanja većinskih nosilaca naelektrisanja (deo 5.1 u *Elektronskoj fizici čvrstog stanja*). To ugrađeno električno polje u n - n^+ oblasti je takvog smera da deluje kao kočće polje na kretanje šupljina. Stoga raspodele injektovanih šupljina $p_n(x)$ i difuzione struje šupljina $J_{pd}(x)$ duž x -ose neće biti iste kao u slučaju kada nema epitaksijalne oblasti. Nadalje će se pokazati kako se mogu odrediti ove raspodele, uz pretpostavku konstantnih koncentracija primesa u svim oblastima.

U tu svhu, u bilo kojoj tački poluprovodnika, kada kroz njega protiče struja, tj. kada postoji natkoncentracija nosilaca naelektrisanja $\Delta n \equiv \Delta p$, gustina struje jedne vrste nosilaca jednaka je proizvodu količine naelektrisanja elektrona, natkoncentracije nosilaca i **efektivne brzine površinske rekombinacije** te vrste nosilaca. Prema sl. 2.14, efektivne brzine površinske rekombinacije su: S_0 – na početku n -oblasti, tj. na početku epitaksijalne oblasti ispod ravnog dela p - n spoja (za $x = 0$); S_1 – na kraju n -oblasti, tj. na početku n - n^+ prelaza (za $x = w_n$); S_2 – na početku n^+ -oblasti (s obzirom da se ta oblast može nezavisno razmatrati, ponovo će se uzeti $x = 0$); S_M – na kraju n^+ -oblasti (praktično to je brzina površinske rekombinacije na metalu, koja je vrlo velika, i uzima se $S_M \rightarrow \infty$).



Sl. 2.14. Kvalitativna predstava epitaksijalne diode i raspodele koncentracije nosilaca naelektrisanja duž nje pri direktnoj polarizaciji, uz aproksimaciju skokovitog p⁺-n prelaza.

Dakle, ako je na mestu x u n -tipu poluprovodnika efektivna brzina površinske rekombinacije šupljina S_p , onda je gustina struje šupljina jednaka:

$$J_p = qS_p \Delta p. \quad (2.15)$$

Ovde će se izvesti diferencijalna jednačina za određivanje efektivne brzine površinske rekombinacije (u ovom slučaju šupljina) u nekoj oblasti sa proizvoljnim profilom donorskih primeasa N_D . Naime, uz pomoć sl. 2.14, kao i do sada, za označavanje koncentracija nosilaca naelektrisanja koristiće se oznake u kojima je naglašeno da se te koncentracije odnose na jako dopirani poluprovodnik, pri čemu dobijeni rezultati "važe" i za slabo dopiranu oblast n -tipa poluprovodnika, sa napomenom da je tada $p_0^+ = p_0$, $p^+ = p$, a veličina

$$\xi_p = \frac{p^+}{p_0^+} \quad (2.16)$$

bi tada bila $\xi_p = p/p_0$.

Koristeći (2.16), jedn. (2.15) se može napisati i u obliku:

$$J_p = qS_p \Delta p = qS_p p_0^+ (\xi_p - 1), \quad (2.17)$$

odakle je:

$$\frac{dJ_p}{dx} = qp_0^+ (\xi_p - 1) \frac{dS_p}{dx} + qS_p (\xi_p - 1) \frac{dp_0^+}{dx} + qS_p p_0^+ \frac{d(\xi_p - 1)}{dx}. \quad (2.18)$$

Kako je, na osnovu (150) u *Elektronskoj fizici čvrstog stanja* jednačina kontinuiteta

$$\frac{dJ_p}{dx} = -q \frac{\Delta p}{\tau_p} = -q \frac{p_0^+ (\xi_p - 1)}{\tau_p}, \quad (2.19)$$

to se, izjednačavajući (2.18) i (2.19), dobija:

$$\frac{dS_p}{dx} = -S_p \left(\frac{1}{p_0^+} \frac{dp_0^+}{dx} + \frac{1}{\xi_p - 1} \frac{d\xi_p}{dx} \right) - \frac{1}{\tau_p}. \quad (2.20)$$

Sa druge strane, na osnovu Selvakumarovog izraza (jedn. (123) u *Elektronskoj fizici čvrstog stanja*), struja šupljina kao manjinskih nosilaca je

$$J_p = -qD_p p_0^+ \frac{d\xi_p}{dx},$$

što, kada se izjednači sa (2.17), daje

$$-qD_p p_0^+ \frac{d\xi_p}{dx} = qS_p p_0^+ (\xi_p - 1),$$

odakle je:

$$\frac{1}{\xi_p - 1} \frac{d\xi_p}{dx} = -\frac{S_p}{D_p}. \quad (2.21)$$

Smatrajući da su na sobnoj temperaturi sve primese jonizovane, tj. da je $n_0^+ \approx N_D^+$, može se, na osnovu (51) u *Elektronskoj fizici čvrstog stanja*, napisati:

$$p_0^+ n_0^+ \approx p_0^+ N_D^+ = n_i^2,$$

odakle je

$$p_0^+ \frac{N_D^+}{\left(\frac{n_{ie}}{n_i} \right)^2} = n_i^2. \quad (2.22)$$

Uvodeći **efektivnu koncentraciju donora** N_{Deff} , definisanu izrazom

$$N_{Deff} = \frac{N_D^+}{\left(\frac{n_{ie}}{n_i}\right)^2}, \quad (2.23)$$

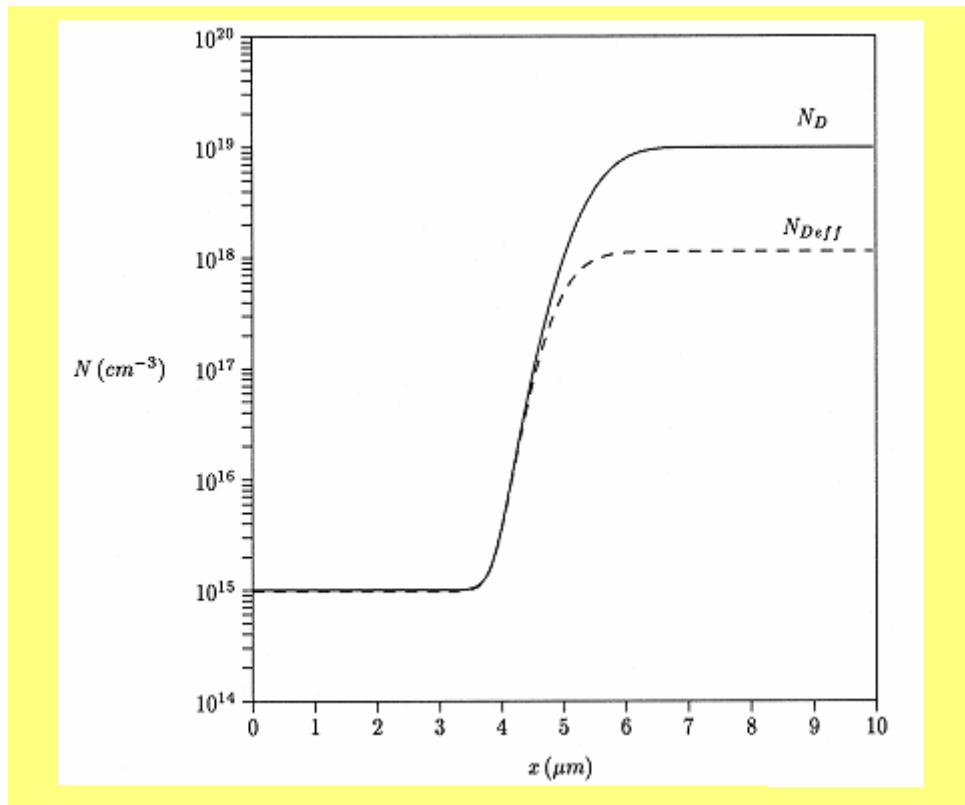
čije se značenje može videti sa sl. 2.15, na kojoj je prikazan jedan realan n - n^+ prelaz (tkzv. l - h prelaz), to, s obzirom da je, na osnovu (2.22) i (2.23), $p_0^+ N_{Deff} = n_i^2$, sledi:

$$\frac{1}{p_0^+} \frac{dp_0^+}{dx} = - \frac{1}{N_{Deff}} \frac{dN_{Deff}}{dx}. \quad (2.24)$$

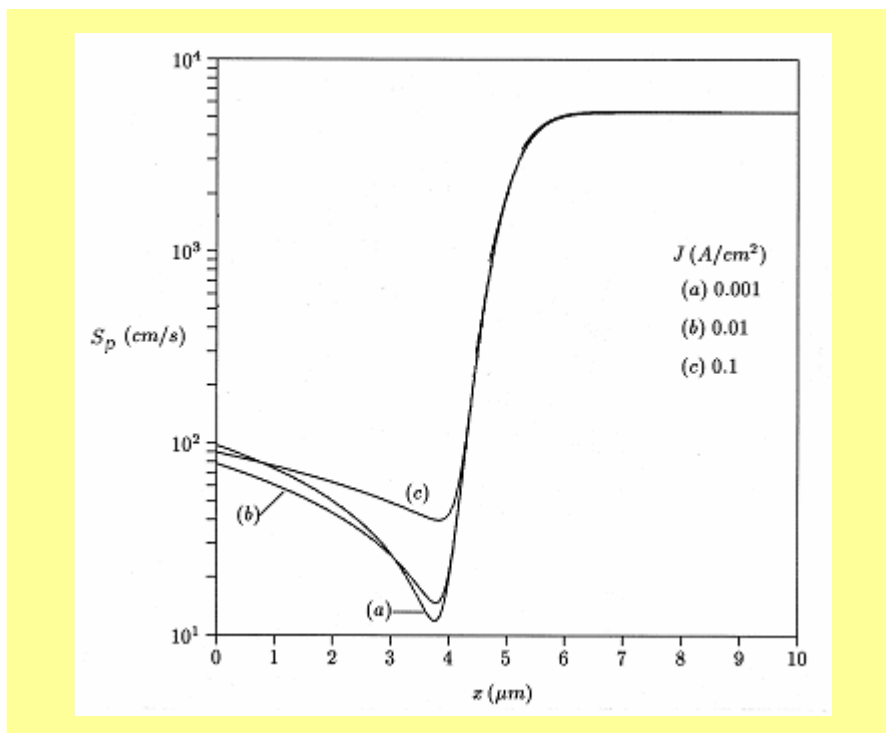
Smenjujući (2.21) i (2.24) u (2.20), dobija se **Del Alamaova diferencijalna jednačina** za određivanje efektivne brzine površinske rekombinacije manjinskih nosilaca (šupljina):

$$\frac{dS_p}{dx} = \frac{S_p^2}{D_p} + \frac{1}{N_{Deff}} \frac{dN_{Deff}}{dx} S_p - \frac{1}{\tau_p}. \quad (2.25)$$

Rezultati efektivne brzine površinske rekombinacije šupljina za profil primesa sa sl. 2.13, dobijeni numeričkim rešavanjem diferencijalne jednačine (2.25) za tri različite vrednosti gustine struja šupljina prikazani su na sl. 2.16. Vidi se da efektivna brzina površinske rekombinacije šupljina ima najmanju vrednost na kraju niskodopirane oblasti, tj. na početku n - n^+ (l - h) prelaza, a da je njena najveća vrednost (za ovaj profil primesa) u jako dopiranoj oblasti.



Sl. 2.15. Profili koncentracije primesa (N_D) i efektivne koncentracije primesa (N_{Deff}) l - h prelaza.



Sl. 2.16. Efektivna brzina površinske rekombinacije šupljina duž strukture sa sl. 2.15.

Prvo će se razmatrati epitaksijalna oblast. Sa pomenutim oznakama i činjenicom da je u epitaksijalnoj oblasti $N_D = \text{const.}$, iz Del Alamove jednačine (2.25) sledi:

$$\frac{dS_p}{dx} = \frac{S_p^2}{D_p} - \frac{1}{\tau_p}. \quad (2.26)$$

Uvodeći, kao i ranije, difuzionu dužinu šupljina $L_p = \sqrt{D_p \tau_p}$, iz (2.26) se dobija:

$$D_p \int_{S_1}^{S_p(x)} \frac{dS_p}{S_p^2 - \left(\frac{D_p}{L_p}\right)^2} = \int_0^x dx,$$

čije je rešenje:

$$\frac{S_p(x) + \frac{D_p}{L_p}}{S_p(x) - \frac{D_p}{L_p}} = \frac{S_0 + \frac{D_p}{L_p}}{S_0 - \frac{D_p}{L_p}} \exp\left(-\frac{2x}{L_p}\right). \quad (2.27)$$

Kako je i u supstratu koncentracija primesa konstantna, to se i za oblast supstrata dobija sličan izraz izrazu (2.27), odakle je:

$$\frac{S_M + \frac{D_p^{\sup}}{L_p^{\sup}}}{S_M - \frac{D_p^{\sup}}{L_p^{\sup}}} = \frac{S_2 + \frac{D_p^{\sup}}{L_p^{\sup}}}{S_2 - \frac{D_p^{\sup}}{L_p^{\sup}}} \exp\left(-\frac{2w_n^+}{L_p^{\sup}}\right), \quad (2.28)$$

gde je sa $D_p^{\sup}$ i $L_p^{\sup}$ naznačeno da je reč o koeficijentu difuzije i difuzionoju dužini šupljina u supstratu, respektivno.

Kako je $S_M \gg D_p^{\sup} / L_p^{\sup}$, to se iz (2.28) dobija:

$$S_2 = \frac{D_p^{\sup}}{L_p^{\sup}} \operatorname{ctgh} \frac{w_n^+}{L_p^{\sup}}. \quad (2.29)$$

U najčešćem broju slučajeva je $w_n^+ \gg L_p^{\sup}$, te iz (2.29) sledi:

$$S_2 \cong \frac{D_p^{\sup}}{L_p^{\sup}}. \quad (2.30)$$

Kada se zna S_2 , za dati profil primesa se iz Del Alamove jednačine (2.25) numerički određuje vrednost efektivne brzine površinske rekombinacije S_1 . Uz pretpostavku da se zna vrednost $S_1 = S_p(w_n)$, iz (2.27) se dobija:

$$S_0 = \frac{D_p^{\text{epi}}}{L_p^{\text{epi}}} \cdot \psi_B \cdot \operatorname{ctgh} \frac{w_n}{L_p^{\text{epi}}}, \quad (2.31)$$

gde je sa D_p^{epi} i L_p^{epi} naglašeno da su to koeficijent difuzije i difuziona dužina šupljina u epitaksijalnoj oblasti, respektivno, a sa ψ_B je naznačena veličina:

$$\psi_B = \frac{\operatorname{tgh} \frac{w_n}{L_p^{\text{epi}}} + \frac{S_1 L_p^{\text{epi}}}{D_p^{\text{epi}}}}{\operatorname{ctgh} \frac{w_n}{L_p^{\text{epi}}} + \frac{S_1 L_p^{\text{epi}}}{D_p^{\text{epi}}}}. \quad (2.32)$$

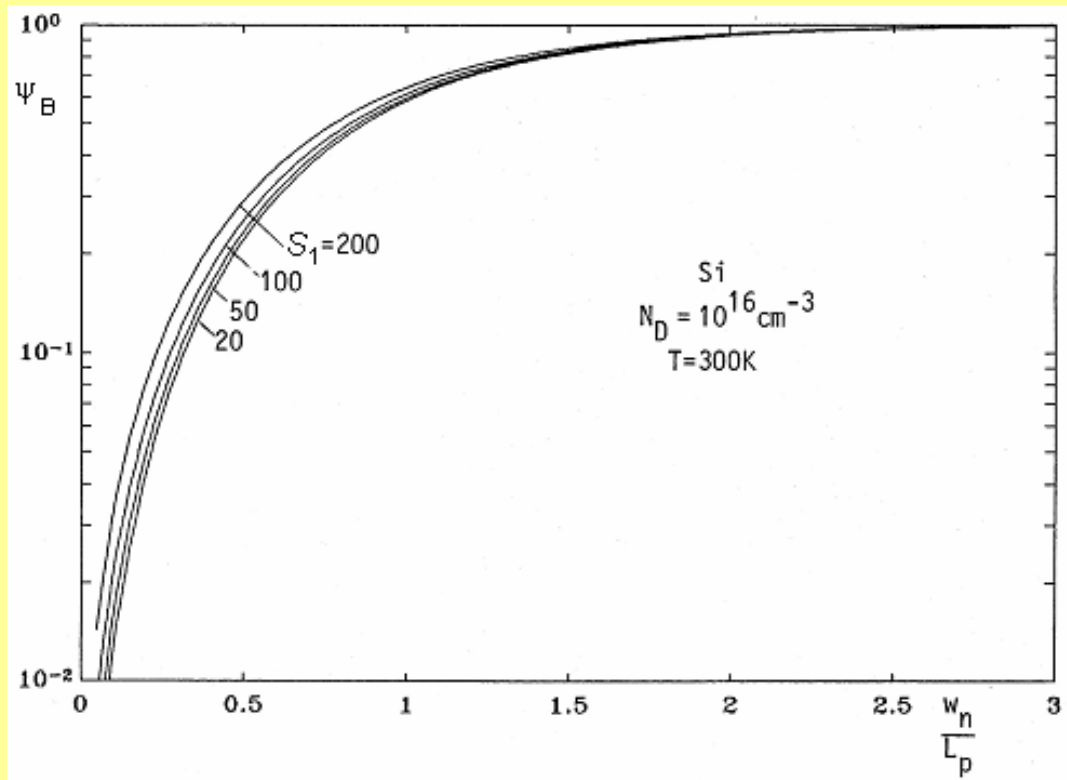
Veličina ψ_B u funkciji odnosa w_n/L_p za silicijumsku diodu kod koje je u epitaksijalnoj oblasti $N_D = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ prikazana je, za različite vrednosti S_1 , na sl. 2.17.

Od veličine ψ_B zavisi i raspodela manjinskih nosilaca u n -oblasti. Naime, rešenje difuzione jednačine (2.4) u epitaksijalnoj oblasti glasi:

$$p_n(x) - p_{no} = C_1 \operatorname{ch} \frac{x}{L_p^{\text{epi}}} + C_2 \operatorname{sh} \frac{x}{L_p^{\text{epi}}}. \quad (2.33)$$

Integracione konstante C_1 i C_2 se određuju iz graničnih uslova: za $x = 0$ sledi da je

$$C_1 = p_n(0) - p_{no},$$



Sl. 2.17. Zavisnost veličine ψ_B od odnosa širine i difuzione dužine šupljina u n -oblasti.

a iz uslova da je pri $x = w_n$ koncentracija šupljina $p_n(w_n)$, dobija se $C_2 = -C_1 \cdot \psi_B \cdot \operatorname{ctgh} \frac{w_n}{L_p^{\text{epi}}}$, što, kad se smeni u (2.33), daje:

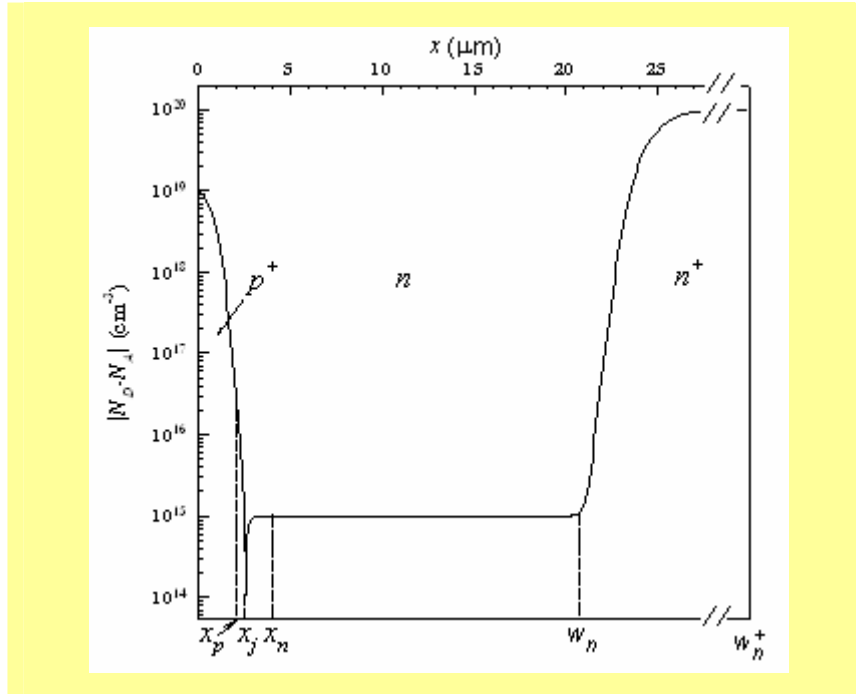
$$p_n(x) - p_{no} = [p_n(0) - p_{no}] \cdot \left[\operatorname{ch} \frac{x}{L_p^{\text{epi}}} - \psi_B \cdot \operatorname{ctgh} \frac{w_n}{L_p^{\text{epi}}} \operatorname{sh} \frac{x}{L_p^{\text{epi}}} \right]. \quad (2.34)$$

Iz (2.34) se izvodi veoma važan zaključak: kada je $w_n \ll L_p^{\text{epi}}$ (a samim tim i $x \ll L_p^{\text{epi}}$), razvijajući u red hiperboličke funkcije u (2.34), dobija se:

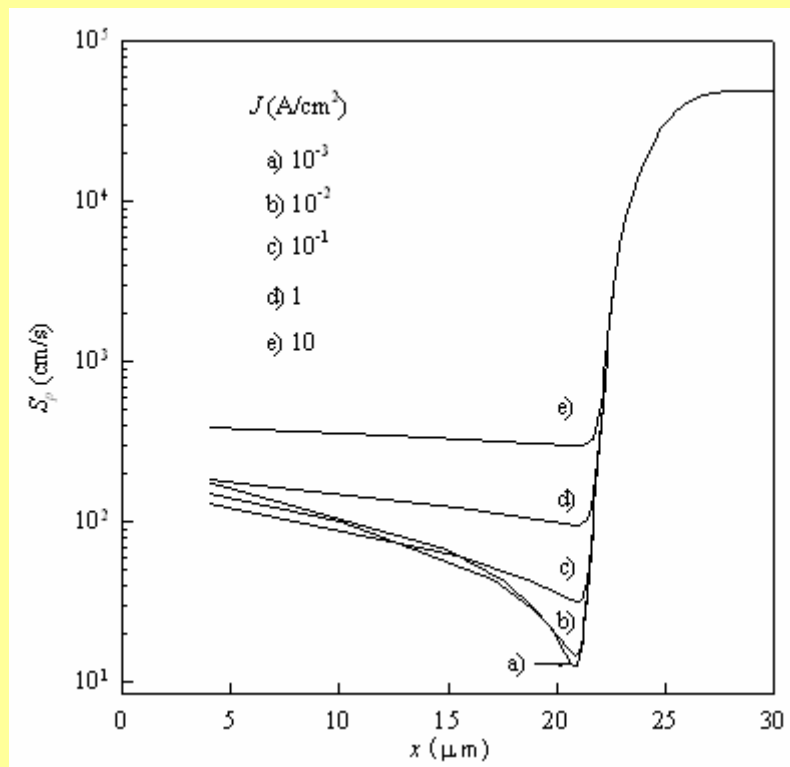
$$p_n(x) - p_{no} \approx [p_n(0) - p_{no}] \cdot \left(1 - \psi_B \frac{x}{w_n} \right) \approx p_n(0) - p_{no}. \quad (2.35)$$

Drugim rečima, za uske epitaksijalne oblasti, odnosno kada je $w_n \ll L_p^{\text{epi}}$, koncentracija injektovanih šupljina (kao manjinskih nosilaca) se veoma malo menja u epitaksijalnoj oblasti, odnosno $p_n(x) \approx \text{const}$. Treba napomenuti da se ovo veoma razlikuje od raspodele manjinskih nosilaca u diodi bez epitaksijalne oblasti (sl. 2.9), kada se injektovana koncentracija šupljina $p_n(x)$ eksponencijalno smanjuje do ravnotežne koncentracije p_{no} . Da bi se "opravdalo" tvrđenje (2.35), razmatrana je realna epitaksijalna dioda sa profilima primesa kao na sl. 2.18. Numeričkim rešavanjem Del Alamove jednačine (2.25) dobijeni su rezultati za brzine površinskih rekombinacija duž n , n - n^+ i n^+ -oblasti (sl. 2.19), a potom su izračunate injektovane natkoncentracije $\Delta p = p_n(x) - p_{no}$ i ti rezultati su, za različite gustine struja, predstavljeni na sl. 2.20. Sa sl. 2.20 se vidi,

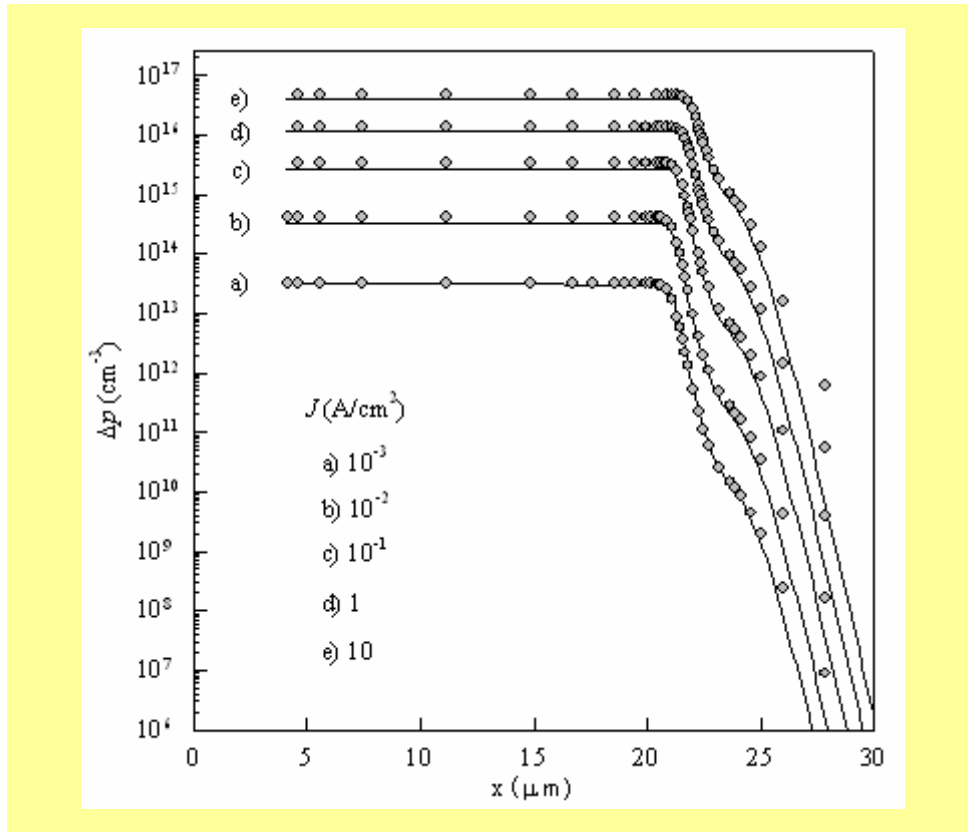
a to je evidentno i iz (2.35), da se pri prolasku kroz n -oblast injektovane šupljine iz p^+ oblasti veoma malo rekombinuju, a značajna rekombinacija nastaje na $l-h$, tj. $n-n^+$ prelazu. Tek nakon izlaska iz oblasti $l-h$ prelaza i ulaska u n^+ oblast, natkoncentracija šupljina eksponencijalno opada ka metalnom kontaktu, na isti način kao na sl. 2.9 i prema jedn. (2.7).



Sl. 2.18. Profil primesa jedne realne epitaksijalne (p^+-n-n^+) diode.



Sl. 2.19. Efektivna brzina površinske rekombinacije šupljina u n , $n-n^+$ i n^+ oblastima za diodu sa sl. 2.18.



Sl. 2.20. Natkoncentracija šupljina u n , $n-n^+$ i n^+ oblastima diode sa sl. 2.18: linije – na osnovu (2.34); simboli – numerički simulator *BAMBI*.

Kada je reč o gustini struje manjinskih nosilaca, iz (2.34) se dobija:

$$J_p(x) = -qD_p^{epi} \frac{dp_n(x)}{dx} = qD_p^{epi} \frac{p_n(0) - p_{no}}{L_p^{epi}} \left(\psi_B \cdot ctgh \frac{w_n}{L_p^{epi}} ch \frac{x}{L_p^{epi}} - sh \frac{x}{L_p^{epi}} \right) \quad (2.36)$$

i njena raspodela duž n , $n-n^+$ i n^+ -oblasti za strukturu sa sl. 2.18 je predstavljena na sl. 2.21.

Iz jedn. (2.36) dobija se da je gustina struje šupljina na mestu $x = 0$ (na početku epitaksijalne oblasti), izostavljajući oznake "epi":

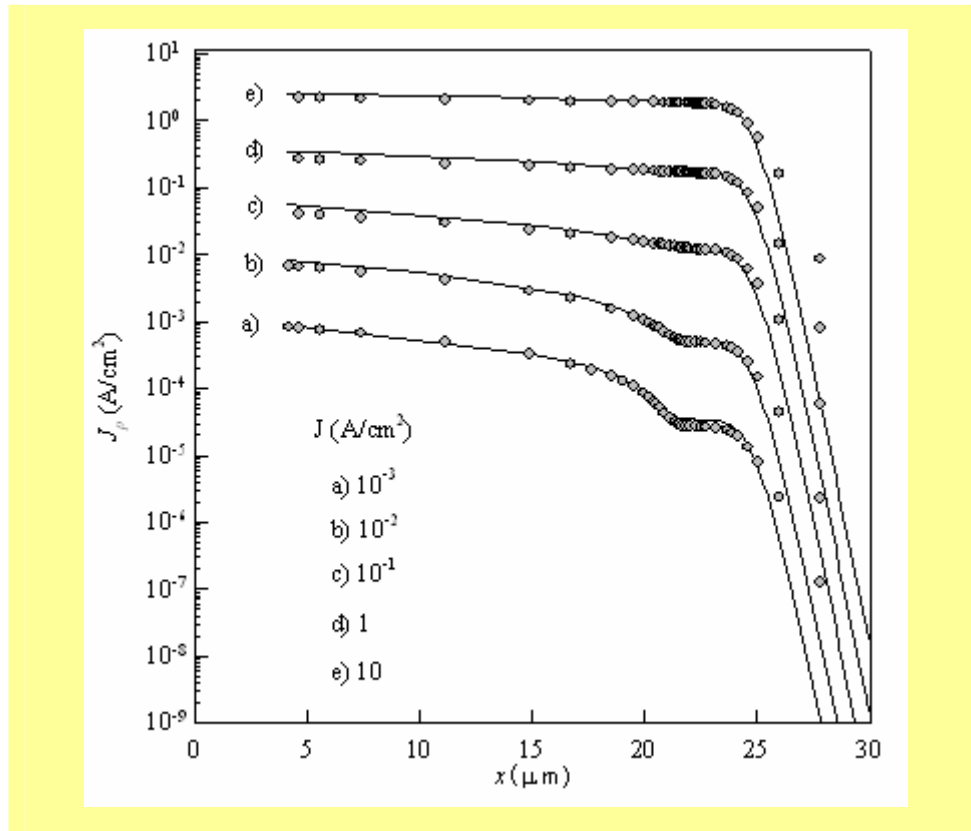
$$J_p(0) = qD_p \frac{p_n(0) - p_{no}}{L_p} \cdot \psi_B \cdot ctgh \frac{w_n}{L_p}. \quad (2.37)$$

S obzirom da je, na osnovu (2.15), takođe $J_p(0) = qS_0[p_n(0) - p_{no}]$, sledi da je:

$$S_0 = \frac{D_p}{L_p} \cdot \psi_B \cdot ctgh \frac{w_n}{L_p}. \quad (2.38)$$

Upoređujući izraz (2.37) sa izrazom (2.9) za struju $J_p(0)$ diode bez epitaksijalne oblasti, vidi se da se razlikuje za veličinu $\psi_B \cdot ctgh(w_n/L_p)$. S obzirom da je $\psi_B \cdot ctgh(w_n/L_p) < 1$, sledi da je pri istim nivoima injekcije šupljina (istoj vrednosti $p_n(0)$, odnosno istom naponu direktne polarizacije V) struja u diodi sa epitaksijalnom oblašću $\psi_B \cdot ctgh(w_n/L_p)$ puta manj od struje u diodi bez

epitaksijalne diode (klasičnoj planarnoj diodi). Daljom analizom izraza (2.37), uz pomoć sl. 2.17 i jedn. (2.32), može se zaključiti sledeće:



Sl. 2.21. Gustina struje šupljina u n , n - n^+ i n^+ oblastima diode sa sl. 2.18: linije – na osnovu (2.36); simboli – numerički simulator *BAMBI*.

1. Kada je širina n -oblasti relativno velika, odnosno ako je $w_n \geq 2L_p$, može se uzeti da je $\psi_B \cdot \text{ctgh}(w_n/L_p) \approx 1$, odnosno za struju $J_p(0)$ se dobija izraz (2.9);

2. Kada je n -oblast veoma uska, tj. kada je $w_n \ll L_p$, kao i kada $w_n \rightarrow 0$, zbog toga što je $\text{tgh}(w_n/L_p) \ll (S_1 L_p/D_p) \ll \text{ctgh}(w_n/L_p)$, iz uslova da su struje na početku i kraju n - n^+ prelaza približno jednake (sl. 2.21), uz korišćenje (2.30), dobija se:

$$J_p(0) \cong qS_1[p_n(0) - p_{no}] \cong qS_2[p_n^+(0) - p_{no}^+] \cong qD_p^{\text{sup}} \frac{p_n^+(0) - p_{no}^+}{L_p^{\text{sup}}}, \quad (2.39)$$

tj. dobija se da su tada svi procesi u n^+ -oblasti.

Kako se uslovi za difuziju elektrona u p -tipu diode sa epitaksijalnim slojem nisu izmenili u odnosu na diodu bez tog sloja, to za gustinu struje elektrona $J_n(0)$ "važi" drugi deo jedn. (2.11), tako da se za struju diode sa epitaksijalnom oblašću, na osnovu (2.37), slično (2.12), dobija:

$$J_d = J_p(0) + J_{nd}(0) = qD_p \frac{p_n(0) - p_{no}}{L_p} \cdot \psi_B \cdot \text{ctgh} \frac{w_n}{L_p} + qD_n \frac{n_p(0) - n_{po}}{L_n} \text{ctgh} \frac{w_p}{L_n}, \quad (2.40)$$

odnosno kada se smene izrazi za $p_n(0)$ iz (2.2) i $n_p(0)$ iz (2.3) u (2.40), za **difuzionu gustinu struje epitaksijalne diode** se dobija:

$$J_d = \left(\frac{qD_p p_{no}}{L_p} \psi_B \cdot \operatorname{ctgh} \frac{w_n}{L_p} + \frac{qD_n n_{po}}{L_n} \operatorname{ctgh} \frac{w_p}{L_n} \right) \cdot \left(\exp \frac{V}{U_T} - 1 \right) = J_s \left(\exp \frac{V}{U_T} - 1 \right), \quad (2.41)$$

gde je sa J_s označena **inverzna gustina struje zasićenja epitaksijalne diode**:

$$J_s = \frac{qD_p p_{no}}{L_p} \psi_B \cdot \operatorname{ctgh} \frac{w_n}{L_p} + \frac{qD_n n_{po}}{L_n} \operatorname{ctgh} \frac{w_p}{L_n}. \quad (2.42)$$

Kada se izraz uporedi sa izrazom (2.13) za diodu bez epitaksijalnog sloja vidi se da se kod epitaksijalne diode član koji se odnosi na epitaksijalnu oblast razlikuje za $\psi_B < 1$.

2.2.3. Generaciono-rekombinaciona struja

Difuziona teorija p - n spoja, o kojoj je do sada bilo reči, daje dosta dobro slaganje teorijskih i eksperimentalnih vrednosti struja samo pri većim direktnim naponima na diodi. Pri nižim direktnim naponima, a posebno pri inverznoj polarizaciji izmerene vrednosti inverznih gustina struja J_R su znatno veće od onih koje se dobijaju na osnovu difuzione teorije, tj. na osnovu (2.14), odnosno (2.42); drugim rečima, $J_R \gg J_s$ (obično je $J_R \approx 1000J_s$). To znači da postoji neka pojava o kojoj u dosadašnjoj analizi nije vođeno računa, a to je da, za razliku od pretpostavljenog totalnog osiromašenja prelazne oblasti p - n spoja, u njoj ipak ima generacije i rekombinacije nosilaca naelektrisanja.

Pri inverznoj polarizaciji u prelaznoj oblasti p - n spoja se smanjuje koncentracija nosilaca ispod ravnotežne. Zbog toga se smanjuje rekombinacija, a preovladava generacija nosilaca. Sa druge strane, pri direktnoj polarizaciji koncentracija nosilaca se u prelaznoj oblasti p - n spoja povećava, te se povećava rekombinacija i postaje veća od generacije nosilaca. Prema tome, pored difuzione struje, pri direktnoj polarizaciji diode postoji i rekombinaciona struja J_{rec} , a pri inverznoj polarizaciji generaciona struja J_{gen} .

U delu 3.2 u *Elektronskoj fizici čvrstog stanja* o rekombinaciji nosilaca naelektrisanja brzina rekombinacije U je bila data izrazom (126):

$$U = \frac{\sigma_p \sigma_n v_{th} (pn - n_i^2) N_t}{\sigma_n \left[n + n_i \exp \left(\frac{E_t - E_i}{kT} \right) \right] + \sigma_p \left[p + n_i \exp \left(- \frac{E_t - E_i}{kT} \right) \right]}, \quad (2.43)$$

pri čemu su: σ_p i σ_n – poprečni preseči zahvata šupljina i elektrona, v_{th} – termička brzina nosilaca naelektrisanja, N_t i E_t – koncentracija i energetski nivo centra zahvata, respektivno.

Generaciona struja

Kao što je rečeno, generaciona struja je dominantna pri **inverznoj** polarizaciji p - n spoja. U tom slučaju je $p < n_i$ i $n < n_i$, te iz (2.43) sledi:

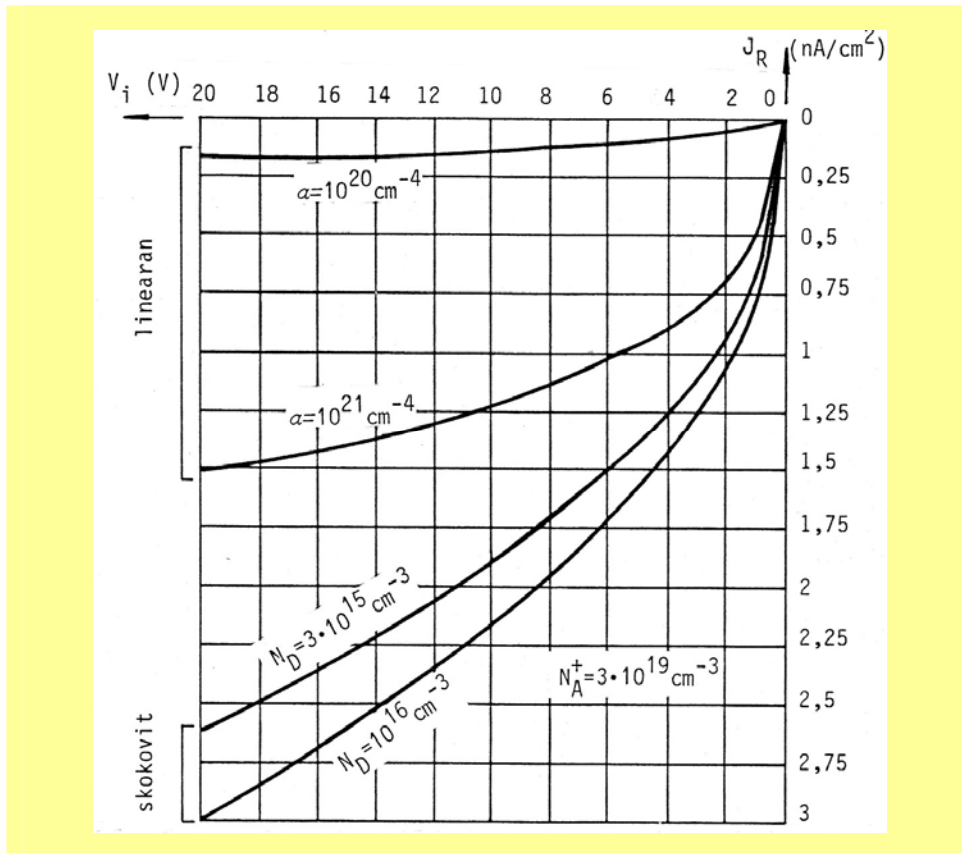
$$U = - \left[\frac{\sigma_p \sigma_n v_{th} N_t}{\sigma_n \exp\left(\frac{E_t - E_i}{kT}\right) + \sigma_p \exp\left(-\frac{E_t - E_i}{kT}\right)} \right] n_i = - \frac{n_i}{\tau_e}, \quad (2.44)$$

gde je τ_e – efektivno vreme života nosilaca naelektrisanja i ono je definisano recipročnom vrednošću izraza u srednjim zagradama u jedn (2.44); drugim rečima, pri $E_t = E_i$, koristeći (130) i (132) u *Elektronskoj fizici čvrstog stanja*, dobija se da je $\tau_e = \tau_p + \tau_n$.

Na osnovu (2.44), gustina generacione struje J_{gen} je:

$$J_{gen} = \int_0^{w_{inv}} q|U|dx = qUw_{inv} = \frac{qn_i w_{inv}}{\tau_p + \tau_n}, \quad (2.45)$$

gde su τ_p i τ_n vremena života šupljina i elektrona, respektivno, a w_{inv} – širina prelazne oblasti **inveržno** polarisanog p - n spoja. Kao što se vidi iz poslednjeg izraza, generaciona struja je direktno proporcionalna širini prelazne oblasti. To znači da će, prema (166) u *Elektronskoj fizici čvrstog stanja*, kod skokovitog p - n spoja struja generacije J_{gen} biti proporcionalna $V_i^{1/2}$ (sl. 2.23) (V_i – inverzni napon), a kod lineranog p - n spoja, na osnovu (213) u *Elektronskoj fizici čvrstog stanja*, J_{gen} će biti proporcionalna $V_i^{1/3}$ (sl. 2.22). S obzirom da je $J_{gen} \gg J_s$, to je upravo **generaciona struja J_{gen}** ona struja koja protiče kroz diodu pri **inverznoj polarizaciji** p - n spoja.



Sl. 2.22. Struja silicijske diode pri inverznoj polarizaciji za linearne i skokovite p - n spojeve.

Rekombinaciona struja

Rekombinaciona struja je dominantna pri malim direktnim naponima. Kako je tada u n -oblasti $n_n(0) \approx n_{no}$, a prema (2.2) je $p_n(0) = p_{no} \exp(V/U_T)$, to je:

$$p_n(0)n_n(0) = p_{no}n_{no} \exp \frac{V}{U_T} = n_i^2 \exp \frac{V}{U_T}. \quad (2.46)$$

Smenjujući (2.46) u (2.43), uz uslov da se razmatra slučaj najveće brzine rekombinacije ($E_i = E_t$), dobija se:

$$U = \frac{n_i^2}{\tau_p(n + n_i) + \tau_n(p + n_i)} \left(\exp \frac{V}{U_T} - 1 \right). \quad (2.47)$$

Sa druge strane, koncentracije n i p u n -oblasti date su Šoklijevim izrazima, koje, uvodeći Fermijev nivo E_i sopstvenog poluprovodnika, glase:

$$n = n_{no} \exp \left(\frac{E_{Fn} - E_F}{kT} \right) = n_i \exp \left(\frac{E_{Fn} - E_i}{kT} \right) \quad (2.48)$$

i

$$p = p_{no} \exp \left(\frac{E_F - E_{Fp}}{kT} \right) = n_i \exp \left(\frac{E_i - E_{Fp}}{kT} \right), \quad (2.49)$$

pri čemu su E_{Fn} i E_{Fp} kvazi-Fermijevi nivoi za elektrone i šupljine, respektivno.

Kada se jednačine (2.48) i (2.49) smene u (2.47), dobija se da je brzina rekombinacije maksimalna pri $E_i = (E_{Fn} + E_{Fp})/2$. S ovim, i s napomenom da je napon na diodi $V = (E_{Fn} - E_{Fp})/q$, jedn. (2.47), pri $V > 2U_T$, postaje:

$$U = \frac{n_i}{\tau_p + \tau_n} \frac{\exp \frac{V}{U_T} - 1}{\exp \frac{V}{2U_T} + 1} \approx \frac{n_i}{\tau_p + \tau_n} \exp \frac{V}{2U_T}. \quad (2.50)$$

Prema tome, **gustina rekombinacione struje** J_{rec} je data izrazom:

$$J_{rec} = \int_0^{w_{dir}} qU dx = \frac{qn_i w_{dir}}{\tau_p + \tau_n} \exp \frac{V}{2U_T}. \quad (2.51)$$

Kako u **direktnom** smeru širina prelazne oblasti w_{dir} malo zavisi od napona, to se može napisati:

$$J_{rec} = J_r \exp \frac{V}{2U_T}, \quad (2.52)$$

gde je

$$J_r = \frac{qn_i w_{dir}}{\tau_p + \tau_n}. \quad (2.53)$$

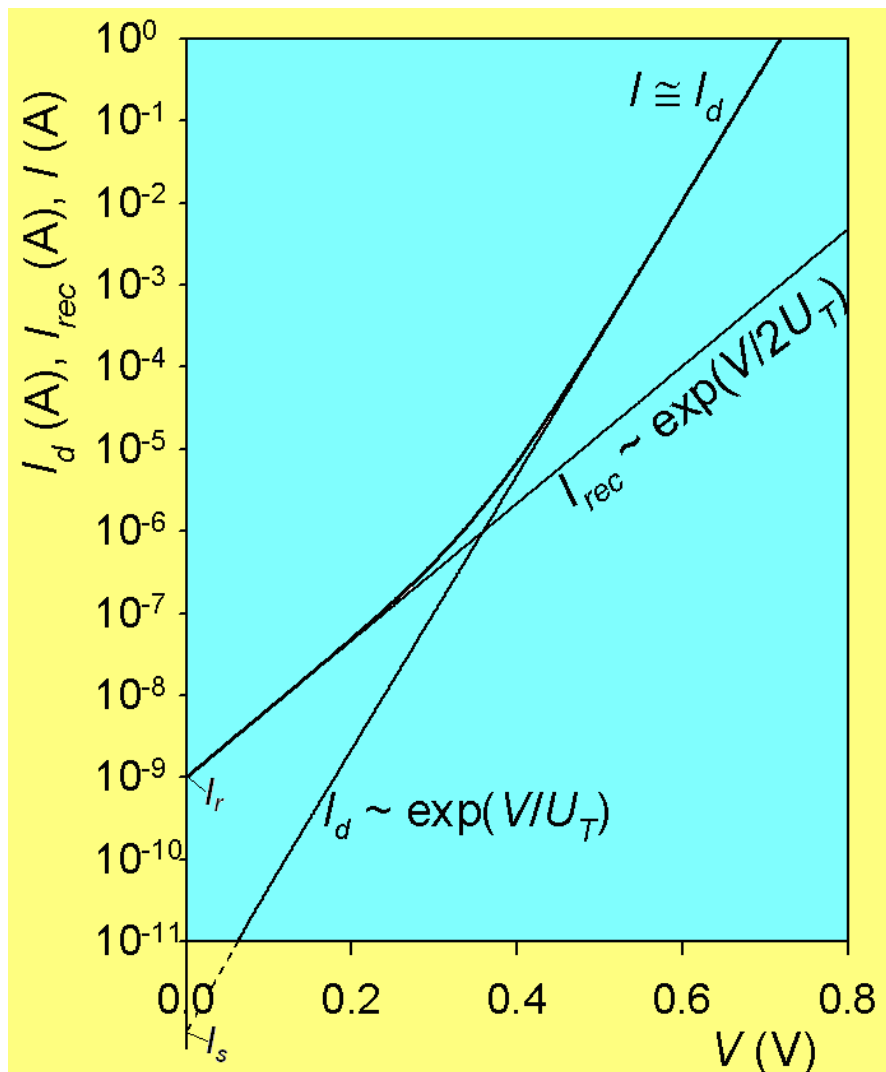
Kao što se vidi iz jedn. (2.52), i rekombinaciona struja, kao i difuziona struja, eksponencijalno raste sa naponom, ali sa blažim nagibom strujno-naponske karakteristike, sl. 2.23; međutim, struja J_r je znatno veća od J_s .

2.2.4. Ukupna struja diode

Ukupna struja diode pri direktnoj polarizaciji jednaka je **zbiru** difuzione i rekombinacione struje (S je površina p - n spoja):

$$I = S \cdot J = I_d + I_{rec} = I_s \left(\exp \frac{V}{U_T} - 1 \right) + I_r \exp \frac{V}{2U_T} \quad (2.54)$$

i njen grafik u funkciji direktnog napona prikazan je na sl. 2.23.



Sl. 2.23. Difuziona (I_d), rekombinaciona (I_{rec}) i ukupna struja (I) direktno polarisane silicijumske diode u funkciji napona.

Prema tome, za male direktne napone kod silicijumskih dioda biće $I \approx I_{rec}$, s obzirom da je $J_{rec} \gg J_d$, sl. 2.23. Sa porastom napona brže raste eksponencijalan član difuzione komponente, te će difuziona struja I_d pri "srednjim" naponima dostići rekombinacionu struju I_{rec} . Sa daljim povećanjem napona difuziona komponenta struje postaje dominantna, sl. 2.23, te nadalje za ukupnu struju važi sve ono što je rečeno za difuzionu struju u delovima 2.2.1 i 2.2.2.

Na osnovu svega rečenog može se napisati **opšti izraz** za struju diode:

$$I = I_{sm} \left(\exp \frac{V}{mU_T} - 1 \right), \quad (2.55)$$

pri čemu je koeficijent $1 \leq m \leq 2$. Uz konstataciju da je pri inverznoj polarizaciji $I_{sm} = SJ_{gen}$ (J_{gen} po (2.45)), u izrazu (2.55) se za manje vrednosti direktnog napona ($V < 0,3V$) uzima $m = 2$ i $I_{sm} = I_r$ (I_r po (2.53)), dok je pri većim direktnim naponima ($V \geq 0,5V$), tamo gde se dioda najviše i koristi, $m = 1$ i $I_{sm} = I_s$ (I_s po (2.14) ili (2.42)), odnosno treba koristiti izraz :

$$I = I_s \left(\exp \frac{V}{U_T} - 1 \right). \quad (2.56)$$

Nadalje će se, ako to ne bude posebno naglašeno, pri analizi svih pojava u diodi uvek za struju diode koristiti izraz (2.56).

2.3. UTICAJ TEMPERATURE NA STATIČKE KARAKTERISTIKE DIODE

Iz svih izraza za struju diode vidi se da ona zavisi od temperature, prvenstveno što u eksponentu u tim izrazima figuriše termički potencijal $U_T = kT/q$. Dakle, kako je temperatura u eksponentu, to ova zavisnost neće biti mala. Pored toga, inverzna struja zasićenja I_s je direktno proporcionalna koncentracijama manjinskih nosilaca, a one, takođe, jako zavise od temperature. Naime, inverzna struja zasićenja, na primer prema (2.14a), data je izrazom:

$$I_s = S \left(\frac{qD_p p_{no}}{L_p} + \frac{qD_n n_{po}}{L_n} \right) \approx S \frac{qD_p p_{no}}{L_p} \approx \frac{SqD_p}{L_p N_D} n_i^2, \quad (2.57)$$

gde je, kao i ranije, sa S označena površina p - n spoja i gde je uzeto, što je skoro uvek u praksi ispunjeno, da je difuziona struja manjinskih nosilaca u oblasti sa manjom koncentracijom primesa znatno veća od odgovarajuće difuzione struje u oblasti sa većom koncentracijom primesa (u ovom slučaju $I_p \gg I_n$); takođe, uzeto je da su sve primese jonzovane ($n_{no} \approx N_D$).

Kako je, prema (36) u *Elektronskoj fizici čvrstog stanja*, $n_i^2 = N_c N_v \exp(-E_g / kT)$, a efektivni brojevi kvantnih stanja provodne N_c i valentne N_v zone su dati izrazima (19) i (29), respektivno, (takođe u *Elektronskoj fizici čvrstog stanja*), to se iz (2.57) dobija:

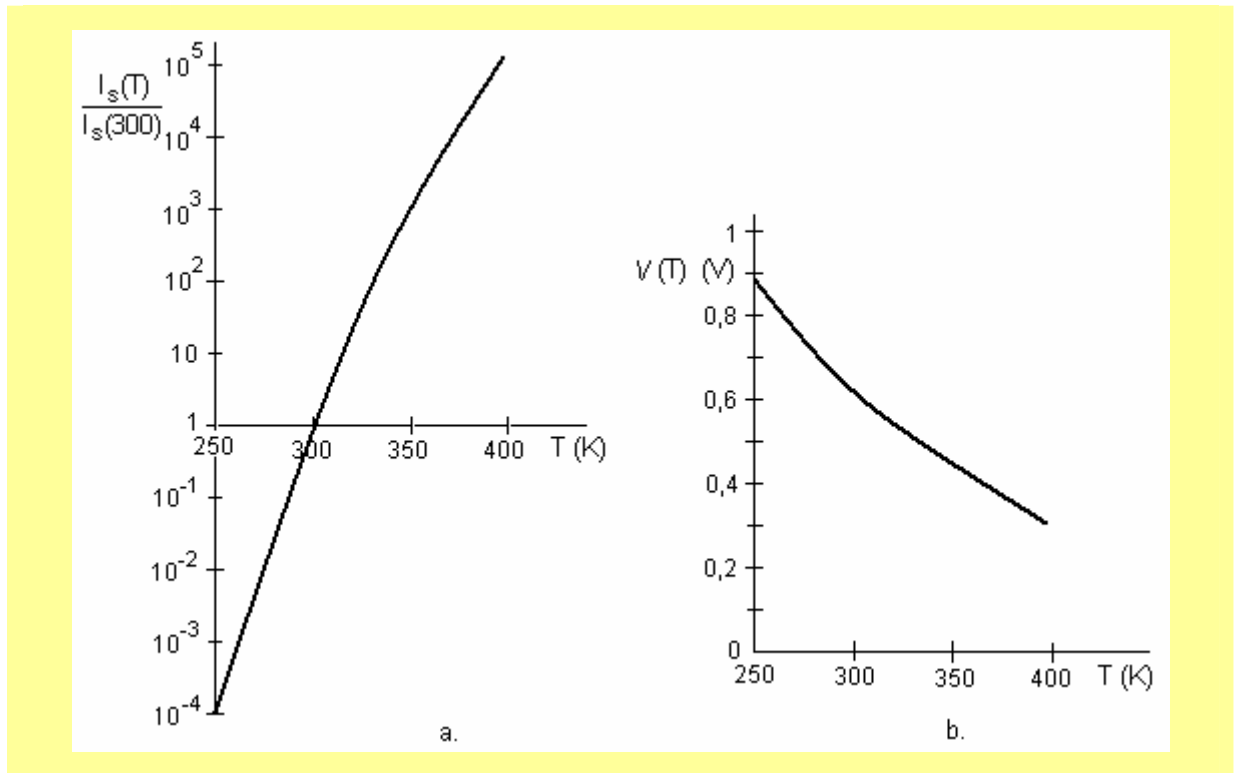
$$I_s(T) = \frac{SqD_p}{L_p N_D} \cdot 2 \left(\frac{2\pi m_{de} k}{h^2} \right)^{3/2} \cdot 2 \left(\frac{2\pi m_{dv} k}{h^2} \right)^{3/2} T^3 \exp \left(-\frac{E_g}{kT} \right) \approx AT^3 \exp \left(-\frac{E_g}{kT} \right), \quad (2.58)$$

pri čemu je, iako od temperature relativno malo zavise i druge veličine (D_p , L_p , m_{de} i m_{dh}), označeno sa $A \approx \text{const.}$ sve ispred T^3 .

S obzirom da se i energija širine zabranjene zone E_g menja sa temperaturom po zakonu (1) i sl. 14 u *Elektronskoj fizici čvrstog stanja*, to je moguće izračunati temperaturnu promenu inverzne struje zasićenja. Najpogodnije je tu promenu uporediti sa vrednošću I_s na 300K, te iz (2.58) sledi:

$$\frac{I_s(T)}{I_s(300)} = \left(\frac{T}{300}\right)^3 \exp\left(\frac{\frac{T}{300}E_g(300) - E_g(T)}{kT}\right), \quad (2.59)$$

pri čemu je temperatura T u Kelvinovim stepenima. Na sl. 2.24 je prikazan odnos $I_s(T)/I_s(300)$ na osnovu (2.59); vidi se da je inverzna struja zasićenja jako temperaturno zavisna i da se sa porastom temperature ona veoma povećava.



Sl. 2.24. Temperaturene promene: (a) – inverzne struje zasićenja i (b) – napona na diodi pri direktnoj polarizaciji (pri $I = \text{const.}$).

Smenjujući (2.58) u izraz za struju direktno polarisane diode, na primer u (2.12), i zanemarujući jedinicu u odnosu na eksponencijalni član, dobija se:

$$I(T) \approx AT^3 \exp\left(\frac{qV - E_g(T)}{kT}\right). \quad (2.60)$$

Dakle, iz (2.60) se vidi da će, ako se napon na diodi održava konstantnim ($V = \text{const.}$), i temperaturna promena struje direktno polarisane diode imati istu zavisnost kao na sl. 2.24a. Ako, je pak, struja direktno polarisane diode konstantna ($I = \text{const.}$), iz (2.60) se dobija:

$$V(T) = \frac{T}{300} V(300) + \frac{1}{q} \left(E_g(T) - \frac{T}{300} E_g(300) \right) - 3U_T \ln \frac{T}{300}. \quad (2.61)$$

Na sl. 2.24b je prikazana temperaturna promena napona na direktno polarisanoj diodi, pri čemu je uzeto da je pri $T = 300\text{K}$ napon na diodi $V(300) = 0,65\text{ V}$. Sa slike se vidi da napon direktno polarisane diode opada sa povećanjem temperature, odnosno da je temperaturni koeficijent direktnog pada na naponu na diodi negativan.

2.4. ADMITANSA DIREKTNO POLARISANE DIODE

Kao što je pokazano, dioda je elektronska komponenta sa nelinearnom strujno-naponskom karakteristikom. Ipak, može se govoriti o njenoj otpornosti kada se jednosmernoj komponenti struje superponira naizmenična komponenta dovoljno male amplitude.

Za analizu će se uzeti ona oblast strujno-naponske karakteristike koja se u praksi najviše koristi, a to je oblast u kojoj dominira difuziona komponenta struje i pri kojoj se pad napona na omskoj otpornosti diode može da zanemari. U tom slučaju, na osnovu (2.56), kada se zanemari jedinica u odnosu na eksponencijalni član, struja diode je:

$$I = I_s \left(\exp \frac{V}{U_T} - 1 \right) \cong I_s \exp \frac{V}{U_T}. \quad (2.62)$$

Statička otpornost diode je definisana pravom koja polazi iz koordinatnog početka, a prolazi kroz tačku (radnu tačku) određenu naponom, odnosno strujom kroz diodu (sl. 2.25). Sa druge strane, polazeći od poslednjeg izraza, otpornost diode jednosmernoj struji (statička otpornost r_s) je:

$$r_s = \frac{V}{I} = \frac{U_T}{I} \ln \frac{I}{I_s} = \frac{1}{\text{tg} \alpha_s}. \quad (2.63)$$

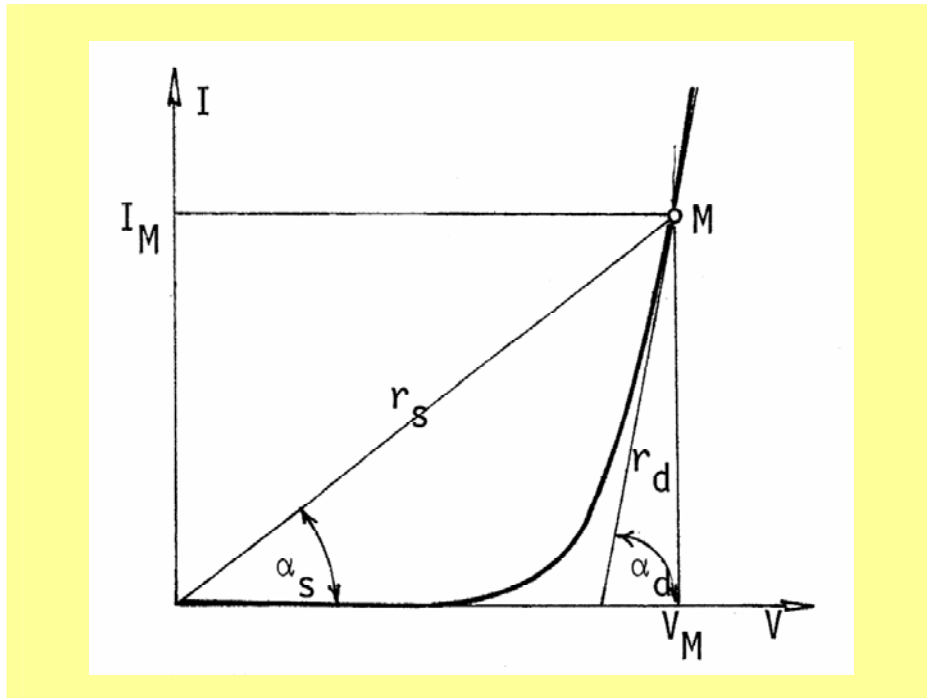
Iz jedn. (2.63) se vidi da statička otpornost r_s zavisi od vrednosti struje. Sa povećanjem struje (ili napona) otpornost r_s opada.

Otpornost naizmeničnoj komponenti struje (**dinamička otpornost** r_d) je:

$$r_d = \frac{dV}{dI} = \frac{U_T}{I} = \frac{1}{\text{tg} \alpha_d}. \quad (2.64)$$

Na sl. 2.25 otpornost r_d je određena tangentom na strujno-naponsku karakteristiku diode u radnoj tački.

Pored otpornosti r_d , dioda ima i osobinu kapacitivnosti. Već je pokazano da postoji barijerna kapacitivnost (poglavlje 5.2.2 u *Elektronskoj fizici čvrstog stanja*). Ovde će se analizirati još jedna vrsta kapacitivnosti diode, tkzv. **difuziona kapacitivnost**. Naime, kao što je već pokazano, pod uticajem napona V uz p - n spoj se povećava koncentracija manjinskih nosilaca. Kako su nosioci naelektrisani, nagomilava se izvesna količina naelektrisanja Q . Promenom napona menja se i ta količina naelektrisanja, te je difuziona kapacitivnost C_d :



Sl. 2.25. Uz definiciju statičke i dinamičke otpornosti diode.

$$C_d = \frac{dQ}{dV}. \quad (2.65)$$

Da bi se dobila difuziona kapacitivnost, kao i **admitansa** diode, polazi se od sledećeg razmatranja. Neka je na diodu, pored jednosmerne polarizacije V , priključen i naizmenični napon male amplitude V_1 ($V_1 \ll V$), tako da je:

$$V(t) = V + V_1 \exp(j\omega t). \quad (2.66)$$

Ako se posmatra nesimetričan p^+-n spoj onda je struja elektrona mala u odnosu na struju šupljina i u daljoj analizi, u cilju jednostavnosti, ona će se zanemariti. U tom slučaju, pod uticajem napona datog sa (2.66), menjaće se i koncentracija šupljina po zakonu:

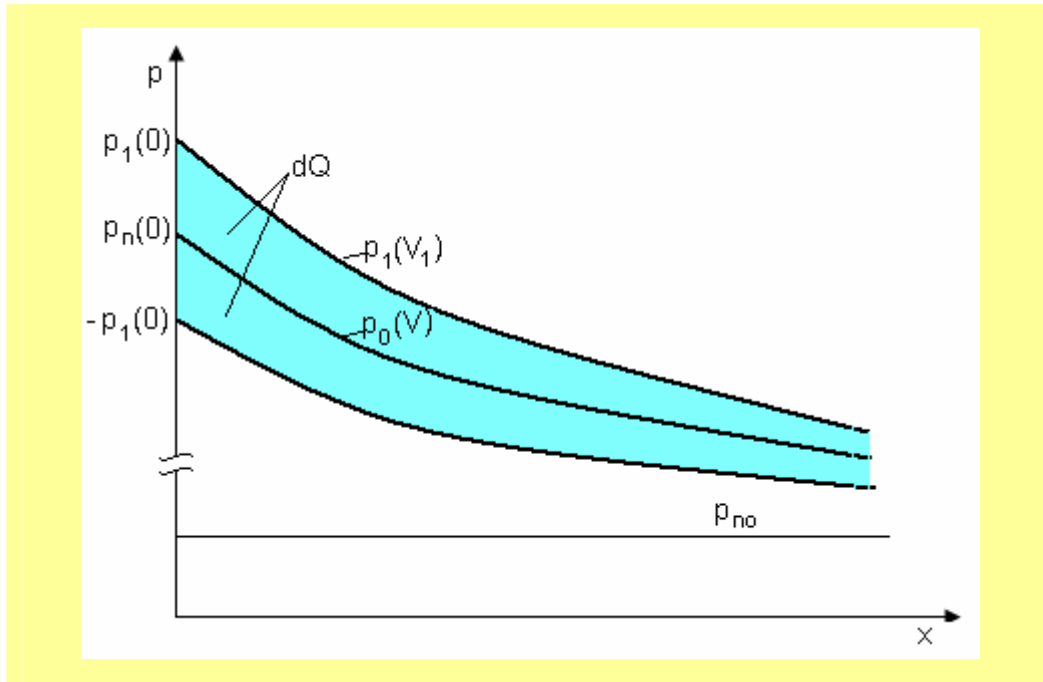
$$p(t) = p_0 + p_1 \exp(j\omega t), \quad (2.67)$$

pri čemu je p_0 – koncentracija šupljina nastala pod uticajem jednosmernog napona V , a p_1 – amplituda promene koncentracije šupljina pod uticajem naizmeničnog signala u odnosu na p_0 u n -oblasti, sl. 2.26.

Kako ovde postoji vremenska promena koncentracije šupljina, jednačina kontinuiteta (148) u *Elektronskoj fizici čvrstog stanja*, za $K = 0$, može se sada napisati u obliku:

$$\frac{d(p - p_{no})}{dt} = -\frac{p - p_{no}}{\tau_p} + D_p \frac{d^2(p - p_{no})}{dx^2}. \quad (2.68)$$

Kada se u jedn. (2.68) smeni koncentracija šupljina data sa (2.22), dobija se:



Sl. 2.26. Uz izvođenje admitanse diode.

$$\frac{d(p_0 - p_{no})}{dt} + \frac{d}{dt}[p_1 \exp(j\omega t)] = -\frac{p_0 - p_{no}}{\tau_p} - \frac{p_1 \exp(j\omega t)}{\tau_p} + D_p \frac{d^2(p_0 - p_{no})}{dx^2} + D_p \frac{d^2}{dx^2} p_1 \exp(j\omega t) \quad (2.69)$$

Prema tome, poslednja jednačina se svodi na dve nezavisne jednačine (jednu od jednosmernog i jednu od naizmeničnog režima):

$$\frac{d(p_0 - p_{no})}{dt} = -\frac{p_0 - p_{no}}{\tau_p} + D_p \frac{d^2(p_0 - p_{no})}{dx^2} = 0 \quad (2.70)$$

i

$$\frac{d}{dt}[p_1 \exp(j\omega t)] = \frac{p_1 \exp(j\omega t)}{\tau_p} D_p \frac{d^2}{dx^2} p_1 \exp(j\omega t). \quad (2.71)$$

Iz (2.71) sledi:

$$\frac{d^2 p_1}{dx^2} - \frac{1}{L_p^2} (1 + j\omega\tau_p) p_1 = 0. \quad (2.72)$$

Ako se uvede "kompleksna" difuziona dužina $\bar{L}_p$

$$\bar{L}_p = \frac{L_p}{\sqrt{1 + j\omega\tau_p}}, \quad (2.73)$$

jedn. (2.72) postaje:

$$\frac{d^2 p_1}{dx^2} - \frac{p_1}{\bar{L}_p^2} = 0. \quad (2.74)$$

Rešenje ove diferencijalne jednačine je:

$$p_1 = Ach \frac{x}{\bar{L}_p} + Bsh \frac{x}{\bar{L}_p}. \quad (2.75)$$

Za $x = 0$ je koncentracija $p_1 = p_1(0) = A$, a ona se dobija iz (2.2):

$$p_n(0) + p_1(0) = p_{no} \exp \frac{V + V_1}{U_T},$$

odakle je, razvijajući u red eksponencijalnu funkciju:

$$p_n(0) + p_1(0) = p_{no} \exp \frac{V}{U_T} \exp \frac{V_1}{U_T} \approx p_n(0) + p_n(0) \frac{V_1}{U_T},$$

tj.:

$$A = p_1(0) \approx p_n(0) \frac{V_1}{U_T}. \quad (2.76)$$

Zbog jednostavnosti, neka je koncentracija šupljina p_1 na kraju n -oblasti $p_1(w_n) = 0$, tako da iz (2.75) sledi:

$$B = -A \operatorname{ctgh} \frac{w_n}{\bar{L}_p} = -p_n(0) \frac{V_1}{U_T} \operatorname{ctgh} \frac{w_n}{\bar{L}_p}. \quad (2.77)$$

Smenjujući (2.76) i (2.77), dobija se:

$$p_1 = p_{no}(0) \frac{V_1}{U_T} \left(ch \frac{x}{\bar{L}_p} - \operatorname{ctgh} \frac{w_n}{\bar{L}_p} sh \frac{x}{\bar{L}_p} \right). \quad (2.78)$$

Iz (2.78) struja naizmeničnog signala je:

$$I_1(x) = -SqD_p \frac{dp_1}{dx} = \frac{SqD_p}{\bar{L}_p} p_n(0) \frac{V_1}{U_T} \left(\operatorname{ctgh} \frac{w_n}{\bar{L}_p} ch \frac{x}{\bar{L}_p} - sh \frac{x}{\bar{L}_p} \right),$$

odnosno za $x = 0$, koristeći (2.9) i (2.73):

$$I_1 = I_1(0) = \frac{SqD_p p_n(0)}{\bar{L}_p} \frac{V_1}{U_T} \operatorname{ctgh} \frac{w_n}{\bar{L}_p} = I \frac{V_1}{U_T} \sqrt{1 + j\omega\tau} \cdot \operatorname{ctgh} \left(\frac{w_n}{\bar{L}_p} \sqrt{1 + j\omega\tau_p} \right). \quad (2.79)$$

Iz (2.79) admitansa p - n spoja je:

$$y = \frac{I_1}{V_1} = \frac{I}{U_T} \sqrt{1 + j\omega\tau} \cdot \operatorname{ctgh} \left(\frac{w_n}{L_p} \sqrt{1 + j\omega\tau} \right) = \frac{1}{r_d} \sqrt{1 + j\omega\tau} \cdot \operatorname{ctgh} \left(\frac{w_n}{L_p} \sqrt{1 + j\omega\tau_p} \right). \quad (2.80)$$

Analizirajući poslednji izraz, može se konstatovati sledeće: u slučaju da je $w_n \gg L_p$, iz (2.80) sledi:

$$y \approx \frac{1}{r_d} \sqrt{1 + j\omega\tau_p}. \quad (2.81)$$

Za **niske** učestanosti ovaj izraz se razvijajući u red potkorenu veličinu još može uprostiti ($\omega\tau_p \ll 1$):

$$y = G_{do} + j\omega C_{do} \approx \frac{1}{r_d} + j\omega \frac{\tau_p}{2r_d}. \quad (2.82)$$

Prema tome, **ulaznu impedansu** diode na niskim učestanostima i širokoj n -oblasti čini **paralelna veza dinamičke otpornosti** $r_d = U_T/I$ (jedin. (2.64)) i **difuzione kapacitivnosti** C_{do} :

$$C_{do} = \frac{\tau_p}{2r_d} = \frac{L_p^2}{2D_p r_d}. \quad (2.83)$$

Ovako dobijena veličina difuzione kapacitivnosti pokazuje da se pri niskim učestanostima i pri $w_n \gg L_p$ jedna polovina šupljina rekominuje u n -oblasti, a druga polovina vraća nazad u p -oblast.

Pri visokim učestanostima i $w_n \gg L_p$, pi kojima je $\omega\tau_p \gg 1$, jedn. (2.80) postaje:

$$y \approx \frac{1}{r_d} \sqrt{j\omega\tau_p} = G_d + j\omega C_d = \frac{\sqrt{2\omega\tau_p}}{2r_d} + j\omega \frac{1}{r_d} \sqrt{\frac{\tau_p}{2\omega}}. \quad (2.84)$$

Prema tome, u ovom slučaju je:

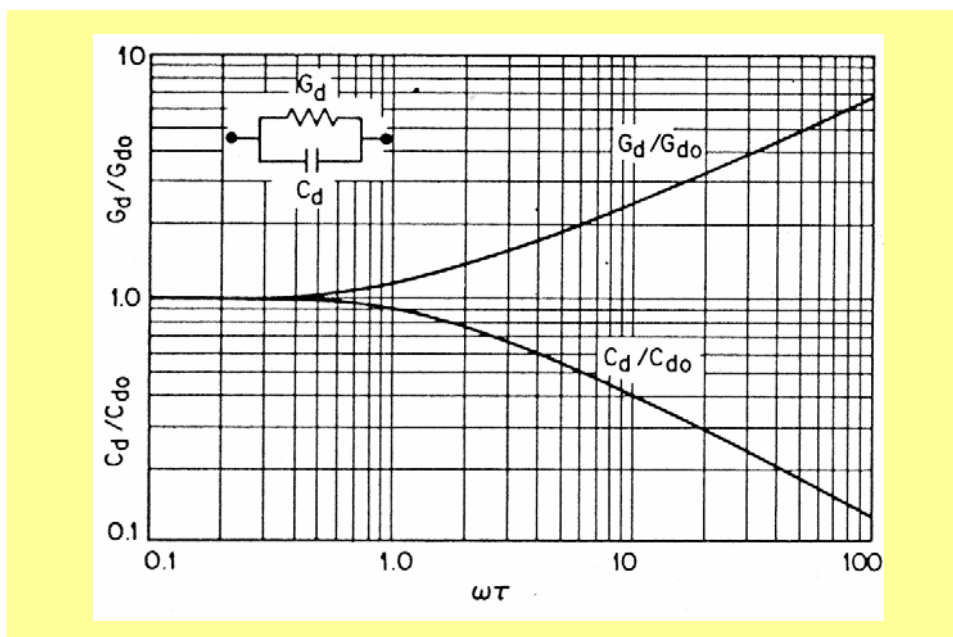
$$G_d = \frac{\sqrt{2\omega\tau_p}}{2r_d}, \quad (2.85)$$

a difuziona kapacitivnost:

$$C_d = \frac{1}{r_d} \sqrt{\frac{\tau_p}{2\omega}} = C_{do} \sqrt{\frac{2}{\tau_p \omega}}. \quad (2.86)$$

Kao što se iz (2.85) i (2.86) vidi, i realna i imaginarna komponenta admitanse diode zavise od učestanosti, i to realna komponenta raste sa učestanošću, a imaginarna opada (sl. 2.27). Naime, difuzioni proces kretanja nosilaca zavisi od gradijenta koncentracije i zahteva izvesno vreme da se uspostavi ravnoteža. Ukoliko se napon na p - n spoju brzo menja, to neće nastupiti ravnotežno stanje, niti se ubaci za vreme pozitivne poluperiode sva količina šupljina u n -oblast, niti ta količina šupljina izađe za vreme negativne poluperiode. Drugim rečima, ubacuje se i izlazi

samo mala količina šupljina uz p - n prelaz. Prema tome, dQ je manje za isto dV , te se smanjuje i difuziona kapacitivnost sa povećanjem učestanosti (sl. 2.27).



Sl. 2.27. Zavisnost normalizovane difuzione provodnosti i difuzione kapacitivnosti od $\omega\tau_p$ za slučaj $w_n \gg L_p$; na grafiku je prikazana ekvivalentna šema p - n spoja pri direktnoj polarizaciji.

Iz jedn. (2.80) mogu se izvesti i sledeći zaključci: u slučaju uske n -oblasti, kada je $w_n \ll L_p$, i kada su niske učestanosti ($\omega\tau_p \ll 1$), razvijanjem u red $ctgh(w_n / \bar{L}_p)$ dobija se:

$$y \approx \frac{1}{r_d} \left(1 + j\omega \frac{w_n^2}{3D_p} \right) = G_d + j\omega C_d. \quad (2.87)$$

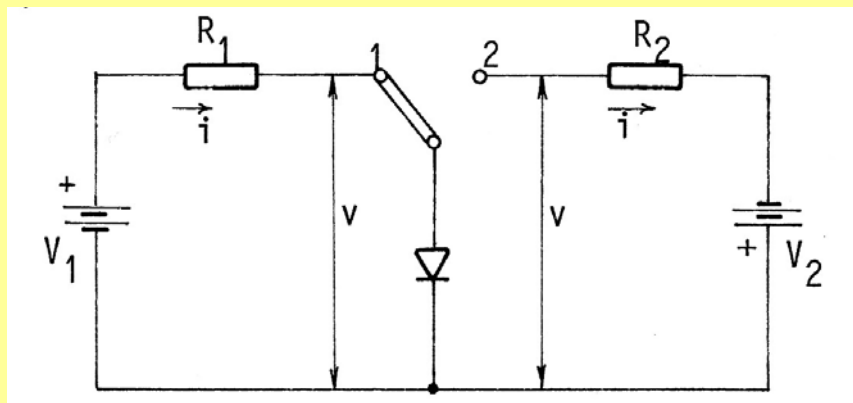
Realna komponenta je i ovde $G_d = 1/r_d$, a difuziona kapacitivnost je:

$$C_d = \frac{w_n^2}{3D_p r_d}. \quad (2.88)$$

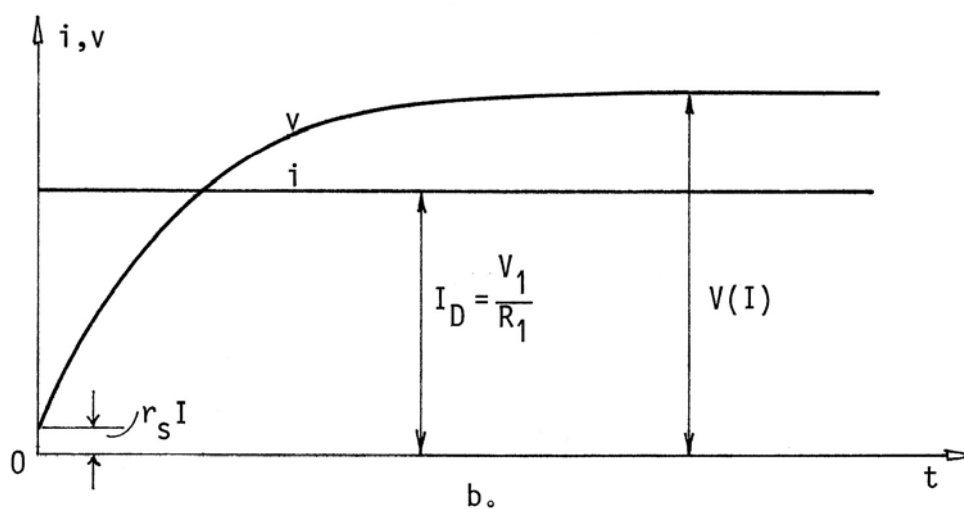
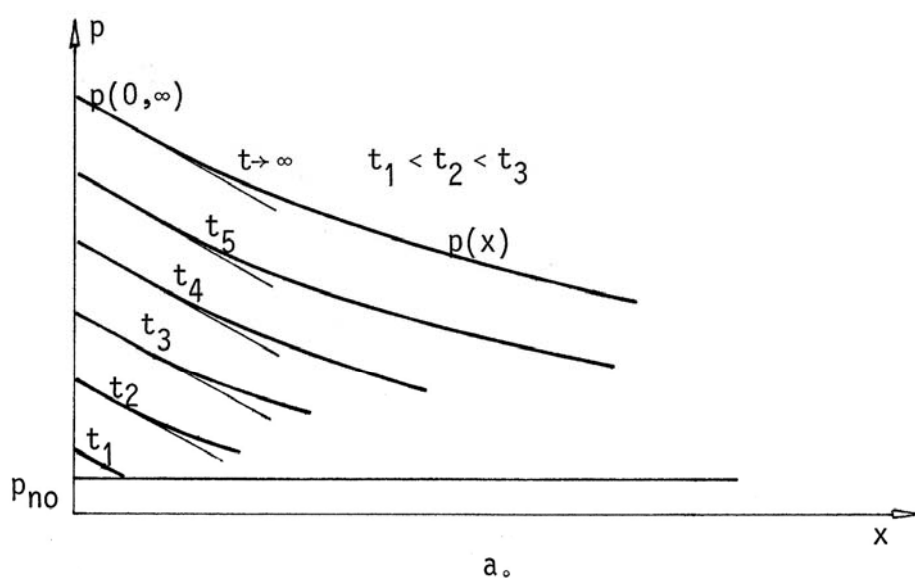
U imeniocu za difuzionu kapacitivnost figuriše broj 3, što znači da za difuzionu kapacitivnost učestvuje samo 1/3 injektovanih nosilaca, tj. pri promeni napona samo se 1/3 šupljina vrati u p -oblast.

2.5. PRELAZNA STANJA KOD DIODA

U prethodnom poglavlju je pokazano da postoji nagomilavanje manjinskih nosilaca u neutralnoj oblasti, ali je analizirano samo ustaljeno stanje koje postoji pod uticajem trajnog jednosmernog napona V i naizmeničnog napona konstantne amplitude V_1 . Ova analiza je dovela do definicije dinamičke otpornosti r_d , ili konduktanse (provodnosti) G_d i difuzione kapacitivnosti C_d . Ovde će biti analizirane pojave kod dioda koje nastaju pri nagloj promeni polarizacije.



Sl. 2.28. Uz analizu prelaznih stanja kod dioda.

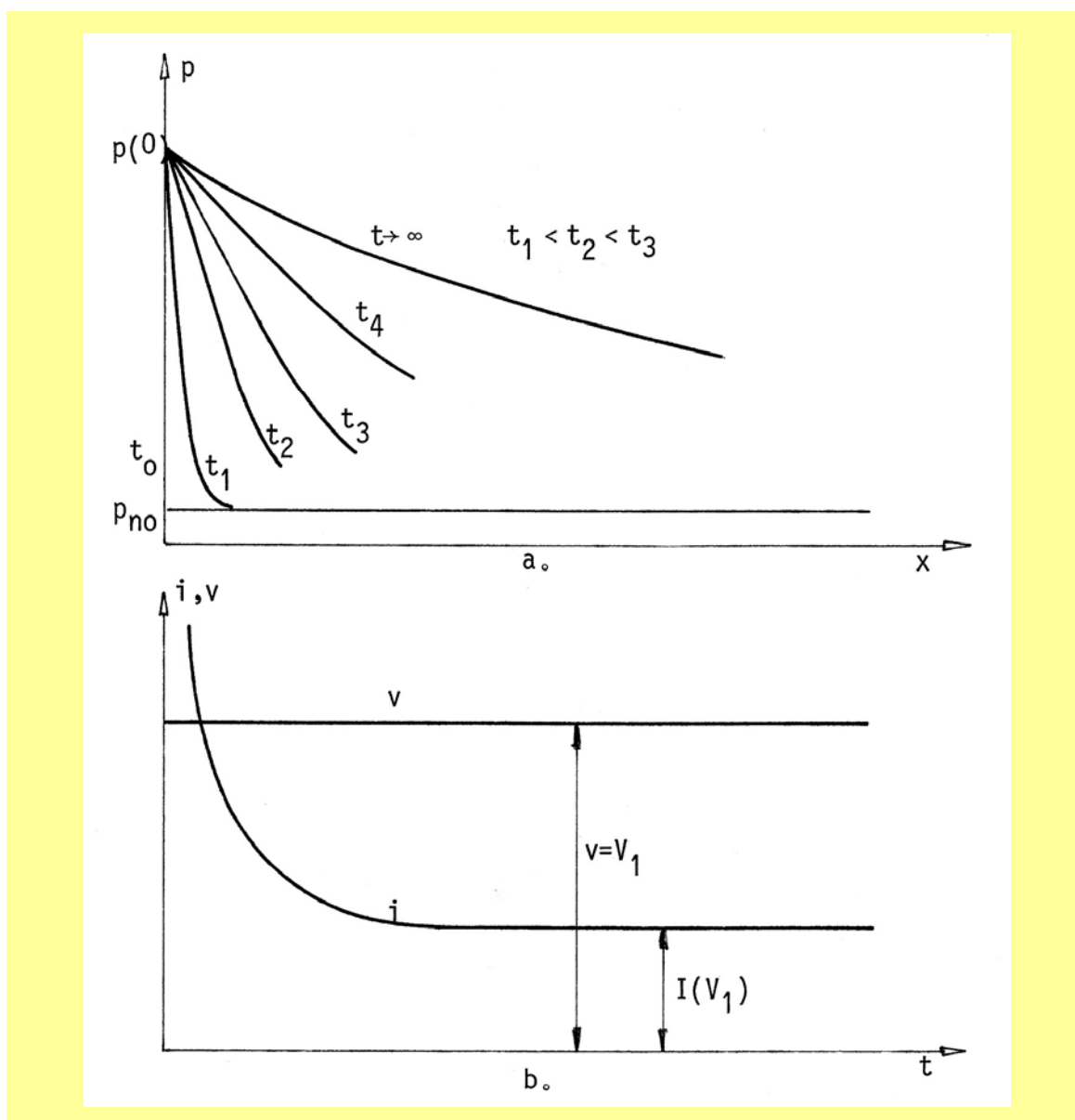


Sl. 2.29. (a) – Raspodela koncentracije šupljina u trenutku uključenja pri **velikoj** vrednosti R_1 ;
(b) – raspodela struje i napona na diodi pri istom uslovu.

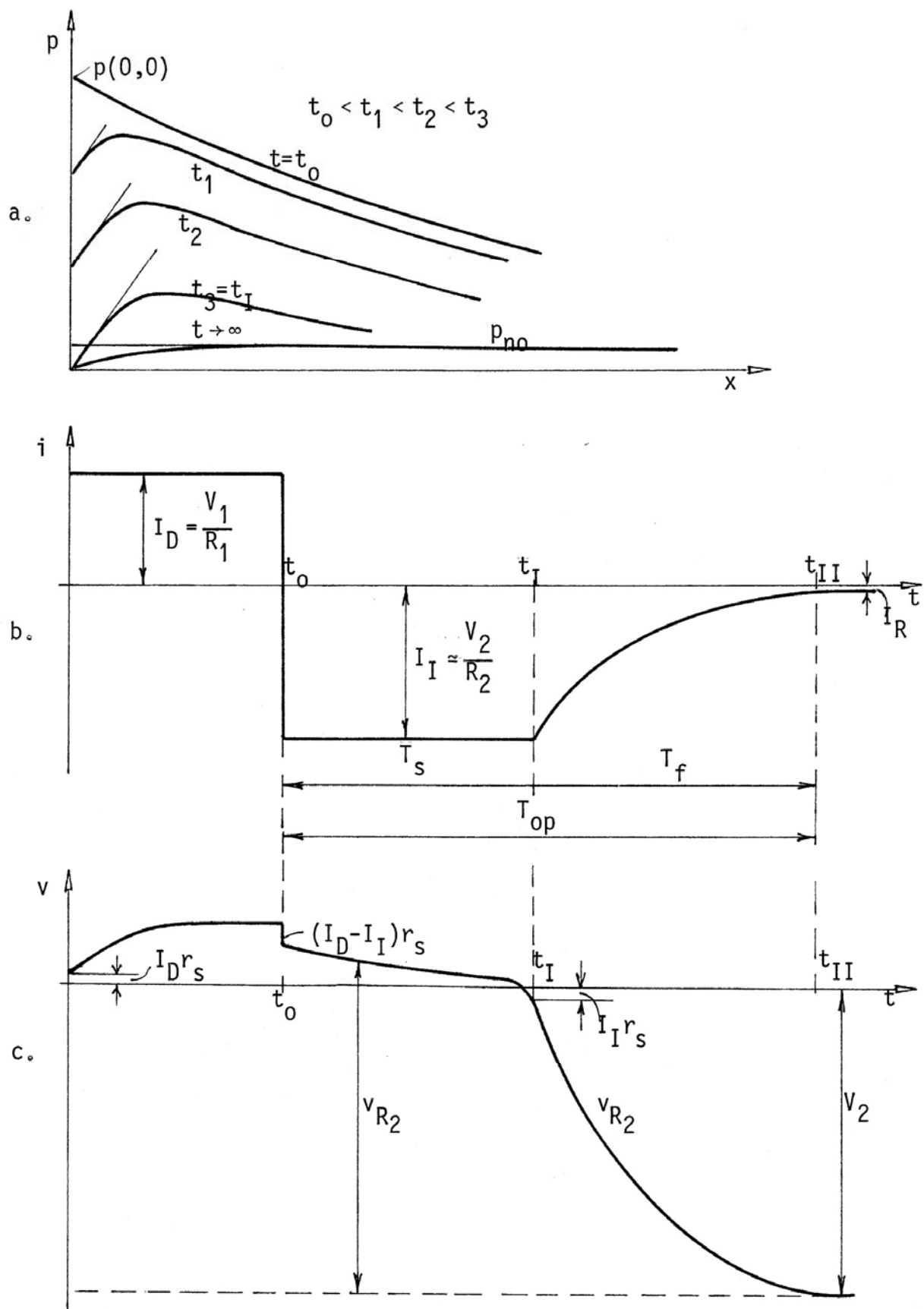
Analiziraje se prvo pojave pri uključenju, sl. 2.29. U trenutku kada se prekidač P prebaci u položaj 1 poteći će struja i_D . Ukoliko je otpornik R_1 vrlo velike otpornosti, tako da je $V_1 \gg V$ (V – napon na diodi), struja će biti određena otpornošću R_1 , tako da je:

$$i \approx \frac{V_1}{R_1} = I_D = SqD_p \left. \frac{dp}{dx} \right|_{x=0} = \text{const.} \quad (2.89)$$

Kako je struja konstantna, to je u svakom trenutku i izvod koncentracije injektovanih nosilaca uz p - n prelaz konstantan (nagib krivih $p = f(x)$ za $x = 0$, sl. 2.29a). Zbog toga što izvod raspodele nosilaca za $x = 0$ mora da bude konstantan, to koncentracija šupljina uz prelaznu oblast raste od ravnotežne koncentracije p_{no} do koncentracije određene naponom na spoju koji se uspostavi pri ustaljenom stanju. Ustaljeno stanje nastupa posle beskonačno dugog vremena. Međutim, ustaljeno stanje praktično nastaje već nakon nešto većeg vremena od vremena života šupljina τ_p (sl. 2.29b). Napon na p - n spoju neće početi da raste od nule, već od veličine pada napona na rednoj otpornosti diode r_s .



Sl. 2.30. (a) – Raspodela koncentracije šupljina u trenutku uključenja pri **maloj** vrednosti R_1 ($R_1 \rightarrow 0$);
(b) – raspodela struje i napona na diodi pri istom uslovu ($R_1 \rightarrow 0$).



Sl. 2.31. (a) – Raspodela koncentracije šupljina pri inverznoj polarizaciji (pri $t = t_0$ dioda je bila direktno polarisana); (b) i (c) – raspodele struje i napona na diodi pri istim uslovima.

U slučaju da se priključi izvor vrlo male unutrašnje otpornosti ($R_i = 0$), već u trenutku uključivanja na diodi se uspostavi napon V , a koncentracija šupljina uz p - n spoj je $p_n(0)$. U trenutku $t = t_0 = 0$, s obzirom da je gradijent koncentracije nosilaca beskonačno veliki (sl. 2.30a), struja će biti beskonačno velika (sl. 2.30b). Injekcijom nosilaca njihov gradijent se smanjuje, te se smanjuje i struja. Posle izvesnog vremena (teorijski $t \rightarrow \infty$) nastupa ustaljeno stanje. Raspodele nosilaca i struja imaju vrednosti zavisne od napona V_1 na način određen ranijom analizom (jedin. (2.7) i (2.8)).

Kada je nastupilo ustaljeno stanje, prebaci se preklopnik P na sl. 2.28 u položaj 2. Dioda je, na taj način, priključena na inverzni napon V_2 , preko otpornika R_2 ; međutim, struja diode neće trenutno da opadne na vrednost I_R inverzno polarisane diode.

Raspodela nosilaca u n -oblasti u trenutku prebacivanja, ako je samo to prebacivanje bilo brzo (mnogo kraće od vremena života šupljina), biće isto kao i na kraju faze isključenja (sl. 2.29a i sl. 2.30a za $t \rightarrow \infty$). Ako se pretpostavi da je $|V_2| \gg V$, to je:

$$I_I \approx \frac{V_2}{R_2} = \text{const.} \quad (2.90)$$

Kako inverzna struja teče u suprotnom smeru od direktne struje, to je i nagib krive raspodele šupljina uz spoj suprotan (sl. 2.31a), što znači da se šupljine vraćaju u p -oblast. Struja će biti konstantna sve dok nagib može da bude konstantan. Kada koncentracija šupljina opadne na nulu, nagib se mora smanjivati, te će i struja početi da opada. Vreme proteklo od trenutka $t = t_0$ do trenutka $t = t_1$ (kada prestaje da teče konstantna inverzna struja) zove se vreme **nagomilanih nosilaca** T_s :

$$T_s = t_1 - t_0. \quad (2.91)$$

Vreme proteklo od trenutka t_1 do trenutka t_{II} , kada inverzna struja opadne na 10% od struje I_I , naziva se **vreme opadanja** inverzne struje T_f :

$$T_f = t_{II} - t_1. \quad (2.92)$$

Ukupno vreme od trenutka t_0 do trenutka t_{II} , (sl. 2.31b) predstavlja vreme oporavka diode:

$$T_{op} = t_{II} - t_0 = T_s + T_f. \quad (2.93)$$

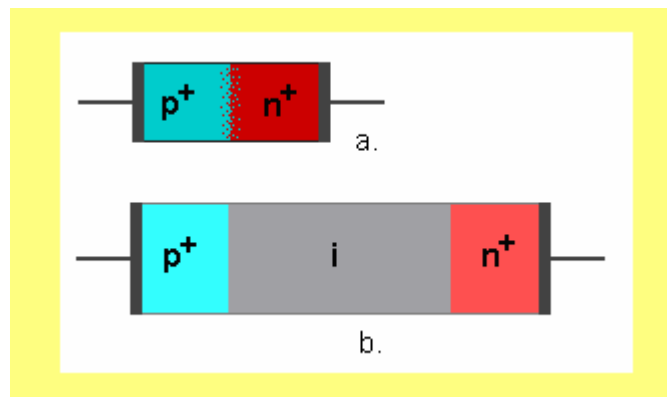
U trenutku t_0 , kada je priključen inverzni napon, napon na krajevima diode je ostao i dalje direktno polarisan, jer koncentracija injektovanih nosilaca ne može trenutno da opadne, te napon barijere ostaje isti. Napon je umanjen samo za pad napona na rednoj otpornosti. Pri direktnoj polarizaciji napon na diodi je bio jednak zbiru napona barijere i padu napona na rednoj otpornosti $r_s I_D$. Inverzna struja teče u suprotnom smeru, te će napon na diodi sada biti manji od napona barijere za pad napona $r_s I_I$. Prema tome, ukupna promena napona na diodi je:

$$\Delta V = (I_D - I_I) r_s. \quad (2.94)$$

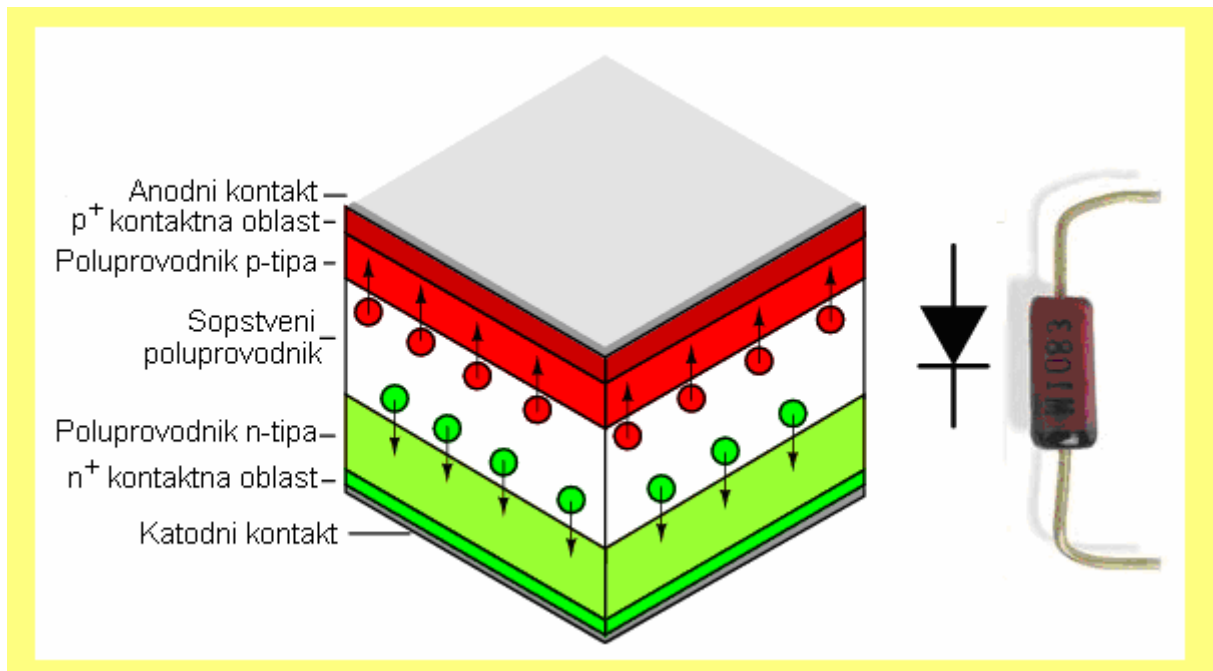
Kako koncentracija nosilaca uz spoj opada, tako i napon barijere opada, te opada i napon na p - n spoju. Kada napon barijere postane jednak nuli, napon na p - n spoju će biti jednak padu napona na rednoj otpornosti $r_s I_I$, a to će biti u trenutku t_1 . Dalje, sa vremenom, inverzni napon po apsolutnoj vrednosti naglo raste. Posle izvesnog vremena (teorijski $t \rightarrow \infty$), napon na diodi, ako se zanemari inverzna struja, biće jednak naponu V_2 .

2.6. PIN DIODE

PIN dioda je posebna vrsta prekidačkih dioda koja služi za uključivanje i isključivanje elektronskih komponenata u visokofrekventnim kolima. U odnosu na „običnu“ diodu (sl. 2.32a), *PIN* dioda (sl. 2.33) između poluprovodnika *p*-tipa (anoda) i poluprovodnika *n*-tipa (katoda) sadrži relativno široku oblast sopstvenog poluprovodnika (*i*-oblast na sl. 2.32b). Srednji sloj obično nije sasvim čist, već je ili *n*-tipa sa vrlo niskom koncentracijom donorskih primesa (kada se označava sa ν) ili *p*-tipa sa malom koncentracijom akceptorskih primesa (tada se taj sloj obeležava sa π). Stoga se umesto oznake *PIN* u literaturi sreću i obeležavanja $P\nu N$ i $P\pi N$. Odmah treba naglasiti da su koncentracije primesa u srednjem sloju za više redova manje od koncentracija primesa u *P*, odnosno *N* sloju.



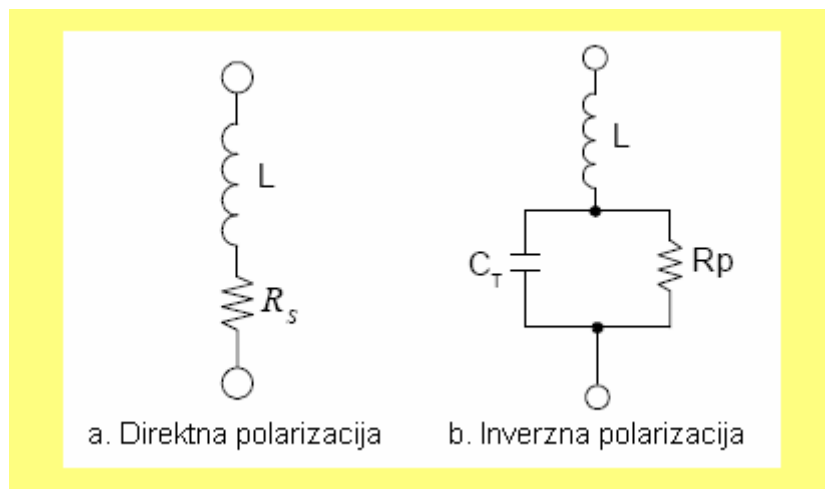
Sl. 2.32. Razlika između „obične“ (a) i *PIN* diode (b).



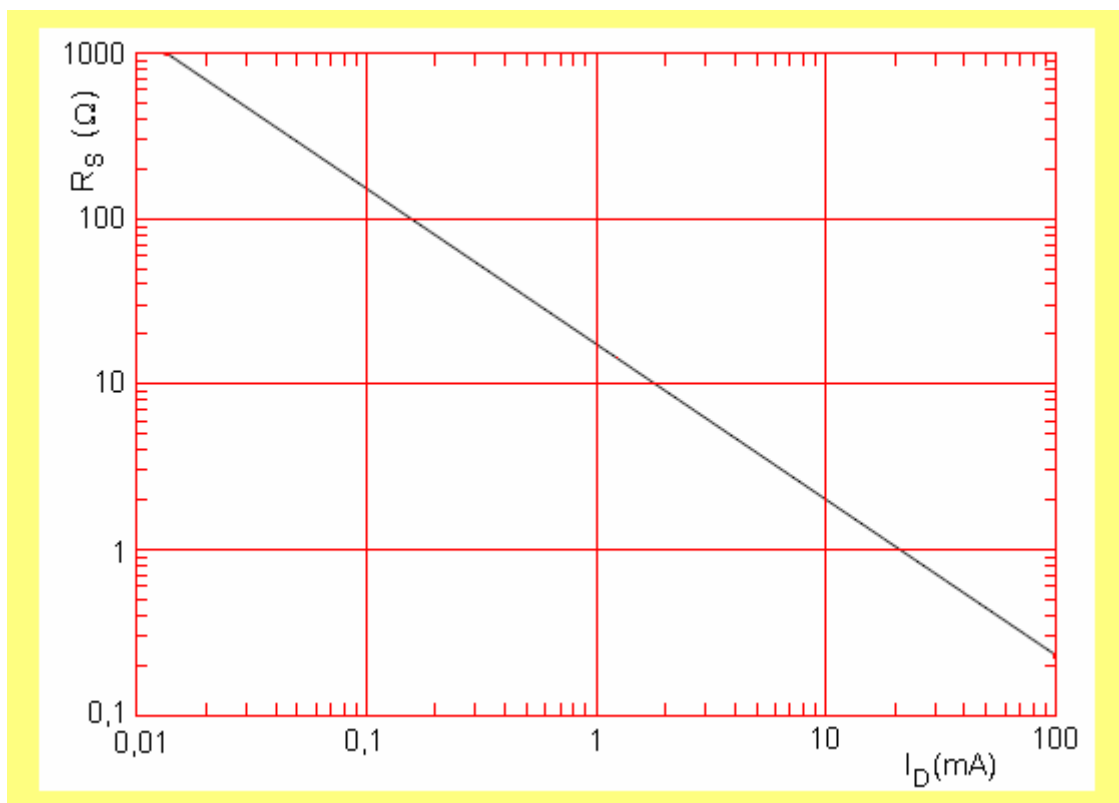
Sl. 2.33. *PIN* dioda sa karakterističnim oblastima i njen spoljašnji izgled.

Od *PIN* dioda se zahteva da pri direktnoj polarizaciji imaju malu otpornost R_s (sl. 2.34a), a da je pri inverznoj polarizaciji kapacitivnost prostornog naelektrisanja C_T (sl. 2.34b) što manja. Oba uslova su postignuta upravo *i*-slojem. Naime, pri direktnoj polarizaciji se iz *n*- i *p*-oblasti, koje imaju visoke koncentracije primesa, injektuju nosioci u *i*-oblast. Sa porastom struje I_D raste i

nagomilana koncentracija nosilaca naelektrisanja (i elektrona i šupljina). Stoga redna otpornost R_s opada sa porastom direktne struje, sl. 2.35. Pri relativno velikoj struji redna otpornost može biti izuzetno mala (sl. 2.35).



Sl. 2.34. Ekvivalentne šeme *PIN* diode pri direktnoj i inverznoj polarizaciji.



Sl. 2.35. Redna otpornost *PIN* diode pri direktnoj polarizaciji u funkciji struje.

Sa druge strane, pri inverznoj polarizaciji se prelazna oblast širi preko cele *i*-oblasti (od *n*- do *p*-oblasti). Kako se *i*-oblast može načiniti dovoljno širokom (veliko *w*), to, zbog $C_T = \epsilon S/w$, kapacitivnost C_T *PIN* diode može biti veoma mala.

S obzirom da je pri inverznoj polarizaciji impedansa velika, a pri direktnoj mala, *PIN* dioda može da se koristi kao običan prekidač. Dimenzije takve diode mogu biti veoma male, te se takav prekidač može koristiti umesto mehaničkog i na mestima gde se mehanički ne može

smestiti. Kako su zbog malih dimenzija parazitne kapacitivnosti male, to će takav prekidač biti dobar za prekidanje kola koja rade na visokim učestanostima. *PIN* dioda kao prekidač ima i tu prednost što je pouzdanija od mehaničkih prekidača (dioda je zatvorena u kućište, sl. 2.33), te na nju izuzetno malo utiče atmosfera u kojoj radi.

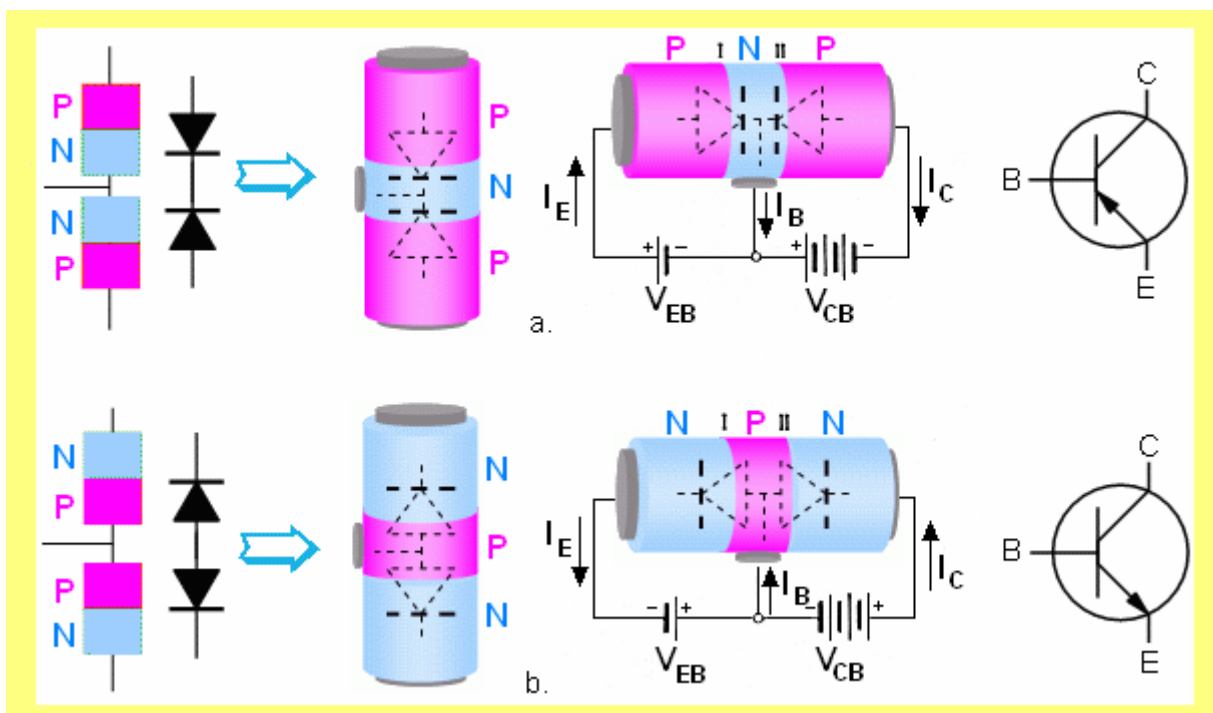
Osobina *PIN* diode da joj se otpornost sa promenom direktne struje kontinualno menja u širokim granicama (sl. 2.35) koristi se i tako što se ovakva dioda primenjuje kao promenljivi otpornik. Takođe, *PIN* dioda se koristi i kao atenuator za vrlo visoke učestanosti, kada se ugrađuje u talasovod ili prenosnu liniju. Menjajući otpornost diode moguće je vršiti amplitudnu modulaciju signala.

3. BIPOLARNI TRANZISTORI

3.1. VRSTE TRANZISTORA

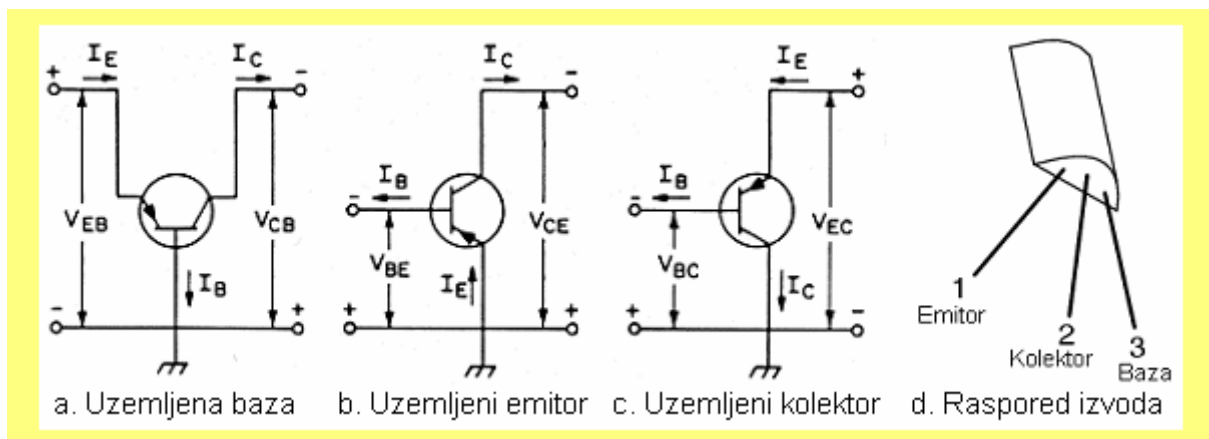
Sama reč "tranzistor" nastala je sažimanjem reči TRANSfer-resISTOR, koje na engleskom jeziku znače "prenosna otpornost". Može se, s pravom, reći da je elektronska revolucija započela pronalaskom bipolarnih tranzistora 1947. godine. Do tada su se poluprovodnici koristili samo za termistore, fotodiode i ispravljače. 1949. godine Šokli je publikovao teoriju o radu poluprovodničkih dioda i bipolarnih tranzistora i od tog trenutka počinje nagli razvoj kako teorijskih istraživanja, tako i industrijske proizvodnje ovih komponenata. Zahvaljujući intenzivnom napretku tehnologije povećala se, znatno, pouzdanost, snaga, granična učestanost i primena bipolarnih tranzistora.

Bipolarni tranzistor se sastoji od dva p - n spoja, sl. 3.1. Međutim, naglašava se da ti p - n spojevi moraju da budu u jednoj poluprovodničkoj komponenti – tranzistor se **ne može**, dakle, dobiti jednostavnim spajanjem dva p - n spoja (dve diode); osnovno svojstvo tranzistora sastoji se baš u tome da između tih p - n spojeva postoji uzajamno dejstvo – strujom jednog spoja može se upravljati struja drugog p - n spoja. Kao što se sa sl. 3.1 vidi, u zavisnosti od toga koga je tipa srednja oblast, koja se zove **baza**, razlikuju se p - n - p (nadalje će se označavati sa PNP) i n - p - n (NPN) tranzistori. Oblast tranzistora iz koje se u bazu injektuju nosioci naelektrisanja predstavlja **emitor**, a oblast u koju ekstrakcijom iz baze dolaze nosioci zove se **kolektor**.

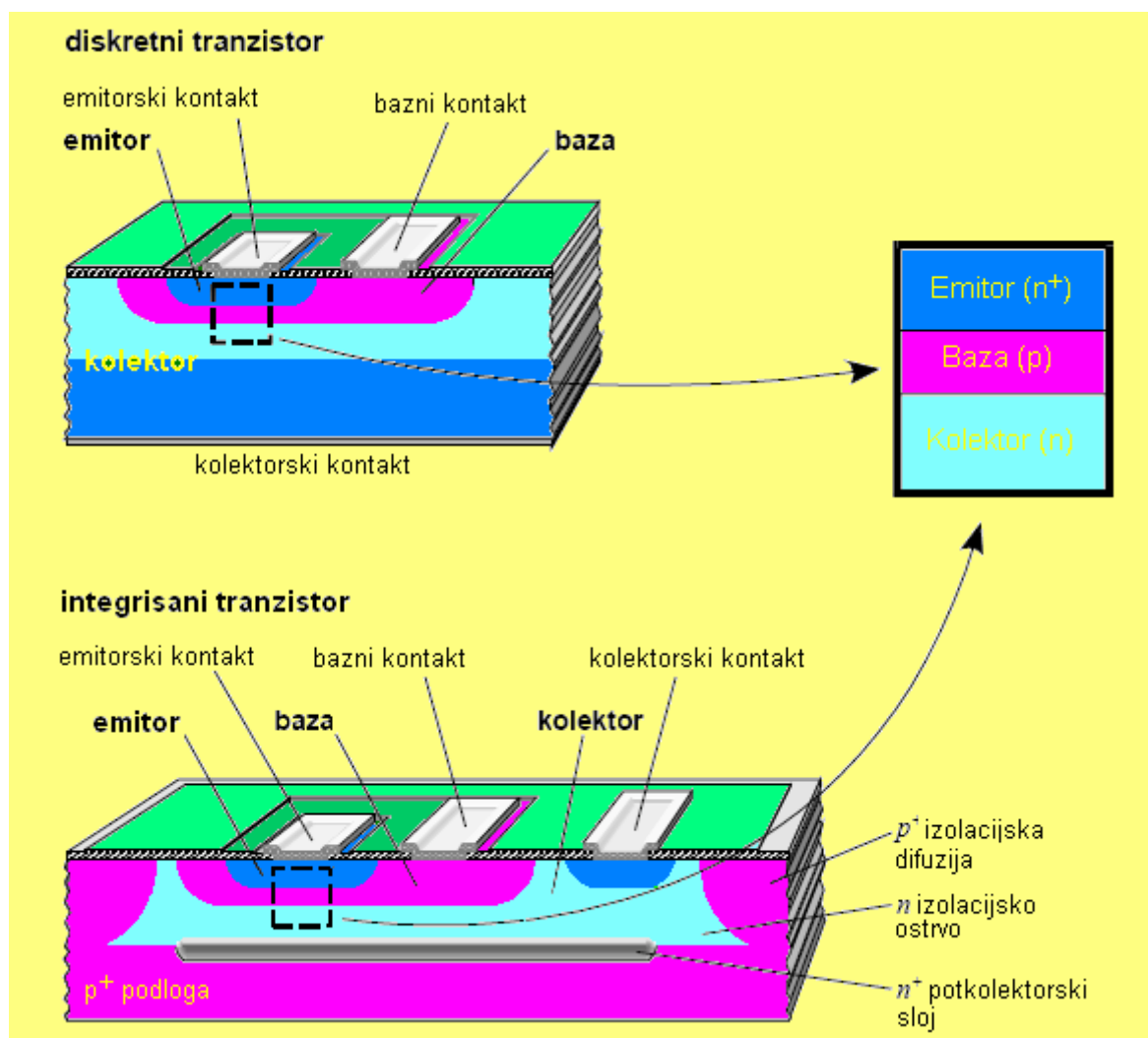


Sl. 3.1. Šematski i grafički prikazi PNP (a) i NPN tranzistora (b).

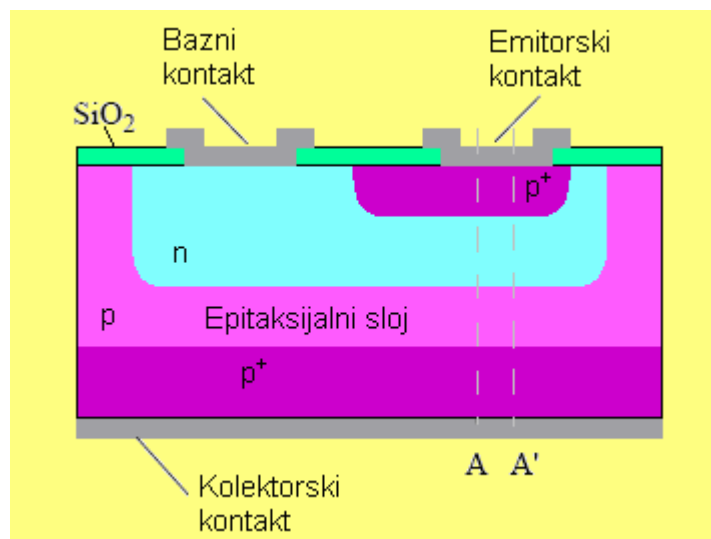
Kako tranzistor ima tri izvoda (sl. 3.2d), to se on može uključiti na 6 različitih načina u dva električna kola, pri čemu je jedan kraj zajednički za oba kola. Međutim, u praksi se koriste samo 3 načina vezivanja (ostala tri načina, kada je tranzistor tako polarisan da mu kolektor i emitor izmene uloge se, praktično, ne primenjuju); to su: spoj sa uzemljenom (zajedničkom) bazom (sl. 3.2a), spoj sa uzemljenim emitorom (sl. 3.2b) i spoj sa uzemljenim kolektorom (sl. 3.2c).



Sl. 3.2. Tri načina vezivanja PNP tranzistora: (a) – sa uzemljenom bazom; (b) – sa uzemljenim emitorom; (c) – sa uzemljenim kolektorom. (d) – Raspored izvoda kod tranzistora u plastičnom kućištu.



Sl. 3.3. NPN tranzistor kao diskretna komponenta i u okviru integrisanih kola.



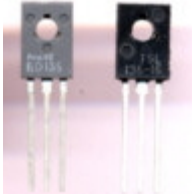
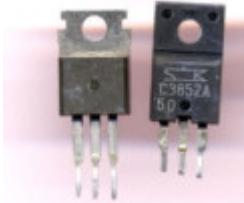
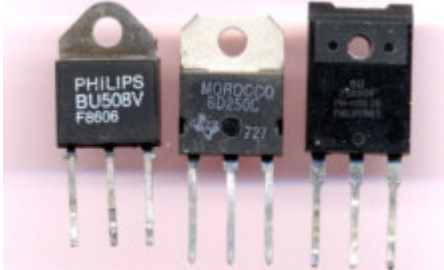
Sl. 3.4. Kvalitativna predstava preseka epitaksijalnog dvostruko difundovanog PNP tranzistora male snage

Bipolarni tranzistori male i srednje snage se najčešće dobijaju planarnom tehnologijom, pri čemu se emitorski i kolektorski spoj oformljuju dvostrukom difuzijom primesa u epitaksijalni sloj, sl. 3.6. Na sl. 3.3 prikazan je NPN, a na sl. 3.4 PNP planarni tranzistor. Epitaksijalni sloj je sa niskom koncentracijom primesa i prvenstveno služi za povećanje probojnog napona spoja kolektor-baza (ceo kolektor ne može biti sa niskom koncentracijom primesa, jer bi, u tom slučaju, bila velika redna otpornost kolektora, a time i veliki pad napona na toj otpornosti; sa druge strane, velika koncentracija primesa u kolektoru dovela bi do niskog probojnog napona kolektorskog spoja, što bi bilo neodrživo za normalan rad tranzistora).

Ne ulazeći u tehnološki niz proizvodnje bipolarnih tranzistora, na sl. 3.3 su prikazana dva NPN tranzistora: jedan se odnosi na diskretnu komponentu (svaki tranzistor je pojedinačna komponenta), a drugi je izdvojen iz jednog integrisanog kola. Osnovna razlika između njih ogleda se u tome što se kod diskretnog tranzistora kolektorski i emitorski kontakt nalaze sa suprotnih strana, a kod tranzistora u integrisanim kolima su svi kontakti sa jedne strane, sl. 3.3. Stoga kolektorska struja kod diskretnog tranzistora protiče vertikalno kroz komponentu, a kod integrisanog tranzistora ona je najvećim delom planparalelna.

Nadalje će se sva razmatranja isključivo odnositi na **silicijumske** bipolarne tranzistore. Proizvode se za različite snage i različite namene. Stoga je na sl. 3.5 prikazano nekoliko njihovih izvedbi, sa naznakom nekih kućišta u koja se oni inkapsuliraju, kao i primeri označavanja istih.

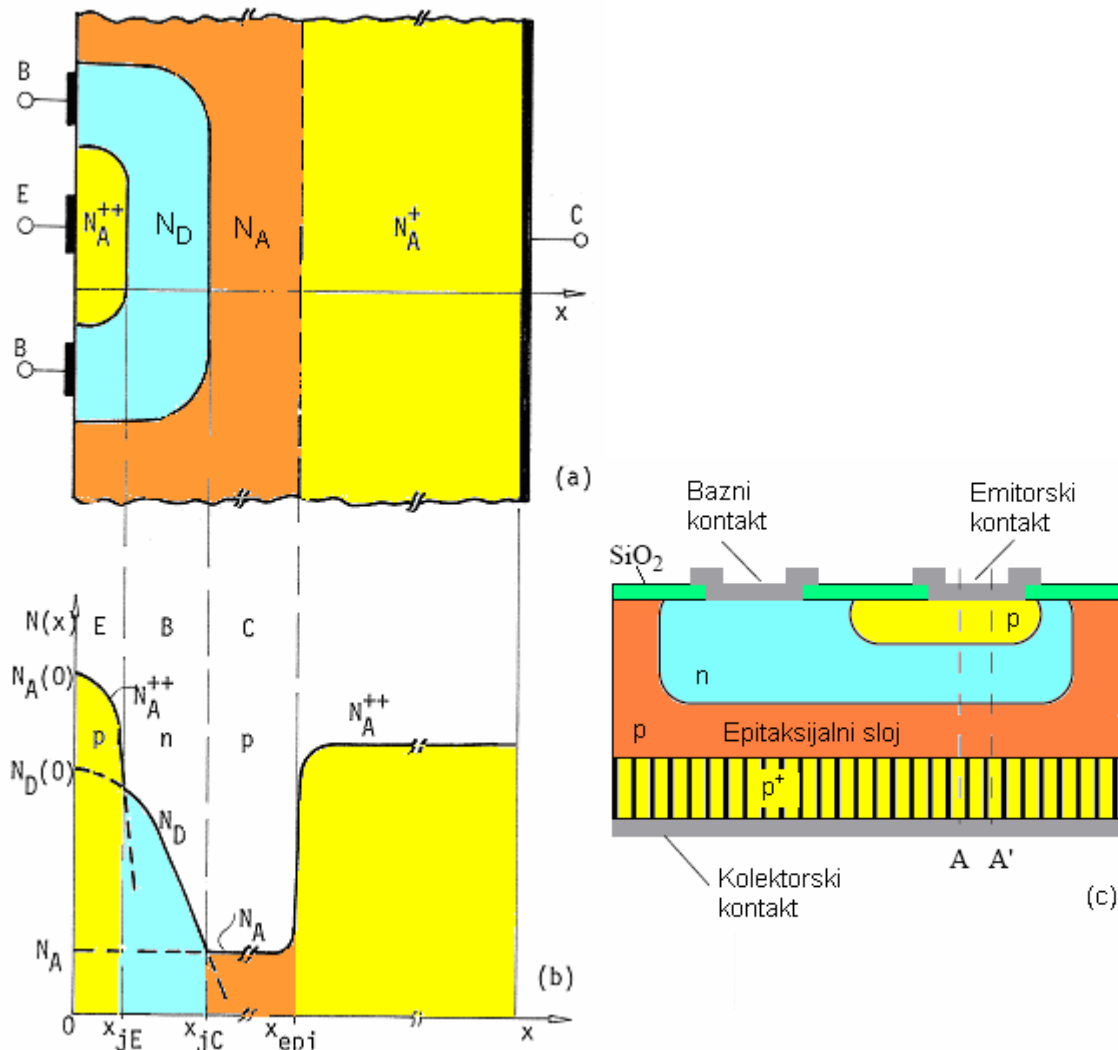
Za tranzistore snage, koji su namenjeni za rad pri velikim strujama i naponima, tj. u uslovima velike disipacije i povišene temperature, koristi se više tehnika: tehnika istovremene duboke difuzije primesa sa obe strane, tehnika dvostruke ili višestruke difuzije, tehnika dvostruke ili višestruke epitaksije kombinovane sa difuzijom, itd. Tehnika istovremene duboke difuzije primesa sa obe strane silicijumske pločice primenjuje se za dobijanje tranzistora snage sa uniformnom koncentracijom primesa u bazi; tranzistori dobijeni tom tehnikom zovu se homotaksijalni tranzistori snage. Za tranzistore snage sa slabo dopiranim kolektorom (slično kao na sl. 3.4) koristi se tehnika dvostruke ili, češće, trostruke difuzije primesa u epitaksijalni sloj. Epitaksijalni tranzistori snage, kod kojih je sloj baze formiran epitaksijalnim rastom sa uniformnom koncentracijom primesa, najčešće se dobijaju tehnikom višestruke epitaksije kombinovane sa difuzijom (na već narasli epitaksijalni sloj za deo slabo dopiranog kolektora narasta epitaksijalni sloj suprotnog tipa silicijuma koji određuje bazu i u koji se, zatim, za formiranje emitorskog spoja, vrši difuzija primesa suprotnog tipa).

	SMD tranzistori (za površinsku montažu) Kućišta: SOT223, SOT23 NPN: BC847, BC817 PNP: BC854, BC807
	Tranzistori male snage (za opštu upotrebu) Kućišta: TO92 NPN: BC547, BC548, BC549, BC337 PNP: BC557, BC558, BC559
	Tranzistori male snage za srednje učestanosti Kućišta: TO18, TO72, TO5, TO39, SOT37 NPN: 2N2222, 2N2219 PNP: 2N2907, 2N2905
	Tranzistori snage iznad 1 W ($P > 1$ W) Kućišta: TO126 NPN: BD135, BD435 PNP: BD136, BD436
	Tranzistori srednje snage za visoke učestanosti Kućišta: TO202 NPN: BF869 PNP: BF870
	Tranzistori srednje snage za srednje učestanosti Kućišta: TO220 NPN: BD241, TIP31 PNP: BD242, TIP32
	Tranzistori velike snage u plastičnom kućištu Kućišta: TOP3, TO264, SOT39 NPN: BD249 PNP: BD250
	Tranzistori velike snage u metalnom kućištu Kućišta: TO3 NPN: 2N3055 PNP: 2N2955
	Tranzistori male snage za različite namene, u nestandardnim kućištima

Sl. 3.5. Nekoliko izvedbi bipolarnih tranzistora u različitim kućištima i primeri njihovog označavanja.

3.1.1. Način rada tranzistora

U normalnom radnom režimu (aktivnom režimu) jedan $p-n$ spoj tranzistora je direktno, a drugi inverzno polarisan; **direktno polarisan** spoj jeste **emitor-bazni** (ili, kratko, **emitorski**) spoj, a **inverzno polarisan** spoj je **kolektor-bazni** (**kolektorski**) spoj. Prema tome, kod PNP tranzistora pozitivan pol izvora priključen je za emitor preko metalnog kontakta, a negativan za bazu; pozitivan pol kolektorskog izvora priključen je na bazu, a negativan na kolektor (sl. 3.1a i sl. 3.2). Kod NPN tranzistora je obrnuto (sl. 3.1b).



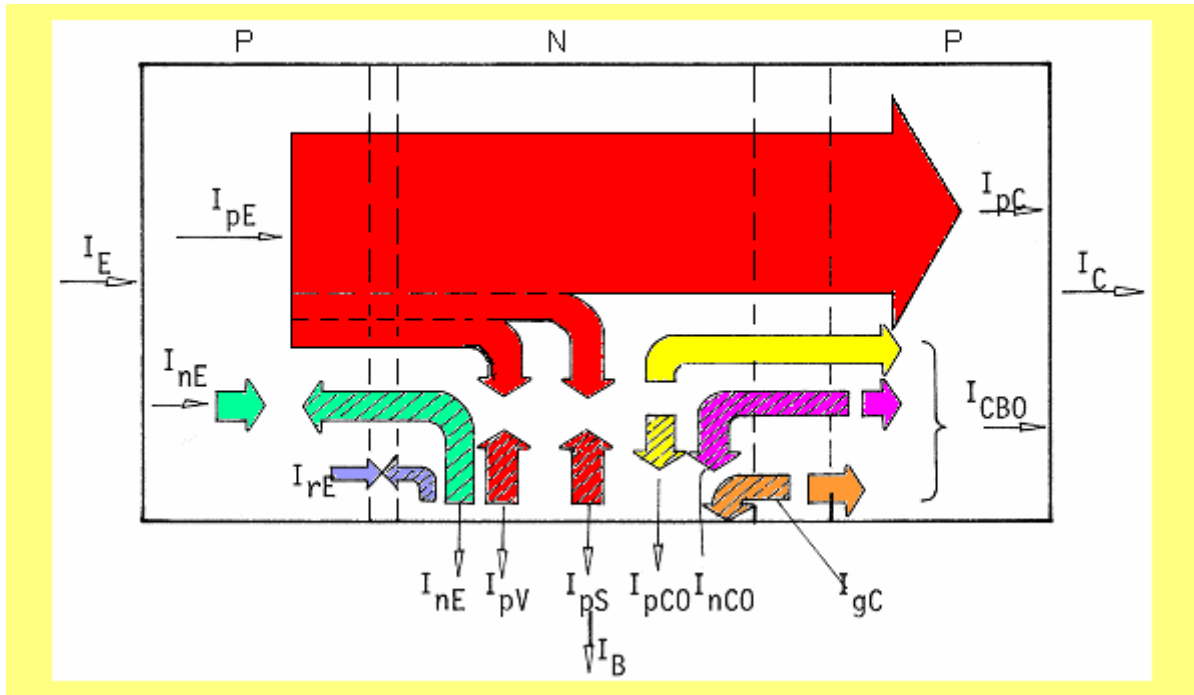
Sl. 3.6. Kvalitativna predstava preseka epitaksijalnog dvostruko difundovanog PNP tranzistora male snage (a) i profil primesa u njemu (b).

Rad bipolarnog tranzistora biće objašnjen na primeru PNP tranzistora sa uzemljenom bazom. Analiza, međutim, ostaje nepromenjena i kod NPN tranzistora, sa napomenom da kod njega naponi i struje menjaju smerove, a šupljine i elektroni uloge. Dakle, sve ono što se kod PNP tranzistora odnosi na šupljine, kod NPN tranzistora odnosi se na elektrone, i obratno.

Na sl. 3.7 šematski su prikazane komponente struja u PNP tranzistoru (u preseku AA' na sl. 3.6c). Naime, usled direktne polarizacije emitorskog spoja šupljine se, koje su u emitoru većinski nosioci naelektrisanja, iz emitora injektuju u područje baze; ove injektovane šupljine čine emitorsku struju šupljina I_{pE} . Sa druge strane, iz baze, gde su većinski nosioci, elektroni prelaze u područje emitora, čineći emitorsku struju elektrona I_{nE} . Kako su elektroni i šupljine nosioci naelektrisanja suprotnog znaka, to je i emitorska struja elektrona I_{nE} istog smera kao i emitorska stru-

ja šupljina I_{pE} , tako da je emitorska struja I_E jednaka zbiru ovih dveju struja. Međutim, samo komponenta struje koja nastaje prolaskom šupljina kroz emitorski spoj doprinosi pojačavačkom svojstvu tranzistora, s obzirom da ona efektivno učestvuje u formiranju kolektorske struje. Otuda se u konstrukciji tranzistora teži da se emitorska struja elektrona I_{nE} kroz emitorski spoj što više smanji (ne treba zaboraviti da je ovde reč o PNP tranzistoru; kod NPN tranzistora je upravo obrnuto). Treba napomenuti da u sastav emitorske struje I_E , posebno pri malim naponima, ulazi i rekombinaciona struja I_{rE} (sl. 3.7), kao posledica direktne polarizacije emitorskog spoja (odjeljak 2.2.3, jedn. (2.52)). Prema tome, emitorska struja I_E je:

$$I_E = I_{pE} + I_{nE} + I_{rE} . \quad (3.1)$$



Sl. 3.7. Komponente struja u PNP tranzistoru (šrafiranim strelicama je označeno kretanje elektrona).

Injektovane šupljine će se, usled njihove povećane koncentracije u bazi uz emitorski spoj, difuziono kretati kroz bazu ka kolektorskom spoju, sa napomenom da su u bazi šupljine manjinski nosioci naelektrisanja. Krećući se ka kolektoru, jedan manji broj šupljina se rekombinuje sa elektronima u bazi; ta komponenta struje šupljina obeležena je sa I_{pV} (sl. 3.7). Neke šupljine, injektovane po ivici emitora, umesto da se kreću ka kolektoru, odlaze na površinu baze i tamo se, usled površinske rekombinacije, rekombinuju sa elektronima; ove šupljine čine struju I_{pS} . Međutim, daleko najveći broj šupljina injektovanih iz emitora stiže do prelazne oblasti kolektorskog spoja. Kako je, zbog inverzne polarizacije, električno polje u prelaznoj oblasti kolektorskog spoja takvog smera da pomaže kretanje manjinskih nosilaca naelektrisanja (u ovom slučaju šupljina), to, praktično, sve šupljine koje su stigle do kolektorskog spoja prelaze u kolektor, čineći kolektorsku struju šupljina I_{nC} . Kroz inverzno polarisani kolektorski spoj protiče i struja I_{CB0} , koja se sastoji od tri komponente: inverzne struje šupljina I_{pC0} – kao posledice prelaska ravnotežnih manjinskih nosilaca (p_{no}) iz baze, struje zasićenja elektrona I_{nC0} – koja potiče od ravnotežnih manjinskih nosilaca u kolektoru (n_{po}) i generaciono-rekombinacione struje I_{gC} usled generacije nosilaca u kolektorskoj prelaznoj oblasti (odjeljak 2.2.3).

Prema tome, bazna struja I_B će biti:

$$I_B = I_{pV} + I_{pS} + I_{nE} + I_{rE} - I_{CB0} , \quad (3.2)$$

a kolektorska struja I_C je:

$$I_C = I_{pC} + I_{CB0} . \quad (3.3)$$

Na osnovu sl. 3.7 može se, takođe, videti da je:

$$I_E = I_B + I_C . \quad (3.4)$$

Dakle, iz jedn. (3.1) do (3.4) sledi:

$$I_B = I_E - I_C = I_{pE} - I_{pC} + I_{nE} + I_{rE} - I_{CB0} . \quad (3.5)$$

Bazna struja je vrlo približno jednaka razlici emitorske struje šupljina I_{pE} i kolektorske struje šupljina I_{pC} , s obzirom da su struje I_{nE} , I_{rE} i I_{CB0} znatno manje u poređenju sa strujama I_{pE} i I_{pC} . Kolektorska struja šupljina I_{pC} je vrlo malo manja od emitorske struje šupljina I_{pE} , jer se samo neznatan broj šupljina gubi rekombinacijom sa elektronima na površini baze i u toku difuzionog kretanja kroz bazu; stoga je bazna struja relativno mala. Bazna struja je vrlo mala samo kod tranzistora male snage; naprotiv, kod tranzistora velike snage bazna struja može iznositi i nekoliko ampera, što je osnovni nedostatak takvih bipolarnih tranzistora snage.

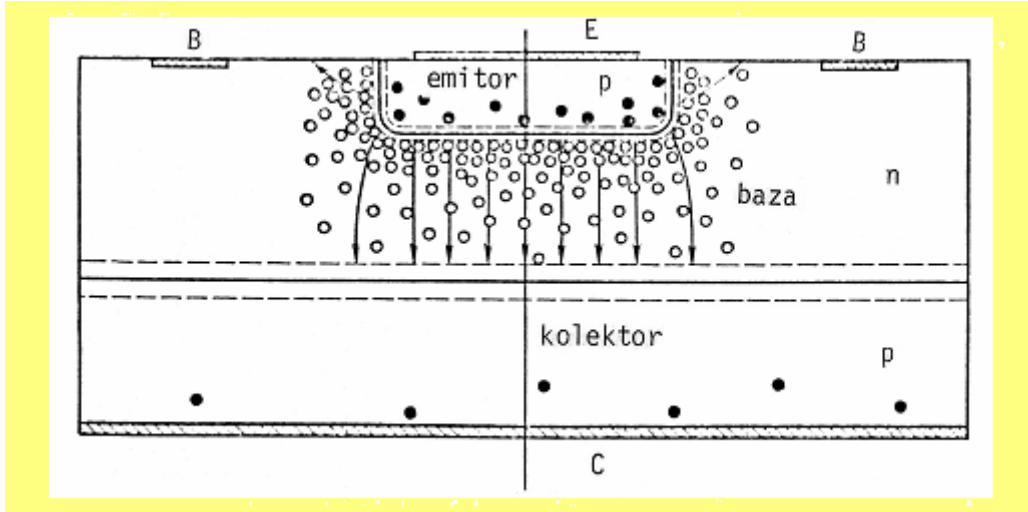
Ako se na red sa izvorom V_{BE} (sl. 3.1a) priključi izvor naizmenične struje, polarizacija emitorskog spoja menjaće se u ritmu pobudnog naizmeničnog napona. Očigledno je da će se u istom ritmu menjati i emitorska i kolektorska struja i da će, s obzirom na rečeno, i naizmenične komponente emitorske i kolektorske struje biti približno jednake. Sa druge strane, otpornost direktno polarisanog emitorskog spoja je mala, dok je otpornost inverzno polarisanog kolektorskog spoja vrlo velika. Drugim rečima, tranzistor se ponaša u odnosu na spoljašnji kolektorski priključak kao **izvor konstantne struje**. To omogućava da se na otporniku vezanom na red u kolektorskom kolu dobije znatno veća snaga i napon od onih kojim se tranzistor pobuđuje, što je osnovno svojstvo tranzistora (tranzistorski efekat) kao pojačavačke komponente. Napominje se da je do sada bilo reči o tranzistoru sa uzemljenom bazom, koji ne može da služi kao strujni pojačavač, jer je kolektorska struja manja od emitorske; međutim, kao što će kasnije biti pokazano, znatno strujno pojačanje se može dobiti kod tranzistora sa uzemljenim emitorom.

3.2. STRUJE MANJINSKIH NOSILACA

Vrednosti struja u tranzistoru zavise od raspodele manjinskih nosilaca naelektrisanja u njemu. Na te raspodele utiče više faktora, kao što su geometrijska veličina tranzistora, stanje površine, profili primesa, itd.

3.2.1. Struja manjinskih nosilaca naelektrisanja u bazi

Deo baze koji se nalazi između emitora i kolektora (sl. 3.6a), kroz koji prolaze nosioci naelektrisanja u aktivnom režimu rada, predstavlja aktivni deo baze. Pasivni deo baze je između emitora i baznih izvoda. U aktivnom režimu rada (emitorski spoj – direktno, a kolektorski spoj – inverzno polarisan) nosioci naelektrisanja se najvećim delom ka kolektoru kreću kroz aktivni deo baze, sl. 3.8.



Sl. 3.8. Uz predstavu kretanja nosilaca naelektrisanja pri aktivnom režimu rada tranzistora.

Za analizu će se nadalje koristiti PNP tranzistor sa epitaksijalnim kolektorom kao na sl. 3.6. Koncentracije primesa u emitoru su vrlo visoke, tako da će se, nadalje, emitor tretirati kao jako dopirano područje, te će za njega važiti sve ono što je rečeno o efektima jako dopiranog poluprovodnika. Naprotiv, koncentracije primesa u bazi nisu nikada iznad 10^{17}cm^{-3} , što znači da je baza slabo dopirana, te u njoj važe svi oni izrazi koji se odnose na slabo dopirane poluprovodnike. Isto to važi i za deo kolektora sa niskom koncentracijom primesa (za epitaksijalni sloj), koji, praktično, i definiše kolektorsku oblast.

Za gustine struja u nekoj tački baze, na osnovu jedn. (77) i (78) u *Elektronskoj fizici čvrstog stanja*, može se napisati:

$$J_n = qn_n\mu_n K_B + qD_n \frac{dn_n}{dx} \quad (3.6)$$

i

$$J_p = qp_n\mu_p K_B - qD_p \frac{dp_n}{dx}. \quad (3.7)$$

Jedn. (3.6) "važi" i za slučaj kada kroz tranzistor ne protiče struja, tj. kada je $J_n = 0$ (tada je koncentracija elektrona u bazi, kao većinskih nosilaca, jednaka ravnotežnoj koncentraciji n_{no}):

$$0 = qn_{no}\mu_n K_{B0} + qD_n \frac{dn_{no}}{dx}$$

Iz poslednjeg izraza, uz pretpostavku da su na sobnoj temperaturi sve primese jonizovane, tj. da je $n_{no} \approx N_D - N_A \equiv N_B$, gde je sa N_B naznačeno da je reč o koncentraciji primesa u bazi, i koristeći Ajnštajnovu relaciju, dobija se za električno polje K_{B0} u termodinamičkoj ravnoteži:

$$K_{B0} = -U_T \frac{1}{n_{no}} \frac{dn_{no}}{dx} \cong -U_T \frac{1}{N_B} \frac{dN_B}{dx}. \quad (3.8)$$

Smatrajući da se električno polje u bazi K_{B0} , koje je posledica gradijenta koncentracije primesa u bazi, ne menja značajno i kada kroz tranzistor protiče električna struja, odnosno da je

$K_{B0} \approx K_B$, to smenjujući (3.8) u (3.7) i pišući (naglašavajući) za koeficijent difuzije šupljina u bazi $D_p \equiv D_B$, za gustinu struje šupljina (kao manjinskih nosilaca) u bazi se dobija:

$$J_p = -\frac{qD_B}{N_B} \frac{d(p_n N_B)}{dx}. \quad (3.9)$$

Detaljnije analize rada bipolarnih tranzistora, posebno male i srednje snage, pokazuju da se struja šupljina veoma malo menja duž baze; drugim rečima, može se smatrati da je $J_p \approx \text{const.}$, tako da je iz (3.9):

$$\int_{p_n(0)N_B(0)}^{p_n(x)N_B(x)} d(p_n N_B) = -\frac{J_p}{q} \int_0^x \frac{N_B}{D_B} dx. \quad (3.10)$$

Sa druge strane, kako sve šupljine koje stignu do prelazne oblasti kolektorskog p - n spoja prelaze u kolektor, to je koncentracija šupljina na tom mestu (za $x = w_B$) praktično jednaka nuli ($p_n(w_B) = 0$, sl. 3.9), te smenjujući taj uslov i rešavajući (3.10), sledi:

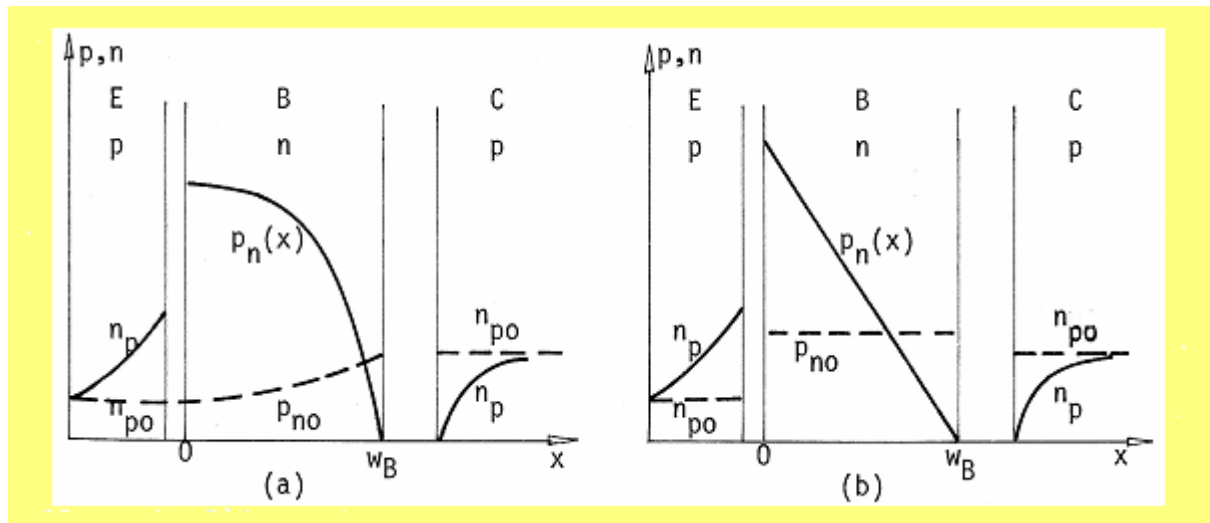
$$p_n(x) = \frac{J_p}{qN_B(x)} \int_x^{w_B} \frac{N_B(x)}{D_B(x)} dx, \quad (3.11)$$

pri čemu je sa $N_B(x)$ i $D_B(x)$ naglašeno da su koncentracija primesa i koeficijent difuzije šupljina u bazi funkcije rastojanja.

U slučaju da je koncentracija primesa u bazi konstantna ($N_B = \text{const.}$), iz (3.11) se dobija:

$$p_n(x) = \frac{J_p}{qD_B} (w_B - x), \quad (3.12)$$

tj. koncentracija manjinskih nosilaca naelektrisanja u bazi linearno opada sa rastojanjem, sl. 3.9b. U svim ostalim slučajevima, odnosno u slučajevima kada koncentracija primesa u bazi nije konstantna, promena koncentracije injektovanih manjinskih nosilaca duž baze nije linearna funkcija rastojanja (sl. 3.9a), i neophodno ju je izračunati prema (3.11).



Sl. 3.9. Raspodele manjinskih nosilaca naelektrisanja u aktivnom režimu PNP tranzistora sa: (a) – $N_B \neq \text{const.}$ i (b) – $N_B = \text{const.}$

Na osnovu (3.11) i (2.2) injektovana koncentracija šupljina uz sam emitorski spoj ($x = 0$) je:

$$p_n(0) = \frac{J_p}{qN_B(0)} \int_0^{w_B} \frac{N_B(x)}{D_B(x)} dx = p_{no}(0) \exp \frac{V_{BE}}{U_T}, \quad (3.13)$$

gde je sa V_{BE} označen napon na emitor-baznom (emitorskom) p - n spoju.

Koristeći činjenicu da je $p_{no}(0) \cdot N_B(0) = n_i^2$, iz (3.13) se dobija izraz za gustinu injektovane struje manjinskih nosilaca uz sam spoj:

$$J_p(0) \equiv J_{pE} = \frac{qn_i^2}{\int_0^{w_B} \frac{N_B(x)}{D_B(x)} dx} \exp \frac{V_{BE}}{U_T}. \quad (3.14)$$

Veličina

$$G_B = \int_0^{w_B} \frac{N_B(x)}{D_B(x)} dx \quad (3.15)$$

zove se **Gamelov broj baze**, tako da se jedn. (3.15) može da napiše i u obliku:

$$J_p(0) = J_{pE} = \frac{qn_i^2}{G_B} \exp \frac{V_{BE}}{U_T}. \quad (3.16)$$

3.2.2. Struja manjinskih nosilaca naelektrisanja u emitoru

Nadalje će se smatrati da je emitor PNP tranzistora relativno tanak (nekoliko μm). U njemu je, kao što je napomenuto, velika koncentracija primesa (dakle, $N_A - N_D \equiv N_E \geq 10^{17} \text{ cm}^{-3}$), tako da se mora voditi računa o efektima jako dopirarnog poluprovodnika. Stoga su transportne jednačine u nekoj tački emitora date sa (104) i (105) iz *Elektronske fizike čvrstog stanja*:

$$J_n = q\mu_n n_p K_E - \mu_n n_p \frac{d(\Delta E_c^{app})}{dx} + kT\mu_n \frac{dn_p}{dx} \quad (3.17)$$

i

$$J_p = q\mu_p p_p K_E + \mu_p p_p \frac{d(\Delta E_v^{app})}{dx} - kT\mu_p \frac{dp_p}{dx}. \quad (3.18)$$

Kada kroz tranzistor ne protiče struja, tj. kada je $J_n = 0$, transportna jednačina (3.18) za većinske nosioce (u ovom slučaju šupljine) glasi:

$$0 = q\mu_p p_{po} K_{E0} + \mu_p p_{po} \frac{d(\Delta E_v^{app})}{dx} - kT\mu_p \frac{dp_{po}}{dx},$$

odakle se, koristeći Ajnštajnovu relaciju i činjenicu da su na sobnoj temperaturi sve primese jonizovane, tj. da je $p_{po} \approx N_A - N_D \equiv N_E$, za ugrađeno električno polje K_{E0} dobija:

$$K_{E0} = U_T \frac{1}{p_{po}} \frac{dp_{po}}{dx} - \frac{1}{q} \frac{d(\Delta E_v^{app})}{dx} \cong U_T \frac{1}{N_E} \frac{dN_E}{dx} - \frac{1}{q} \frac{d(\Delta E_v^{app})}{dx}. \quad (3.19)$$

Pri niskim i srednjim nivoima injekcije sa velikom tačnošću se može uzeti da se ugrađeno električno polje K_E kao posledica gradijenta primesa u emitoru veoma malo menja u odnosu na K_{E0} , tako da se, kada se (3.19) smeni u (3.17), za gustinu struje manjinskih nosilaca u emitoru (u ovom slučaju struju elektrona) dobija:

$$J_n = kT\mu_n \left(\frac{n_p}{N_E} \frac{dN_E}{dx} + \frac{dn_p}{dx} \right) - \mu_n n_p \frac{d(\Delta E_g^{app})}{dx}. \quad (3.20)$$

Kako je, prema (52) u *Elektronskoj fizici čvrstog tela*, odnos kvadrata efektivne sopstvene koncentracije nosilaca naelektrisanja i sopstvene koncentracije nosilaca naelektrisanja

$$\left(\frac{n_{ie}}{n_i} \right)^2 = \exp \left(\frac{\Delta E_g^{app}}{kT} \right), \quad (3.21)$$

to je

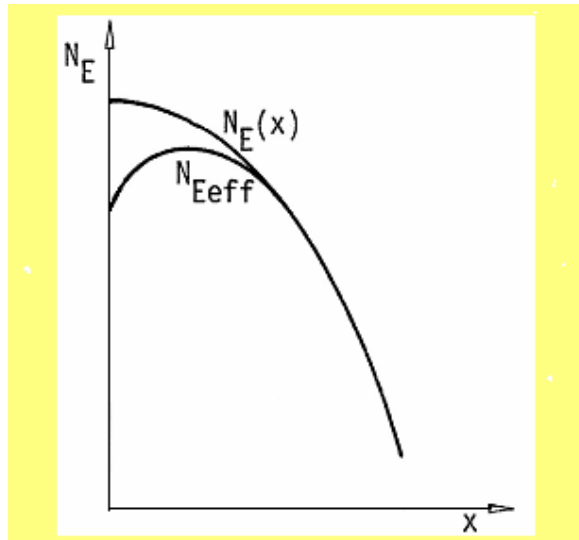
$$\frac{d(\Delta E_g^{app})}{dx} = kT \frac{d \ln \left(\frac{n_{ie}}{n_i} \right)^2}{dx},$$

što, kada se smeni u (3.20), daje:

$$J_n = kT\mu_n n_p \left[\frac{d \ln N_E}{dx} - \frac{d \ln \left(\frac{n_{ie}}{n_i} \right)^2}{dx} + \frac{d \ln n_p}{dx} \right]. \quad (3.22)$$

Uvodeći efektivnu koncentraciju primesa u emitoru N_{Eeff} (sl. 3.10)

$$N_{Eeff} = \frac{N_E}{\left(\frac{n_{ie}}{n_i} \right)^2}, \quad (3.23)$$



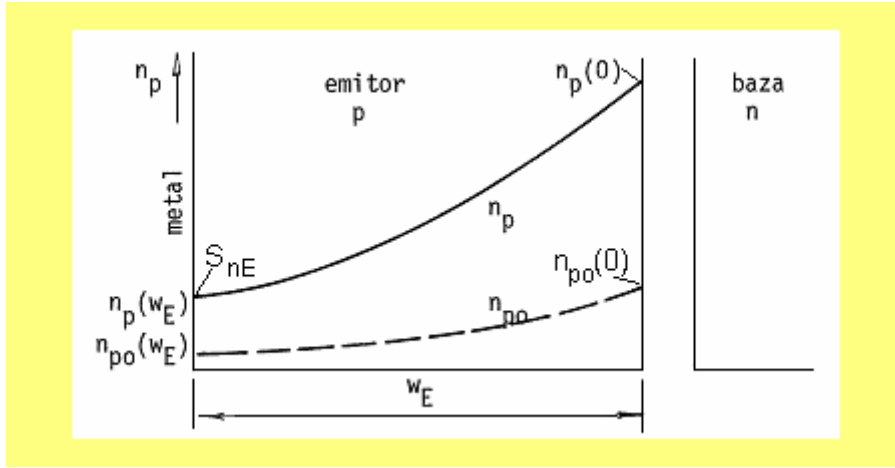
Sl. 3.10. Uz definiciju efektivnog profila primesa u emitoru tranzistora.

jednačina (3.22) postaje:

$$J_n = kT\mu_n n_p \left(\frac{d \ln N_{Eff}}{dx} + \frac{d \ln n_p}{dx} \right) = kT\mu_n n_p \frac{d \ln(n_p N_{Eff})}{dx} = \frac{qD_E}{N_{Eff}} \frac{d(n_p N_{Eff})}{dx}, \quad (3.24)$$

gde je sa $D_E = D_E(x) \equiv D_n$ istaknuto da je reč o koeficijentu difuzije elektrona kao manjinskih nosilaca u emitoru.

I jedn. (3.24), slično kao i (3.9), može se rešiti ako se pretpostavi, što je praksa to i potvrdila, da je struja elektrona u emitoru približno konstantna, odnosno da se ne menja značajno duž emitora. U tom slučaju se, uz pomoć sl. 3.11, iz (3.24) dobija:



Sl. 3.11. Uz izračunavanje struje manjinskih nosilaca naelektrisanja u emitoru.

$$\int_{n_p(w_E)N_{Eff}(x)}^{n_p(0)N_{Eff}(0)} d(n_p N_{Eff}) = \frac{J_n}{q} \int_0^{w_E} \frac{N_{Eff}(x)}{D_E(x)} dx,$$

odakle je:

$$n_p(0)N_{Eff}(0) - n_p(w_E)N_{Eff}(w_E) = \frac{J_n}{q} \int_0^{w_E} \frac{N_{Eff}(x)}{D_E(x)} dx. \quad (3.25)$$

Koncentracija primesa u emitoru $N_E(0)$ uz sam emitorski spoj u praksi je uvek takva da je $N_E(0) < 10^{17} \text{ cm}^{-3}$, a to znači da je, prema (3.23), $N_{Eff}(0) = N_E(0)$. Koristeći (2.3), prvi član na levoj strani jedn. (3.25) je sada:

$$n_p(0)N_{Eff}(0) = n_{po}(0)N_E(0) \exp \frac{V_{BE}}{U_T} = n_i^2 \exp \frac{V_{BE}}{U_T}. \quad (3.26)$$

Sa druge strane, slično jedn. (2.15), uvodeći efektivnu brzinu površinske rekombinacije elektrona S_n , i za gustinu struje elektrona se može napisati: $J_n = qS_n \Delta n_p$. U tom slučaju, pošto se pošlo od pretpostavke da je

$$J_n \approx J_n(0) \approx J_n(w_E) = qS_n(w_E) \Delta n_p(w_E) \approx qS_{nE} n_p(w_E), \quad (3.27)$$

gde je $S_n(w_n) \equiv S_{nE}$ efektivna brzina površinske rekombinacije elektrona na površinskom delu emitora neposredno ispod metala neophodnog za kontaktiranje izvoda emitora (sl. 3.9), to se na osnovu (3.26) i (3.27) iz (3.25) dobija:

$$J_n(0) \equiv J_{nE} = \frac{qn_i^2}{\frac{N_{Eff}(w_E)}{S_{nE}} + \int_0^{w_E} \frac{N_{Eff}(x)}{D_E(x)} dx} \exp \frac{V_{BE}}{U_T} . \quad (3.28)$$

Veličina u imeniocu izraza (3.28) zove se **Gamelov broj emitora** i označava se sa G_E :

$$G_E = \frac{N_{Eff}(w_E)}{S_{nE}} + \int_0^{w_E} \frac{N_{Eff}(x)}{D_E(x)} dx . \quad (3.29)$$

Iz (3.29) se vidi da Gamelov broj emitora ima dva dela. Prvi deo je određen površinskom rekombinacijom elektrona na emitorskom kontaktu i on iznosi:

$$G_{ES} = \frac{N_{Eff}(w_E)}{S_{nE}} = \frac{1}{S_{nE}} \frac{N_E(w_E)}{\left(\frac{n_{ie}(w_E)}{n_i} \right)^2} . \quad (3.30)$$

Drugi deo Gamelovog broja emitora

$$G_{EV} = \int_0^{w_E} \frac{N_{Eff}(x)}{D_E(x)} dx = \int_0^{w_E} \frac{1}{D_E(x)} \frac{N_E(x)}{\left(\frac{n_{ie}(x)}{n_i} \right)^2} dx \quad (3.31)$$

je posledica rekombinacije manjinskih nosilaca u zapremini emitora.

Prema tome, jedn. (3.28) može se napisati i u obliku:

$$J_n(0) = J_{nE} = \frac{qn_i^2}{G_E} \exp \frac{V_{BE}}{U_T} = \frac{qn_i^2}{G_{ES} + G_{EV}} \exp \frac{V_{BE}}{U_T} . \quad (3.32)$$

3.2.3. Emitorska struja

U izrazima (3.16) i (3.32) zanemarena je jedinica u odnosu na eksponencijalni član, što je, za napone V_{BE} pri kojima tranzistor radi u aktivnom režimu, opravdano. Ako se želi da "zadrži" i ta jedinica, onda, na osnovu svega do sada rečenog, izraz za gustinu emitorske struje, kada se zanemari gustina rekombinacione struje J_{rE} (sl. 3.5), na osnovu (3.1), (3.16) i (3.32), glasi:

$$J_E = J_{pE} + J_{nE} = qn_i^2 \left(\frac{1}{G_B} + \frac{1}{G_E} \right) \left(\exp \frac{V_{BE}}{U_T} - 1 \right) . \quad (3.33)$$

3.3. KOEFICIJENT STRUJNOG POJAČANJA

Odnos izlazne i ulazne struje zove se koeficijent strujnog pojačanja. Tako, kod tranzistora sa uzemljenom bazom, koeficijent strujnog pojačanja je:

$$A = \frac{I_C}{I_E} \text{ za } V_{EB} = \text{const.} \quad (3.34)$$

Ovde, zapravo, nije reč o strujnom pojačanju, s obzirom da je $A < 1$; ovaj termin – "koeficijent strujnog pojačanja" – ima pravo značenje kod tranzistora sa uzemljenim emitorom, gde predstavlja odnos kolektorske (izlazne) i bazne (ulazne) struje:

$$B = \frac{I_C}{I_B} \text{ za } V_{BE} = \text{const.} \quad (3.35)$$

Veza između koeficijenata strujnih pojačanja tranzistora sa uzemljenim emitorom i uzemljenom bazom dobija se iz (3.34) i (3.35):

$$B = \frac{I_C}{I_B} = \frac{I_C}{I_E - I_C} = \frac{\frac{I_C}{I_E}}{1 - \frac{I_C}{I_E}} = \frac{A}{1 - A}. \quad (3.36)$$

Iz poslednjeg izraza, takođe, sledi:

$$A = \frac{B}{1 + B}. \quad (3.37)$$

3.3.1. Koeficijent strujnog pojačanja B pri malim vrednostima kolektorske struje

S obzirom da je struja I_{CB0} struja inverzno polarisanog kolektorskog $p-n$ spoja, to je ona znatno manja od svih ostalih komponenata koje čine baznu struju, te je prema (3.2), bazna struja:

$$I_B = I_{pV} + I_{pS} + I_{rE} + I_{nE}, \quad (3.38)$$

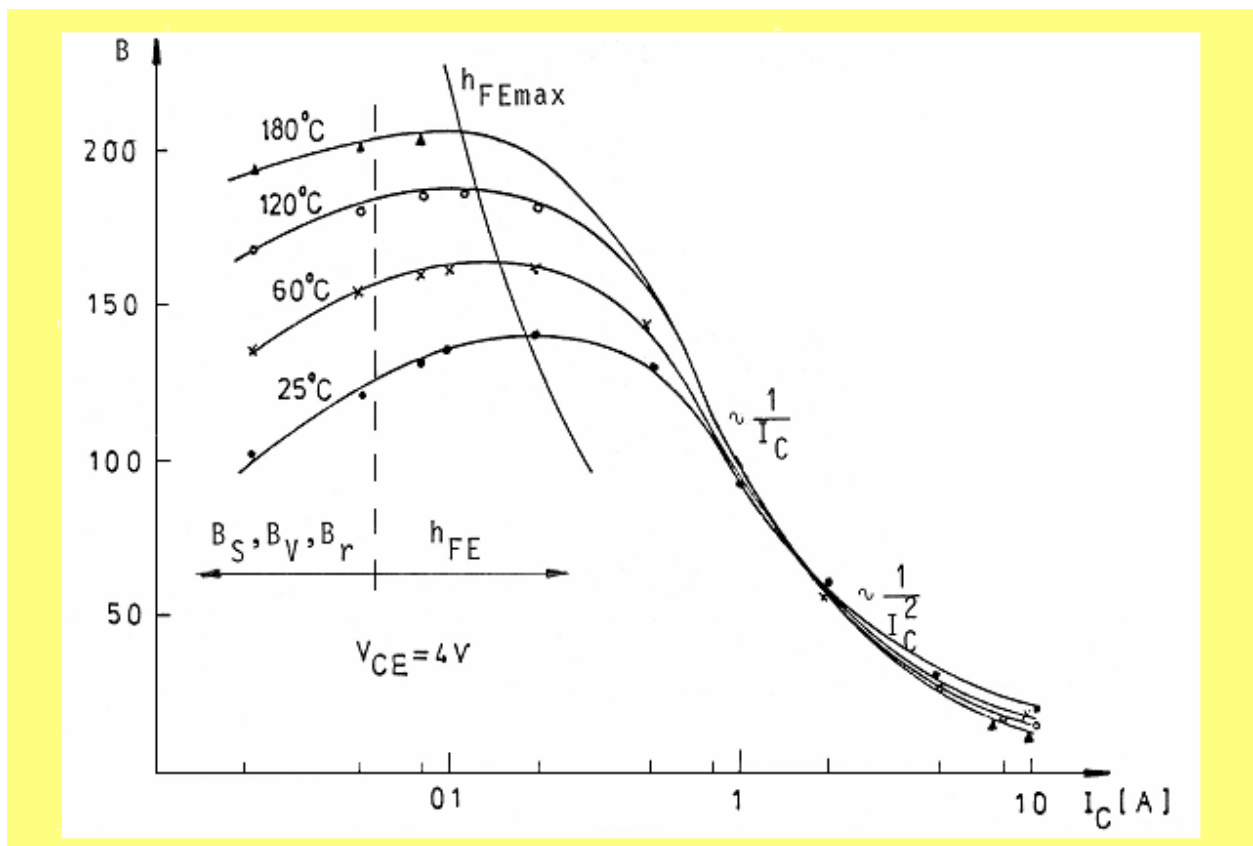
tako da iz (3.35) sledi:

$$\frac{1}{B} = \frac{I_B}{I_C} = \frac{I_{pV} + I_{pS} + I_{rE} + I_{nE}}{I_C} = \frac{1}{B_V} + \frac{1}{B_S} + \frac{1}{B_r} + \frac{1}{B_\gamma}, \quad (3.39)$$

pri čemu su:

$$B_V = \frac{I_C}{I_{pV}}; \quad B_S = \frac{I_C}{I_{pS}}; \quad B_r = \frac{I_C}{I_{rE}}; \quad B_\gamma = \frac{I_C}{I_{nE}}. \quad (3.40)$$

Pri malim vrednostima kolektorske struje, a to znači pri malim vrednostima napona na emitorskom spoju V_{BE} , struje I_{pV} , I_{pS} , a posebno I_{rE} su poredive ili istog reda veličine sa vrednošću struje I_{nE} . Stoga su poredive i vrednosti komponenata koeficijenta strujnog pojačanja (B_V , B_S , B_r i B_γ). I stvarno, eksperimenti su pokazali da se koeficijent strujnog pojačanja tranzistora sa uzemljenim emitorom menja sa kolektorskom strujom tako što prvo raste, dostiže maksimalnu vrednost, a zatim opada (sl. 3.12). Ovo je zbog toga što pri vrlo malim kolektorskim strujama presudnu ulogu na vrednost faktora strujnog pojačanja imaju rekombinaciona struja I_{rE} i struje površinske (I_{pS}) i zapreminske (I_{pV}) rekombinacije, odnosno komponente koeficijenta strujnog pojačanja B_V , B_S i B_r . Međutim, pri **srednjim i velikim** strujama (pri kojima se tranzistor i najviše koristi) dominantan uticaj na vrednost koeficijenta strujnog pojačanja ima komponenta B_γ , koja se zove **koeficijent injekcije** (to je i razlog zbog čega se, često, identifikuju koeficijent strujnog pojačanja i koeficijent injekcije).



Sl. 3.12. Zavisnost koeficijenta strujnog pojačanja jednog homotaksijalnog tranzistora snage od kolektorske struje; B_r , B_S i B_V – koeficijenti strujnih pojačanja u oblastima struja u kojima dominantan uticaj imaju rekombinaciona struja (I_{rE}) i struje površinske (I_{pS}) i zapreminske (I_{pV}) rekombinacije, respektivno.

3.3.2. Koeficijent strujnog pojačanja B pri srednjim vrednostima kolektorske struje

Pri srednjim vrednostima kolektorske struje je $I_{nE} \equiv I_n(0) \gg I_{pV}$, I_{pS} i I_{rE} , tako da presudnu ulogu na vrednost koeficijenta strujnog pojačanja, prema (3.39), ima **koeficijent injekcije** B_γ . Smatrajući da je kolektorska struja vrlo približno jednaka struji šupljina I_{pC} (sl. 3.7), a da je, pak, $I_{pC} \approx I_{pE} = I_p(0)$, iz (3.40) za PNP tranzistor sledi:

$$B_\gamma = \frac{I_C}{I_{nE}} \cong \frac{I_p(0)}{I_n(0)}. \quad (3.41)$$

Poslednji izraz pokazuje koliko je puta struja injektovanih šupljina veća od struje injektovanih elektrona neposredno uz prelaznu oblast emitorskog spoja; stoga je taj koeficijent i nazvan koeficijent injekcije i u literaturi se, veoma često, obeležava sa h_{FE} .

Da B_γ predstavlja stvarno koeficijent strujnog pojačanja kada se zanemare sve ostale struje u odnosu na injektovane, vidi se i iz (3.35):

$$B = \frac{I_C}{I_B} = \frac{I_C}{I_E - I_C} \cong \frac{I_p(0)}{I_p(0) + I_n(0) - I_p(0)} = \frac{I_p(0)}{I_n(0)} = B_\gamma = h_{FE}. \quad (3.42)$$

Prema tome, na osnovu (3.14) i (3.28), koeficijent injekcije (pri čemu je $h_{FE} \approx B$) je:

$$h_{FE} = \frac{G_B}{G_E} = \frac{\frac{1}{S_{nE}} \frac{N_E(w_E)}{\left(\frac{n_{ie}(w_E)}{n_i}\right)^2} + \int_0^{w_E} \frac{1}{D_E(x)} \frac{N_E(x)}{\left(\frac{n_{ie}(x)}{n_i}\right)^2} dx}{\int_0^{w_B} \frac{N_B(x)}{D_B(x)} dx}. \quad (3.43)$$

Vrednost koeficijenta strujnog pojačanja određena koeficijentom injekcije na osnovu (3.43) praktično odgovara **maksimalnoj** vrednosti toga koeficijenta (kriva $h_{FE\max}$ na sl. 3.12).

Analizom izraza (3.43) može se videti da su njime obuhvaćeni efekti jakog dopiranja emitora (preko n_{ie}), uticaj rekombinacije nosilaca na emitorskom kontaktu (preko S_{nE}), kao i uticaj profila primesa u emitoru i bazi tranzistora (preko $N_E(x)$ i $N_B(x)$). Veoma važan zaključak, koji se dobija iz izraza (3.43), jeste da se usled efekata jakog dopiranja emitora smanjuje koeficijent injekcije (ranije, kada se o tim efektima nije vodilo računa, za koeficijent injekcije dobijane su teorijske vrednosti znatno veće od eksperimentalnih). Vidi se da je profil primesa, koji učestvuje u injekciji nosilaca, manji od neto-profila primesa $N_E(x)$ u emitoru, odnosno da injekciju određuje efektivni profil primesa emitora $N_{E\text{eff}}$ (sl. 3.10), definisan jednačinom (3.23).

Kako je na površini emitora maksimalna neto-koncentracija primesa, to je na tom mestu i najveća efektivna sopstvena koncentracija nosilaca naelektrisanja, što znači da se tu efektivna i neto koncentracija primesa najviše razlikuju, kao što je i ilustrovano na sl. 3.10.

Koliki je uticaj jakog dopiranja emitora na vrednost koeficijenta strujnog pojačanja najbolje se vidi ako se razmatra tranzistor sa homogenom koncentracijom primesa u emitoru i bazi. U tom slučaju su $D_B(x) = D_B = \text{const.}$ i $D_E(x) = D_E = \text{const.}$, tako da se iz (3.43) dobija:

$$h_{FE} = \frac{\left(\frac{D_B}{S_{nE} w_B} + \frac{D_B w_E}{D_E w_B} \right) \frac{N_E}{N_B}}{\left(\frac{n_{ie}}{n_i} \right)^2} = \frac{h_{FE}^0}{\left(\frac{n_{ie}}{n_i} \right)^2}, \quad (3.44)$$

gde je h_{FE}^0 – koeficijent strujnog pojačanja tranzistora kada se ne vodi računa o efektima jakog dopiranja, definisan brojiocem u izrazu (3.44).

Iz izraza (3.44) vidi se da se usled efekata jakog dopiranja emitora vrednost faktora strujnog pojačanja smanjuje $(n_{ie}/n_i)^2$ puta.

Do sada je bilo reči o tranzistoru sa tankim emitorom. Međutim, ako je debljina emitora relativno velika, tačnije ako je $w_E \geq 2L_{Eff}$ (L_{Eff} je efektivna difuziona dužina manjinskih nosilaca naelektrisanja u emitoru), može se smatrati da se svi manjinski nosioci injektovani iz baze u emitor rekombinuju u zapremini emitora pre nego što stignu do emitorskog kontakta. To znači da je Gamelov broj emitora određen površinskom rekombinacijom elektrona na emitorskom kontaktu G_{ES} , definisan jednačinom (3.30), znatno manji od komponente Gamelovog broja usled rekombinacije manjinskih nosilaca u zapremini emitora G_{EV} ($G_{ES} \ll G_{EV}$), te se izraz (3.43) za koeficijent injekcije tranzistora sa **debelim emitorom** redukuje i glasi:

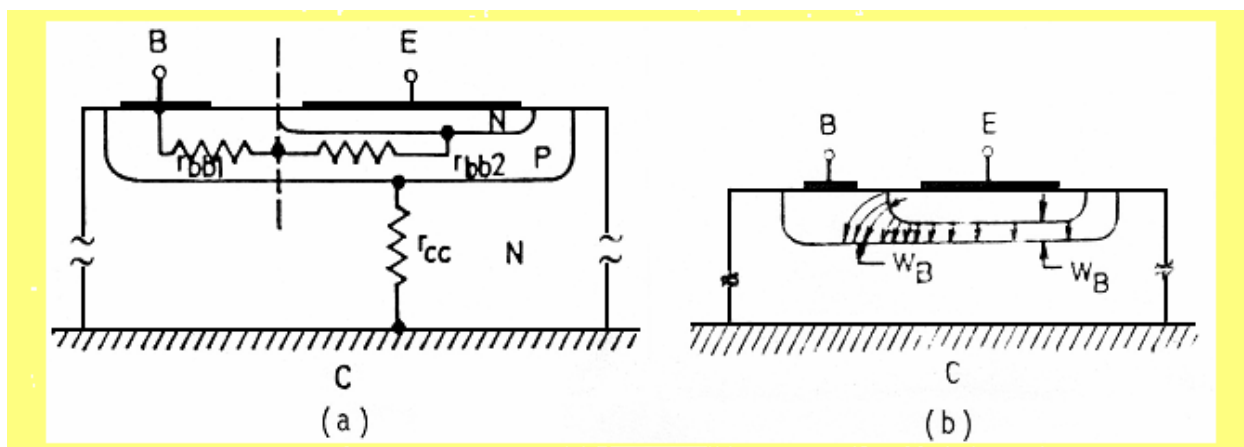
$$h_{FE} \approx \frac{G_B}{G_{EV}} = \frac{\int_0^{w_E} \frac{1}{D_E(x)} \frac{N_E(x)}{\left(\frac{n_{ie}(x)}{n_i}\right)^2} dx}{\int_0^{w_B} \frac{N_B(x)}{D_B(x)} dx}. \quad (3.45)$$

Drugim rečima, kod tranzistora sa debelim emitorom brzina površinske rekombinacije S_E manjinskih nosilaca na emitorskom kontaktu nema nikakav uticaj na vrednost koeficijenta injekcije, odnosno na vrednost koeficijenta strujnog pojačanja. To, pak, znači da povećanje debljine emitora iznad $2L_{Eff}$, uz istu površinsku koncentraciju primesa, ne bi povećalo vrednost koeficijenta strujnog pojačanja. Isto tako, i porast koncentracije primesa u emitoru ne bi mnogo uzrokovao porast koeficijenta strujnog pojačanja, s obzirom da tada raste i $(n_{ie}/n_i)^2$, tako da se podintegralna funkcija u brojiocu izraza (3.45) malo menja. To je i razlog pojavi da je kod tranzistora sa difundovanim emitorom oblast površinske koncentracije primesa, za koju je strujno pojačanje vrlo blizu maksimalnoj vrednosti, dosta široka i kreće se u opsegu od 10^{19} cm^{-3} do 10^{20} cm^{-3} .

Treba, još jednom, napomenuti da je dosadašnja analiza zasnovana na pretpostavci o relativno niskim nivoima injekcije, tj. kada gustina struje u tranzistoru nije velika.

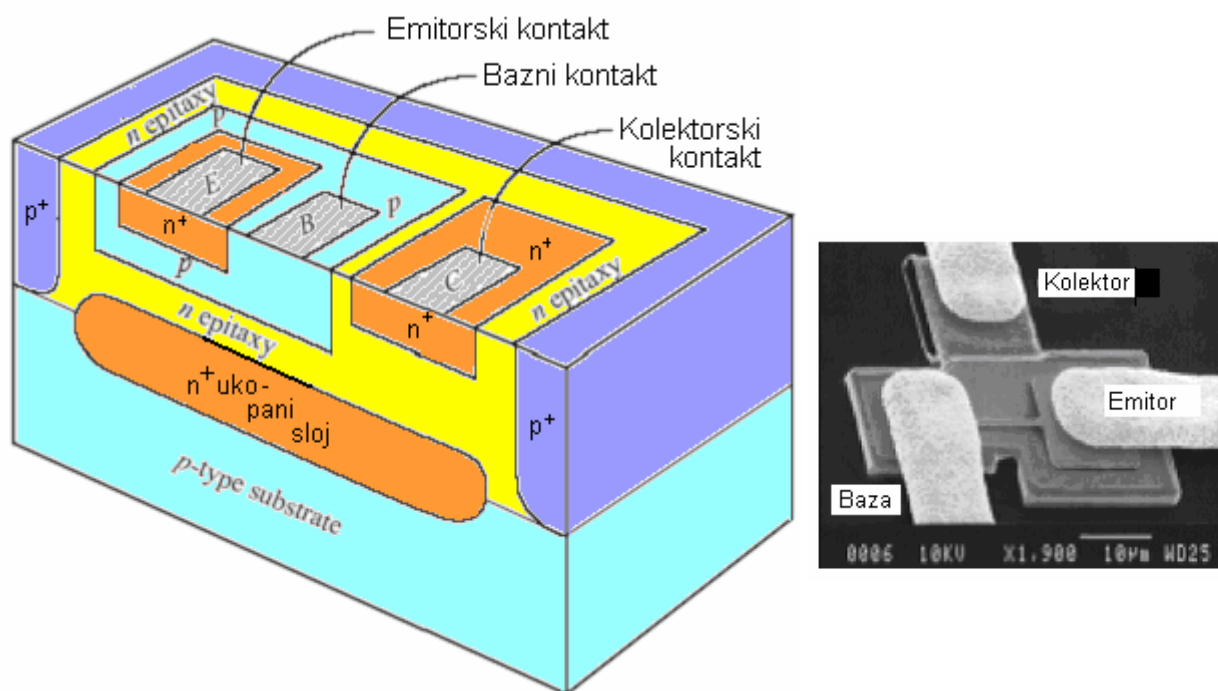
3.3.3. Koeficijent strujnog pojačanja B pri velikim vrednostima kolektorske struje

Pokazuje se, što je i naznačeno na sl. 3.12, da pri **velikim gustinama struje** koeficijent strujnog pojačanja opada i to obrnuto proporcionalno kolektorskoj struji ($h_{FE} \sim 1/I_C$), a pri još većim gustinama struje je ($h_{FE} \sim 1/I_C^2$). Ovo je posledica širenja baze u kolektor (o ovom, tkzv. Kirkovom efektu, biće reči u odeljku 3.5.3) i "nagomilavanja" struje po ivici emitora, sl. 3.13b. Naime, bazna otpornost r_{bb} , od baznog kontakta do emitorskog spoja, može se podeliti u dva dela: otpornost r_{bb1} – od baznog kontakta do ivice emitorskog spoja (sl. 3.13a) i otpornost r_{bb2} – otpornost ispod emitora. Treba reći da otpornost r_{bb1} ne zavisi od uslova rada tranzistora, dok otpornost r_{bb2} zavisi (sa jedne strane, pri povećanju kolektorskog napona baza se sužava – povećava se prelazna oblast kolektorskog spoja, te se povećava i otpornost r_{bb2} , a sa druge strane, prilikom proticanja velike kolektorske struje u bazi se nagomilavaju nosioci, usled čega se otpornost r_{bb2} smanjuje). Pri velikoj kolektorskoj struji velika je i bazna struja. Usled proticanja takve bazne struje stvara se nezanemarljiv pad napona na otpornosti r_{bb2} . Napon na ivici emitora uz bazu je veći od napona na drugoj ivici udaljenoj od baznog kontakta za veličinu toga pada napona. Kako je struja kroz emitorski spoj eksponencijalna funkcija napona, to će najveći deo struje proticati blizu **ivice emitora uz bazni kontakt**, približno po širini jednakoj širini baze (sl. 3.13b).



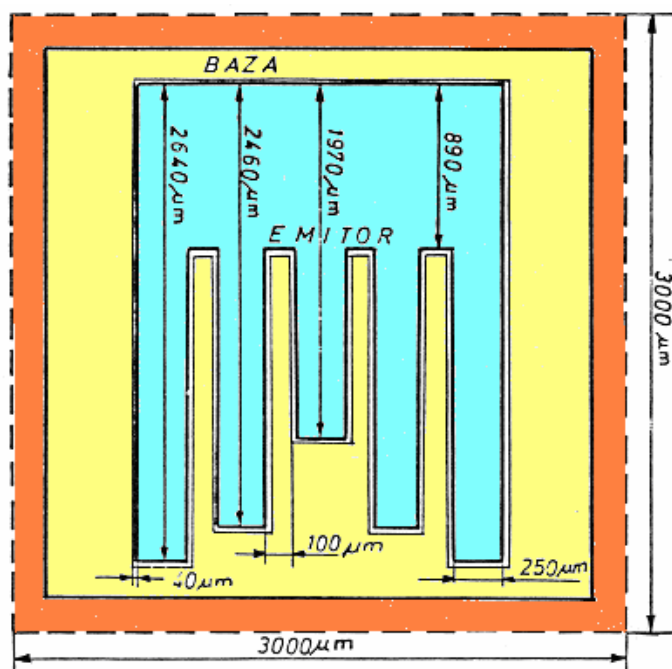
Sl. 3.13. (a) – Kvalitativna predstava baznih otpornosti r_{bb1} i r_{bb2} ;
(b) – povećanje gustine struje u bazi bliže baznom kontaktu.

“Gomilanje” struje po ivici emitora uz bazni kontakt još je izraženiji kod tranzistora u integrisanim kolima, kod kojih su izvodi za kolektor, bazu i emitor sa iste strane, sl. 3.14. Na sl. 3.14 je prikazan i "pogled odozgo" na jedan takav tranzistor, snimljen uz pomoć mikroskopa.



Sl. 3.14. NPN tranzistor u integrisanim kolima.

Prema tome, kad tranzistor radi sa velikim kolektorskim strujama, aktivan je samo uzak deo emitora. Drugim rečima, struja najvećim delom protiče po **obimu emitora**, što uzrokuje pad koeficijenta strujnog pojačanja od kolektorske struje kao na sl. 3.12. To znači da se tranzistor za velike struje, odnosno za velike snage, ne može dobiti prostim povećanjem površine emitora. Da bi se rešio taj problem, površina se tako oblikuje da se dobije što veći obim emitora, i to onaj obim koji je okrenut prema baznom kontaktu. Zbog toga se kod tranzistora snage emitor pravi u obliku češlja, sl. 3.15. Na taj način se ostvaruje manja bazna otpornost, izbegava se neravnomerna raspodela struje po površini emitora, te se dobija manje opadanje koeficijenta strujnog pojačanja pri velikim kolektorskim strujama.



Sl. 3.15. Emitor i baza tranzistora snage BU 326 sa naznačenim dimenzijama.

3.3.4. Temperaturna zavisnost koeficijenta strujnog pojačanja

Bipolarni tranzistori, posebno tranzistori snage, mogu da rade u uslovima velike disipacije, a to znači i u uslovima povišene temperature. Povišenje temperature tranzistora može da dovede do značajnih promena vrednosti faktora strujnog pojačanja, sl. 3.12. Tako, pri niskim i srednjim vrednostima kolektorske struje, gde dominiraju efekti jakog dopiranja emitora i rekombinacioni procesi u bazi, strujno pojačanje raste sa povećanjem temperature. Međutim, pri veoma velikim vrednostima kolektorske struje, kada dominiraju efekti visokih nivoa injekcije, strujno pojačanje opada sa temperaturom, sl. 3.12.

Porast koeficijenta strujnog pojačanja sa temperaturom pri srednjim vrednostima kolektorskih strujama može se objasniti, na primer, pomoću izraza (3.44). Naime, iako se h_{FE}^0 vrlo malo menja sa promenom temperature (čak opada sa povećanjem temperature), ipak h_{FE} raste (sl. 3.12), jer se h_{FE}^0 deli sa $(n_{ie}/n_i)^2 = \exp(\Delta E_g^{app}/kT)$, a ta se veličina brže smanjuje sa porastom temperature.

3.3.5. Koeficijent strujnog pojačanja pri naizmeničnoj struji

Do sada je sve vreme bilo reči o pojačanju tranzistora za jednosmernu struju, tkzv. **integralnom pojačanju**. Kada tranzistor radi u kolima naizmenične struje, definiše se **diferencijalni koeficijent strujnog pojačanja**, koji za tranzistor sa uzemljenim emitorom glasi:

$$\beta = \frac{dI_C}{dI_B} \cong \frac{I_C}{I_B}, \quad (3.46)$$

gde su I_C i I_B efektivne vrednosti naizmenične kolektorske i bazne struje, respektivno.

Ako je I_e efektivna vrednost naizmenične emitorske struje, diferencijalni koeficijent strujnog pojačanja tranzistora sa uzemljenom bazom je:

$$\alpha = \frac{dI_C}{dI_E} \cong \frac{I_C}{I_E} . \quad (3.47)$$

Veza između integralnog i diferencijalnog koeficijenta strujnog pojačanja tranzistora sa uzemljenim emitorom dobija se iz (3.35) i (3.47), odakle je:

$$dI_C = B dI_B + I_B \frac{dB}{dI_C} dI_C ,$$

odnosno:

$$\beta = \frac{B}{1 - I_B \frac{dB}{dI_C}} . \quad (3.48)$$

Kao što se vidi sa sl. 3.12, pri vrlo malim kolektorskim strujama je $dB/dI_C > 0$, tako da je iz jedn. (3.48) $\beta > B$. Pri velikim kolektorskim strujama (zbog $dB/dI_C < 0$) je $\beta < B$, dok je u okolini maksimalne vrednosti koeficijenta strujnog pojačanja $\beta \approx B$. Isto tako, iz (3.48) se vidi da će se diferencijalni i integralni koeficijenti strujnog pojačanja utoliko više razlikovati ukoliko je bazna struja veća. Na sreću, razlike između β i B nisu velike, te će se, nadalje smatrati da je $\beta \approx B$.

Na sličan način, za tranzistor sa uzemljenom bazom, iz (3.34) sledi:

$$dI_C = A dI_E + I_E dA ,$$

odakle je, koristeći (3.47) i (3.37):

$$\alpha = \frac{A}{1 - I_E \frac{dA}{dI_C}} = \frac{A}{1 - \frac{A}{B} I_B \frac{dB}{dI_C}} . \quad (3.49)$$

Vidi se, dakle, da će, zbog $B \gg A$, kod tranzistora sa uzemljenom bazom relativne promene koeficijenta strujnog pojačanja biti manje nego kod tranzistora sa uzemljenim emitorom, što znači da se, tim pre, može uzeti da je $\alpha = A$.

Može se pokazati da, slično izrazima (3.35) i (3.34), i za diferencijalne koeficijente strujnog pojačanja važi:

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad (3.50)$$

i

$$\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta} . \quad (3.51)$$

Treba napomenuti da su vrednosti koeficijenta strujnog pojačanja kod svih tipova tranzistora $\alpha \approx 1$ (ali uvek $\alpha < 1$), a vrednosti koeficijenta strujnog pojačanja β kod tranzistora male snage su $\beta \approx 100 \div 300$, dok su kod tranzistora snage te vrednosti znatno manje ($\beta \approx 20 \div 60$).

3.4. STATIČKE STRUJNO-NAPONSKE KARAKTERISTIKE

U okviru analize statičkih strujno-naponskih karakteristika tranzistora, prvo će se obraditi Ebers-Molov model tranzistora, a zatim samo one relevantne (ulazne i izlazne) karakteristike tranzistora za uzemljenom (zajedničkom) bazom i uzemljenim emitorom.

3.4.1. Ebers-Molov model tranzistora

Analiza će se sprovesti za PNP tranzistor sa uzemljenom bazom i naponima na njemu kao na sl. 3.1 i sl. 3.2. U tom slučaju, kada se zanemari rekombinaciona struja I_{re} , pri aktivnom režimu rada, prema (3.33) kroz emitorski spoj protiče struja:

$$I'_E = I_F = I_{SE} \left(\exp \frac{V_{EB}}{U_T} - 1 \right), \quad (3.52)$$

gde je, ako je A_E površina emitorskog p - n spoja, struja I_{SE} :

$$I_{SE} = A_E q n_i^2 \left(\frac{1}{G_B} + \frac{1}{G_E} \right) \text{ za } V_{CB} \leq 0. \quad (3.53)$$

Uobičajeno je da se sa **pozitivnim** predznakom uzimaju struje koje **utiču** u tranzistor, iako kod PNP tranzistora bazna i kolektorska struja ističu iz tranzistora. U skladu sa takvim označavanjem, pod uticajem struje I_F kroz kolektorski spoj protiče struja:

$$I'_C = -\alpha I_F. \quad (3.54)$$

Prema tome, tranzistor se u aktivnom režimu rada može predstaviti ekvivalentnom šemom kao na sl. 3.16a, na kojoj je emitorski spoj predstavljen diodom, a kolektorski generatorom.

Ako, sada, emitor i kolektor izmene uloge, tj. ako je emitor inverzno, a kolektor **direktno** polarisan, kroz kolektorski spoj protiče struja:

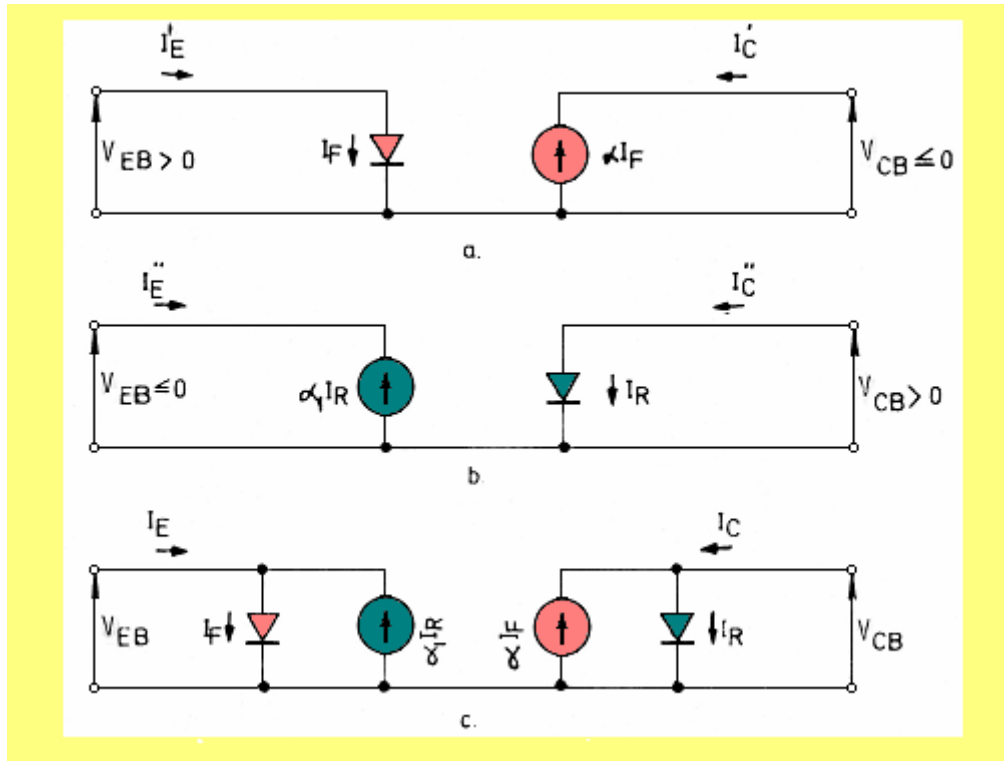
$$I''_C = I_R = I_{SC} \left(\exp \frac{V_{CB}}{U_T} - 1 \right), \quad (3.55)$$

gde je I_{SC} struja zasićenja kolektorskog spoja pri $V_{EB} \leq 0$. U tom slučaju, pod uticajem struje I_R , kroz inverzno polarisani emitorski spoj protiče struja:

$$I''_E = \alpha_I I_R. \quad (3.56)$$

gde je α_I koeficijent strujnog pojačanja inverzno polarisanog tranzistora sa uzemljenom bazom. U ovom slučaju se kolektorski spoj može predstaviti diodom, a emitorski spoj strujnim generatorom, tako da ekvivalentna šema inverzno polarisanog tranzistora izgleda kao na sl. 3.16b.

Sažimanjem ekvivalentnih šema sa sl. 3.16a i sl. 3.16b moguće je dobiti ekvivalentnu šemu tranzistora (Ebers-Molov model) koja obuhvata sve polarizacije emitorskog i kolektorskog spoja, sl. 3.16c. Sa ove slike vidi se da je emitorska struja I_E :



Sl. 3.16. Ekvivalentne šeme tranzistora: (a) – normalno polarisanog, (b) – inverzno polarisanog i (c) – za sve polarizacije (Ebers-Molov model tranzistora).

$$I_E = I_F - \alpha_I I_R = I_{SE} \left(\exp \frac{V_{EB}}{U_T} - 1 \right) - \alpha_I I_{SC} \left(\exp \frac{V_{CB}}{U_T} - 1 \right). \quad (3.57)$$

Takođe, sa sl. 3.14c sledi:

$$I_C = -\alpha I_F + I_R = -\alpha I_{SE} \left(\exp \frac{V_{EB}}{U_T} - 1 \right) + I_{SC} \left(\exp \frac{V_{CB}}{U_T} - 1 \right). \quad (3.58)$$

Kao što se vidi, u izrazima (3.57) i (3.58) figurišu struje I_{SE} i I_{SC} . Struja I_{SC} se određuje pri otvorenom emitorskom spoju. Tada je $I_E = 0$, tako da je ukupna struja koja protiče kroz kolektorski spoj jednaka I_{CB0} (sl. 3.5), što, kada se smeni u (3.57) i (3.58), daje:

$$I_{SC} = -\frac{I_{CB0}}{1 - \alpha \alpha_I}. \quad (3.59)$$

Analogno, pri inverzno polarisanom emitorskom spoju ($V_{EB} \ll 0$) i otvorenom kolektorskom spoju ($I_C = 0$) sledi da je $I_F = -I_{SE}$ i $I_E = I_{EB0}$ tako da se na osnovu (3.57) i (3.58) dobija:

$$I_{SE} = -\frac{I_{EB0}}{1 - \alpha \alpha_I}. \quad (3.60)$$

U praksi je, zbog konstrukcije tranzistora, uvek $\alpha_I < \alpha$; pokazalo se da koliko je puta struja zasićenja emitorskog spoja I_{SE} manja od struje zasićenja kolektorskog spoja I_{SC} , toliko je

puta koeficijent strujnog pojačanja α direktno polarisanog tranzistora veći od koeficijenta strujnog pojačanja α_i inverzno polarisanog tranzistora. Drugim rečima, važi relacija:

$$\alpha I_{SE} = \alpha_i I_{SC}, \quad (3.61)$$

odnosno:

$$\alpha I_{EB0} = \alpha_i I_{CB0}. \quad (3.62)$$

3.4.2. Statičke strujno-naponske karakteristike tranzistora sa uzemljenom bazom

Ulazne karakteristike

Ulazna strujno-naponska karakteristika tranzistora sa uzemljenom bazom jeste zavisnost ulaznog napona V_{EB} od ulazne struje I_E . Ova zavisnost se dobija iz (3.57) i (3.61), odakle je:

$$V_{EB} = U_T \ln \left[\frac{I_E}{I_{SE}} + 1 + \alpha \left(\exp \frac{V_{CB}}{U_T} - 1 \right) \right]. \quad (3.63)$$

Ulazne karakteristike dobijene na osnovu jedn. (3.63) prikazane su na sl. 3.17a. Vidi se da za $V_{CB} = 0$ i $V_{CB} < 0$ karakteristika odgovara strujno-naponskoj karakteristici emitorskog $p-n$ spoja. Ovo je zbog toga što za $V_{CB} = 0$ iz (3.63) sledi:

$$V_{EB} = U_T \ln \left(\frac{I_E}{I_{SE}} + 1 \right) \approx U_T \ln \frac{I_E}{I_{SE}}. \quad (3.64)$$

Takođe, za $V_{CB} < 0$ i činjenice da je $\alpha \approx 1$, iz (3.63) je:

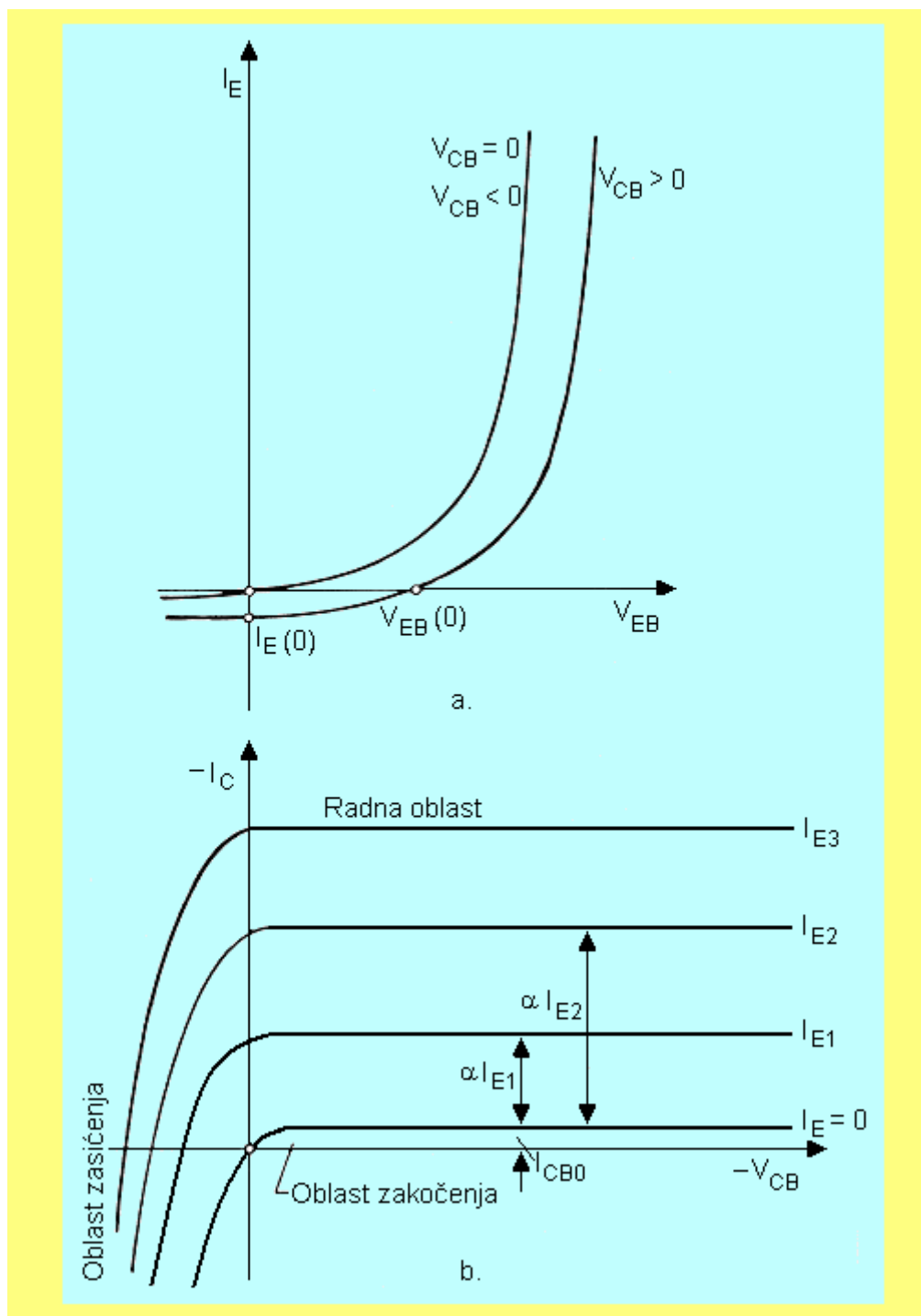
$$V_{EB} \approx U_T \ln \left(\frac{I_E}{I_{SE}} + 1 - \alpha \right) = U_T \ln \frac{I_E}{I_{SE}}, \quad (3.65)$$

što je isto kao i u slučaju $V_{CB} = 0$.

Kada tranzistor radi u zasićenju – kada je i kolektorski spoj direktno polarisan ($V_{CB} > 0$), pri istom emitor-baznom naponu emitorska struja je manja nego u slučaju kada je $V_{CB} < 0$. Naime, za $V_{CB} > 0$, koristeći (3.61) iz (3.63) sledi:

$$V_{EB} = U_T \ln \left(\frac{I_E}{I_{SE}} + 1 + \alpha \frac{I_R}{I_{SC}} \right) = U_T \ln \left(\frac{I_E + \alpha_i I_R}{I_{SE}} + 1 \right), \quad (3.66)$$

što, kada se uporedi sa (3.64), ukazuje da se, pri istom naponu V_{EB} , ulazna (emitorska) struja I_E uvećala za vrednost $\alpha_i I_R$. Takođe, sa sl. 3.15a vidi se da pri naponima $V_{EB} < V_{EB}(0)$ (kada je $I_E = 0$), emitorska struja menja znak, tj. teče u suprotnom smeru od smera koji ima kada tranzistor radi u aktivnom režimu.

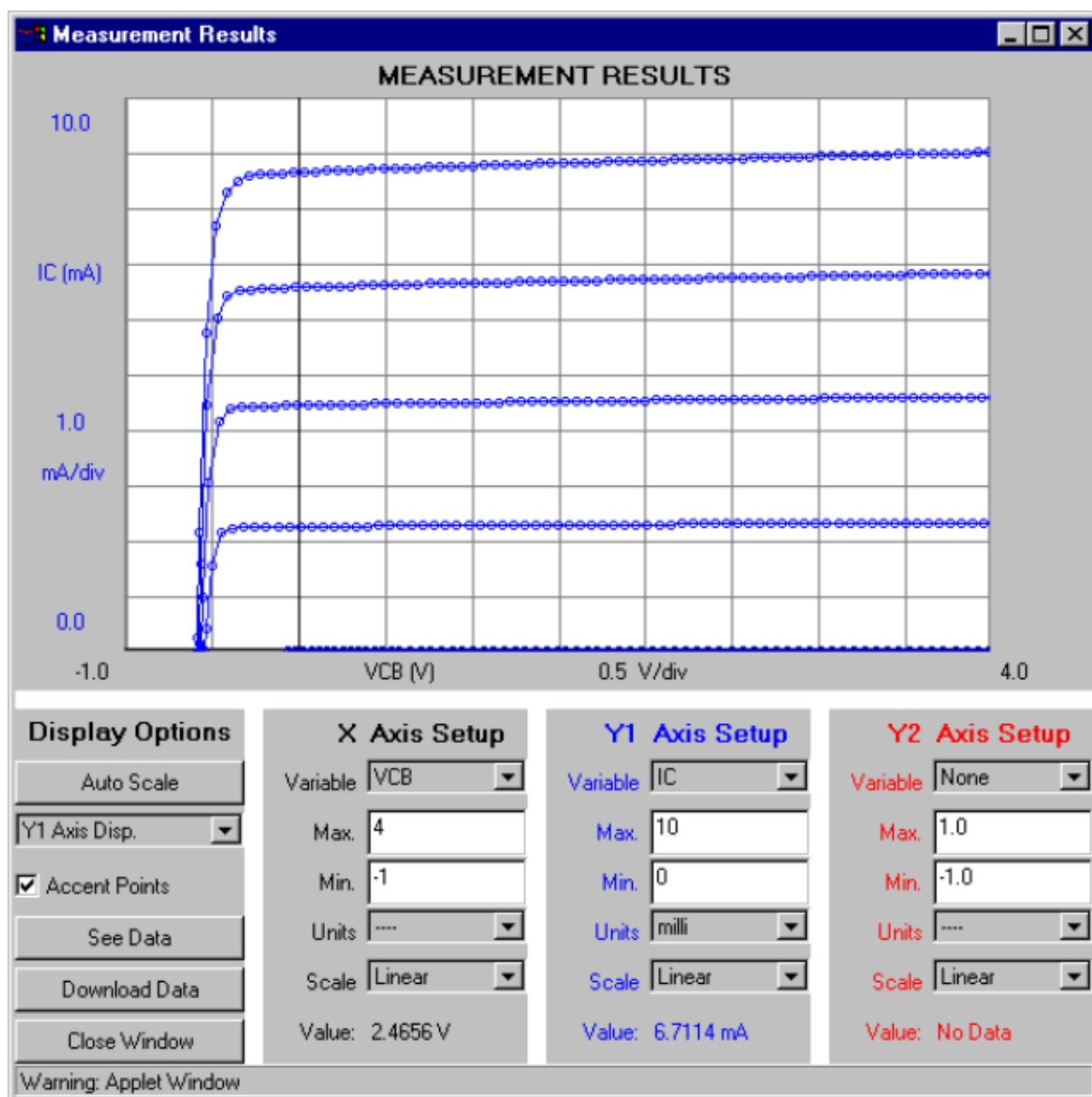


Sl. 3.17. Statičke stujno-naponske karakteristike PNP tranzistora sa uzemljenom bazom:
(a) – ulazne i (b) – izlazne karakteristike.

Izlazne karakteristike

Izlazne karakteristike tranzistora sa uzemljenom bazom predstavljaju zavisnost izlazne struje I_C od izlaznog napona V_{CB} pri konstantnoj ulaznoj struji I_E . Ove zavisnosti se dobijaju eliminacijom V_{EB} iz (3.57) i (3.58), odakle je:

$$I_C = -\alpha I_E + I_{CB0} \left(\exp \frac{V_{CB}}{U_T} - 1 \right). \quad (3.67)$$



Sl. 3.18. Merene izlazne karakteristike NPN tranzistora sa uzemljenom bazom.

Na sl. 3.17b prikazane su izlazne karakteristike dobijene na osnovu (3.67). Vidi se da je za $I_E = 0$ kolektorska struja jednaka struji kolektorskog $p-n$ spoja (pri otvorenom ulazu) i da su te karakteristike, praktično, pomerene za αI_E kada je $I_E > 0$. Merene izlazne karakteristike jednog realnog NPN tranzistora prikazane su na sl. 3.18.

3.4.3. Statičke strujno-naponske karakteristike tranzistora sa uzemljenim emitorom

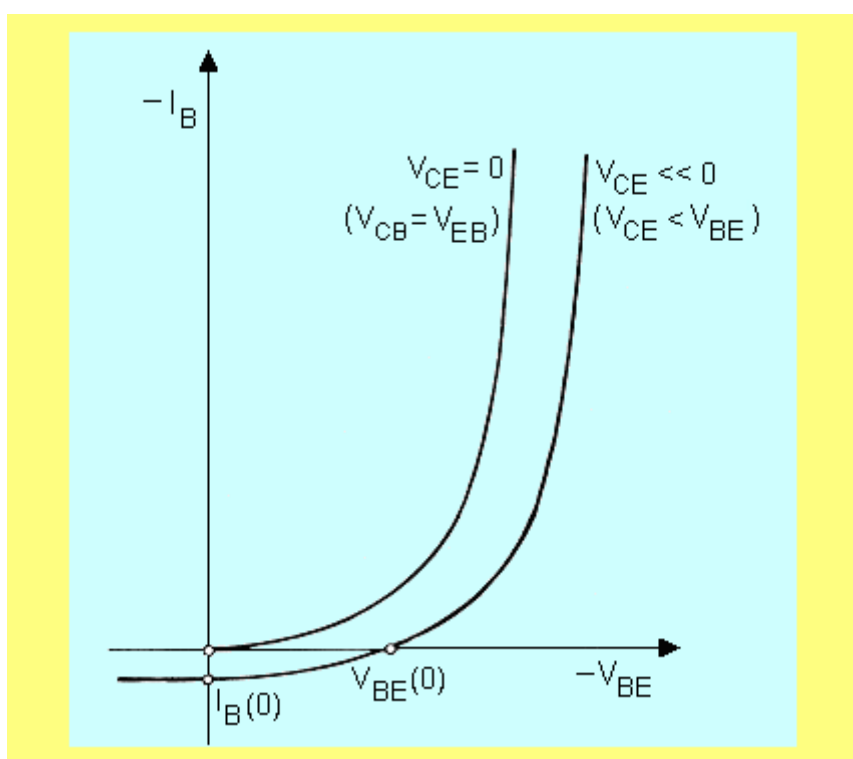
Ulazne karakteristike

Ulazna karakteristika tranzistora sa uzemljenim emitorom jeste zavisnost ulaznog napona V_{BE} od ulazne struje I_B . Ova zavisnost se, takođe, dobija iz (3.57) i (3.58), pri čemu se koristi $I_E +$

$I_B + I_C = 0$ (prema napomenutom označavanju predznaka struja) i činjenica da je, prema sl. 3.2b, $V_{EB} = -V_{BE}$, odnosno $V_{CB} = V_{CE} - V_{BE}$, tako da je za aktivni režim rada ($V_{CE} \ll 0$):

$$V_{BE} = -U_T \ln \left(\frac{-(1+\beta)I_B}{I_{SE}} + 1 + \frac{\beta}{\beta_I} \right), \quad (3.68)$$

gde je β_I koeficijent strujnog pojačanja inverzno polarisanog tranzistora sa uzemljenim emitorom, a $I_E = (1 + \beta)I_B$. Kada se (3.68) uporedi sa (3.66) vidi se da su ti izrazi veoma slični, tj. da je napon V_{BE} jednak naponu na emitorskom spoju kada kroz njega protiče struja I_E . Treba naglasiti da je u aktivnom režimu rada $-V_{BE} > 0$ i kada je $I_B = 0$, s obzirom da i tada kroz emitorski spoj protiče inverzna struja kolektorskog spoja, usled čega na emitorskom spoju postoji izvestan napon $V_{BE}(0)$ (sl. 3.19). Ako je, pak, $V_{CE} = 0$ ($V_{CB} = V_{EB}$) napon V_{BE} je, pri datoj baznoj struji, manji nego u slučaju $V_{CE} \ll 0$, što je posledica direktno polarisanog kolektorskog spoja, te se struja raspodeljuje između emitorskog i kolektorskog spoja.



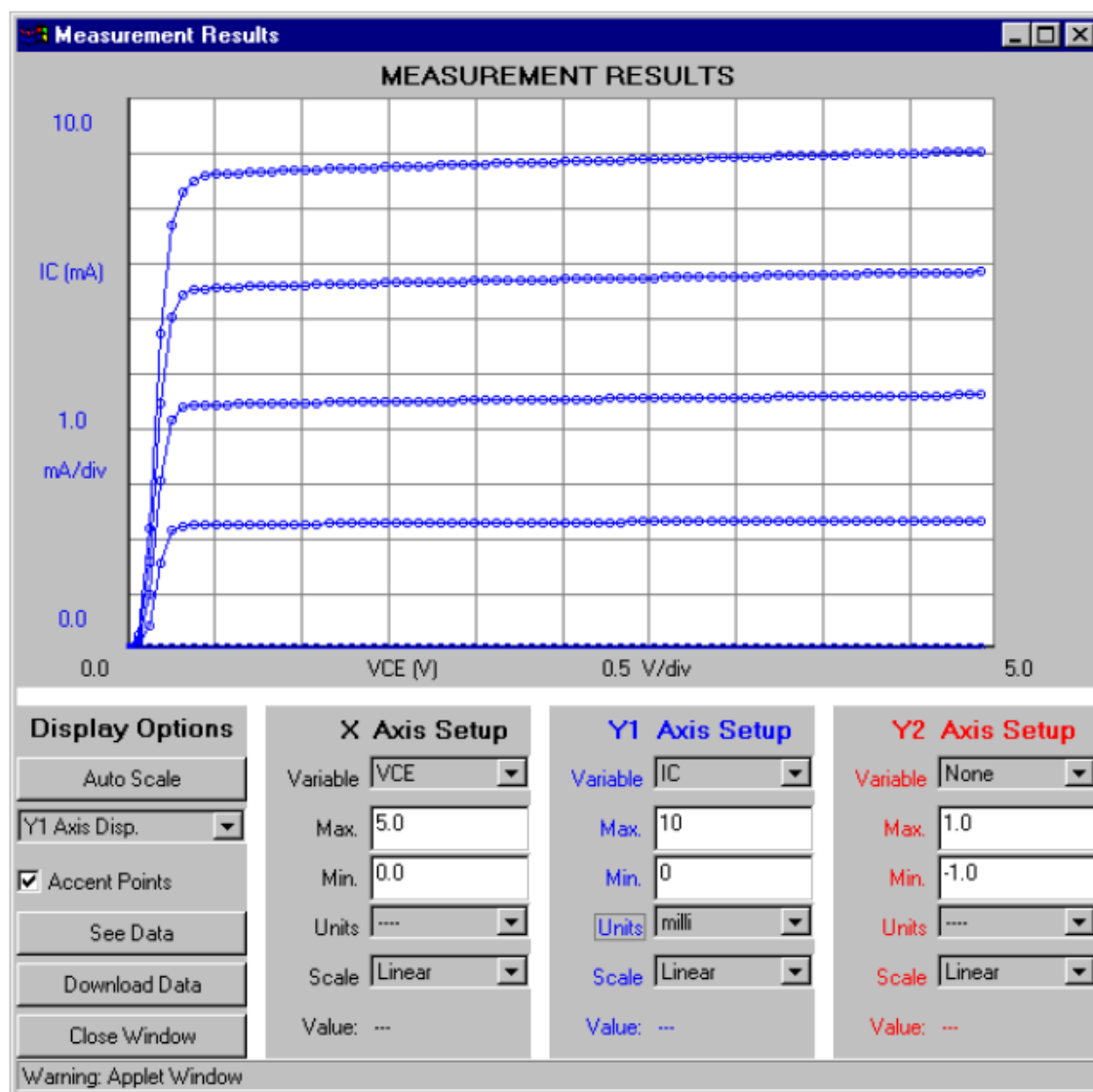
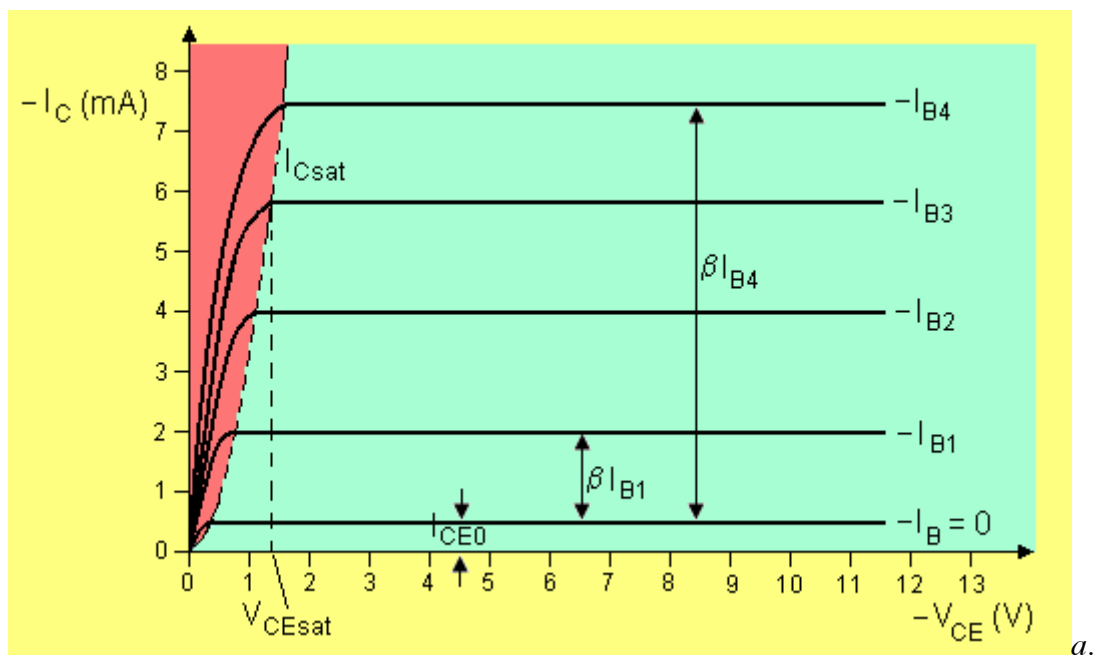
Sl. 3.19. Ulazne karakteristike PNP tranzistora.

Izlazne karakteristike

Izlazne karakteristike tranzistora sa uzemljenim emitorom predstavljaju zavisnost izlazne struje I_C od izlaznog napona V_{CE} pri konstantnoj ulaznoj struji I_B , sl. 3.20. Eliminacijom V_{BE} iz (3.57) i (3.58) i pogodnim transformacijama, za kolektorsku struju se dobija:

$$I_C = \beta I_B + (1 + \beta) I_{CB0} \exp \left(\exp \frac{V_{CB}}{U_T} - 1 \right). \quad (3.69)$$

Poslednja jednačina ne predstavlja, eksplicitno, izlazne karakteristike, ali se iz nje mogu izvući određeni zaključci. Naime, za $V_{CB} \ll 0$ (aktivan režim), iz (3.69) sledi:



Sl. 3.20. Izlazne karakteristike: *a* –PNP tranzistora (teorijske); *b* – NPN tranzistora (merene).

$$I_C \equiv I_{C_{sat}} = \beta I_B - (1 + \beta) I_{CB0} = \beta I_B - I_{CE0}, \quad (3.70)$$

gde je $I_{CE0} = (1 + \beta) I_{CB0}$.

Izaz (3.70), dakle, važi samo za aktivni režim rada (desno od šrafirane oblasti na sl. 3.20a). Da bi se, donekle, opisao i rad tranzistora u oblasti zasićenja, kada su i emitorski i kolektorski spoj direktno polarisani (do isprekidane krive na sl. 3.20a, tj. u šrafiranoj oblasti na istoj slici), rešavajući (3.57) i (3.58) po V_{BE} i V_{BC} , za napon V_{CE} u oblasti zasićenja (saturacije) dobija se:

$$V_{CEsat} \approx U_T \ln \frac{\alpha_I \left(1 - \frac{I_C}{\beta I_B} - \frac{I_{CB0}}{\alpha I_B} \right)}{1 + (1 - \alpha_I) \frac{I_C}{I_B} - \frac{I_{EB0}}{I_B}}. \quad (3.71)$$

Napominje se da je u oblasti zasićenja $I_C < \beta I_B$, te jedn. (3.71) važi samo dok je ispunjen taj uslov.

Da je tranzistor sa uzemljenim emitorom elektronska komponenta koja ima pojačavačke osobine vidi se sa sl. 3.21. Naime, na sl. 3.21 je prikazan NPN tranzistor sa koeficijentom strujnog pojačanja $\beta = 200$. Izvorom napajanja V_{CC} (u primeru na sl. 3.21 je $V_{CC} = 6,5$ V) obezbeđuju se potrebni naponi za rad tranzistora u aktivnom režimu: izborom vrednosti otpornosti otpornika R_{B1} i R_{B2} podešava se napon između baze i emitora (za primer na sl. 3.21 je $V_{BE} \approx 0,6$ V, kojim se osigurava bazna struja $I_B = 40$ μ A), a vrednošću otpornosti otpornika R_C definiše se tkzv. **radna prava**. Naime, sa sl. 3.18a je $V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C$, odakle je:

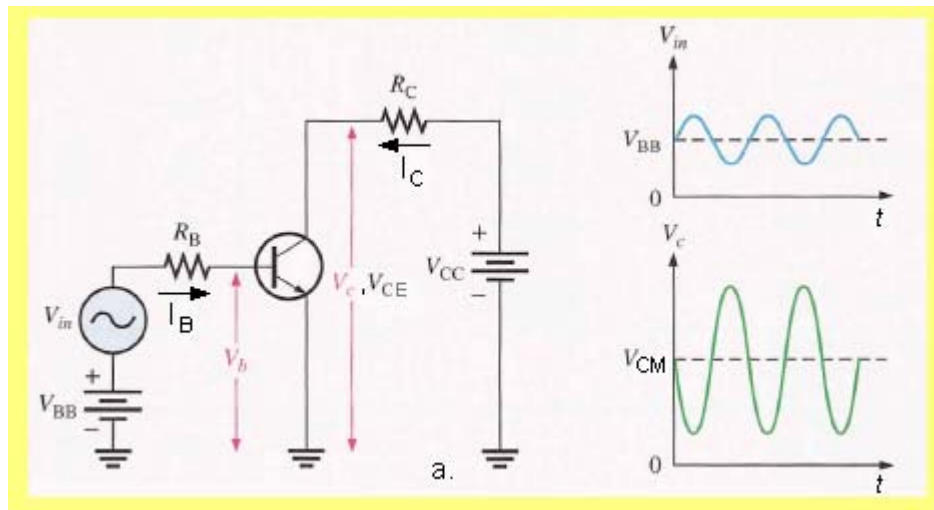
$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_C} - \frac{1}{R_C} V_{CE}. \quad (3.72)$$

Poslednji izraz ($I_C = f(V_{CE})$) u koordinatnom sistemu $I_C - V_{CE}$, u kojem su i izlazne karakteristike tranzistora, predstavlja radnu pravu, sl. 3.18b (za primer na sl. 3.21, ako se želi da u radnoj tački M, u kojoj je bazna struja $I_B = 40$ μ A, kolektorska struja pri naponu $V_{CE} = 3,5$ V bude $I_C = 8$ mA, iz (3.72) se dobija da otpornost otpornika R_C iznosi $R_C = 375$ Ω).

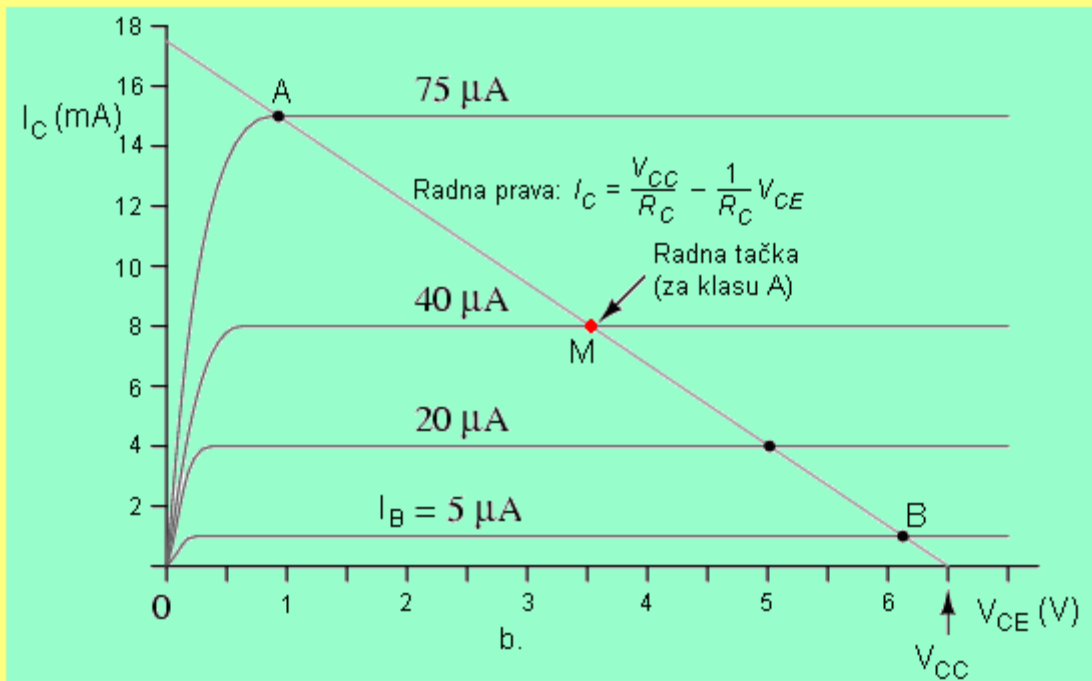
Kada se na bazu dovede i naizmenični signal (sl. 3.21a), jednosmernoj baznoj struji I_B se superponira naizmenična komponenta $i_b(t) = I_{bm} \sin(\omega t)$ (u primeru na sl. 3.21 je amplituda naizmenične bazne struje $I_{bm} = 35$ μ A). Pri pozitivnoj poluperiodi naizmeničnog signala povećava se i kolektorska struja (od tačke M u levo po radnoj pravoj, sl. 3.21b; za primer na sl. 3.21 pri maksimalnoj vrednosti $I_{bm} = 35$ μ A promena kolektorske struje je do tačke A, u kojoj je $I_{cm} = \beta I_{bm} = 200 \cdot 35$ μ A = 7 mA, odnosno u tački A kolektorska struja je $I_{CA} = I_{CM} + I_{cm} = 8 + 7 = 15$ mA). Isto tako, pri negativnoj promeni naizmenične komponente bazne struje, kolektorska struja se po radnoj pravoj od jednosmerne radne tačke M smanjuje u desno (za primer na sl. 3.21 promena kolektorske struje je do tačke B, u kojoj je kolektorska struja je $I_{CB} = I_{CM} - I_{cm} = 8 - 7 = 1$ mA). Dakle, ako je promena bazne struje ΔI_B , promena kolektorske struje je $\Delta I_C = \beta \Delta I_B$ (za primer na sl. 3.21 je $\Delta I_B = 70$ μ A, tako da je $\Delta I_C = 200 \cdot 70$ μ A = 14 mA). Drugim rečima, malom promenom ulazne struje moguće je ostvariti relativno veliku promenu izlazne struje, koja na otporniku R_C stvara pad napona koji se dalje, na isti način, može povećavati; treba napomenuti da je naiz-

¹ Sve do sada izvedene jednačine odnose se na PNP tranzistore; da bi ove jednačine važile i za NPN tranzistore, potrebno je svuda ispred V_{EB} , V_{BE} , V_{CB} , V_{CE} , I_E , I_B i I_C promeniti znak

menična komponenta napona na otporniku R_C , usled $v_c(t) = -R_C i_c(t) = -R_C \beta i_b(t) = -R_C \beta I_{bm} \sin(\omega t)$ u protivfazi sa baznom strujom – kad se bazna struja povećava napon na kolektoru se smanjuje i obrnuto (kao što je i naznačeno na sl. 3.21a).



a.



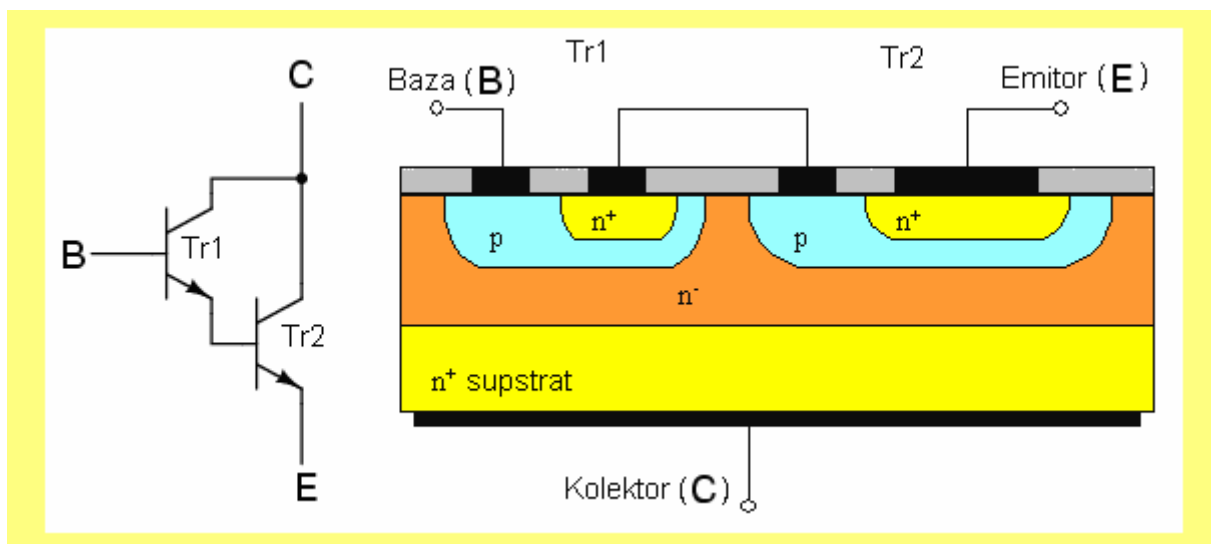
b.

b.

Sl. 3.21. Uz objašnjenje primene tranzistora kao pojačavačke elektronske komponente.

Još veće strujno pojačanje dobija se kada se dva tranzistora vežu na način prikazan na sl. 3.22; to je tkzv. **Darlingtonov par** tranzistora (ili Darlingtonova veza, koju je moguće ostvariti istim tehnološkim postupcima kojima se dobija i samo jedan tranzistor, uz kratkospajanje emitora jednog i baze drugog tranzistora, dok je kolektor zajednički). Naime, kako je bazna struja drugog tranzistora jednaka emitorskoj struji prvog tranzistora, tj. $I_{B2} = I_{E1} = (\beta_1 + 1)I_B$, a kolektorske struje prvog i drugog tranzistora $I_{C1} = \beta_1 I_B$ i $I_{C2} = \beta_2 I_{B2} = \beta_2 (\beta_1 + 1)I_B$, to je kolektorska struja $I_C = I_{C1} + I_{C2} = (\beta_1 + \beta_2 (\beta_1 + 1))I_B$, tako da je strujno pojačanje Darlingtonovog para:

$$A_{Darl} = \frac{I_C}{I_B} = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \beta_2 \approx \beta_1 \beta_2. \quad (3.73)$$

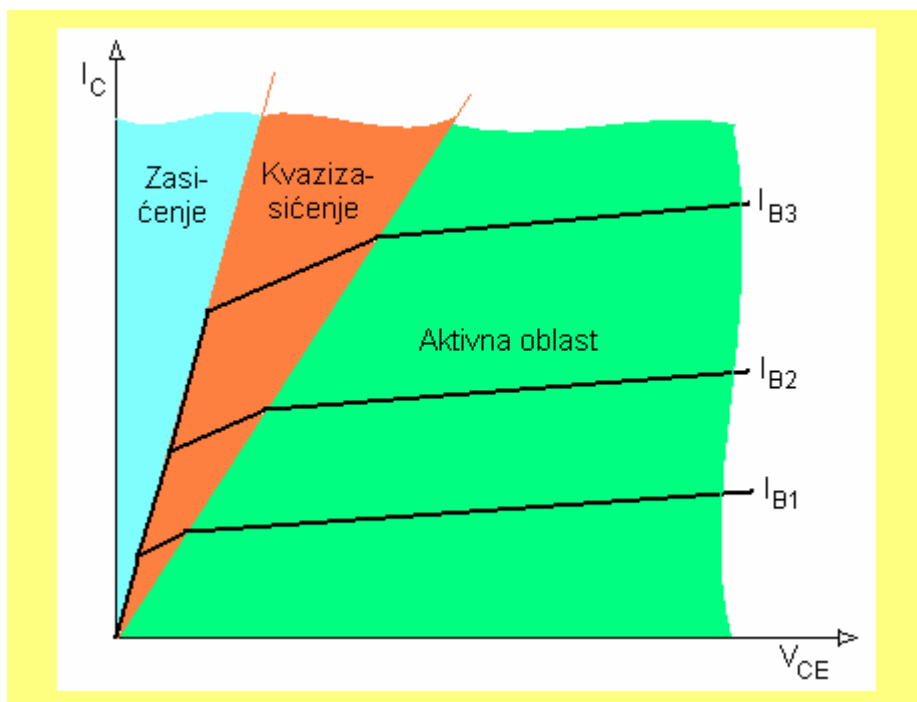


Sl. 3.22. Darlingtonov par (Darlingtonova veza).

3.4.4. Korekcije Ebers-Molovog modela

Kvazizasićenje

U dosadašnjoj analizi statičkih strujno-naponskih karakteristika tranzistora zanemarivane su izvesne veličine i pojave, o kojima se, ipak, mora voditi računa. Tu se, pre svega, misli na zanemarivanje omskih otpornosti pojedinih oblasti tranzistora. I, dok se otpornost emitorske oblasti može da zanemari (zbog velike koncentracije primesa u njemu), to se ne može reći za otpornosti bazne i, posebno, kolektorske oblasti. Naime, kod savremenih planarnih epitaksijalnih tranzistora otpornost epitaksijalnog sloja, posebno ako taj sloj nije tanak, može biti znatna, što umnogome menja oblik izlaznih karakteristika u oblasti zasićenja, sl. 3.23.

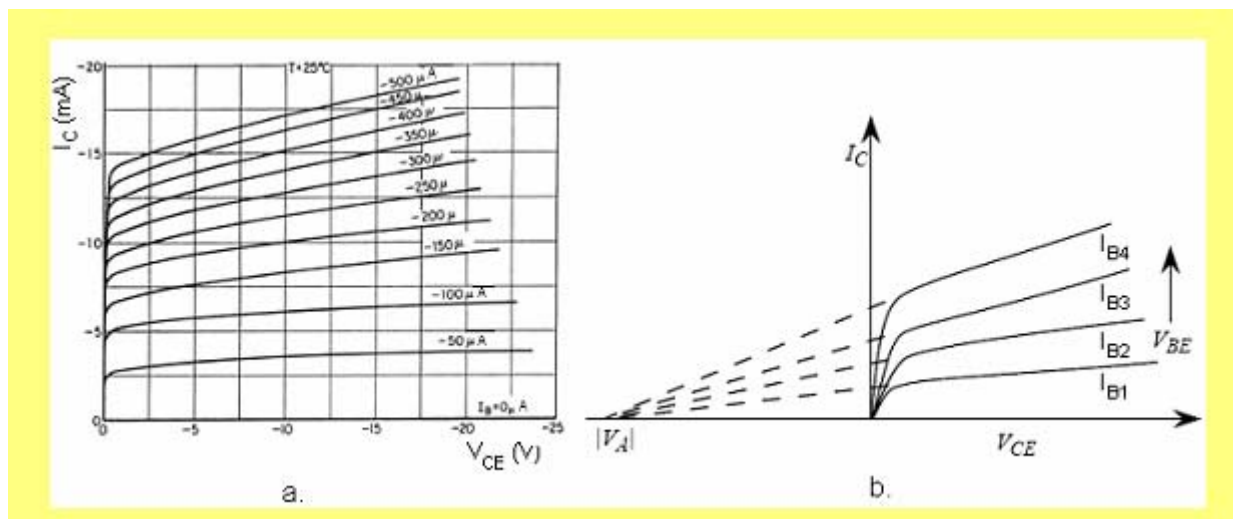


Sl. 3.23. Izlazne karakteristike tranzistora sa velikom otpornošću kolektorske oblasti.

Kao što se sa sl. 3.23 vidi, kod takvih tranzistora oblast zasićenja se može podeliti na oblast "pravog" zasićenja i oblast **kvazizasićenja**. U oblasti "pravog" zasićenja je kolektorski spoj "jako" direktno polarisan, te se zbog velike koncentracije nosilaca naelektrisanja može govoriti o efektivnom proširenju baze u kolektor. U oblasti "pravog" zasićenja, dakle, otpornost epitaksijalnog sloja je mala i nema znatnijeg uticaja na oblik izlaznih karakteristika, te se tranzistor ponaša kao da nema epitaksijalnog sloja. Međutim, sa povećanjem napona između kolektora i emitora kolektorski spoj postaje sve manje direktno polarisan, koncentracije nosilaca se smanjuju (povećava se otpornost) i tu oblast (oblast kvazizasićenja) određuje pad napona na otpornosti epitaksijalnog sloja kolektora; oblast kvazizasićenja je jako karakteristična kod tranzistora snage i visokonaponskih tranzistora, jer je kod njih epitaksijalni sloj širok, dok kod tranzistora sa uskim epitaksijalnim slojem (ili bez njega) oblast kvazizasićenja na izlaznim karakteristikama praktično ne postoji.

Erlijev efekat

Na sl. 3.24a prikazane su realne (merene) izlazne karakteristike jednog PNP tranzistora. Vidi se da se one, u odnosu na idealne (sl. 3.20 i sl. 3.21) razlikuju po tome što su, u aktivnoj oblasti, nagnute u odnosu na apscisnu (V_{BE}) osu. To je, praktično, druga pojava o kojoj se nije vodilo računa pri analizi statičkih strujno-naponskih karakteristika tranzistora, a posledica je **smanjenja širine baze** pri povećanju inverznog napona na kolektorskom spoju u aktivnom režimu rada; ovaj, fenomen, poznat pod nazivom **Erlijev efekat**, ukazuje da je izlazna otpornost tranzistora konačna. Naime, sa povećanjem napona V_{CE} , koji nastaje usled povećanja inverznog kolektorskog napona V_{CB} , povećava se i prelazna oblast kolektorskog spoja. Iako je proširenje prelazne oblasti veće u kolektoru (zbog manje koncentracije primesa u epitaksijalnom sloju) nego u bazi, ipak efektivno smanjenje širine baze utiče da izlazne karakteristike imaju određen nagib u odnosu na apscisnu osu, sl. 3.24.



Sl. 3.24. Uz objašnjenje Erlievog efekta: (a) – realne (merene) izlazne karakteristike jednog PNP tranzistora; (b) – predstava položaja Erlievog napona V_A .

Uračunavanje Erlievog efekta je najpogodnije uvođenjem tkzv. Erlievog napona V_A , čija se vrednost dobija u preseku apscisne (V_{BE}) ose i produžetaka izlaznih karakteristika tranzistora sa uzemljenim emitorom, sl. 3.24b. U tom slučaju za koeficijent strujnog pojačanja β i struju zasićenja emitorskog spoja I_{SE} treba koristiti izraze:

$$\beta = \beta(w_{B0}) \cdot \left(1 + \left| \frac{V_{BC}}{V_A} \right| \right) \quad (3.74)$$

i

$$I_{SE} = I_{SE}(w_{B0}) \cdot \left(1 + \left| \frac{V_{BC}}{V_A} \right| \right), \quad (3.75)$$

pri čemu su $\beta(w_{B0})$ i $I_{SE}(w_{B0})$ koeficijent strujnog pojačanja i struja zasićenja emitorskog spoja sa fizičkom (nepromenjenom) širinom baze, dati izrazima (3.43) i (3.53), respektivno.

3.5. PROBOJNI NAPONI TRANZISTORA

Kod tranzistora se može govoriti o probou emitorskog spoja, probou kolektorskog spoja i o probou između kolektora i emitora.

3.5.1. Probajni naponi kod tranzistora sa uzemljenom bazom

Probajni napon emitorskog spoja V_{EB0} je probajni napon između emitora i baze kada je kolektor nepriključen. Sa druge strane, probajni napon kolektorskog spoja V_{CB0} je probajni napon između kolektora i baze pri nepriključenom emitoru. Za oba probaja važi sve ono što je rečeno u 4.2.1 u *Elektronskoj fizici čvrstog tela*. Kod tranzistora sa homogenom bazom vrednosti probajnih napona V_{EB0} i V_{CB0} teorijski bi trebalo da su jednake, s obzirom da su iste koncentracije primeša u bazi uz emitorski i kolektorski spoj. Razlike koje mogu da postoje posledica su različitih površinskih efekata na emitorskom, odnosno kolektorskom spoju. Kod tranzistora sa nehomogenom bazom, međutim, koncentracija primeša uz emitorski spoj je veća nego uz kolektorski spoj, te je probajni napon emitorskog spoja znatno manji od probajnog napona kolektorskog spoja.

Mehanizam probaja je lavinski (odeljak 4.2.1 u *Elektronskoj fizici čvrstog tela*) i kod emitorskog i kod kolektorskog spoja. Definišući **koeficijent multiplikacije** M kao odnos struja u preprobajnoj oblasti i inverzne struje koja protiče kroz $p-n$ spoj pre probaja, to, ako je reč o probajnom naponu kolektorskog spoja, kolektorska struja I_{CB0}^{pr} je u preprobajnoj oblasti veća od one definisane dosadašnjim izrazima upravo za koeficijent multiplikacije, tj.:

$$I_{CB0}^{pr} = I_{CB0} \cdot M. \quad (3.76)$$

Isti zakon važi i kada emitor nije nepriključen, odnosno:

$$I_C^{pr} = (\alpha I_E + I_{CB0})M = I_C \cdot M. \quad (3.77)$$

Eksperimentalno nađena zavisnost koeficijenta multiplikacije M od inverznog napona na $p-n$ spoju može se napisati u obliku:

$$M = \frac{1}{1 - \left(\frac{V}{V_{pr}} \right)^m}, \quad (3.78)$$

gde je V_{pr} probojni napon, a m – koeficijent koji zavisi od koncentracije primesa u manje dopiranoj oblasti i za skokovite i linearne p - n spojeve njegove vrednosti su date u tabl. 3.1.

Tabl. 3.1. Vrednosti koeficijenta m u izrazu (3.78)

$N \text{ (cm}^{-3}\text{)}$	10^{15}	10^{16}	10^{17}	10^{18}
$a \text{ (cm}^{-4}\text{)}$	10^{19}	10^{20}	10^{21}	10^{22}
m	2	4	5	6

3.5.2. Probojni naponi između kolektora i emitora kod tranzistora sa uzemljenim emitorom

Kod tranzistora sa uzemljenim emitorom, pored probojnih napona $V_{BE0} = V_{EB0}$ i V_{CB0} , postoji i proboj između kolektora i emitora V_{CE0} . Da bi se odredio ovaj napon, polazi se od pretpostavke (što je i najčešći slučaj) da je bazna struja konstantna. U tom slučaju, pod uticajem struje I_B kroz emitorski spoj protiče struja $(1+\beta)I_B \approx \beta I_B$. Ova struja i struja I_{CB0} protiču kroz kolektorski spoj. Međutim, u probojnoj oblasti, usled multiplikacije nosilaca, struja kroz kolektorski spoj iznosi $M\beta I_B + MI_{CB0}$; drugim rečima, dodatna kolektorska struja je $(M-1)\beta I_B + (M-1)I_{CB0}$. Kako je $I_B = \text{const.}$, to ova dodatna struja mora da protekne i kroz emitorski spoj, gde se pojačava β puta. Ova struja, koja je sada $(M-1)\beta^2 I_B + (M-1)\beta I_{CB0}$, umnožava se na kolektorskom spoju M puta, tako da je dodatna kolektorska struja $(M-1)^2 \beta^2 I_B + (M-1)^2 \beta I_{CB0}$, itd. Dakle, u oblasti proboja na kolektorskom spoju struja umnožavanjem poraste svaki put $(M-1)$ puta, a na emitorskom spoju β puta, tako da je emitorska struja:

$$\begin{aligned}
 I_E^{pr} &= I_B + \beta I_B + (M-1)\beta I_B + (M-1)^2 \beta^2 I_B + \dots + \\
 &+ I_{CB0} [1 + (M-1) + (M-1)\beta + (M-1)^2 \beta + (M-1)^2 \beta^2 + \dots +] = \\
 &= [I_B (1 + \beta) + MI_{CB0}] \cdot [1 + (M-1)\beta + (M-1)^2 \beta^2 + \dots +].
 \end{aligned} \tag{3.79}$$

Izraz u drugoj srednjoj zagradi poslednje jednačine predstavlja geometrijsku progresiju, tako da je:

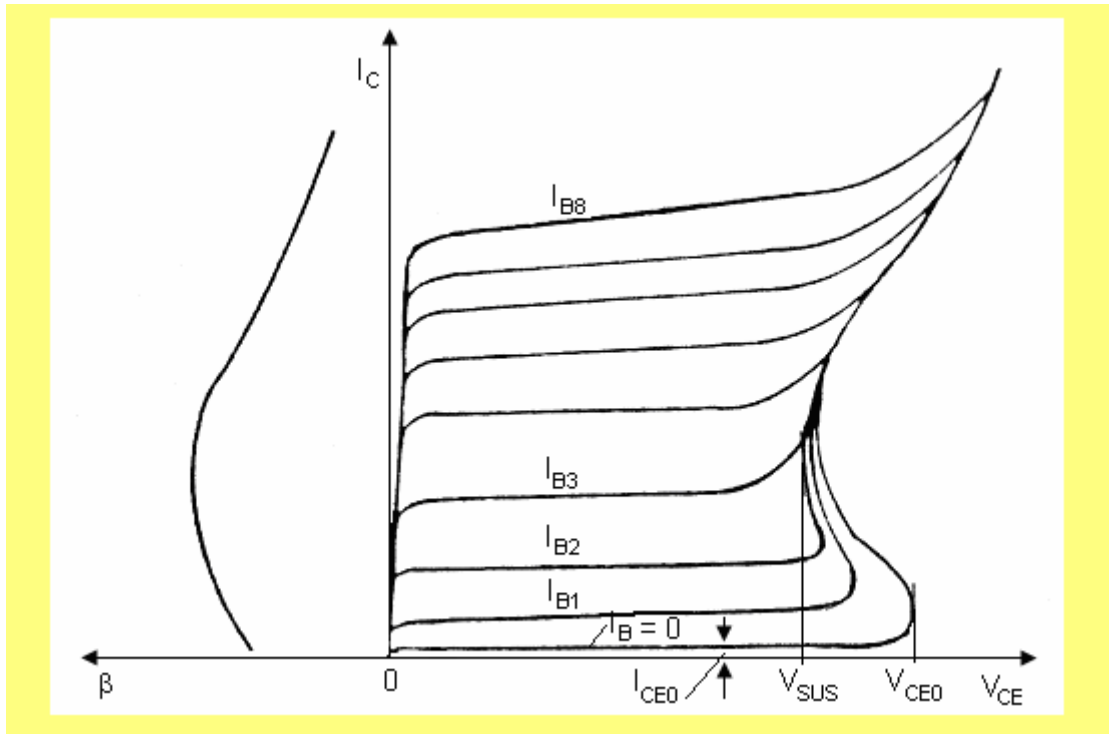
$$I_E^{pr} = \frac{(1 + \beta)I_B + MI_{CB0}}{1 - (M-1)\beta}. \tag{3.80}$$

Za $I_B = 0$, prema (3.80), struja koja protiče između kolektora i emitora I_{CE0} je:

$$I_{CE0} = \frac{MI_{CB0}}{1 - (M-1)\beta} = MI_{CB0} \frac{1 - \alpha}{1 - \alpha M}. \tag{3.81}$$

Dakle, iz (3.80) i (3.81) može se dobiti uslov proboja, a to je kada je imenilac u tim izrazima jednak nuli:

$$(M-1)\beta = 1 \quad \text{ili} \quad \alpha M = 1. \tag{3.82}$$



Sl. 3.25. Izlazne karakteristike tranzistora sa uzemljenim emitorom kod koga koeficijent strujnog pojačanja zavisi od kolektorske struje.

Napon proboja V_{CE0} (sl. 3.25) između kolektora i emitora biće manji od probojnog napona kolektorskog spoja V_{CB0} . Zamenjujući koeficijent multiplikacije M iz (3.78) i stavljajući $V = V_{CE0}$ i $V_{pr} = V_{CB0}$, iz (3.82) sledi:

$$\frac{\alpha}{1 - \left(\frac{V_{CE0}}{V_{CB0}} \right)^m} = 1. \quad (3.83)$$

Iz poslednje jednačine može se dobiti napon proboja V_{CE0} kada je $I_B = \text{const.}$ ili $I_B = 0$:

$$V_{CE0} = (1 - \alpha)^{1/m} V_{CB0} = \frac{V_{CB0}}{(1 + \beta)^{1/m}}. \quad (3.84)$$

Kao što se iz jedn. (3.84) vidi, probojni napon između kolektora i emitora V_{CE0} zavisi od vrednosti koeficijenta strujnog pojačanja β . To znači da je $V_{CE0} \neq \text{const.}$, s obzirom da je $\beta = f(I_C)$ (sl. 3.12); drugim rečima, tamo gde je veći koeficijent strujnog pojačanja β (veći razmak između baznih struja na izlaznim karakteristikama tranzistora sa uzemljenim emitorom, sl. 3.25), tu je manji probojni napon V_{CE0} . Minimalna vrednost V_{CE0} zove se **napon održavanja** i često se obeležava sa V_{SUS} (od "sustaining"). Sa sl. 3.25 vidi se, takođe, da se ove karakteristike za $I_B > 0$ u probornoj oblasti "slivaju" u jednu – u karakteristiku za $I_B = 0$.

Ukoliko se između baze i emitora veže otpornik R_B , uslovi za nastajanje proboja se menjaju i tada je probojni napon $V_{CER} > V_{CE0}$. Još veći probojni napon između kolektora i emitora (V_{CES}) dobija se kada je $R_B = 0$ (odnosno kada su izvodi za emitor i bazu kratkospojeni). Ako se između emitora i baze primeni inverzna polarizacija, izlazna karakteristika se pomera još više u desno, a probojni napon, koji se u tom slučaju označava sa V_{CEX} , je $V_{CEX} > V_{CES}$. Ovo je zbog toga što inverzna polarizacija baze menja uslove na emitorskom spoju i onemogućava dodatni uticaj

bazne struje na kolektorsku struju, odnosno kolektorski napon. U svakom slučaju, inverzna polarizacija baze teži da koncentriše emitorsku struju na jednu ili više malih oblasti izazivajući efekat koncentracije struje ("pinch-in"). To povećanje gustine struje u pojedinim tačkama dovodi do pregrevanja tih tačaka, te može da dođe do otkaza komponente, iako je napon niži od probojnog napona kolektorskog spoja. Uopšte, u probojnoj oblasti mogućnost da se disipacija kontroliše je znatno smanjena.

U dosadašnjoj analizi probojnog napona između kolektora i emitora pretpostavljeno je da postoji proboj kolektorskog spoja V_{CB0} , uslovljen lavinskom multiplikacijom nosilaca u prelaznoj oblasti kolektorskog spoja. Međutim, kod tranzistora može da nastupi proboj i kada nema lavinskog umnožavanja nosilaca. Naime, povećavanjem inverznog napona na kolektorskom spoju proširuje se prelazna oblast toga spoja i, ako je baza uska, može se desiti da kolektorska prelazna oblast prekrije celu bazu. U tom slučaju većinski nosioci iz emitora neposredno prelaze u kolektor, te kolektorska struja naglo raste, tj. nastupa proboj. Ovaj proboj zove se **proboj prodiranjem** ("**punch-trough**"), a probojni napon – **napon prodiranja** i obeležava se sa V_{PT} . Napon prodiranja ne zavisi od koeficijenta strujnog pojačanja, tako da je u slučaju proboja prodiranjem ispunjen uslov $V_{CE0} = V_{CER} = V_{CES} = V_{CEX} = V_{PT}$, tj. kolektorska prelazna oblast se proširuje preko cele baze bez obzira da li je baza otkaćena, vezana preko otpornika, kratkospojena sa emitorom ili inverzno polarisana.

3.5.3. Sekundarni proboj

Kod tranzistora snage se, pored opisanih mehanizama proboja, može javiti i sekundarni proboj. Ovaj proboj se u izlaznim karakteristikama ogleda u naglom smanjivanju napona između kolektora i emitora, uz istovremeni porast kolektorske struje, sl. 3.26. Pri tome dolazi do porasta gustine struje na pojedinim mestima, a time i do znatnog lokalnog povišenja temperature, što može da dovede do topljenja kako silicijuma, tako i materijala od kojih su načinjeni kontakti. Uzrok takvog porasta gustine struje leži u dva mehanizma, od kojih je jedan **termički**, a drugi **strujni**.

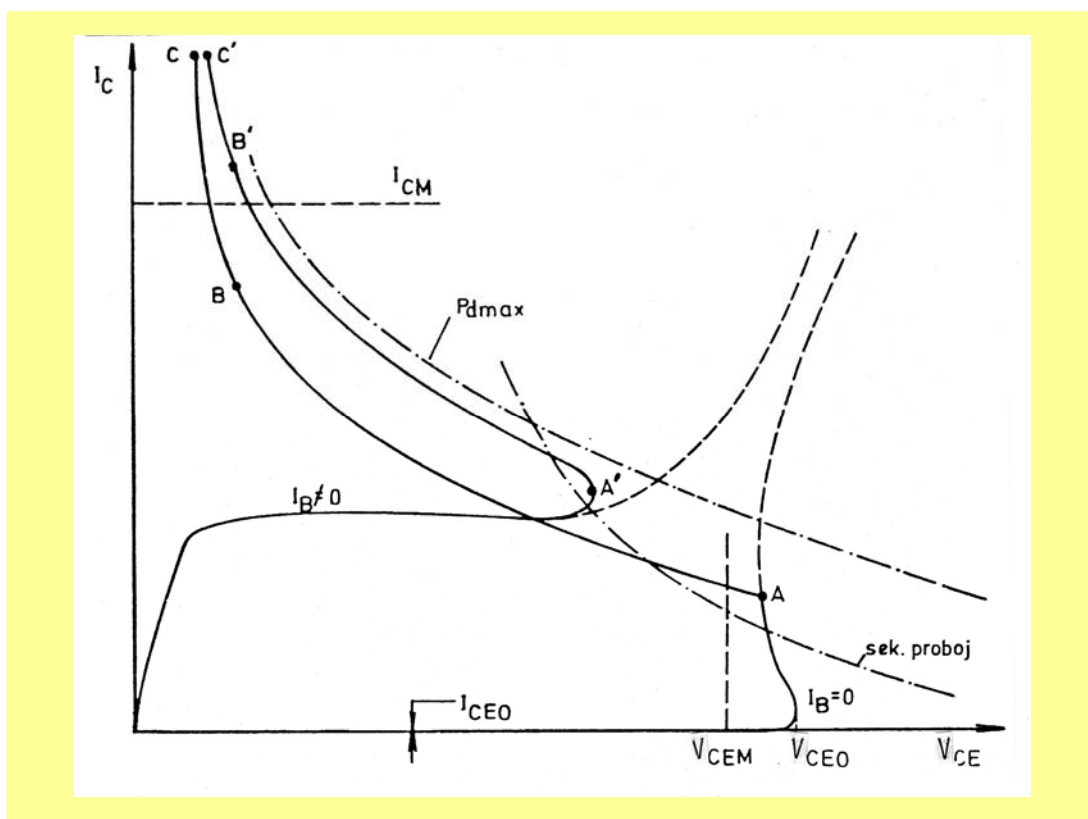
Sekundarni proboj kao posledica **termičke nestabilnosti** nastaje na "vrućim tačkama", odnosno lokalnim područjima u tranzistoru sa povećanom gustinom struje, kao što su spoljašnja ivica $p-n$ spoja ili neka dislokacija u unutrašnjosti spoja. Iako je presek takvih "vrućih tačaka" mali, usled velike gustine struje ta mesta se zagrevaju. Ako je to povećanje temperature relativno malo, na tom mestu će se povećati otpornost i proces povećanja temperature će se zaustaviti, jer povećanje otpornosti smanjuje porast struje. Povećanje otpornosti će biti sve dotle dok se smanjuje pokretljivost, a ne povećava koncentracija nosilaca naelektrisanja. U tom slučaju, pri relativno sporom porastu ukupne kolektorske struje uspostavlja se ravnoteža između odvođenja i generisanja toplote, te nastaje "običan" proboj. Međutim, ako struja pređe neku graničnu (kritičnu) vrednost, ovaj proces se ne zaustavlja, već temperatura na mestu proboja raste, sve dok se silicijum na tom mestu ne počne da ponaša kao sopstveni poluprovodnik (sl. 28 u *Elektronskoj fizici čvrstog stanja*), odnosno kao da je "nestao" $p-n$ spoj. Zbog toga napon na kolektorskom spoju naglo opada (na sl. 3.26 od tačke A, odnosno A', kada nastaje sekundarni proboj, do tačaka B i B', kada $p-n$ spoj gubi smisao). Ako se tranzistor u tom trenutku isključi, ponovo će se vratiti na prethodne karakteristike, bez vidnog oštećenja. Međutim, u slučaju da se kolektorska struja ne ograniči, temperatura na mestu proboja može da dostigne temperaturu topljenja (u tačkama C i C' na sl. 3.26) i tada je tranzistor nepovratno oštećen.

Sa druge strane, merenje vremena potrebnog za razvijanje sekundarnog proboja pokazuje da, u određenim uslovima, to vreme može biti reda veličine nanosekundi, odnosno da je ograničeno vremenskom konstantom mernog kola. Tako malo vreme potrebno za manifestaciju se-

kundarnog proboja ne može da se objasni termičkom nestabilnošću, već se u tom slučaju nastanak sekundarnog proboja pripisuje električnoj nestabilnosti, tkzv. **strujnom mehanizmu** nastanka sekundarnog proboja. Do pojave ovog mehanizma dolazi kada gustina kolektorske struje pređe kritičnu vrednost, uz istovremeno dovoljno veliki napon između kolektora i emitora, čime se stiču uslovi za lavinsku injekciju većinskih nosilaca na kolektorskom spoju. Naime, pri velikim gustinama struje, prostorno naelektrisanje koga čine slobodni nosioci i koje postoji u prelaznoj oblasti kolektorskog spoja, ne može se zanemariti u poređenju sa naelektrisanjem koje potiče od primesa. Kako je znak naelektrisanja pokretnih nosilaca, koji iz baze kroz prelaznu oblast odlaze u kolektor, suprotnog znaka od jonizovanih primesa koncentracije N_{epi} u prelaznoj oblasti (razmatra se epitaksijalni tranzistor), to se i ukupno naelektrisanje smanjuje. Pri gustini kolektorske struje J_C , ukupno naelektrisanje u prelaznoj oblasti kolektorskog spoja je:

$$\rho(x) = q \left(N_{epi} - \frac{J_C}{qv_s} \right), \quad (3.85)$$

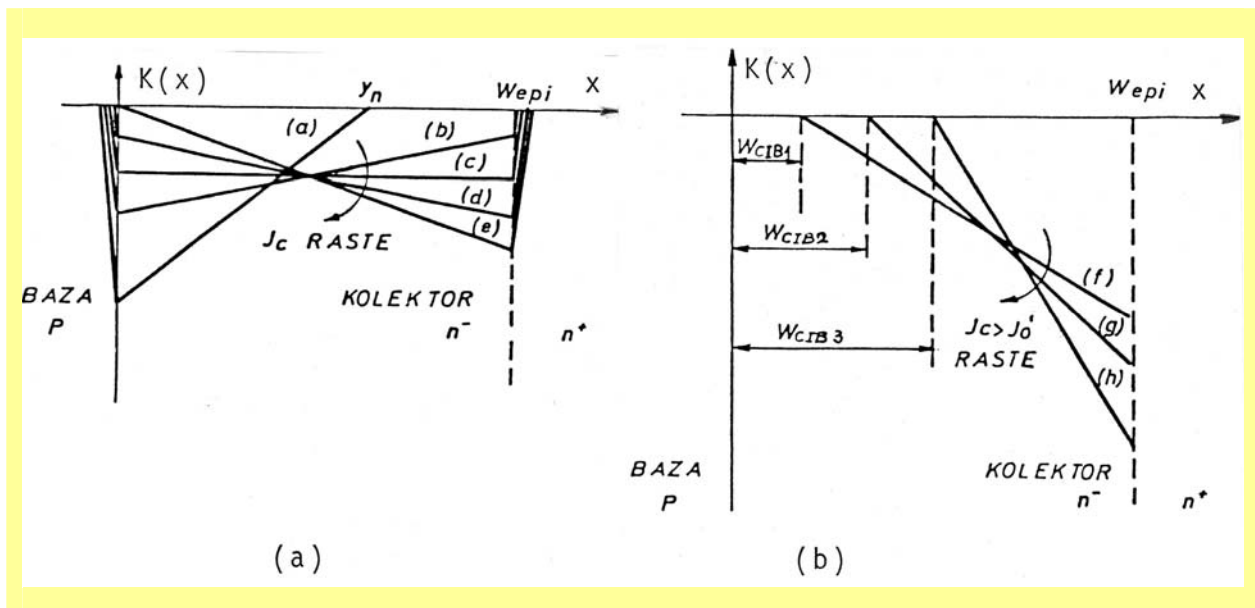
gde je v_s granična driftovska brzina nosilaca kroz prelaznu oblast kolektorskog spoja.



Sl. 3.26. Izlazne karakteristike tranzistora snage sa uzemljenim emitorom u oblasti sekundarnog proboja.

Usled smanjenja ukupnog prostornog naelektrisanja smanjuje se i nagib električnog polja u prelaznoj oblasti kolektorskog spoja, jer je (prema Puasonovoj jednačini):

$$\frac{dK(x)}{dx} = \frac{\rho(x)}{\epsilon_s}. \quad (3.86)$$



Sl. 3.27. Zavisnost električnog polja u kolektorskoj prelaznoj oblasti od kolektorske struje epitaksijalnog NPN tranzistora: (a) – pre i (b) – posle pojave Kirkovog efekta.

Dakle, sa povećanjem gustine struje kolektorske struje J_C , pri konstantnom naponu V_{CB} , profil električnog polja u epitaksijalnom kolektoru (uz pretpostavku strmog $p-n$ spoja) menja se kao na sl. 3. 27a (prava (a) se odnosi na slučaj kada je prelazna oblast kolektorskog spoja x_n manja od širine epitaksijalne oblasti). Pri kritičnoj gustini struje $J_0 = qN_{epi}v_s$, ukupno prostorno naelektrisanje je jednako nuli, te je električno polje konstantno (prava (c)). Za gustine struje $J_C > J_0$, s obzirom da je, pretna (3.85), ukupno prostorno naelektrisanje promenilo znak, maksimum električnog polja se "seli" sa metalurškog spoja baza-kolektor na međupovršinu između slabo i jako dopirane oblasti kolektora (prava (d)). Za još veće J_C (neka je to J_0') postiže se situacija u kojoj je vrednost električnog polja na spoju baza-kolektor jednaka nuli (prava (e)). Za gustine struje $J_C > J_0'$ dolazi do **širenja baze u kolektor**, tj. do **Kirkovog efekta**, a kako napon V_{BC} ostaje konstantan, to maksimum električnog polja raste², kao što je prikazano na sl. 3.27b (krive (f), (g) i (h)).

Za jaka polja (dovoljno veliki napon V_{CB}), za koja važi pretpostavka da se nosioci u većem delu kolektora kreću graničnom brzinom v_s , može se pokazati da je gustina struje J_0' data izrazom:

$$J_0' = qv_s \left[\frac{2\epsilon_s |V_{CB}|}{qw_{epi}^2} + N_{epi} \right], \quad (3.87)$$

dok se za širinu indukovano delu baze w_{CIB} usled Kirkovog efekta dobija izraz:

$$w_{CIB} = w_{epi} \left(1 - \sqrt{\frac{J_0 - qN_{epi}v_s}{J_C - qN_{epi}v_s}} \right). \quad (3.88)$$

² Ovo je zbog toga što pri $V_{CB} = \text{const.}$ površina ispod krivih električnog polja ostaje ista, jer je

$$|V_{CB}| = \int_{-x_p}^{w_{epi}} K(x) dx$$

Za pojavu sekundarnog proboja kada nastupa lavinska injekcija nosilaca "odgovorno" je maksimalno polje na međupovršini između jako i slabo dopirane oblasti kolektora, za koje se dobija:

$$|K_m| = \frac{1}{2} \frac{V_{CB}}{w_{epi} - w_{CIB}}. \quad (3.89)$$

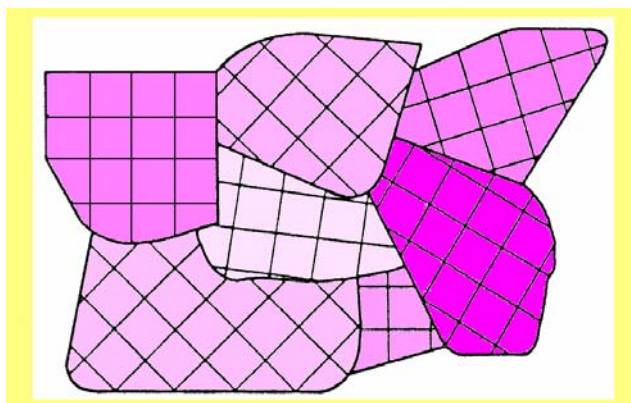
Prema tome, sa porastom gustine struje raste i vrednost polja, tako da ono može dostići vrednost pri kojoj dolazi do lavinske multiplikacije i pri naponima nižim od napona održavanja V_{SUS} . Ako se ovi uslovi postignu lokalno u tranzistoru, na primer pri isključenju, kada inverzno napajanje baze diktira kolektorskoj struji da se koncentriše u nekoj uskoj oblasti, nastaće proboj čije je poreklo samo električne prirode, a termički efekti se javljaju samo kao propratna pojava. Tako, kod visokonaponskih prekidačkih tranzistora, koji imaju oblast slabo dopiranog kolektora, javlja se strujni mehanizam nastanka sekundarnog proboja u slučaju kada se vrši isključenje inverznom polarizacijom. Sa druge strane, kada kod ovih tranzistora nastupi sekundarni proboj pri "normalnoj" polarizaciji, onda je taj proboj, najčešće, izazvan termičkom nestabilnošću.

Da bi se karakteristike tranzistora poboljšale u pogledu sekundarnog proboja preduzimaju se brojne mere sa ciljem da se eliminišu ili smanje na najmanju moguću meru mehanizmi koji dovode do termičkih ili električnih nestabilnosti. U tu svrhu teži se da se minimiziraju defekti u kristalu, metalne primese, nehomogenosti u dopiranju, itd., kao i da se poboljša odvođenje toplote. Jedna druga metoda za sprečavanje sekundarnog proboja, poznata kao "opterećivanje emitora", sastoji se u "cepanju" emitora na veći broj malih emitora; izolacija pojedinih emitora postiže se umetanjem otpornosti u svaki od emitorskih kontakata.

Na kraju, napominje se da su na sl. 3.27 prikazana ograničenja u pogledu maksimalne kolektorske struje I_{CM} , maksimalne disipacije P_{dmax} , maksimalnog napona između kolektora i emitora V_{CEM} i kriva koja pokazuje granicu dozvoljenog rada u kome se neće pojaviti sekundarni proboj. Vidi se da je ograničenje za korišćenje tranzistora snage pri nižim naponima dozvoljena disipacija, a pri višim – sekundarni proboj.

3.6. TRANZISTORI SA POLISILICIJUMSKIM EMITOROM

Polikristalni silicijum, ill **polisilicijum**, jeste forma silicijuma koji ima strukturu između struktura uređenog monokristala silicijuma i potpuno neuređenog amornog silicijuma. On se sastoji od malih, proizvoljno orijentisanih zrna monokristala, odvojenih oblastima bez poretka, poznatih pod imenom "**granična zrna**" (sl. 3.28).



Sl. 3.28. Šematski prikaz strukture polikristalnog silicijuma sa graničnim zrnima.

Polisilicijum se često primenjuje u MOS tehnologiji, kada se koristi kao elektroda gejta. Posebno je pogodan za aplikaciju, jer ima nisku temperaturu depozicije (oko 600°C) i sposobnost da izdrži visoke temperature koje se primenjuju pri proizvodnji integrisanih kola (900÷1200°C). On, takođe, ima dobre električne osobine, s obzirom da se u mnogim slučajevima ponaša slično monokristalu; može se dopirati i njime ostvariti slojevi i *p*- i *n*-tipa.

Osnovna ideja za upotrebu polisilicijuma kod bipolarnih tranzistora bila je da se dobije izuzetno tanak emitor i, istovremeno, da se dobije tranzistor sa vrlo velikom vrednošću koeficijenta strujnog pojačanja. Veliko strujno pojačanje je potrebno zbog toga što je tada moguće povećati i koncentraciju primesa u bazi, čime se smanjuje bazna otpornost, što direktno utiče na povećanje brzine rada i poboljšanje prekidačkih karakteristika tranzistora. Zahtev za tankim emitorom je zbog toga što se tada pruža mogućnost proporcionalnog smanjivanja i lateralnih i vertikalnih dimenzija tranzistora, što, takođe, povećava graničnu učestanost. Ovi zahtevi nisu mogli da budu ispunjeni kod standardnih planarnih tranzistora; naime, standardni tranzistori sa veoma plitkim emitorima imaju nedopustivo velike struje curenja, koje su posledica prodiranja metala u emitor nakon metalizacije (kada može da dođe i do prespajanja emitor-baznog spoja). Ti problemi su rešeni "umetanjem" polisilicijumskog sloja (tkzv. polisilicijumskog emitora) između metalizacije i monokristalnog emitora (sl. 3.29). Na taj način se dobija "produženi" emitor, pri čemu za injektovane manjinske nosioce iz baze, koji se difuziono kreću ka emitorskom kontaktu, na površini monokristalnog emitora postoji efektivna brzina površinske rekombinacije S_{poly} . Upravo zbog ove brzine površinske rekombinacije, koja je manja od brzine površinske rekombinacije na metalnom kontaktu, nastaje povećanje koeficijenta strujnog pojačanja. Naime, u izrazu za koeficijent strujnog pojačanja, jedn. (3.43), za slučaj kada je emitor izuzetno tanak, u brojiocu se može zanemariti drugi član u odnosu na prvi, tako da je:

$$h_{FE} = \frac{N_{Eff}(w_E)}{\int_0^{w_B} \frac{N_B(x)}{D_B(x)} dx} \frac{1}{S_{nE}}, \quad (3.90)$$

pri čemu je S_{nE} brzina površinske rekombinacije na metalnom emitorskom kontaktu. Sličan izraz "važi" i za tranzistore sa polisilicijumskim emitorom, samo što sada umesto brzine površinske rekombinacije S_{nE} na metalnom kontaktu "figuriše" efektivna brzina površinske rekombinacije S_{poly} na površini monokristalnog emitora, tj.:

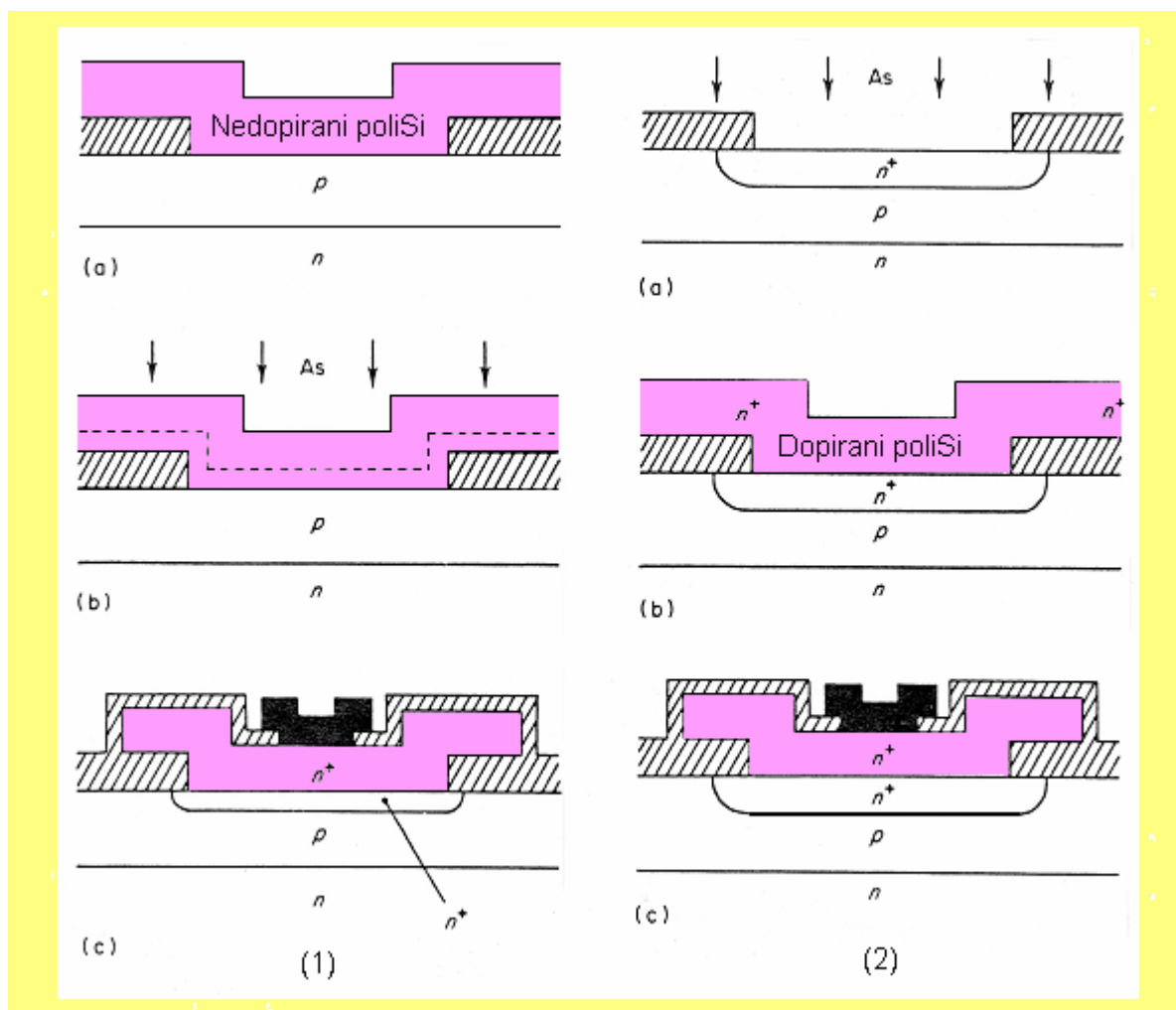
$$h_{FE} = \frac{N_{Eff}(w_E)}{\int_0^{w_B} \frac{N_B(x)}{D_B(x)} dx} \frac{1}{S_{poly}}. \quad (3.91)$$

Kako je $S_{poly} < S_{nE}$, očigledno je da će kod tranzistora sa polisilicijumskim emitorom biti veća vrednost koeficijenta strujnog pojačanja.

Deo izrade dva tipa NPN tranzistora sa polisilicijumskim emitorima prikazan je na sl. 3.29. Kod prvog tipa tranzistora, nakon što je oformljen otvor za emitor, prvo se nanosi nedopirani polisilicijumski sloj (sl. 3.29, 1-a). Zatim se vrši implantacija arsena u polisilicijum (sl. 1-b), a potom, pri temperaturi oko 900°C, difuzija arsena iz polisilicijuma u monokristal silicijuma; na taj način se dobija veoma plitak monokristalni emitor, debljine reda 0,01 μm (sl. 1-c). Kod ovog tipa tranzistora postiže se povećanje strujnog pojačanja i do 10 puta.

Kod drugog tipa tranzistora na sl. 3.29, sa kojim se dobija povećanje strujnog pojačanja tipično 2 do 3 puta, monokristalni emitor se formira implantacijom arsena u monokristal silicijuma (sl. 2-a), pri čemu se dobija dubina emitor-baznog spoja oko 0,2 μm. Potom se, na ranije

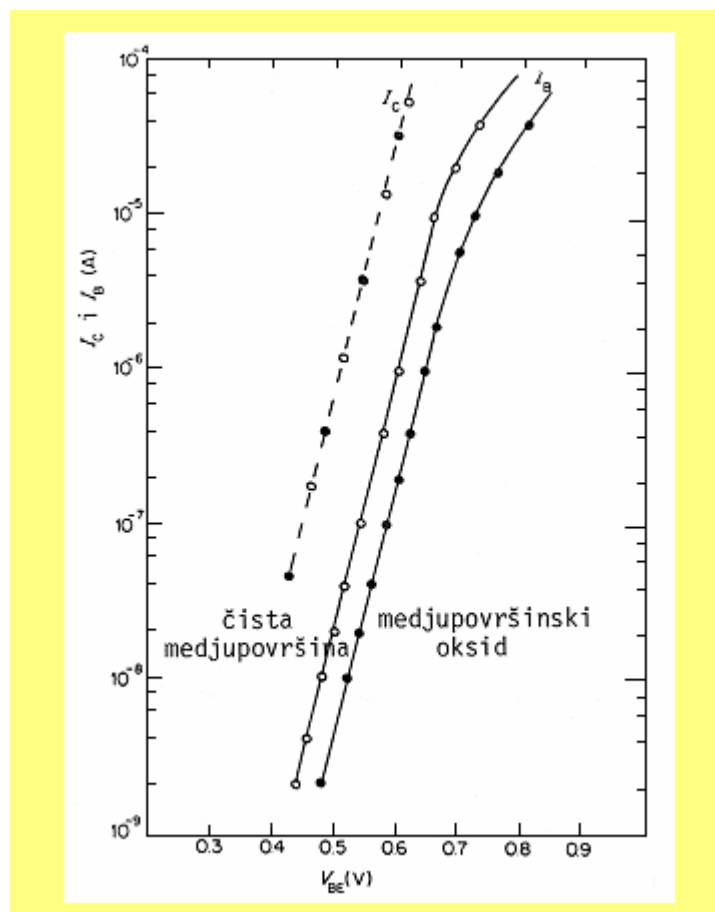
definisani monokristalni emitor, na temperaturi približno jednakoj 900°C , nanosi arsenom dopirani polisilicijumski sloj (sl. 2-b). Kod ovog načina formiranja polisilicijumskog emitora najbitnije je što se koristi konvencionalni tranzistor kome se dodaje polisilicijumski sloj, tako da se takvi tranzistori zovu i tranzistori sa polisilicijumski kontaktiranim emitorom.



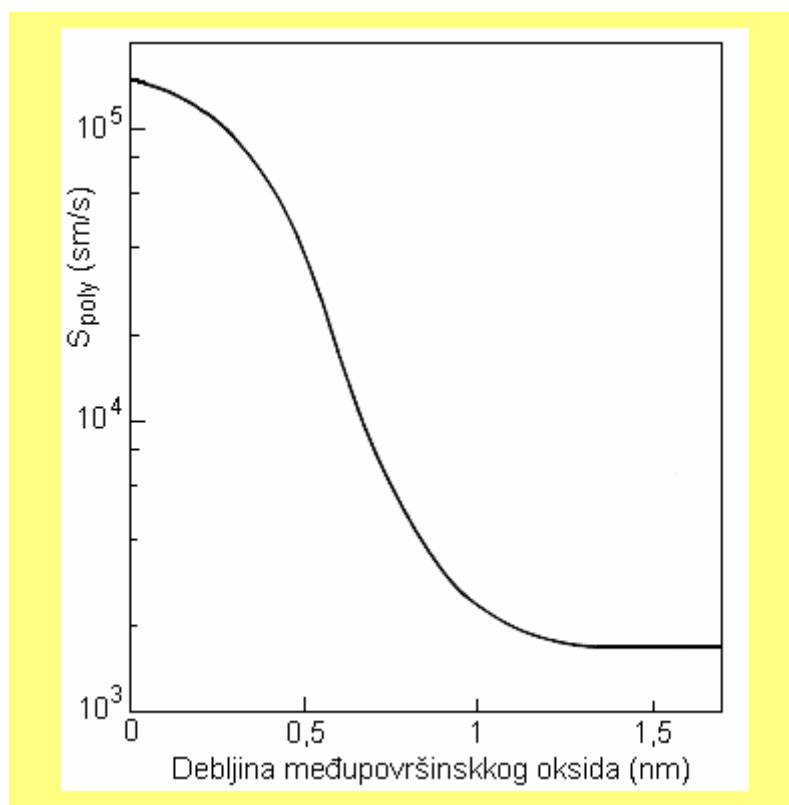
Sl. 3.29. Deo izrade dva tipa tranzistora sa polisilicijumskim emitorima.

Eksperimentalna merenja strujnih pojačanja tranzistora sa polisilicijumskim emitorima pokazuju da vrednost strujnog pojačanja jako zavisi od prirode međupovršine polisilicijum-silicijum. Naime, komponente sa izuzetno čistom međupovršinom, proizvedene kratkim nagrizanjem u fluorovodoničnoj kiselini pre depozicije polisilicijuma, imaju vrednost koeficijent strujnog pojačanja povećanu 2 do 3 puta. Sa druge strane, ako između polisilicijuma i silicijuma postoji tanak sloj oksida (međupovršinski oksid), dobijen hemijskim tretmanom, dobija se povećanje koeficijenta strujnog pojačanja 10 i više puta. Na sl. 3.30 su, za ova dva tipa NPN tranzistora, prikazane zavisnosti kolektorske i bazne struje od emitor-baznog napona, sa koje se vidi da je veće povećanje strujnog pojačanja kod tranzistora sa međupovršinskim oksidom posledica smanjenja bazne struje.

Veliko povećanje strujnog pojačanja tranzistora sa međupovršinskim oksidom može se, takođe, objasniti pomoću jedn. (3.91), s obzirom da je posledica smanjene vrednosti efektivne brzine površinske rekombinacije S_{bolv} na granici između monokristalnog emitora i međupovršinskog oksida, sl. 3.31.

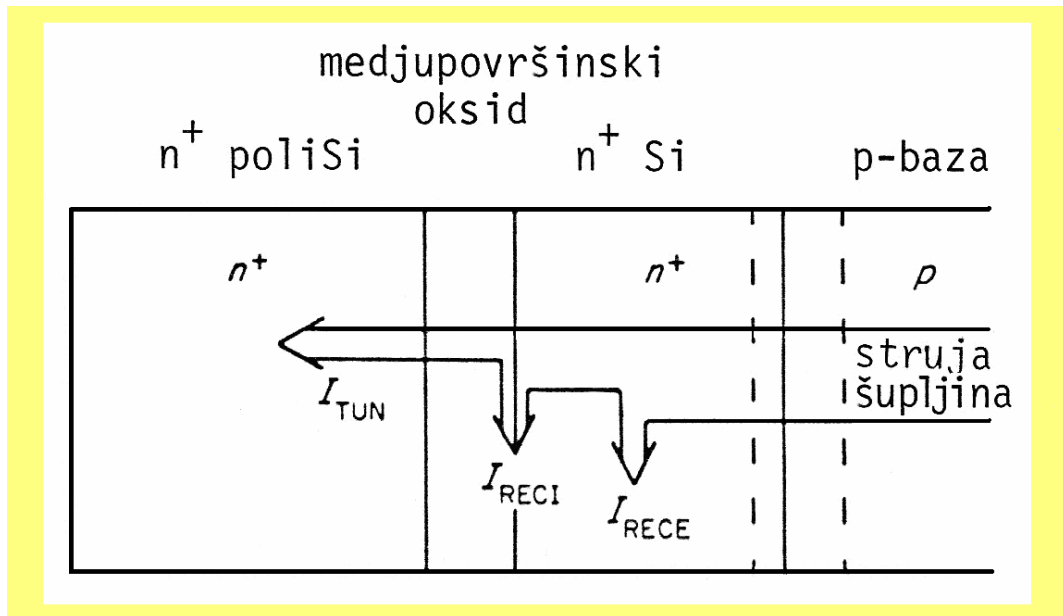


Sl. 3.30. Zavisnosti kolektorske i bazne struje od emitor-baznog napona za tranzistore sa i bez međupovršinskog oksida.

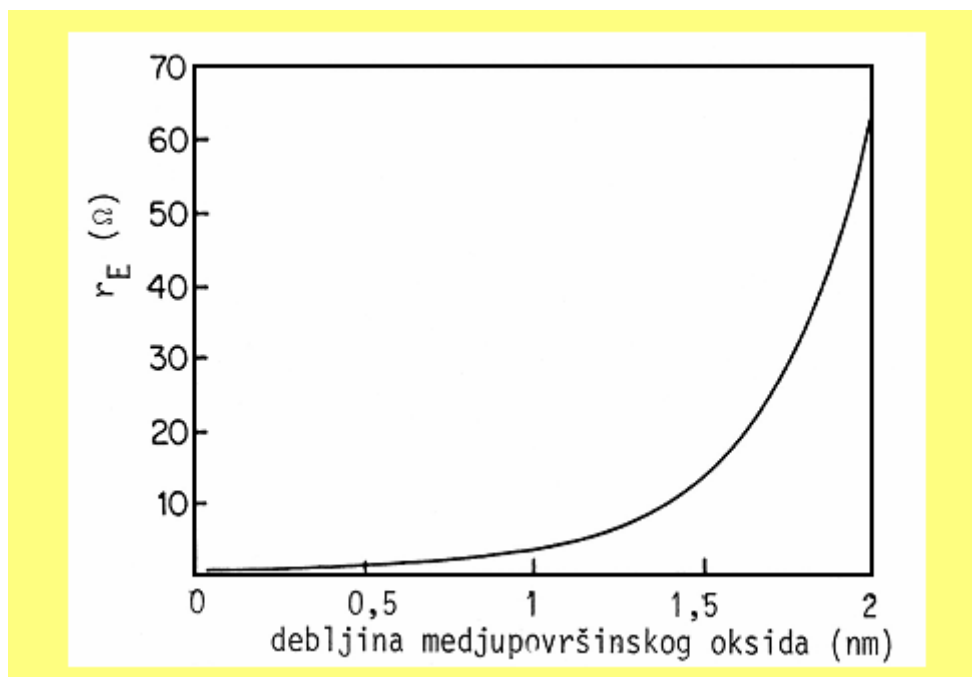


Sl. 3.31. Efektivna brzina površinske rekombinacije šupljina u funkciji debljine međupovršinskog oksida.

Povećano smanjenje efektivne brzine površinske rekombinacije, tj. povećano smanjenje bazne struje kod tranzistora sa međupovršinskim oksidom nastaje zbog toga što šupljine, da bi doprle do emitorskog kontakta, moraju da prodru kroz međupovršinski oksid; mehanizam za ovaj proces jeste tunelovanje šupljina kroz oksid. Struja šupljina, a to znači bazna struja je, stoga, određena tunelskim svojstvima međupovršinskog oksida. To ne znači da se strujno pojačanje tranzistora sa polisilicijumskim emitorom može da povećava neograničeno mnogo ako se povećava debljina međupovršinskog oksida. U praksi je vrednost povećanja strujnog pojačanja ograničena drugim mehanizmima. Tako, neke šupljine se (kao manjinski nosioci u emitoru NPN tranzistora) rekombinuju u monokristalnom delu emitora, povećavajući rekombinacionu komponentu struje u emitoru I_{RECE} , sl. 3.32.



Sl. 3.32. Uz objašnjenje rada tranzistora sa polisilicijumskim emitorom i međupovršinskim oksidom.



Sl. 3.33. Promena emitorske otpornosti sa debljinom međupovršinskog oksida.

U krajnjem slučaju, kada je debljina monokristalnog emitora veoma velika, ne dobija se povećanje vrednosti strujnog pojačanja, s obzirom da se sve šupljine rekombinuju pre nego što stignu do međupovršinskog oksida. To je i razlog što debljina monokristalnog emitora, da bi se dobilo povećanje strujnog pojačanja, mora u delu emitora sa monokristalnim silicijumom da bude mala u poređenju sa difuzionom dužinom šupljina. Šupljine mogu, takođe, da se rekombinuju na površinskim stanjima na dodirnoj površini između monokristalnog emitora i međupovršinskog oksida, dajući komponentu rekombinacione struje šupljina I_{RECI} (sl. 3.32). Dakle, bazna struja se ne može u nedogled smanjivati povećanjem debljine međupovršinskog oksida, s obzirom da će uvek postojati struje I_{RECE} i R_{RECI} , kojima se pridodaju rekombinacione struje u bazi i u prelaznoj oblasti emitor-baznog spoja (sl. 3.7). Sa druge strane, debljina međupovršinskog oksida ne sme da bude velika da se ne bi drastično smanjila struja elektrona, tj. broj elektrona koji, takođe, tunelovanjem prelaze iz polisilicijumskog dela emitora u monokristalni emitor. Pored toga, sa povećanjem debljine međupovršinskog oksida povećava se i emitorska otpornost r_E , sl. 3.33. Zbog svega napred rečenog, debljina međupovršinskog oksida ne sme da bude veća od 1,5 nm.

Analiza procesa u polisilicijumskim emitorima je otežana usled postojanja graničnih zrna u polisilicijumu i, takođe, zbog graničnih pseudo-zrna koja se formiraju na međupovršini između polisilicijuma i monokristala silicijuma. Ova granična pseudo-zrna sadrže visoku gustinu defekata i "višak" veza i ponašaju se kao rekombinacioni centri za šupljine (kao manjinske nosioce). U izvesnim slučajevima granična zrna mogu da blokiraju transport šupljina. Ovo se dešava zbog toga što je pokretljivost šupljina u blizini graničnog zrna znatno niža nego u monokristalnom silicijumu. Ovaj blokirajući mehanizam graničnog zrna je posebno bitan kod polisilicijumskih emitora koji nemaju međupovršinski oksid.

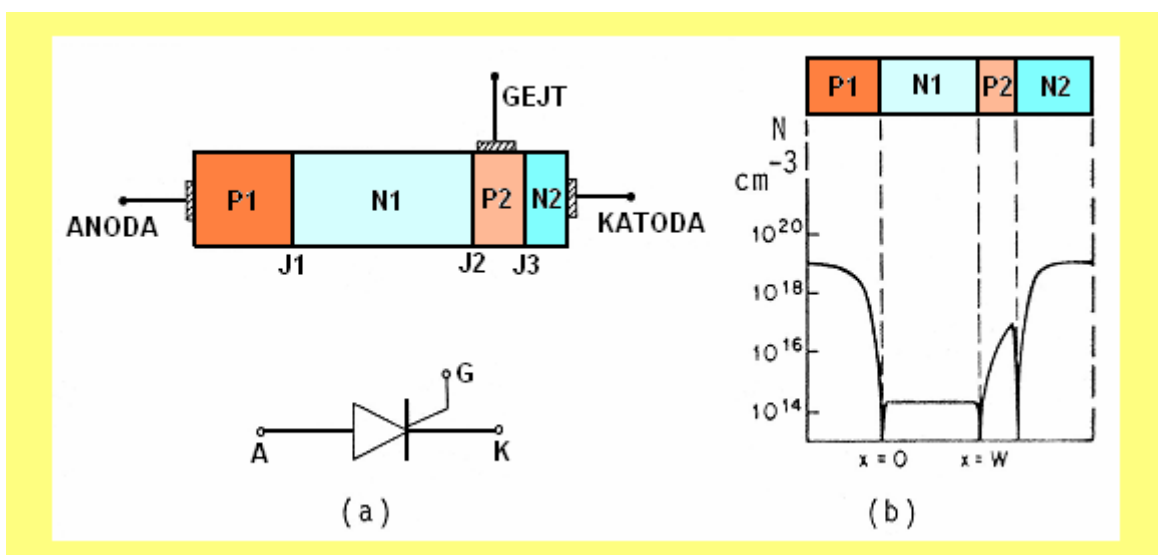
4. TIRISTORI

Tiristori poseduju bistabilne karakteristike koje mogu naglo da menjaju. Drugim rečima, mogu naglo da prelaze iz jednog u drugo stanje: iz neprovodnog (OFF) stanja velike impedanse i male struje u provodno (ON) stanje male impedanse i velike struje, i obrnuto.

Prvi tiristori, proizvedeni pedesetih godina, mogli su da zadrže napon od samo nekoliko volti u neprovodnom stanju i da provode struju od nekoliko ampera u stanju provođenja. Sada se, međutim, proizvode tiristori sa nazivnim vrednostima struja od nekoliko mA do preko 5000A i nazivnim vrednostima napona do oko 10000V; u skladu sa povećanim zahtevima za boljom regulacijom snage, opsezi vrednosti napona i struja se i dalje povećavaju.

4.1. OSOBINE I KARAKTERISTIKE TIRISTORA

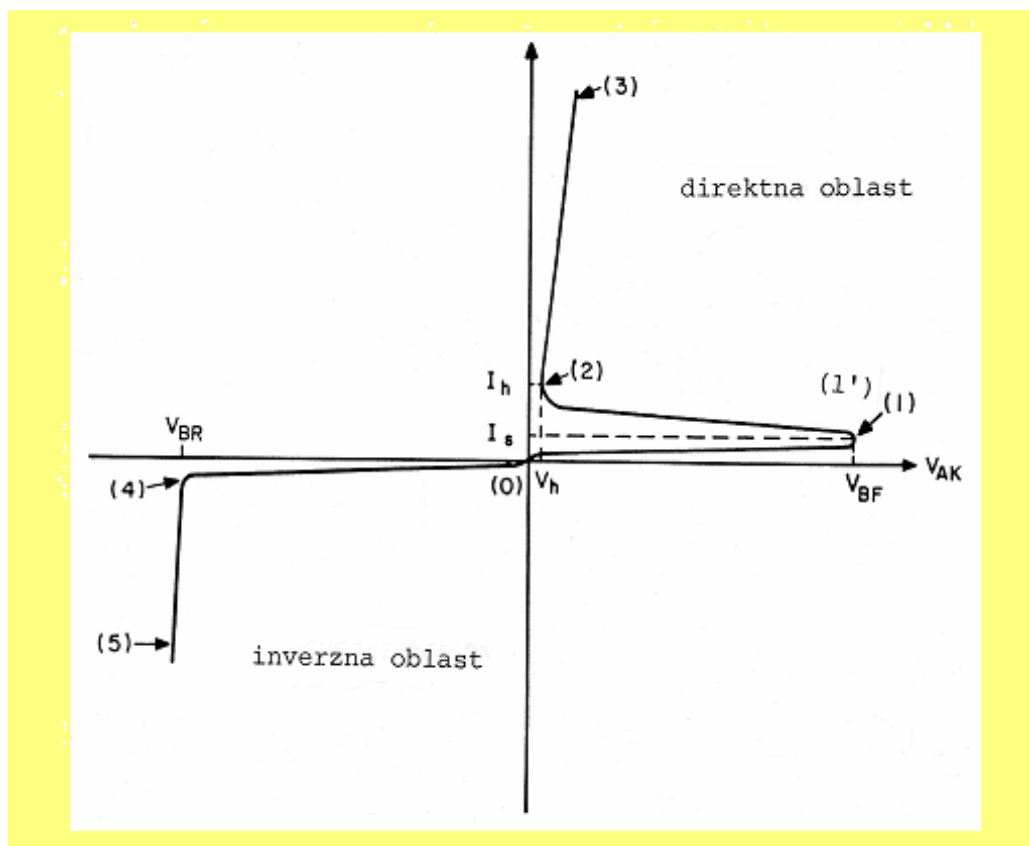
Tiristori su, u osnovi, četvoroslojne strukture sa tri p - n spoja (J1, J2 i J3). Ove komponente mogu da imaju četiri, tri ili dva izvoda. Ako su sa dva izvoda, zovu se Šoklijeve diode. Najveću primenu imaju komponente sa tri izvoda (sl. 4.1) i, iako se u literaturi ponekad zovu i poluprovodnički kontrolisani ispravljači - SCR (od Semiconductor Controlled Rectifier), za ove komponente će se, nadalje, koristiti naziv "tiristori".



Sl. 4.1. (a) – Osnovna struktura tiristora; (b) – tipičan profil koncentracije primesa.

Tiristor se, obično, sastoji iz dva duboko difundovana sloja p -tipa. Prva p -oblast (P1) predstavlja anodni emitor. Slojevi P1 i P2 okružuju široki sloj n -tipa velike otpornosti, tj. bazu N1. Difundovani n -sloj (sl. 4.1b) formira katodni emitor N2. Slojevi P1 i N2 poseduju omske kontakte pomoću kojih su formirani izvodi za anodu i katodu, dok je treći izvod ostvaren preko kontakta P2-baze i predstavlja izvod za upravljačku elektrodu (gejt).

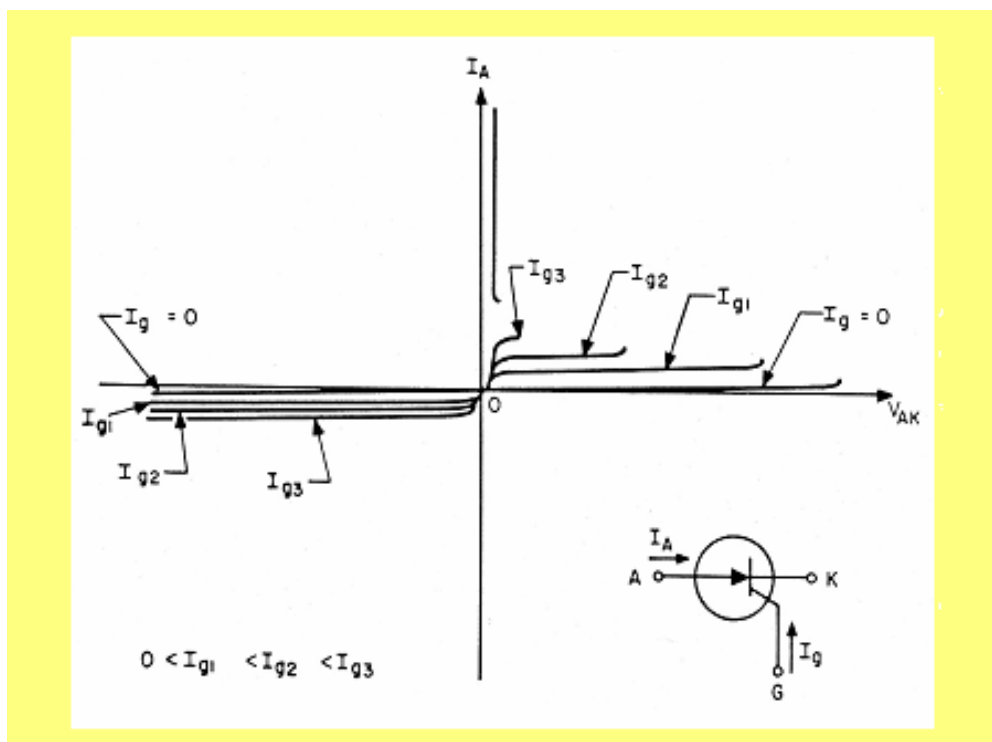
Pri inverznoj polarizaciji tiristora, tj. kada je anoda negativno polarisana u odnosu na katodu, tiristor je sa velikom impedansom i nalazi se u inverzno-neprovodnom stanju. I u slučaju direktne polarizacije (kada je anoda pozitivno polarisana) komponenta, takođe, radi u režimu velike impedanse. Međutim, ako se u ovom režimu na gejt dovede napon koji je pozitivan u odnosu na katodu, kroz spoj J3 će proteći struja koja dovodi tiristor u provodno stanje, u stanje sa malom impedansom. Prelazak iz neprovodnog u provodno stanje je veoma brz i, kada jednom provede, tiristor ostaje u provodnom stanju čak i ako se ukloni napon na gejtu. Prelazak iz provodnog u neprovodno stanje se obično ne kontroliše gejtom, već spoljašnjim kolima; komponenta će se vratiti u neprovodno stanje kada se struja smanji tako da njena vrednost opadne ispod kritične vrednosti, koja se zove **struja držanja** I_h .



Sl. 4.2. Strujno-naponska karakteristika tiristora.

Na sl. 4.2 prikazana je osnovna strujno-naponska karakteristika tiristora. U oblasti (0)-(1) tiristor je u direktno-neprovodnom stanju sa velikom impedansom. Oblast (1)-(1') predstavlja direktno-probojnu oblast; proboj ("prelom") nastaje kada je $dV/dI = 0$, pri čemu se definišu direktno-probojni (prelomni) napon V_{BF} i probojna (prelomna) struja, tj. struja uključenja I_s . Oblast (1)-(2) je oblast negativne otpornosti, a oblast (2)-(3) je direktno-provodna oblast, kada je tiristor u stanju provođenja (ON stanje). U tački (2), gde je opet $dV/dI = 0$, definiše se struja držanja I_h , i napon držanja V_h . Oblast (0)-(4) je oblast u kojoj je tiristor u inverzno-neprovodnom stanju, a oblast (4)-(5) je inverzno-probojna oblast.

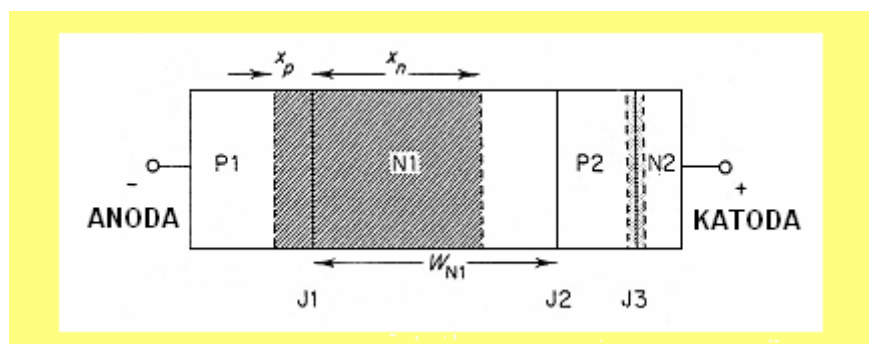
Strujno-naponske karakteristike tiristora, pri čemu je struja upravljačke elektrode I_g parametar, prikazane su na sl. 4.3. Primećuje se da pri porastu struje gejta prelomni napon opada, da se struja u provodnom stanju ne menja, a da rastu struje u inverzno-neprovodnoj i direktno-neprovodnoj oblasti, čime se povećava disipacija na tiristoru. Zbog toga nije poželjno da postoji upravljačka struja nakon pobude tiristora, te je, stoga, povoljniji rad sa impulsnom upravljačkom strujom.



Sl. 4.3. Familija izlaznih karakteristika tiristora sa strujom gejta kao parametrom.

4.1.1. Neprovodno stanje tiristora

1. Inveržno-neprovodno stanje. U inveržno neprovodnom stanju anoda je negativna u odnosu na katodu i spojevi J1 i J3 su inveržno polarisani, dok je spoj J2 direktno polarisan. Međutim, s obzirom da je oblast N1 znatno slabije dopirana, odnosno ima veću otpornost od sloja N2, spoj J1 održava, praktično, sav primenjeni napon, te se uticaj spoja J3 može zanemariti, posebno pri višim naponima. U tom slučaju je tiristor sličan tranzistoru P2N1P1 sa otvorenom bazom i efektivno se ponaša kao inveržno polarisana dioda, usled čega je strujno-naponska karakteristika slična I - V karakteristici inveržno polarisane diode (sl. 4.2, kriva (0)-(4)-(5)). U ovom režimu se napon između anode i katode održava samo pomoću male struje curenja. Međutim, ako inverzni napon poraste tako da dostigne vrednost probojnog napona V_{BR} (sl. 4.2), struja kroz tiristor naglo raste. Proboj može biti uslovljen ili lavinskim probojem spoja J1, ili proširenjem prelazne oblasti spoja J1 preko cele N1-oblasti do spoja J2, kada nastupa proboj prodirlanjem ("punch through" efekat). Koji će od ove dve vrste proboja prvo nastati zavisi od debljine N1-oblasti (w_{N1} na sl. 4.4).

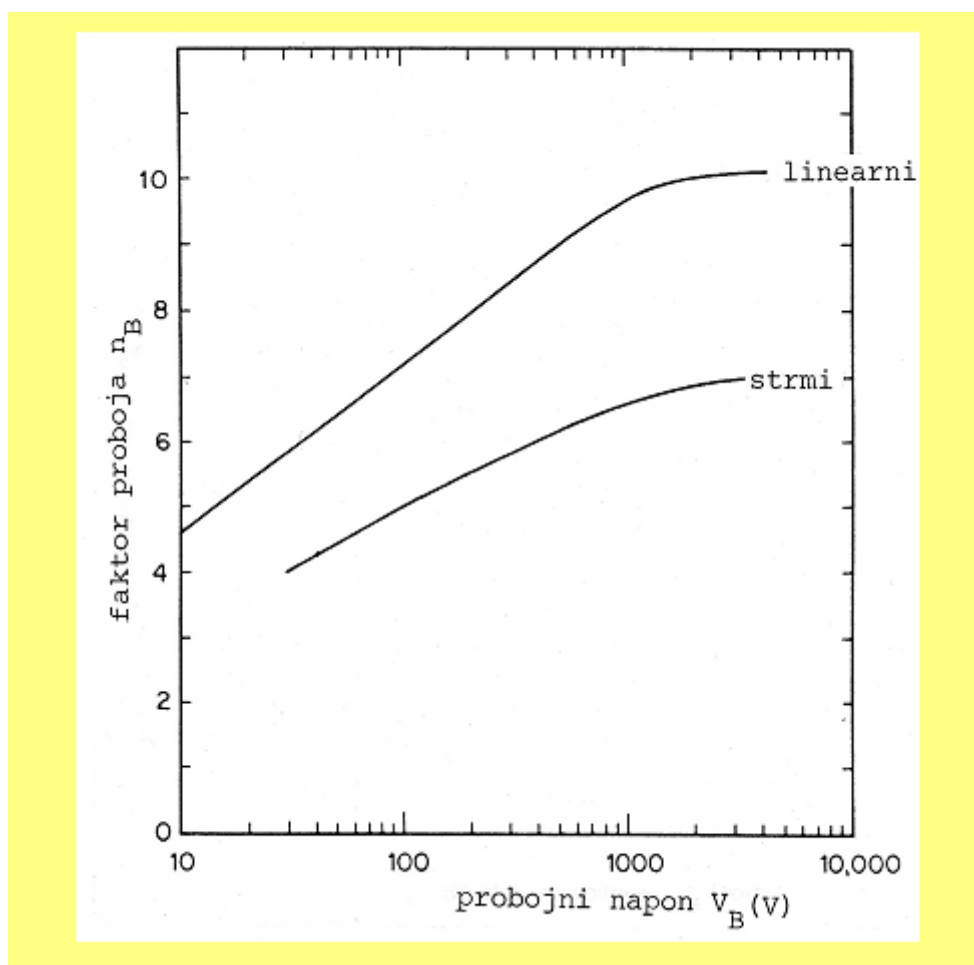


Sl. 4.4. Tiristor u inveržno-neprovodnom stanju; širine oblasti prostornog naelektrisanja su x_p i x_n .

U slučaju da je proboj uslovljen lavinskim umnožavanjem nosilaca naelektrisanja u prelaznoj oblasti spoja J1, probojni napon V_{BR} može se predstaviti sledećim empirijskim izrazom:

$$V_{BR} = V_B (1 - \alpha_{PNP})^{1/n_B}. \quad (4.1)$$

U izrazu (4.1) je α_{PNP} strujno pojačanje tranzistora P2N1P1 sa uzemljenom bazom, V_B je probojni napon kolektorskog spoja pomenutog tranzistora (spoja J1), a n_B je faktor proboja koji ima vrednost između 4 i 10 i koji zavisi od profila primesa i vrednosti probojnog napona V_B (sl. 4.5).



SI. 4.5. Faktor proboja n_B kao funkcija probojnog napona V_B za linearne i strme J1-spojeve.

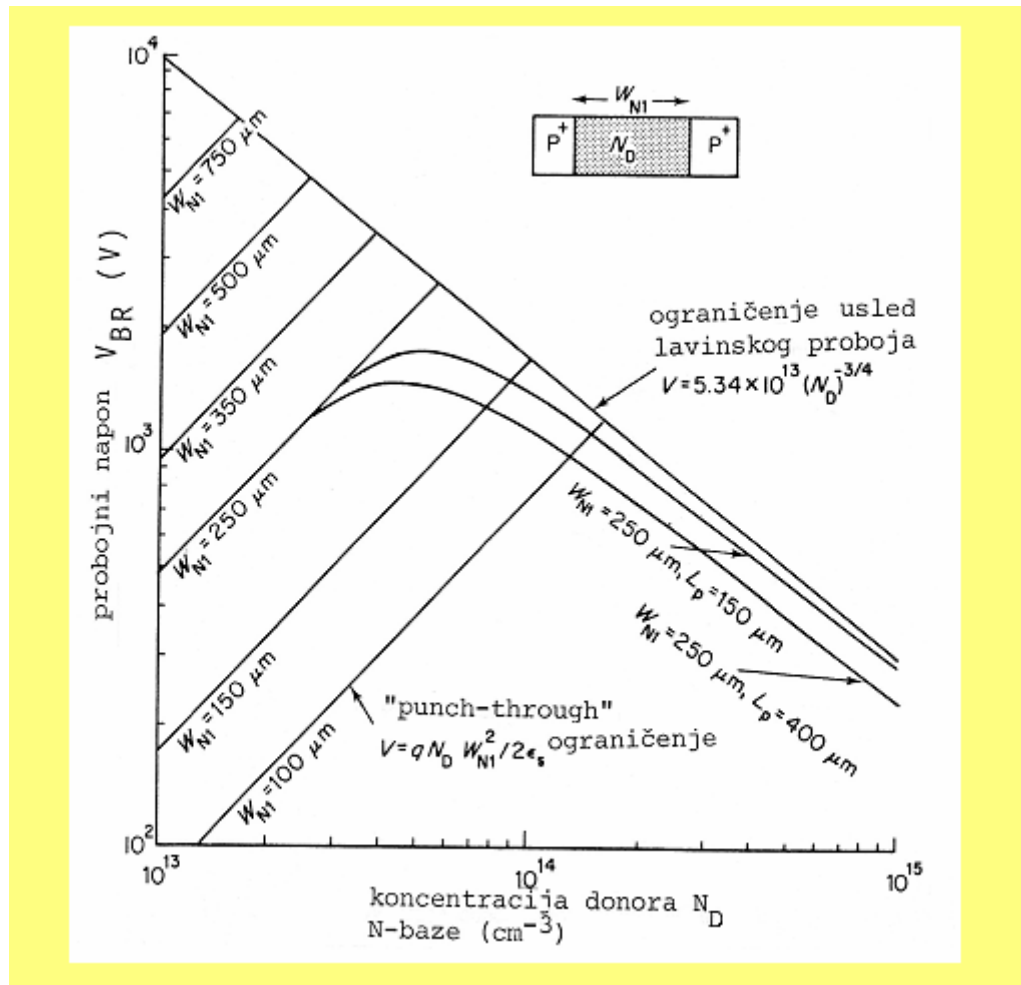
U slučaju da se, pre nego što nastupi lavinski proboj, prelazna oblast spoja J1 proširi preko cele N1-oblasti, doći će do "prespajanja" spoja J2, tj. nastupiće "punch-through" proboj V_{PT} :

$$V_{PT} = \frac{qN_D w_{N1}^2}{2\epsilon_s}, \quad (4.2)$$

gde je w_{N1} širina N1-baze (sl. 4.4).

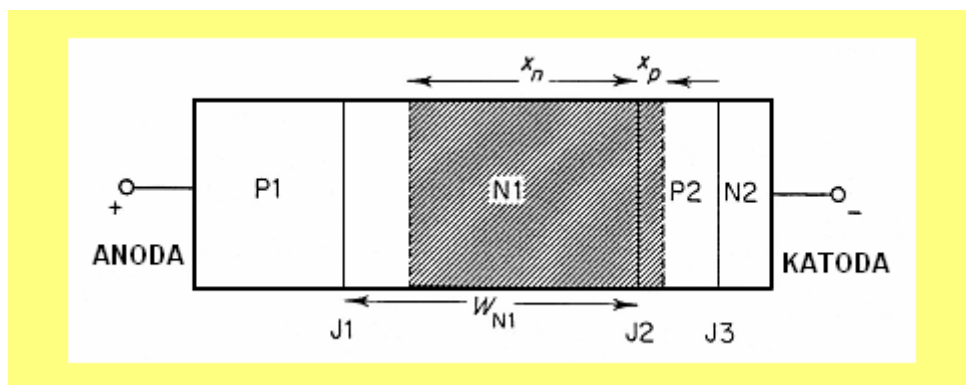
Primeri maksimalnog probojnog napona V_{BR} prikazani su na si. 4.6. Može se videti da je za slabije dopirane N1-oblasti napon ograničen "punch-through" probojem, a pri većim koncentracijama primesa u N1-oblasti – lavinskim probojem. Optimalna vrednost koncentracije prime-

sa N_D nalazi se između ovih granica, tako da je, za datu širinu N1-baze, vrednost probojnog napona blizu svoje maksimalne vrednosti.

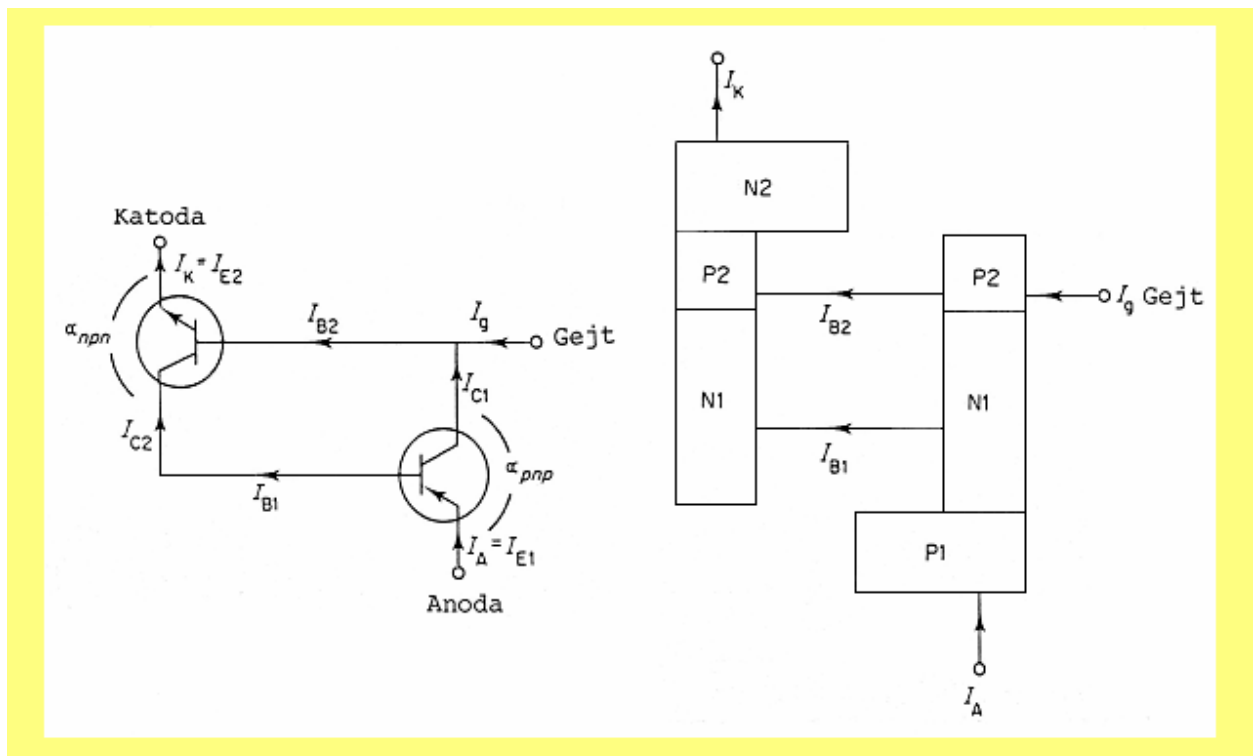


Sl. 4.6. Maksimalni probojni napon za inverzno polarisan tiristor i skokoviti J1-spoj u zavisnosti od koncentracije primesa u N1-bazi pri različitim vrednostima širine w_{N1} .

2. Direktno-neprovodno stanje. U direktno-neprovodnom stanju (sl. 4.7) katoda je negativna u odnosu na anodu, tako da je samo spoj J2 inverzno polarisan (spojevi J1 i J3 su tada direktno polarisani). Najveći primenjeni napon biće jednak padu napona na spoju J2.



Sl. 4.7. Tiristor u direktno-neprovodnom stanju.



Sl. 4.8. Dvotranzistorska analogija tiristora pri direktnoj polarizaciji.

U cilju boljeg razumevanja rada tiristora u ovom režimu, koristi se aproksimacija tiristora dvotranzistorskim modelom kao na sl. 4.8. Kao što se vidi, tiristor se može predstaviti pomoću PNP (P1N1P2) i NPN (N2P2N1) tranzistora, pri čemu su emitori oba tranzistora direktno polarisani, a kolektorske struje svakog tranzistora pobuđuju baze komplementarnih tranzistora. Na osnovu sl. 4.8 može se napisati:

$$I_A = \alpha_{PNP} I_A + I_{C01} + \alpha_{NPN} I_K + I_{C02}. \quad (4.3)$$

gde su α_{PNP} i α_{NPN} strujna pojačanja odgovarajućih tranzistora sa uzemljenom bazom, a I_{C01} i I_{C02} struje curenja kolektorskih spojeva J2.

Kako je, sa druge strane, struja katode I_K :

$$I_K = I_A + I_g, \quad (4.4)$$

to iz (4.3) i (4.1) sledi:

$$I_A = \frac{\alpha_{NPN} I_g + I_{C01} + I_{C02}}{1 - (\alpha_{PNP} + \alpha_{NPN})}. \quad (4.5)$$

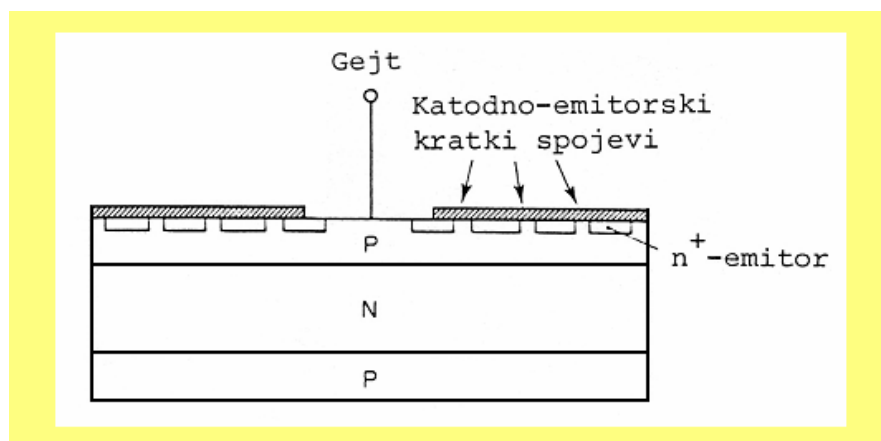
Poslednja jednačina opisuje statičku karakteristiku tiristora u direktno-neprovodnom stanju.

3. Probojni ("prelomni") napon pri direktnoj polarizaciji V_{BF} . Sa povećanjem napona V_{AK} između anode i katode struja curenja raste. S obzirom da strujna pojačanja α_{PNP} i α_{NPN} jako zavise od struje, to pri izvesnoj vrednosti napona (odnosno struje), kada oba tranzistora poprime

odgovarajuće vrednosti strujnih pojačanja, dolazi do pozitivne sprege i tiristor "probija". Taj probojni ("prelomni") napon praktično nastaje kada je:

$$\alpha_{PNP} + \alpha_{NPN} = 1. \quad (4.6)$$

Treba napomenuti da se sličan efekat ne javlja pri inverznoj polarizaciji, jer su tada oba emitorska spoja inverzno polarisana, te ne može doći do pozitivne reakcije.



Sl. 4.9. Šematski poprečni presek tiristora sa katodno-emitorskim kratkim spojevima.

Vrednost probojnog napona V_{BF} , dobijena na osnovu uslova (4.6), bila bi relativno niska, s obzirom da bi se vrlo brzo postiglo $\alpha_{PNP} + \alpha_{NPN} = 1$. Zbog toga se teži da jedno od strujnih pojačanja bude znatno manje u odnosu na drugo; najčešće se tiristor projektuje tako da bude $\alpha_{NPN} \ll \alpha_{PNP}$. Ovaj uslov postiže se katodno-emitorskim kratkim spajanjem, sl. 4.9. Naime, katoda (koja je istovremeno i emitor ekvivalentnog NPN tranzistora) ostvarena je nizom kratkopojenih difundovanih koncentričnih n^+ -oblasti, tako da je P2-baza tiristora (gejt) vezana za katodni kontakt preko malih raspodeljenih otpornosti, pri čemu ove otpornosti postoje usled slojne otpornosti P2-baze. Efekat kratkih spojeva sastoji se u "omogućavanju" struji da premosti emitor-bazni spoj NPN tranzistora, efektivno smanjujući njegovo strujno pojačanje. Za objašnjenje tog efekta može korisno da posluži dvotranzistorski model tiristora, sl. 4.10.

U slučaju kada nema katodno-emitorskih kratkih spojeva (sl. 4.7) strujno pojačanje NPN tranzistora sa zajedničkom bazom je:

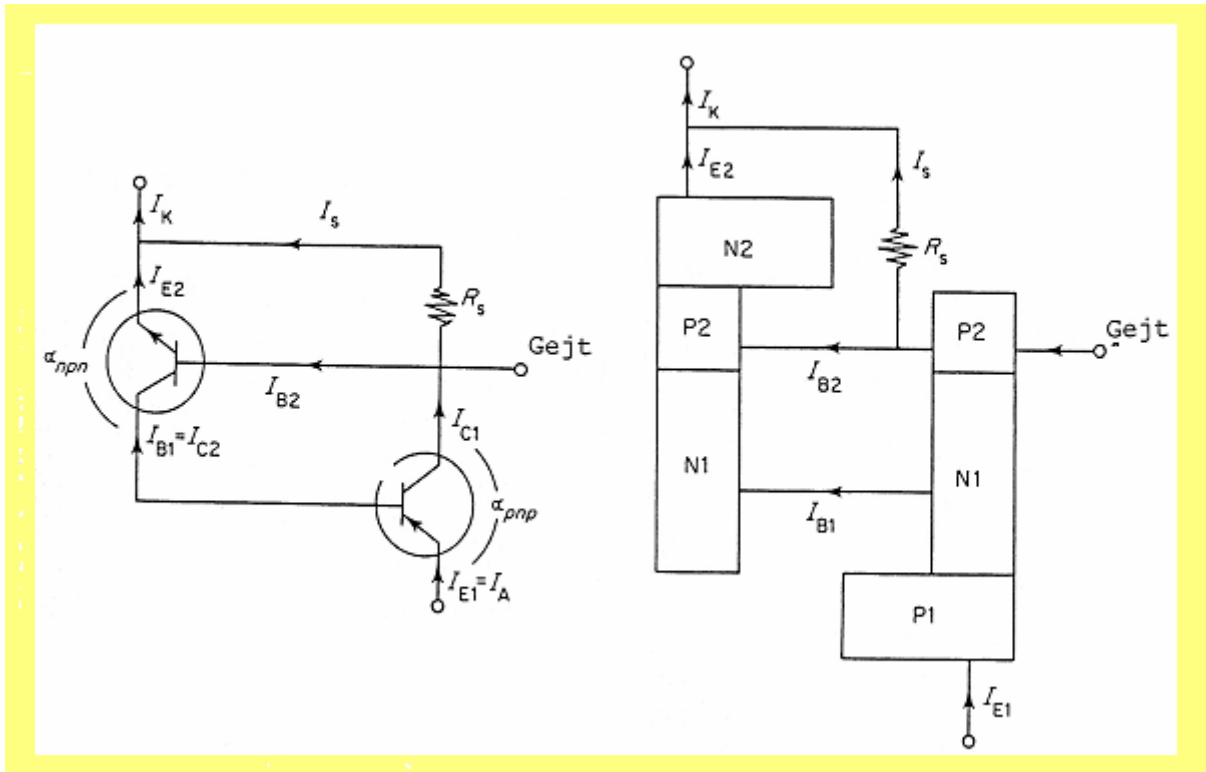
$$\alpha_{NPN} = \frac{I_{C2} - I_{C02}}{I_{E2}}. \quad (4.7)$$

Međutim, kada postoji katodno-emitorsko kratko spajanje, emitorska struja I_{E2} nije jednaka katodnoj struji I_K (sl. 4.10), već je:

$$I_K = I_{E2} + I_s, \quad (4.8)$$

gde je I_s struja "skretanja" usled raspodeljene otpornosti R_s . Sada je moguće definisati efektivno strujno pojačanje NPN tranzistora sa katodno-emitorskim kratkim spojevima:

$$\alpha_{eff} = \frac{I_{C2} - I_{C02}}{I_{E2} + I_s}. \quad (4.9)$$



Sl. 4.10. Dvotranzistorski model tiristora sa katodno-emitorskim kratkim spojevima.

Kombinujući (4.7) i (4.9) dobija se:

$$\alpha_{eff} = \frac{\alpha_{NPN}}{1 + \frac{I_s}{I_{E2}}} . \quad (4.10)$$

Kako je raspodeljena otpornost R_s mala, to je odnos I_s/I_{E2} veliki, te je i $\alpha_{eff} \ll \alpha_{NPN}$. U ovakvim uslovima prelomni napon V_{BF} biće približno jednak inverznom probojnom naponu V_{BR} .

Vrednost α_{eff} ne zavisi samo od raspodeljene otpornosti R_s , već i od pozitivne polarizacije (V_{BE}) emitor-baznog spoja NPN tranzistora. Naime, za male vrednosti V_{BE} emitorska struja I_{E2} je mnogo manja od struje kratkih spojeva I_s . Međutim, kada je $V_{BE} \geq 0,6V$, emitorska struja naglo raste i onda je $I_s < I_{E2}$. Dakle, bice $\alpha_{eff} \ll \alpha_{NPN}$ sve dok je $V_{BE} < 0,6V$; kada napon V_{BE} naraste iznad približno 0,6V, α_{eff} naglo raste i tiristor ce "probiti" pri naponu VBF.

Katodno-emitorski kratki spojevi ne utiču samo na vrednost prelomnog napona, već, takođe, daju poboljšanja u pogledu veće otpornosti na proboj usled naglog porasta napona i smanjuju vreme isključenja tiristora.

4.1.2. Provodno stanje tiristora

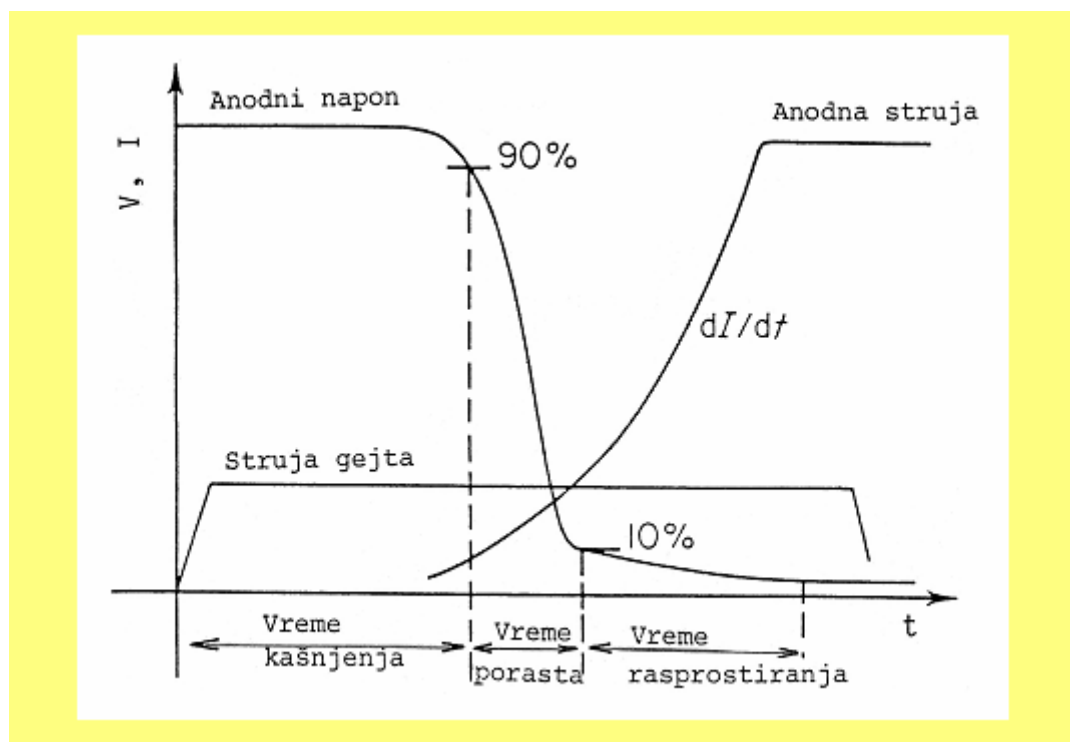
Tiristori prelaze iz neprovodnog u provodno stanje kada je zadovoljen uslov:

$$\alpha_{NPN} + \alpha_{PNP} \geq 1 . \quad (4.11)$$

U tom slučaju sva tri spoja su direktno polarisani. Tada tranzistor N2P2N1 radi u zasićenju, te se tiristor ponasa kao P1-i-N2 (p-i-n) dioda.

Do sada je analiziran rad tiristora i njegovo ponašanje pri promeni napona između anode i katode. Međutim, prelazak tiristora iz neprovodnog u provodno stanje se retko izvodi na taj način; znatno češće se tiristori uvode u provodno stanje dovođenjem određenog signala na gejt (upravljačku elektrodu).

U trenutku pobuđivanja tiristora za prelazak u provodno stanje prvo se uključi samo mala oblast emitora, blizu kontakta za gejt. Ova početna provodna oblast se, zatim, naglo širi kroz komponentu, sve dok celi emitor ne provede. S obzirom da komponenta, često, treba da podnese veliku struju odmah nakon uključenja gejta, početna provodna zona će imati veliku gustinu struje, te lokalni termički efekti mogu biti veoma kritični, o čemu se mora jako voditi računa prilikom projektovanja tiristora.



Sl. 4.11. Karakteristike uključenja tiristora.

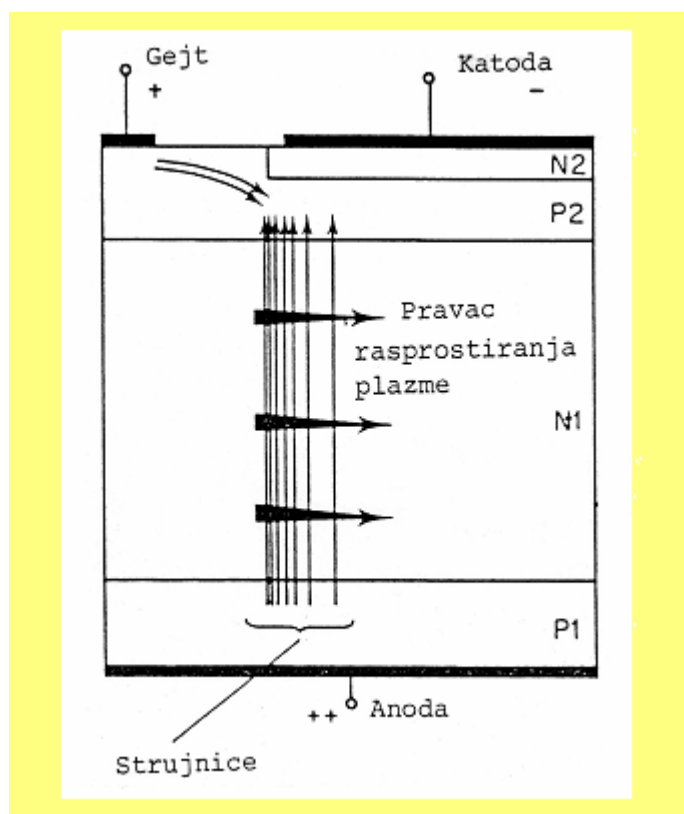
Kada se na gejt tiristora dovede signal, komponenta neće moći odmah da uđe u provodno stanje, već treba da protekne izvesno vreme i to vreme se zove vreme uključenja tiristora. Ovo vreme se obično deli na tri različite faze (sl. 4.11): 1 – vreme kašnjenja; 2 – vreme porasta i 3 – vreme rasprostiranja.

1. Vreme kašnjenja. Sa sl. 4.11 vidi se da je vreme kašnjenja vreme u kome se, nakon uključenja gejta, dešavaju male promene anodnog napona i anodne struje. U toku ovog vremena na spoju J3 je napon između 0,5V i 0,6V, te injektovani elektroni iz N2-emitora "putuju" ka spoju J2; drugim rečima, potrebno je izvesno vreme da nosioci pređu pojedine oblasti tiristora. Zbog toga je, da bi vreme kašnjenja bilo malo, posebno značajno da bude kratko vreme preleta nosilaca naelektrisanja kroz oblasti tranzistora N2P2N1. Ovo je kritično kod visokonaponskih tiristora, kod kojih je i P2-baza široka, te je kod njih vreme kašnjenja obično veliko. Rezultati ispitivanja su pokazali da je vreme kašnjenja smanjeno kada raste struja gejta.

2. Vreme porasta. To je vreme kada struja tiristora raste, ili preciznije, to je vreme kada anodni napon opadne na 10% svoje početne vrednosti (sl. 4.11). Pokazalo se da se ovo vreme (t_r) može da aproksimira geometrijskom sredinom vremena preleta nosilaca kroz baze N1 (t_{t1}) i P2 (t_{t2}):

$$t_t = \sqrt{t_{t1} t_{t2}} . \quad (4.12)$$

Za brzo uključenje je, znači, potrebno da tiristor ima uske baze. Ovaj zahtev je u suprotnosti sa zahtevom za većim probojnim naponima pri inverznoj polarizaciji, gde bi u slučaju uske N1-oblasti, kao što je rečeno, veoma brzo nastupio proboj prodiranjem. Vreme porasta, međutim, ne zavisi samo od konstrukcije komponente, već i od spoljašnjeg kola, koje može nametnuti svoje sopstveno ograničenje na porast struje; na primer, ako u spoljašnjem kolu postoji induktivno opterećenje, tada je porast anodne struje mnogo više ograničen induktivnošću nego samim tiristorom.



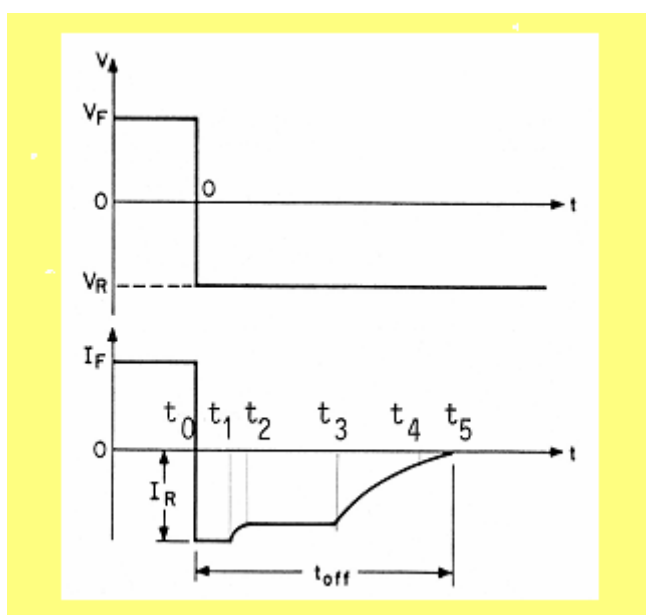
Sl. 4.12. Uz objašnjenje vremena rasprostiranja.

3. Vreme rasprostiranja. To je vreme u kojem anodni napon postaje stabilan u provodnom stanju. Naime, pri kraju vremena porasta tiristor provode i, ako je struja veća od struje držanja, tiristor će nastaviti da provodi, nezavisno od struje gejt-a. Međutim, na početku će provoditi samo deo tiristora oko elektrode gejt-a (sl. 4.12). Preostali deo katode je doveden u stanje provođenja rasprostiranjem plazme (zbog toga je vreme potrebno da celokupna katoda provode nazvano vreme rasprostiranja). Kod tiristora je vreme rasprostiranja duže od vremena porasta i zato je ono veoma značajno, jer ima znatan uticaj na dinamičko ponašanje komponente. Može proći i nekoliko stotina μs da bi rasprostiranje plazme bilo kompletno.

4.1.3. Isključenje tiristora

Kada je tiristor u provodnom stanju sva tri spoja su direktno polarisana. To znači da postoje, posebno pri velikim gustinama struje, znatne nagomilane koncentracije manjinskih nosilaca u sve četiri oblasti tiristora. Zbog toga, da bi se izvršilo isključenje tiristora, neophodno je da se "ukloni" to nagomilano naelektrisanje. Ovo uklanjanje naelektrisanja postiže se, najčešće, prekidom anodnog kola ili inverznom polarizacijom anodnog kola (npr. uklanjanjem upravljačke struje tiristor se ne može isključiti).

Kada se koristi tehnika prekidanja anodnog kola, anodna struja se smanjuje ispod vrednosti struje držanja isključenjem rednih prekidača ili porastom opterećenja, pri čemu se nagomilano naelektrisanje uklanja rekombinacijom.



Sl. 4.13. Karakteristike isključenja tiristora kada anodni napon naglo menja polaritet (pretpostavljeno je otporno opterećenje u spoljašnjem kolu).

U drugoj tehnici (inverznom polarizacijom anodnog kola) struja prinudno teče u suprotnom smeru, sl. 4.13. Ovaj način prekidanja se može postići "prirodnom" komutacijom, kao što se dešava, na primer, svake poluperiode u kolu naizmenične struje, ili prisilnom komutacijom, kada posebno kolo menja polaritet napona anode u odnosu na katodu.

Promenom anodnog napona injekcija na prvom i trećem spoju prestaje, jer spoljašnji napon teži da inverzno polariše ove spojeve. U prvoj periodi (od t_0 do t_1 , sl. 4.13) anodna struja je ograničena samo otpornošću spoljašnjeg kola, jer su koncentracije nagomilanih manjinskih nosilaca uz sve spojeve iznad ravnoteže. S obzirom da su oblasti P2 i N2 najuže, a vreme života u njima najmanje, to će opadanje koncentracije manjinskih nosilaca biti najbrže kod spoja J3. Prvi period se završava kada koncentracija manjinskih nosilaca uz spoj J3 opadne na nulu (t_1). Posle ovog trenutka nastupa drugi period (od t_1 do t_2 , sl. 4.13); to je period porasta napona na spoju J3. Usled porasta napona na spoju J3 opada anodna struja. Ovo će se dešavati sve do trenutka t_2 , kada na spoju J3 nastupa proboj; tada napon na njemu više ne raste, te anodna struja ostaje konstantna. Anodna struja će ostati konstantna sve dok koncentracija nagomilanih nosilaca kod spoja J1 ne opadne do nule, što se dešava u trenutku t_3 . Posle ovoga napon na spoju J1 raste, te anodna struja opada. U trenutku t_4 (sl. 4.13) anodna struja toliko opadne da se može smatrati da je kolo prekinuto. Međutim, to ne znači da je tiristor isključen, jer, ako se u trenutku t_4 na tiristor priključi pozitivan anodni napon, tiristor će se vratiti u provodno stanje; ovo je posledica toga što

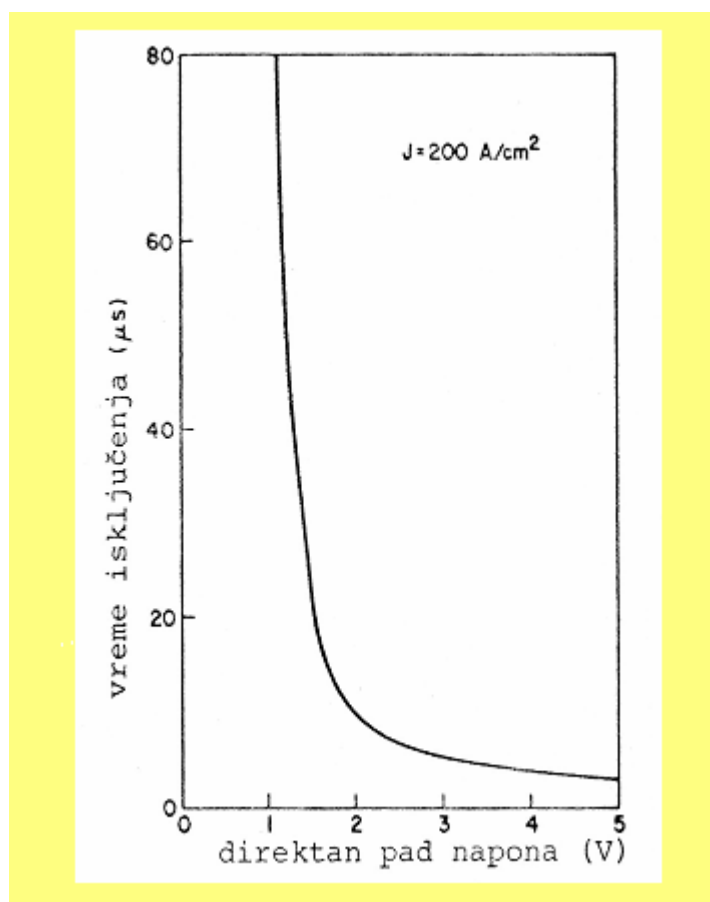
spoj J2 neće biti inverzno polarisan, te uz njega ima još nagomilanih manjinskih nosilaca. Tek posle trenutka t_5 koncentracija manjinskih nosilaca uz spoj J2 je toliko mala da se tiristor neće uključiti kada se priključi pozitivan napon. Vreme isključenja tiristora t_{off} je od t_0 do t_5 .

Pokazalo se da se vreme isključenja t_{off} može da predstavi sledećim izrazom:

$$t_{off} = \tau_p \ln \frac{I_F}{I_h}. \quad (4.13)$$

gde su: $I_F = I_A$ – struja provođenja tiristora pri $t = 0$, I_h – struja držanja, τ_p – vreme života šupljina kao manjinskih nosilaca u N1-oblasti.

Dakle, da bi se dobilo manje vreme isključenja treba smanjiti vreme života šupljina u N1-oblasti. Ovo smanjenje vremena života može se postići katodno-emitorskim kratkim spojevima ili uvođenjem rekombinacionih centara, kao što su zlato i platina, ili izlaganjem tiristora elektronskom i gama zračenju. Zlato, međutim, nije pogodno za rekombinacione centre, s obzirom da struja curenja raste, a prelomni napon opada sa porastom dopiranja zlatom; do ovih promena ne dolazi pri dopiranju platinom ili usled elektronskog zračenja. Katodno-emitorski kratki spojevi odvođe struju oporavka i struju faznog pomeraja iz tiristora; pri tome nema direktnog polarisanja N2-emitora u odnosu na P2-bazu. Sa druge strane, smanjivanje vremena života τ_p povećava direktni napon u stanju provođenja, što se vidi sa sl. 4.14, na kojoj je prikazan tipičan međusobni odnos između direktnog pada napona i vremena isključenja tiristora snage. Sa slike se vidi da se kompromisno rešenje može dobiti za vreme isključenja oko 10 μs i direktan pad napona oko 2V.

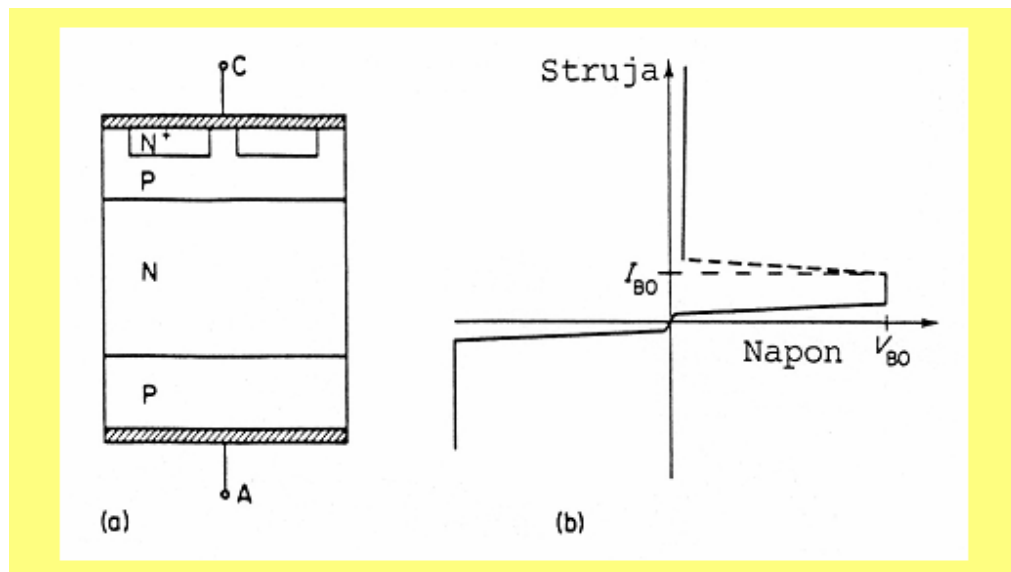


Sl. 4.14. Međusobni odnos između direktnog pada napona i vremena isključenja za tiristore snage.

4.2. VRSTE TIRISTORA

4.2.1. Prelomna dioda (BOD)

Prelomna dioda – BOD (od Breakover Diode) nije dioda, kao što se na osnovu njenog imena može pretpostaviti, već tiristor bez gejta; ove komponente, kao što je napomenuto, zovu se i Šoklijeve diode. Glavna razlika između prelomne diode i tiristora je u tome što je kod prelomne diode unapred određena tačna vrednost direktnog prelomnog napona i to konstrukcijom komponente. BOD strukture se prebacuju u provodno stanje kada se dostigne direktni prelomni napon V_{BF} ili kada nastupi nagla promena napona (tkzv. dV/dt efekat).



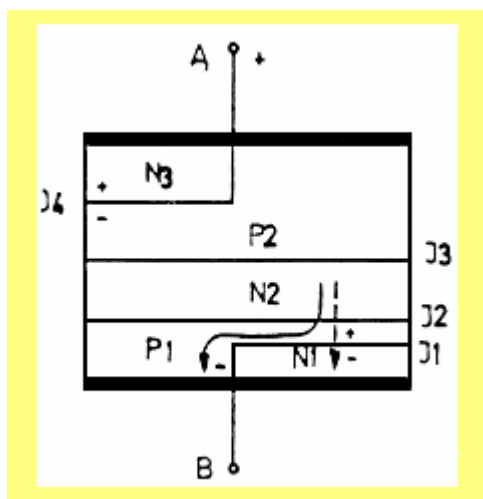
Sl. 4.15. Prelomna dioda (BOD): (a) – poprečni presek; (b) – strujno-naponska karakteristika.

Poprečni presek prelomne diode prikazan je na sl. 4.15a; konstrukcija je ista kao kod tiristora, ali nema izvoda za gejta. Strujno-naponske karakteristike prelomne diode (sl. 4.15b) su, takođe, slične kao kod običnog tiristora kod koga se prebacivanje u provodno stanje vrši delovanjem anodnog napona ili dV/dt efektom.

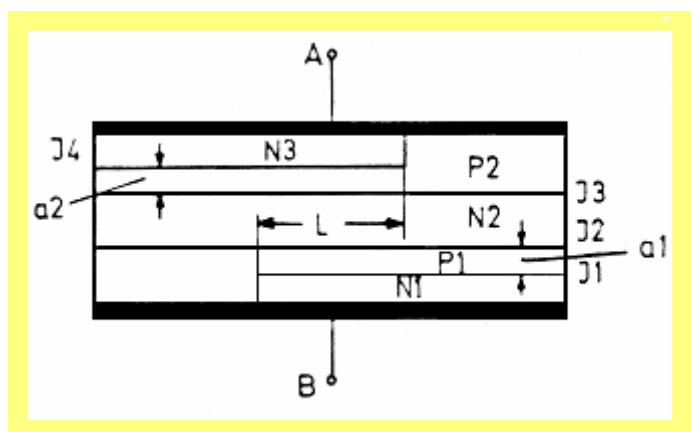
Prelomne diode se koriste kao prekidački elementi u impulsnim kolima, kao zaštitne komponente i kao komponente za zaštitu od prelomnog napona kod visokonaponskih tiristora.

4.2.2. Dijak

Dijak je simetrični diodni tiristor, koji, u osnovi, sadrži dve antiparalelno vezane Šoklijeve diode (sl. 4.16). Sa sl. 4.16 se vidi da su oblasti N1 i P1, kao i oblasti P2 i N3, kratkospojene; na taj način se, ako je (na primer) A pozitivna elektroda, desna polovina komponente ponaša kao "normalan" tiristor sa kratkom vezom između N1 i P1. Kada usled povećanja napona između elektroda A i B nastupi proboj spoja J2, kroz njega će proteći struja i to paralelno spoju J1 (jer je ovaj spoj kratkospojen). Usled proticanja struje stvoriće se pad napona na sloju P1, što dovodi do direktne polarizacije spoja J1, tako da se desna strana uvodi u provodno (ON) stanje. Sloj N3 nema nikakvog udela pri ovom stanju dijaka, s obzirom da je, usled proticanja struje kroz oblast P2, sloj J4 inverzno polarisan.



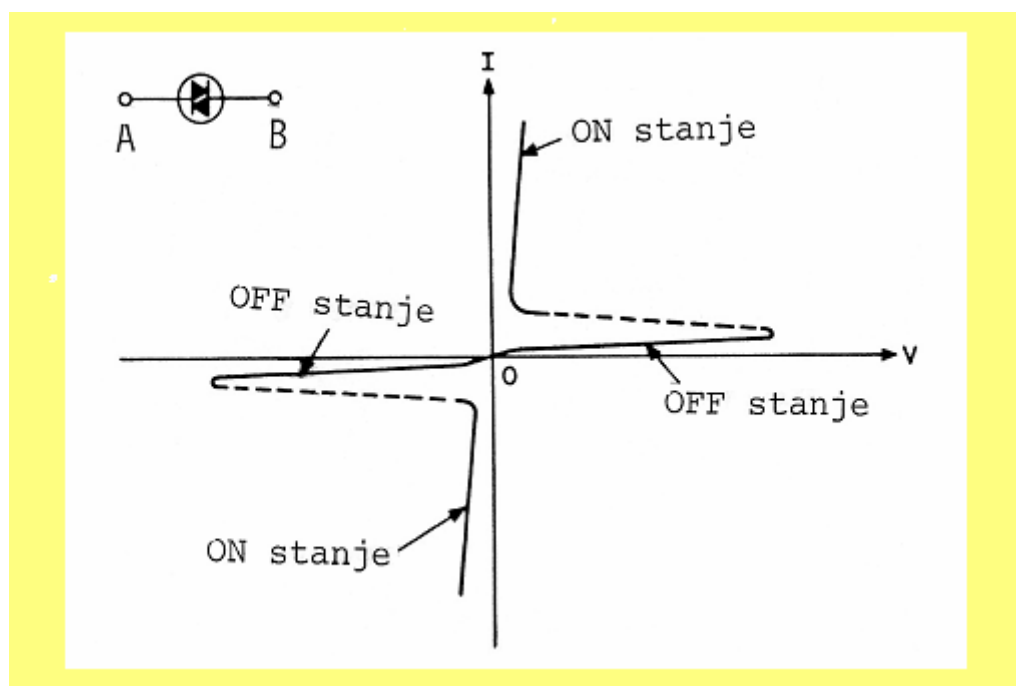
Sl. 4.16. Osnovna konfiguracija dijaka.



Sl. 4.17. Dijak sa slojevima N1 i N2 koji se preklapaju.

Pri promeni polarizacije, tj. kada se dovede pozitivan napon na elektrodu B, leva strana dijaka će biti aktivna, pri čemu u provođenju struje učestvuju spojevi J4, J3 i J2, odnosno oblasti N3, P2, N2 i P1.

Izborom debljine slojeva P1 i P2 (bolje reći slojeva a_1 i a_2 , sl. 4.17), kao i veličine preklapanja slojeva N1 i N3, može se podesiti željena struja uključjenja I_s . U slučaju da su debljine slojeva a_1 i a_2 male, a dužina preklapanja L velika (sl. 4.17), poprečna otpornost će biti velika (otpornost struji pre uključjenja), te će se pri maloj struji I_s stvoriti dovoljan pad napona na spoju J1 (ili spoju J4), odnosno pri manjoj vrednosti struje I_s će jedna polovina dijaka preći u provodno stanje.



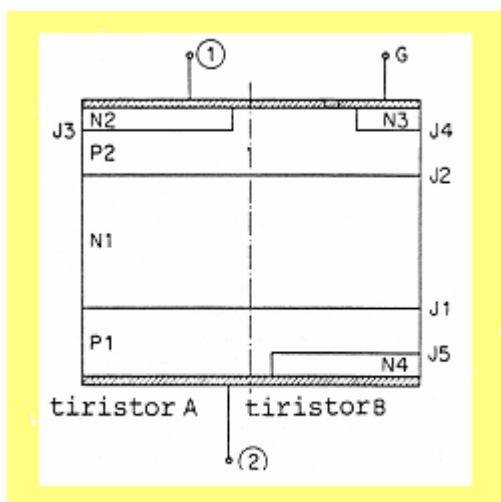
Sl. 4.18. Strujno-naponska karakteristika i simbol dijaka.

Na osnovu rečenog može se zaključiti da dijak ima simetričnu strujno-naponsku karakteristiku, koja je prikazana na sl. 4.18. Slično kao kod prelomne diode, dijak se može dovesti u

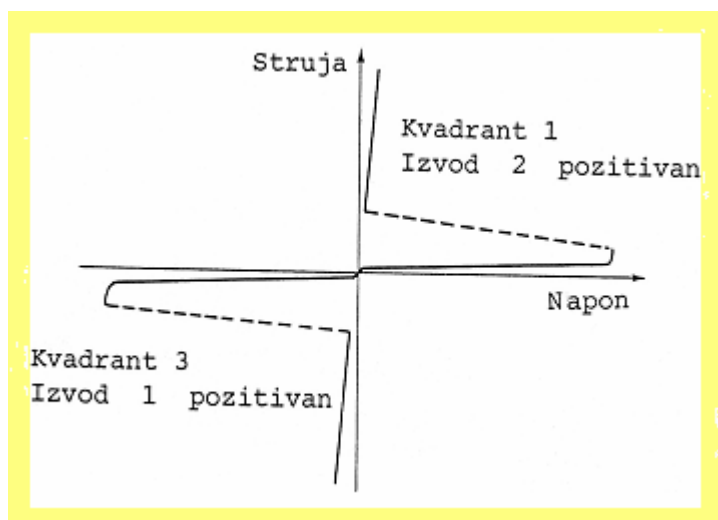
provodno stanje naponom koji je veći od prelomnog napona, ili naglom promenom anodnog napona (dV/dt efektom). Međutim, zbog regenerativnog delovanja, dijak ima veću negativnu otpornost i manji direktan pad napona od prelomne diode.

4.2.3. Trijak

Trijak se dobija integracijom dva antiparalelna tiristora. To je petoslojna komponenta sa tri izvoda koja može da blokira ili provodi struju za obe polarizacije kontrolom signala na gejtju. Stoga se trijak koristi za kontrolu naizmenične snage.



Sl. 4.19. Osnovna konfiguracija trijaka.



Sl. 4.20. Strujno-naponska karakteristika trijaka.

Osnovna struktura trijaka prikazana je na sl. 4.19. Vidi se da se trijak sastoji od dva tiristora (A i B) sa zajedničkim gejtom G. Metalizacije emitora N2 i N4 šire se preko velikih slojeva P1 i P2, te su tako ostvareni katodno-emitorski i anodno-emitorski kratki spojevi.

Strujno-naponska karakteristika trijaka (sl. 4.20) je simetrična u odnosu na koordinatni početak. Komponenta "radi" u prvom ili u trećem kvadrantu (kada je izvod 2 pozitivan, odnosno kada je izvod 1 pozitivan). U oba kvadranta trijak se može dovesti u provodno stanje pozitivnim ili negativnim impulsom gejta, te postoje četiri različita načina "okidanja" trijaka. To su: prvi kvadrant – gejt negativan; prvi kvadrant – gejt pozitivan; treći kvadrant – gejt negativan; treći kvadrant – gejt pozitivan.

1. Prvi kvadrant – gejt negativan. U ovom slučaju izvod 1 je negativan u odnosu na izvod 2, a gejt je negativan u odnosu na izvod 1. Spoj gejta J4 je, zato, direktno polarisan i injektuje elektrone u oblast P2. U ovom režimu J4 se ponaša kao emitorski gejt, a injektovani elektroni "putujući" kroz N1-bazu uslovljavaju injekciju šupljina iz oblasti P1, te je tiristor A uključen. Tiristor B ne radi dok traje ovaj proces, jer je spoj J5 inverzno polarisan i ne provodi struju.

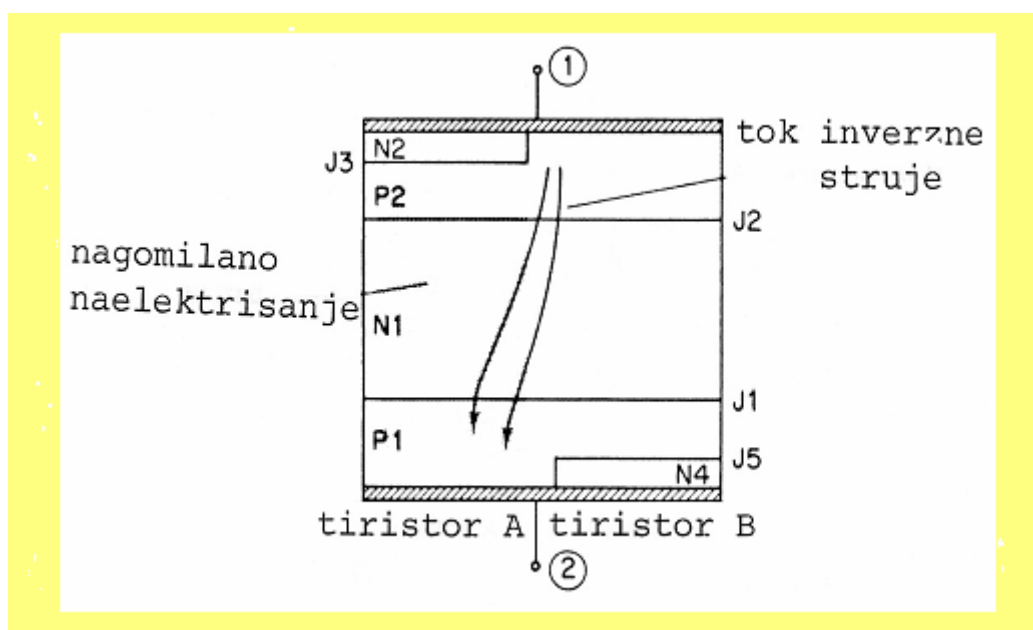
2. Prvi kvadrant – gejt pozitivan. U ovom režimu izvod 1 je negativan u odnosu na izvod 2 i spoj gejta je inverzno polarisan. S obzirom da metalizacija gejta prelazi i preko oblasti P2 (sl. 4.19), a na visokom je potencijalu, to ova elektroda injektuje šupljine u oblast P2. Tako se gejt ponaša kao gejt "normalnog" tiristora koji injektuje šupljine, dok oblast N2 injektuje elektrone. Na taj način tiristor A se uvodi u provodno stanje.

3. Treći kvadrant – gejt negativan. Ovde je izvod 2 negativan u odnosu na izvod 1 i spoj gejta J4 je direktno polarisan. Gejt deluje kao "daljinska" upravljačka elektroda, injektujući elektrone u oblast P2. Ovi elektroni su "pokupljeni" od strane spoja J2, a niži potencijal oblasti N1 u odnosu na P2 dopušta protok struje preko spoja J2, koji okida tiristor B. Iako je spoj J2 direktno polarisan, on i dalje može delovati kao kolektor za elektrone koji difunduju kroz bazu P2; to je zato što je električno polje $p-n$ spoja, usled ugrađenog potencijala, uvek u istom smeru i za inverznu i za slabu direktnu polarizaciju (polje ostaje veliko i za direktnu polarizaciju, jer je oblast prostornog naelektrisanja vrlo uska).

4. Treći kvadrant – gejt pozitivan. U ovom stanju izvod 2 je negativan u odnosu na izvod 1, a spoj J4, koji je inverzno polarisan, ponovo deluje kao daljinski gejt. Kako je gejt pozitivno polarisan, on dostiže potencijal sloja P2 koji direktno polariše emitorski spoj J3. Na taj način se, preko spoja J3, injektuju elektroni koje "skuplja" spoj J2. Uključenje se, onda, obavlja na isti način kao kod prethodnog slučaja. Kad tiristor B provede, emitor N2 više ne učestvuje u provođenju, jer struja šupljina teče u pravcu metalizacije.

Vrednost struje okidanja koja je potrebna za uključenje trijaka je različita za različite režime rada gejta. U opštem slučaju, kritična struja gejta je najmanja za najčešće uključenje gejta (prvi kvadrant – gejt pozitivan), a najveća je za daljinski gejt (zbog relativno slabe efikasnosti kolektorskog delovanja direktno polarisanog spoja J2 u trećem kvadrantu).

Ranije je naglašeno da kod konvencionalnih tiristora mogu nastati problemi prilikom komutacije usled nagomilanog naelektrisanja manjinskih nosilaca. Kod trijaka je taj problem još veći, s obzirom da se on, praktično, sastoji od dva tiristora. Naime, neka je tiristor A provodio (izvod 2 je pozitivan). U trenutku promene smera struje u tiristoru A zadržava se nagomilano naelektrisanje i, kako izvod 1 postaje pozitivan, nagomilano naelektrisanje će napuštati oblasti baze formirajući inverzni tok struje između izvoda 1 i anode tiristora A (sl. 4.21). Ako ova struja ima dovoljno veliku vrednost, potencijal oblasti P1 u okolini oblasti N4 može da se poveća, što prouzrokuje da N4 injektuje elektrone, koji će uključiti tiristor B, te dolazi do otkaza komutiranja. Rešenje ovog problema se postiže povećanjem broja (nivoa) emitorsko-katodnih kratkih spojeva i uvođenjem izolacionih oblasti između dve tiristorske oblasti.

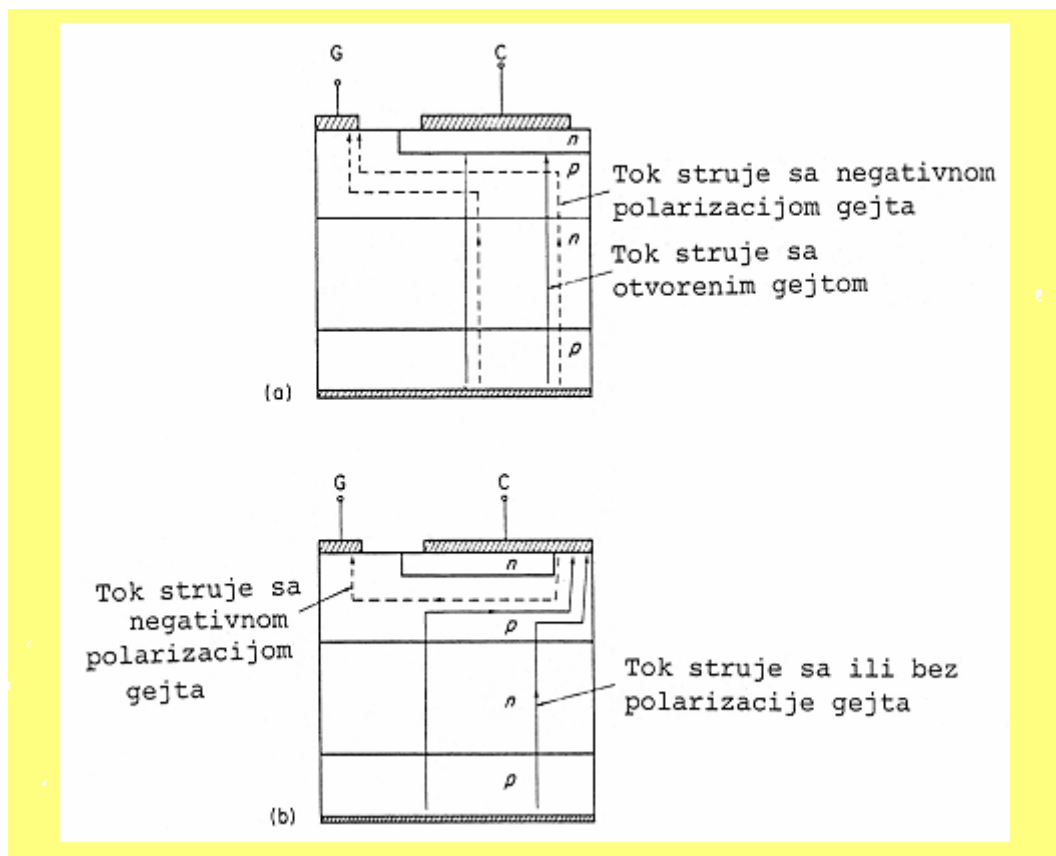


Sl. 4.21. Trijak za vreme komutiranja.

4.2.4. Tiristor kod koga gejt pomaže pri isključivanju (GATT)

Pri projektovanju većine snažnih elektronskih kola važno je postići male gubitke na visokim učestanostima. Upotreba tiristora na visokim učestanostima ograničena je vremenom isključenja komponente. Kod konvencionalnih tiristora smanjenjem vremena isključenja kvare se ostale karakteristike (povećavaju se napon u provodnom stanju i vreme rasprostiranja pri uključenju). Ovo, praktično, može prouzrokovati ograničenje vremena isključenja tiristora (tipično na 15 μ s za komponente od 1200 V), što smanjuje opseg radnih učestanosti. GATT (od Gate Assisted Turn-off Thyristor) može imati vreme isključenja manje od 6 μ s za tiristore od 1200V.

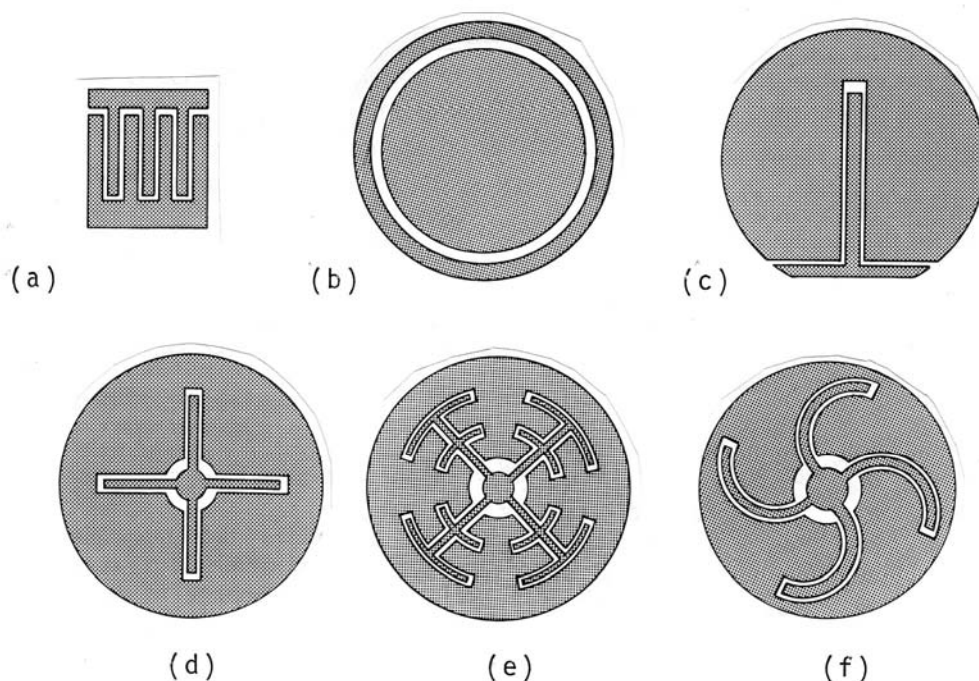
Princip tiristora kod koga gejt pomaže pri isključivanju sličan je korišćenju katodno-emitorskih kratkih spojeva, kada se želi isključivanje tiristora. Naime, kao što je rečeno, katodno-emitorski kratki spojevi odvođe struju oporavka i struju faznog pomeraja iz tiristora, ne dozvoljavajući da dođe do pozitivne polarizacije N2-emitora u odnosu na P2-bazu. Gejt GATT-a vrši istu funkciju, ali u ovom slučaju gejt je negativno polarisan, čime se uklanja mogućnost bilo kakve direktne polarizacije na spoju J3. Ovo je ilustrovano na sl. 4.22.



Sl. 4.22. GATT struktura: (a) – bez katodnih kratkih spojeva;
(b) – sa katodnim kratkim spojevima.

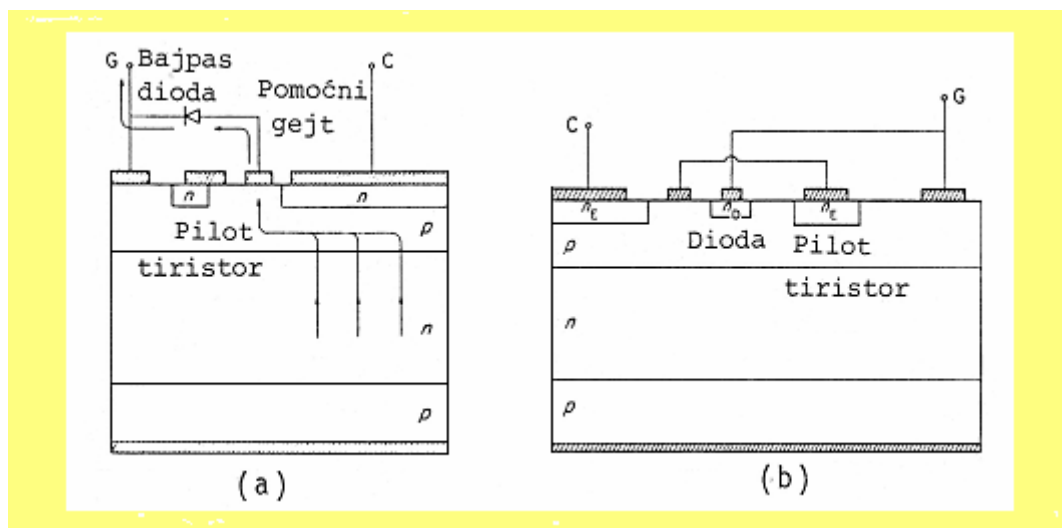
Kao što se sa sl. 4.22 vidi, kod tiristora sa otvorenim gejtom struja oporavka teče direktno kroz n-emitor. Zbog toga može doći do direktnog polarisanja spoja J3, što dovodi do otkaza isključivanja, dok u slučaju negativno polarisanog gejta struja oporavka teče ka gejtu duž p-baze. Da bi se u potpunosti izbegla mogućnost direktne polarizacije spoja J3, koja, ipak, može nastati ako je otpornost p-baze velika, primenjuje se katodno-emitorsko kratko spajanje, sl. 4.22b. Kada je katodni emitor kratkospojen, primena negativne polarizacije na gejt dovodi do porasta struje koja teče od katodnog kratkog spoja ka gejtu. Ova lateralna struja u p-bazi suprotstavlja se

direktnom polarišućem efektu struje oporavka. U ovom slučaju, za razliku od komponente bez kratkog spoja, velika otpornost p -baze je korisna, jer pojačava depolarisajući efekat.



Sl. 4.23. Raspodeljeni ili interdigitalni gejtovi: (a) – češljasti; (b) – periferni; (c) – T-gejt; (d) – krstasti; (e) – "pahuljasti"; (f) – zavojni (uvijeni) gejt.

Da bi sprečili generisanje suviše velikih lateralnih napona polarizacije na p -bazi za vreme isključivanja, sve GATT komponente moraju imati uske n -emitore, a za komponente velikih snaga poželjni su raspodeljeni ili interdigitalni gejtovi, sl. 4.23. Upotreba interdigitalnih gejtova zahteva velike struje gejta za uključivanje i uobičajeno rešenje za dobijanje prihvatljivih karakteristika pri uključivanju je upotreba pojačavačke gejt strukture.



SI. 4.24. GATT sa pojačavačkim gejtom: (a) – sa spoljašnjom diodom; (b) – sa integrisanom bajpas diodom.

GATT sa pojačavačkim gejtom prikazan je na si. 4.24. Vidi se (sl. 4.24a) da ovaj tiristor ima dve isključivačke elektrode: pomoćnu i centralnu; između njih je dioda (bajpas dioda). Po-

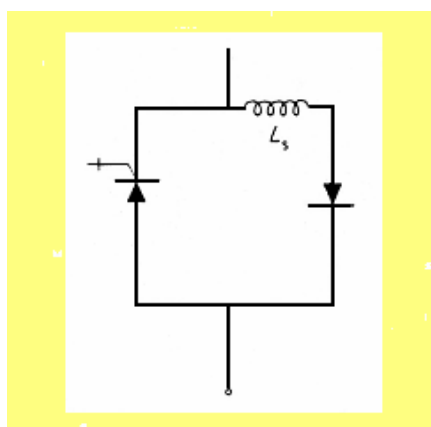
trebno je da ova dioda premosti "pilot"-tiristor za vreme isključenja, kako bi mogla da se odvodi struja gejta pri isključenju; za vreme uključenja dioda je inverzno polarisana i struja uključivanja gejta teče ka centralnom gejtju. Postoje dva problema pri korišćenju bajpas diode. Prvo, vreme oporavka diode pri isključenju mora biti veoma kratko da bi se sprečilo provođenje struje u inverznom smeru kada se na gejt dovede impuls za uključenje tiristora. Ovaj problem je posebno izražen kada je dioda integrisana (sl. 4.24b), gde se vreme života manjinskih nosilaca naelektrisanja mora da kontroliše lokalno (samo u oblasti diode). Drugi problem kod integrisane diode jeste parazitna NPNP struktura ispod diode. Za vreme isključenja inverzna struja gejta teče kroz diodu i ova struja mora da vrši okidanje parazitnog tiristora, kada dolazi do otkaza isključenja GATT strukture.

U praksi, upotreba jedne integrisane bajpas diode ne donosi veće prednosti od spoljašnje diode; zbog toga je kod većine GATT struktura sa pojačavačkim gejtjom poželjnija upotreba odvojene bajpas diode.

4.2.5. Asimetrični tiristor (ASCR)

Iako GATT može biti koristan za poboljšanje vremena isključenja tiristora, kod njega nije rešen problem smanjenja gubitaka pri uključenju i u provodnom stanju. Značajno poboljšanje ovih veličina postignuto je asimetričnim tiristorom. Asimetrični tiristor, ili ASCR (od Asymmetric Semiconductor Controlled Rectifier), ima veoma mali opseg inverzno-neprovodnog stanja (reda 20V do 30V), ali zato komponenta može da ima mnogo manju širinu n -baze i to se postiže upotrebom NPNP strukture.

Smanjenje širine baze asimetričnog tiristora umnogome pomaže sniženje pada napona u provodnom stanju i skraćuje vreme uključenja komponente. Karakteristike isključenja su, takođe, poboljšane, jer je, zbog tanje baze, manje prostorno naelektrisanje. Zbog toga je ASCR bolji od konvencionalnog tiristora.



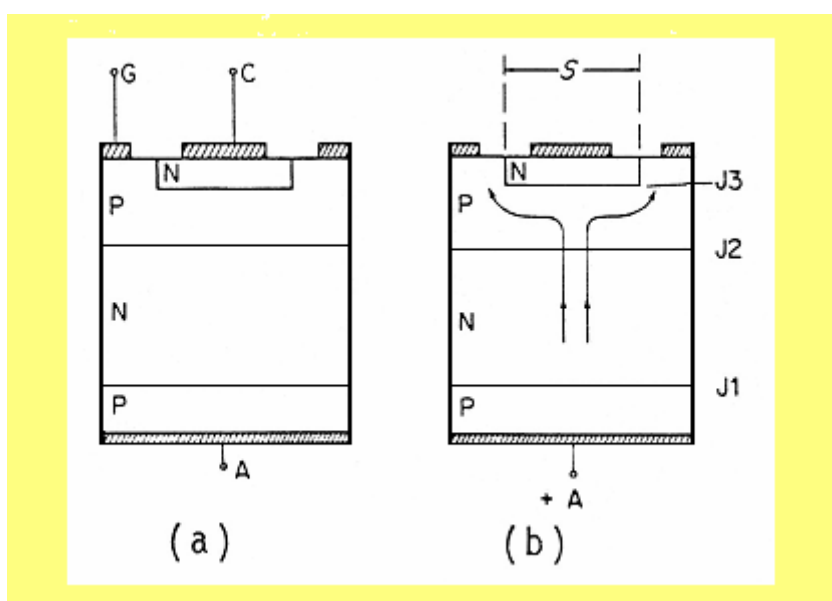
Sl. 4.25. Tiristor sa antiparalelnom diodom, tipično za prekidačka i invertorska kola.

Za mnoge primene asimetričnog tiristora (na primer kod većine invertorskih i prekidačkih kola), da bi se održala inverzna struja opterećenja tiristora, potrebno je tiristoru antiparalelno vezati diodu (sl. 4.25). Kod ovakvog kola jedini inverzni napon tiristora sastoji se iz pada napona na diodi u provodnom stanju i $L_s di/dt$ komponente usled gubitaka na induktivnosti L_s . U većini slučajeva, izuzev za vrlo visoke učestanosti, moguće je ograničiti ovaj napon na manje od 30V. Zato tiristori, koji se koriste u ovakvim kolima, ne moraju imati veliki opseg inverznog probojnog napona.

4.2.6. Tiristor isključiv gejtom (GTO)

Do sada razmatrani tiristori mogu da se vraćaju iz režima direktnog provođenja u direktno-neprovodno stanje kada se struja ili prekine ili je inverzna, što se postiže delovanjem spoljašnjeg kola koje kontroliše struju opterećenja. Za sisteme koji rade u naizmeničnom režimu, struja menja smer u svakoj poluperiodi i tada može doći do isključenja tiristora. Za jednosmerne sisteme i primene gde je potrebna kontrola isključivanja izvan uobičajene učestanosti izvora, struja obrnutog smera se postiže pomoću kola kod kojeg se komutiranje obavlja prinudno; u tu svrhu obično se koristi jedan pomoćni tiristor, koji odvodi struju opterećenja u neko kolo za akumuliranje energije koje sadrži kalem i kondenzator.

GTO (od Gate Turn-Off Thyristor) tiristor je, međutim, komponenta koja može prelaziti u provodno ili neprovodno stanje primenom pozitivne ili negativne polarizacije gejta. Zato, kada se koristi ovakav tiristor, prinudno komutiranje nije potrebno.



Sl. 4.26. (a) – Osnovna ćelijska struktura GTO-a; (b) – GTO pri isključenju.

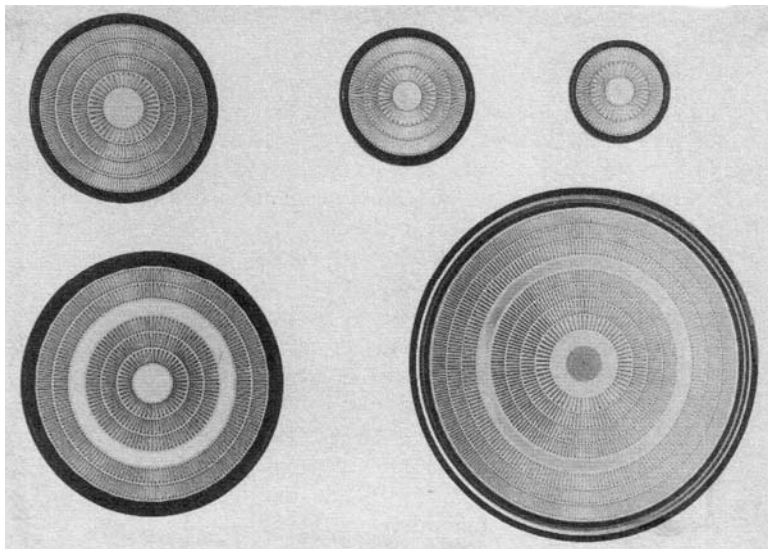
Osnovna ćelijska struktura GTO-a prikazana je na sl. 4.26a. Kao što se vidi, struktura je slična osnovnom tiristoru. Najvažnije razlike između GTO-a i osnovnog tiristora jesu u tome što GTO ima duge, tanke emitore okružene elektrodama gejta i što nema katodnih kratkih spojeva.

Pri uključenju gejt je polarisan pozitivno u odnosu na katodu; ovo dovodi do injekcije šupljina u P-bazu i GTO se uključuje, tj. prelazi u provodno stanje na isti način kao "običan" tiristor. Naime, kao i kod konvencionainog tiristora, uključenje se na početku dešava na mestu gde N-emitor dodiruje elektrodu gejta i GTO zatim postiže puno provodno stanje pomoću procesa rasprostiranja plazme.

Pri isključenju gejt je negativno polarisan u odnosu na katodu, te se vrši ekstrakcija struje šupljina iz P-baze, sl. 4.26b. Kao i kod uključenja, prelazak u neprovodno stanje počinje tamo gde emitor dodiruje elektrodu gejta. Kako isključivanje teče, provodna oblast N-emitora se potiskuje prema centru emitora utoliko više ukoliko je emitor "inverzniiji", dok na kraju ne preostane samo tanko provodno "vlakno" koje vodi ka centru emitora. Za vreme ovog perioda ne menja se bitno anodna struja i zato je gustina struje u centralnom provodnom vlaknu mnogo veća nego kada je cela komponenta provodila. Konačno, gejt odvodi višak naelektrisanja i GTO se isključuje.

Pri projektovanju GTO-a mora se voditi računa o uniformnosti i niskoj vrednosti otpornosti P-baze. Najniža moguća vrednost otpornosti P-baze dobija se kada je širina S (sl. 4.26b)

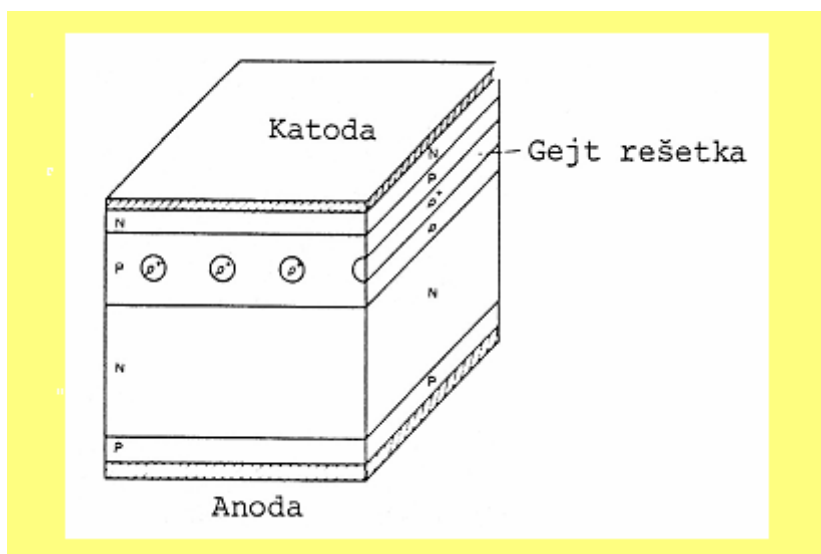
emitora mala, a njegova dužina L velika. Najbolji način da se ostvari ovaj cilj jeste korišćenje neke vrste isprepletanog, tj. interdigitalnog gejta. Međutim, da bi se dobio pogodniji odnos S/L , za rad u snažnim kolima "isprepletanost" mora biti intenzivnija nego kod brzih konvencionalnih tiristora. Uobičajena je upotreba radijalne ćelijske matrice, kao što je prikazano na sl. 4.27. Takva jedna matrica se sastoji od nekoliko stotina GTO elementarnih ćelija.



Sl. 4.27. Tipični oblici GTO ćelijskih matrica: najmanja ima prečnik 22 mm, a najveća 75 mm.

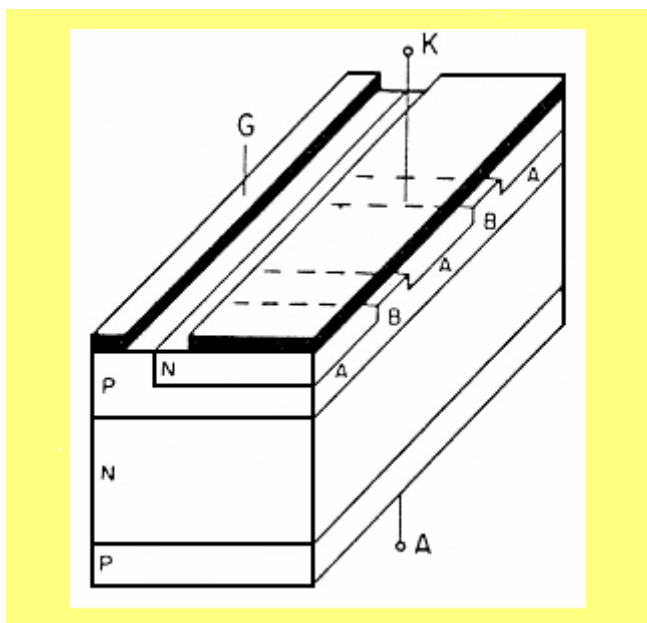
Na osnovu osnovnog GTO-a razvijeno je nekoliko tipova tiristora. To su: GTO sa pojačavačkim gejtom – AGGTO (od Amplifying Gate GTO); GTO sa ukopanim gejtom – BGGTO (od Buried Gate GTO); GTO sa dva interdigitalna nivoa – TILGTO (od Two Interdigitation Levels GTO); GTO sa inverznim provođenjem – RCGTO (od Reverse Conducting GTO).

AGGTO je GTO koji sadrži pojačavački gejt koji uključuje tiristor. Kao i kod GATT-a, i ovde je potrebno pri isključenju premostiti pojačavački gejt bajpas diodom, pri čemu se javljaju isti problemi kao kod GATT-a (brzina oporavka diode i parazitni PNP tiristor – ako je u pitanju integrisana dioda). Međutim, i pored pomenutih problema, zahvaljujući činjenici da je potrebna velika struja za uključenje konvencionalnog GTO-a, AGGTO je našao veliku primenu.



Sl. 4.28. GTO sa ukopanim gejtom (BGGTO).

Mana GTO-a snage je gubitak provodne oblasti kotnponente i velika termička impedansa. Tehnika koja se koristi za prevazilaženje ovih problema je korišćenje ukopanog gejtta (sl. 4.28). U ovom GTO-u sa ukopanim gejtjom (BGGTO-u) elektroda gejtta je sastavljena od ukopanih, visoko dopiranih p^+ -oblasti. Emitorska oblast ove komponente je značajno povećana, zbog čega dolazi do povećanja oblasti provođenja i termičke provodnosti. Druga prednost BGGTO-a jeste veći probojni napon emitorskog spoja (spoja J3), s obzirom da je nivo dopiranja P-baze obično niži nego kod konvencionalnog GTO-a.



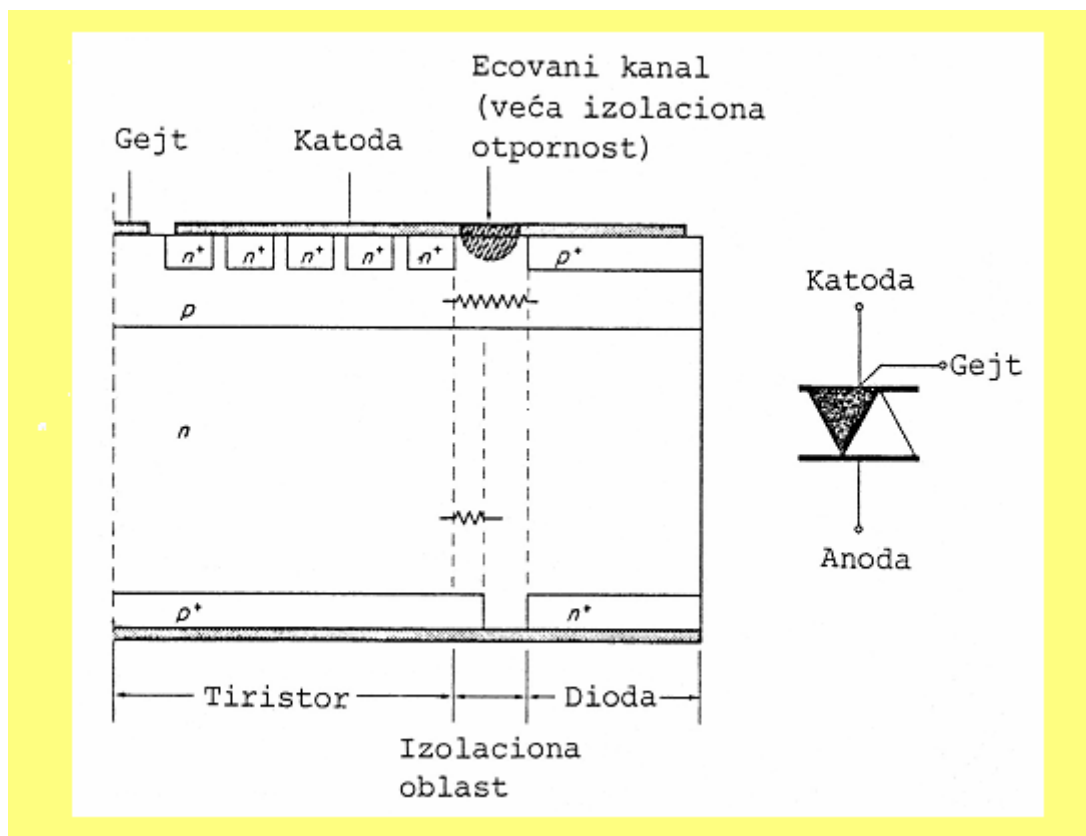
Sl. 4.29. GTO sa dva interdigitalna nivoa (TILGTO).

Šematski prikaz GTO-a sa dva interdigitalna nivoa (TILGTO-a) prikazan je na sl. 4.29. Katodni emitor TILGTO-a se sastoji iz dve oblasti: oblast A je dobijena dubokom difuzijom, kako bi se ostvarila velika otpornost P-baze; oblast B je plitka, te je u tom delu otpornost P-baze mala. U toku uključenja i pri provođenju oblast A je efikasna u pogledu brzog uključenja i malog pada napona u provodnom stanju. Pri isključenju, međutim, oblast B ima odlučujuću ulogu i preko nje se "prazni" naelektrisanje, a istovremeno je ostvareno veće rasprostiranje elektrode gejtta, tj. značajno je povećana dužina ivice gejtta. To povoljno utiče na povećanje veličine finalnog provodnog vlakna za vreme isključenja, te je smanjena mogućnost otkaza pri isključenju.

4.2.7. Inverzni provodni tiristor (RCT)

Inverzni provodni tiristor – RCT (od Reverse Conducting Thyristor) je dobijen integracijom brzog tiristora i brze diode i na sl. 4.30 je prikazana njegova osnovna struktura. Primenuje se u invertorskim i prekidačkim kolima, gde isključivanje tiristora mora biti vrlo kratko.

Prednost RCT-a u odnosu na diskretni diodno-tiristorski par je njegovo ponašanje pri isključenju. Naime, kod diskretnog para tiristora i diode neizbežni su induktivni gubici između dve komponente; tako, dok traje isključenje tiristora, struja diode stvara inverzni napon na tiristoru koji je jednak zbiru napona diode u provodnom stanju i $L di/dt$. Suprotno od toga, RCT nema induktivnost između integrisane diode i tiristora; zato je inverzni napon na tiristoru (dok teče inverzna struja) definisan kao napon diode u provodnom stanju i ostaje negativan u toku celog perioda provođenja diode.

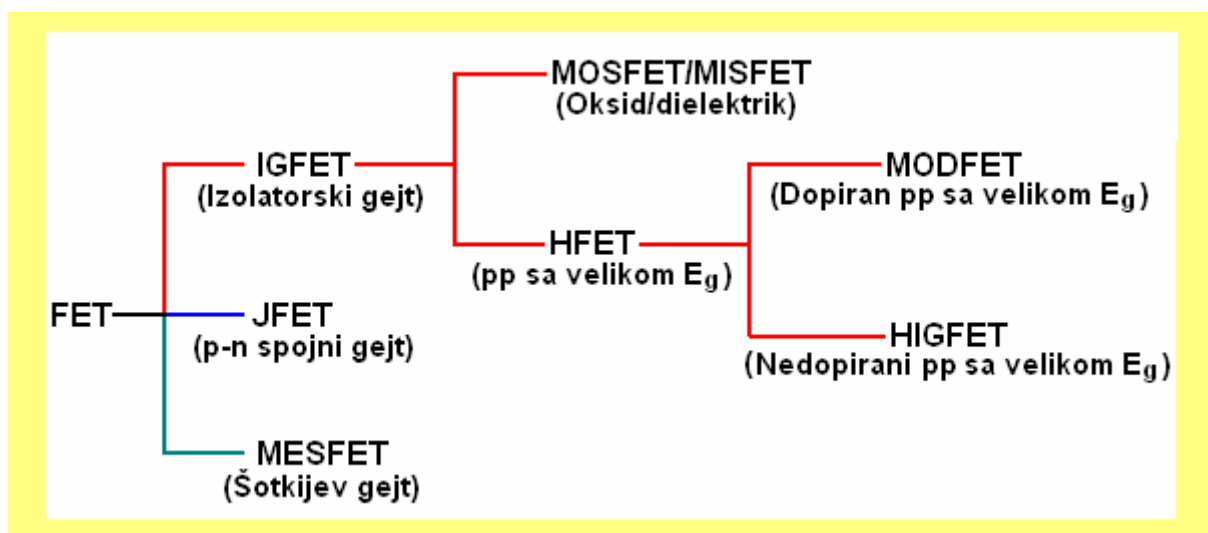


Sl. 4.30. Poprečni presek inverzno provodnog tiristora.

Kod RCT-a je kritično postojanje dobre izolacije između diode i tiristorskih oblasti. U normalnom režimu očekuje se isključenje i oporavak tiristorskih oblasti za vreme perioda provođenja diode. Izolacija je potrebna da bi se osiguralo da višak nosilaca naelektrisanja u diodi u toku ovog perioda ne prodre u tiristor, jer taj višak naelektrisanja može samo da izazove otkaz isključenja. Postoje, obično, dva načina izolovanja: 1 – stvaranje izolacione oblasti sa visokom otpornošću p -baze između komponenata; 2 – ostvarenje visoke otpornosti n -baze. Velika otpornost p -baze može se dobiti ostvarivanjem (na primer ecovanjem) kanala, kao što je prikazano na sl. 4.30. Velika otpornost n -baze postiže se zadiranjem p -emitora u izolacionu oblast.

5. JFET, MESFET i MODFET

Posebnu grupu tranzistora čine unipolarni tranzistori. Rečju *unipolaran* naglašava se da su to tranzistori kod kojih u procesu provođenja struje učestvuje samo jedna vrsta nosilaca naelektrisanja, konkretno većinskih (ili samo elektrona ili samo šupljina). Proticanjem struje kroz tranzistor upravlja se promenom spoljašnjeg napona. Posledica priključivanja tog napona na poluprovodnik je nastanak poprečnog električnog polja koje utiče na provodnost poluprovodnika, pa se uz naziv unipolarni upotrebljava i dodatak *sa efektom polja*, ili kraće FET – od Field-Effect Transistor. Na sl. 5.1 je prikazana familija tranzistora sa efektom polja (FET).



Sl. 5.1. Familija tranzistora sa efektom polja:

FET – od Field-Effect Transistor; IGFET – Insulated-Gate FET; JFET – Junction FET;
 MESFET – Metal-Semiconductor FET; MOSFET – Metal-Oxide-Semiconductor FET;
 MISFET – Metal-Insulator-Semiconductor; HFET – Heterojunction FET;
 MODFET – Modulation-Doped FET; HIGFET – Heterojunction Insulated-Gate FET.

U ovom delu će se obraditi samo JFET, MESFET i MODFET (takođe poznat i pod nazivima HEMT od High-Electron-Mobility Transistor, TEGFET od Two-dimensional Electron-Gas Field-Effect Transistor i SDHT od Selectively Doped Heterojunction Transistor). Zajedničko za sve ove tranzistore jeste da, za razliku od bipolarnog tranzistora, kod njih nosioci naelektrisanja koji čine struju ne prelaze kroz odgovarajuće polarisane p - n spojeve između pojedinih elektroda, već teku kroz deo poluprovodnika koji se naziva kanal; zavisno od toga koji se tip nosilaca naelektrisanja nalazi u kanalu, unipolarni tranzistori mogu biti p -kanalni i n -kanalni. Pored toga, bipolarni tranzistori su strujno upravljane komponente i sa njima je moguće ostvariti veće naponsko pojačanje nego sa FET tranzistorima, što pretpostavlja da imaju linearnije područje rada, ali zato FET-ovi imaju druge prednosti u praktičnoj primeni, kao što su:

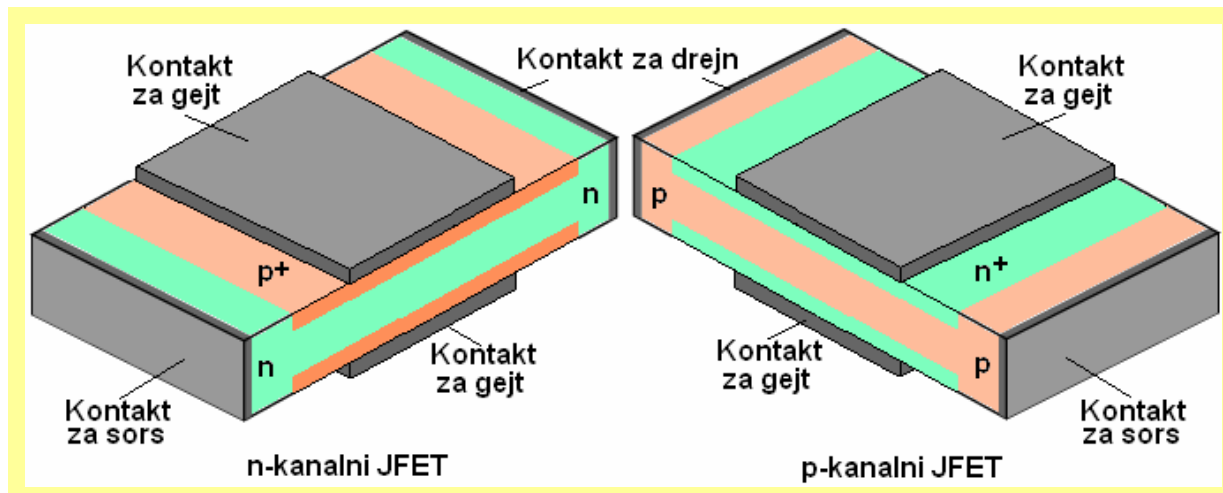
- to su naponski upravljane (kontrolisane) komponente;
- poseduju vrlo veliku ulaznu, a nisku izlaznu impedancu;
- imaju veoma malu potrošnju, zbog toga što se kontrola protoka struje kroz kanal vrši samo menjanjem potencijala upravljačke elektrode FET-a i u tu svrhu troši se skoro nikakva ili izuzetno mala snaga;
- generišu relativno mali šum;
- temperaturno su stabilniji od bipolarnih tranzistora.

FET-ovi su pogodni za primenu u prekidačkim kolima, pojačavačima sa visokoomskim ulazom, VF pojačavačima, itd. U oblastima velikih gustina struje FET-ovi imaju **negativni temperaturni koeficijent**, tj. struja se kod takvih struktura smanjuje sa povećanjem temperature. Zahvaljujući tome nastaje homogenija raspodela temperature po površini komponente, te se smanjuje verovatnoća nastanka toplotnog ili sekundarnog proboja. Visoka temperaturna stabilnost zadržava se čak i u FET-ovima sa velikom aktivnom površinom kanala, a takođe i u kolima u kojima je veliki broj komponenata vezan paralelno. S obzirom da FET-ovi rade sa većinskim nosiocima naelektrisanja, to oni nisu osetljivi na efekte nagomilavanja manjinskih nosilaca, a to znači da imaju višu graničnu učestanost i brzinu prekidanja od bipolarnih tranzistora. Osim toga, zavisnost struje od napona kod FET-ova su linearne ili kvadratne funkcije, a ne eksponencijalne kao kod bipolarnih tranzistora, te su ovi tranzistori znatno manje osetljivi na smetnje.

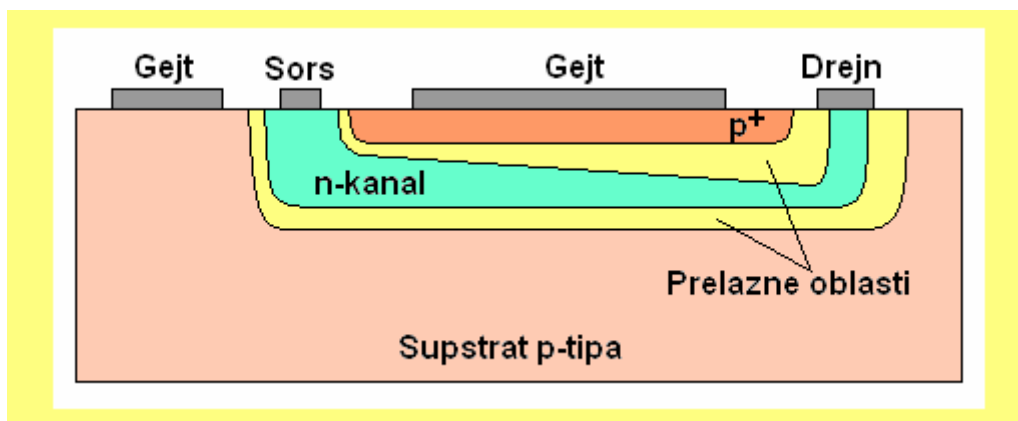
5.1. JFET

Na sl. 5.2 prikazana je principijelna konstrukcija, a na sl. 5.3 jedna od praktičnih izvedbi spojnog FET-a (JFET-a). Presek kroz simetrični n-kanalni JFET sa sl. 5.2, sa označnim kontaktima, predstavljen je na sl. 5.4: kontakt koji je zajednički za ulazno i izlazno kolo zove se sors (S), a drugi, vezan u izlazno kolo, predstavlja drejn (D). Treći kontakt, koji predstavlja upravljačku elektrodu, zove se gejt (G).

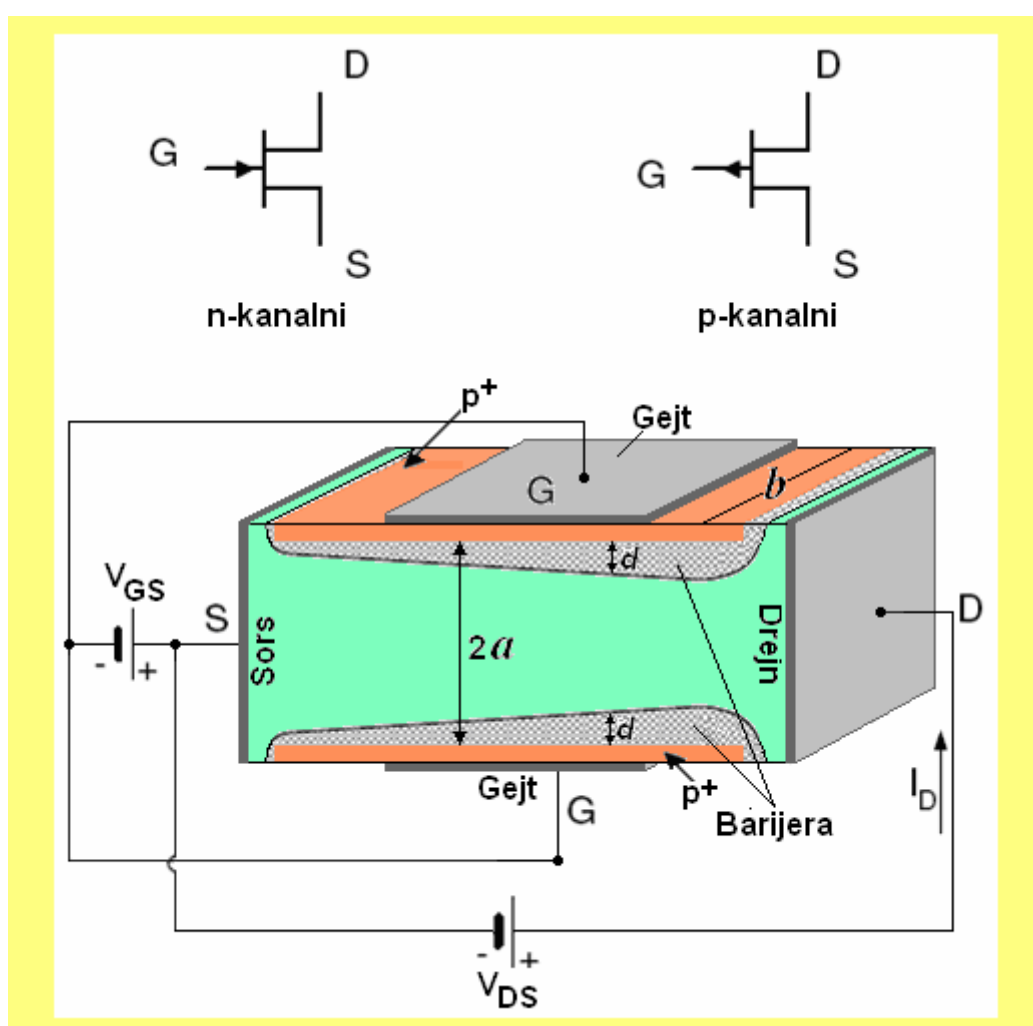
Ako je, na primer, reč o n-kanalnom JFET-u (sl. 5.3 i sl. 5.4), neophodno je da se u *n*-tipu poluprovodnika (u kojem će se, kako će se nadalje videti, upravo oformiti kanal između sorsa i drejna) difuzijom dobiju *p*-oblasti. Neophodno je da jedna od tih *p*-oblasti (kao na sl. 5.3) bude sa veoma visokom koncentracijom akceptorskih primesa (zato su te oblasti označene sa p^+). Na taj način ostvarena su dva *p-n* spoja i oni se neposredno polarišu upravljačkim naponom V_{GS} (sl. 5.4). Na krajevima *n*-oblasti nalaze se dve metalne elektrode označene sa S i D, a između njih je priključen napon V_{DS} .



Sl. 5.2. Principijelna konstrukcija JFET-a.



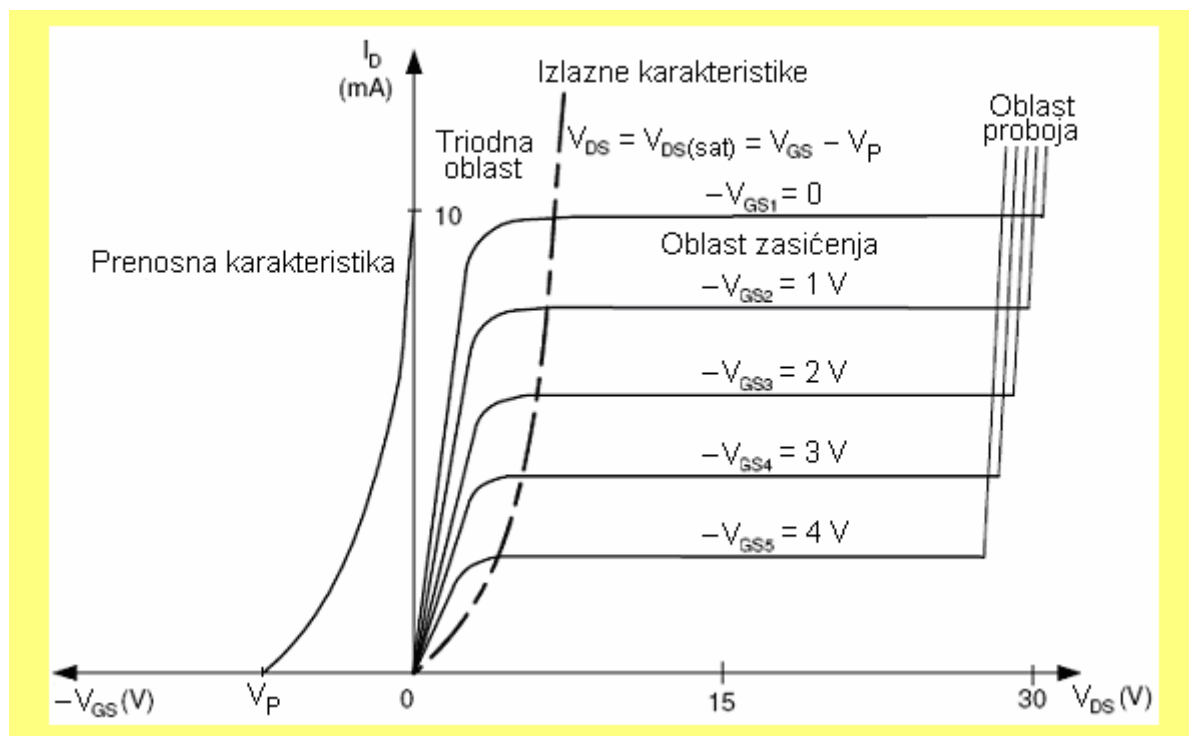
Sl. 5.3. Jedna od praktičnih izvedbi *n*-kanalnog JFET-a.



Sl. 5.4. Simboli i presek JFET-a.

Analiziraće se *n*-kanalni JFET (sl. 5.4). S obzirom da ja *n*-područje sa manjom koncentracijom primesa u odnosu na *p*⁺-područje, barijere će se na *p*⁺-*n* spojevima praktično širiti isključivo na *n*-stranu, što je naznačeno na sl. 5.4. Pod uticajem negativnog napona na gejt *p*-*n* spoj se inverzno polariše, čime se proširuje prelazna oblast *p*-*n* spoja. Kroz preostali električno neutralni deo poluprovodnika *n*-tipa, nazvan kanal, a usled pozitivne polarizacije drejna (sl. 5.4), teći će struja drejna I_D od sorsa ka drejnu, a njen iznos zavisi od vrednosti napajanja V_{DS} i V_{GS} .

Pri naponima $V_{GS} = V_{DS} = 0$ kanal JFET-a ima najveću širinu. Za određeni napon V_{DS} struja će biti utoliko manja ukoliko je napon inverzne polarizacije gejta V_{GS} veći. Naime, uz veći napon inverzne polarizacije V_{GS} kanal će biti uži, odnosno njegov presek manji, a otpornost kanala veća, te sa porastom negativnog napona gejta opada struja drejna I_D . Na taj način ulaznim naponom (naponom gejta) reguliše se struja drejna (izlazna struja). Povećanjem napona nepropusne polarizacije prelazne oblasti p - n spojeva se šire, tako da kod nekog određenog napona V_{GS} dolazi do dodira gornje i donje prelazne oblasti (barijere). Napon V_{GS} pri kojem širina kanala postaje jednaka nuli (kada kanal “nestaje”) zove se **napon dodira** ili **napon prekidanja** i označava se sa V_P (sl. 5.5). Kako je p - n spoj između gejta i kanala inverzno polarisan, to je ulazna otpornost ove komponente veoma velika.



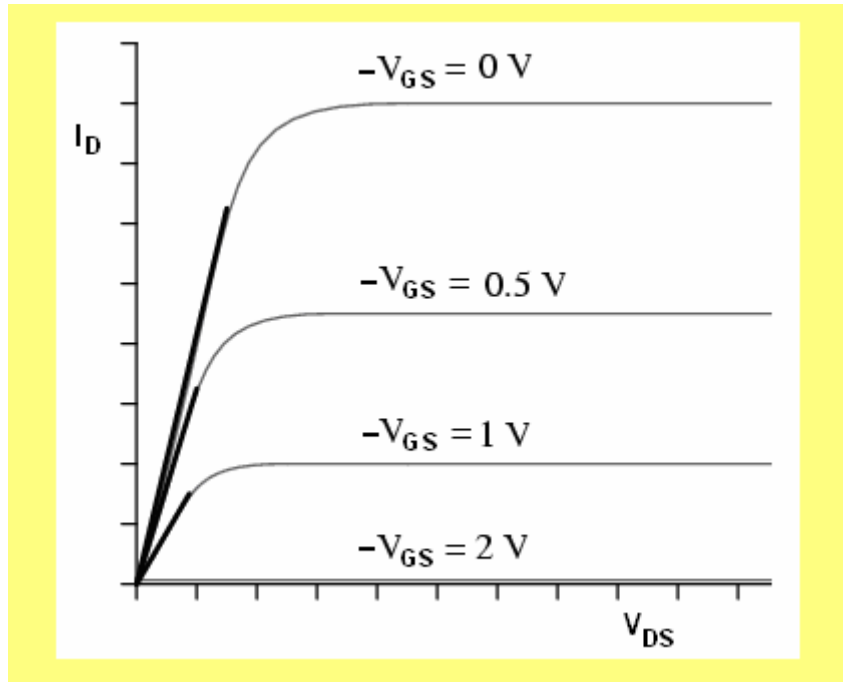
Sl. 5.5. Prenosna i izlazne karakteristike n-kanalnog JFET-a

U odsustvu napona napajanja ($V_{GS} = V_{DS} = 0$) komponenta se nalazi u termodinamičkoj ravnoteži i sve struje su jednake nuli. Pri određenom naponu na gejtu $V_{GS} = \text{const.}$ ($V_G \leq 0$) struja u kanalu se povećava sa porastom napona V_{DS} na drejnu sve do neke relativno velike vrednosti napona $V_{DS} = V_{DS(sat)} = V_{GS} - V_P$, pri kojoj struja drejna postaje konstantna ($I_D = I_{Dsat}$); struja I_{Dsat} zove se struja zasićenja (saturacije). Tipične strujno-naponske (I - V) karakteristike JFET-a prikazane su na sl. 5.5. Iz tih karakteristika se može videti da postoje tri različite oblasti: **triodna** – pri malim naponima na drejnu; oblast **zasićenja**, gde struja $I_D = I_{Dsat}$ ne zavisi od napona drejna; oblast **proboja**, gde struja naglo raste sa malom promenom napona drejna.

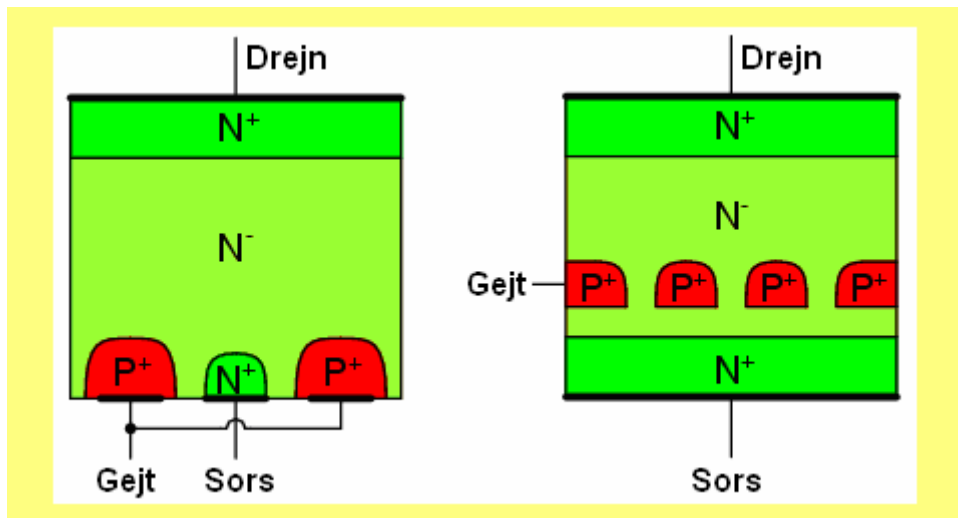
U početnom delu triodne oblasti struja strejna I_D je linearno proporcionalna naponu na drejnu V_{DS} . Zato se ta oblast zove i **linearna** oblast, ili **omska** oblast, sl. 5.6. Stoga, JFET može da služi kao promenljivi otpornik: najmanja otpornost se dobija za $V_{GS} = 0$, a najveća za $V_{GS} = V_P$ (kada je JFET zakočen). U tom cilju koriste se različiti dizajni i konfiguracije JFET-ova, sl. 5.7.

Izvođenje izraza za strujno-naponske karakteristike JFET-a je veoma zametno i kompleksno³, pa ovde neće biti dato. Uz napomenu da se za napon dodira dobija izraz

³ Videti, na primer: Stojan Ristić, *Diskretne poluprovodničke komponente*, Univerzitet u Nišu, Niš, 1990.



Sl. 5.6. Izlazne karakteristike n-kanalnog JFET-a u linearnoj (omskoj) oblasti.



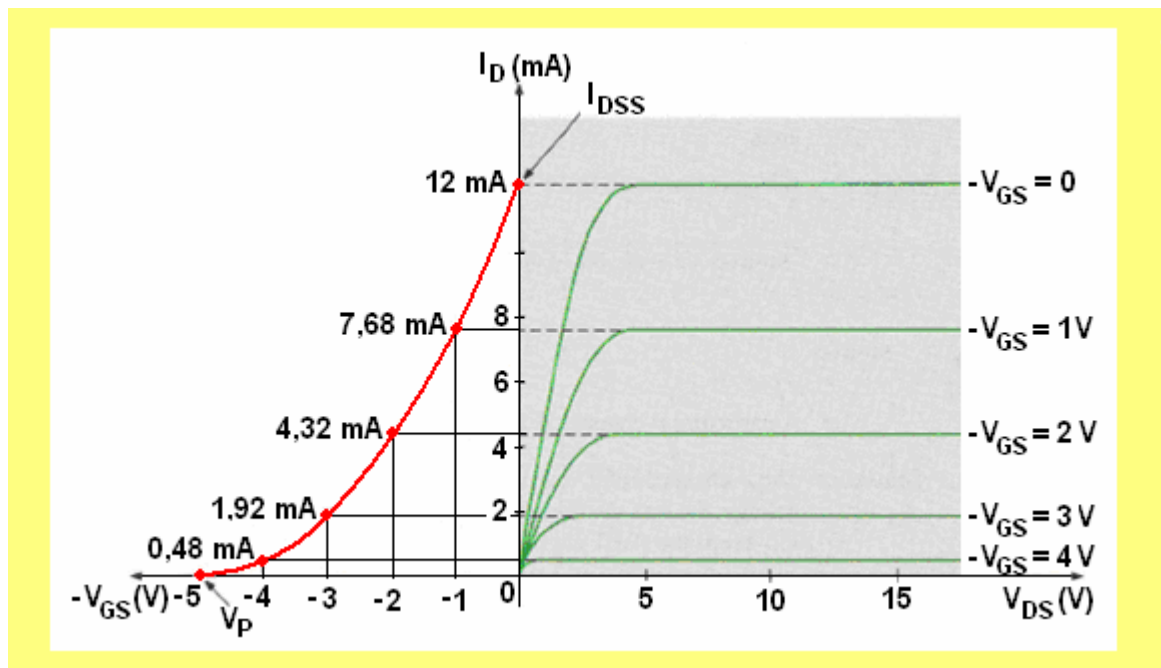
Sl. 5.7. Različiti dizajni i konfiguracije n-kanalnih JFET-ova.

$$|V_P| = \frac{qN_D a^2}{2\epsilon_s}, \quad (5.1)$$

gde se predznak "-" uzima kod n-kanalnih, a "+" kod p-kanalnih JFET-ova i gde se značenje oznake " a " vidi na sl. 5.4, treba reći da se struja drejna u zasićenju (isprekidana kriva na sl. 5.5) može predstaviti izrazom:

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2 = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{DS(sat)} + V_P}{V_P} \right)^2 = I_{DSS} \left(\frac{V_{DS(sat)}}{-V_P} \right)^2, \quad (5.2)$$

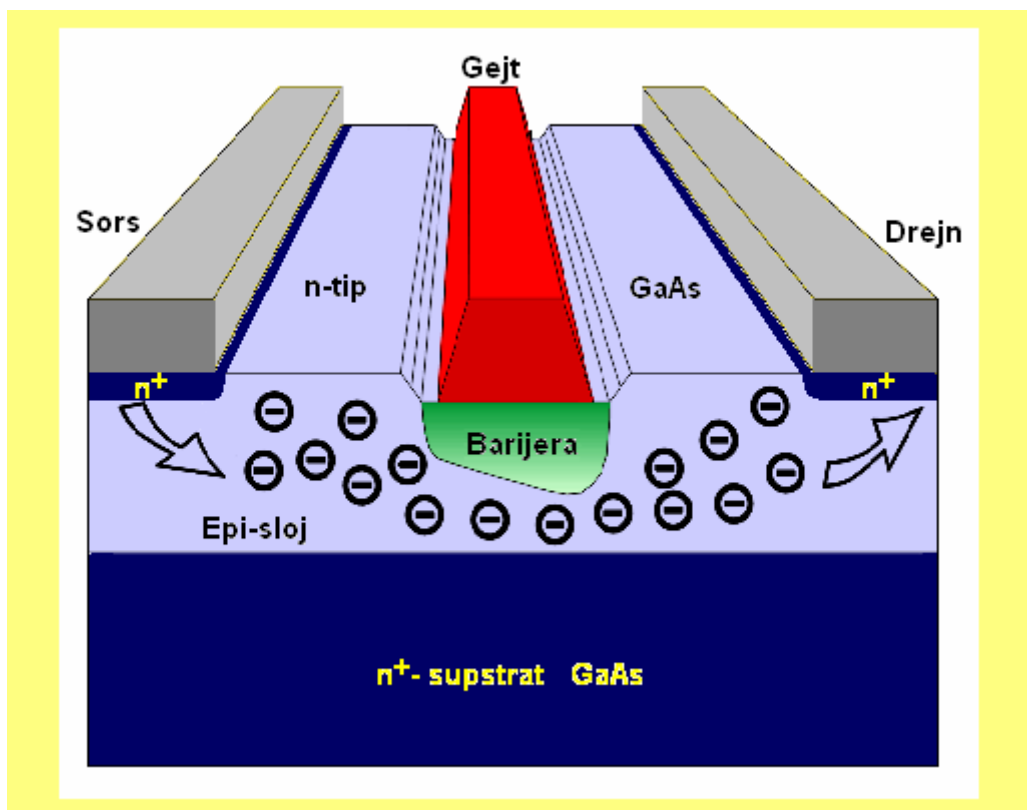
pri čemu je I_{DSS} struja koja protiče od sorsa do drejna kada nije priključen napon napajanja gejta (za $V_{GS} = 0$, sl. 5.8). Praktično, izrazom (5.2) je predstavljena prenosna karakteristika (sl. 5.8).



Sl. 5.8. Prenosna i izlazne karakteristike n-kanalnog JFET-a kod kojeg je $I_{DSS} = 5 \text{ mA}$ i $V_P = -5 \text{ V}$, dobijene primenom izraza (5.2).

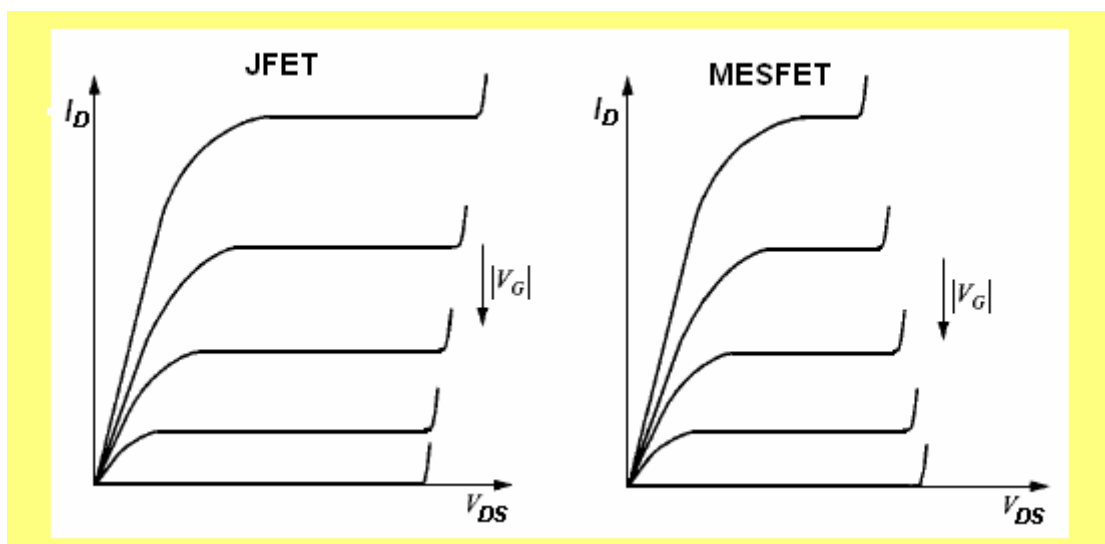
5.2. MESFET

Metal-poluprovodnički tranzistor sa efektom polja (MESFET) je obično realizovan u epitaksijalnom GaAs-nom sloju na podlozi, takođe, od GaAs-a, sl. 5.9.



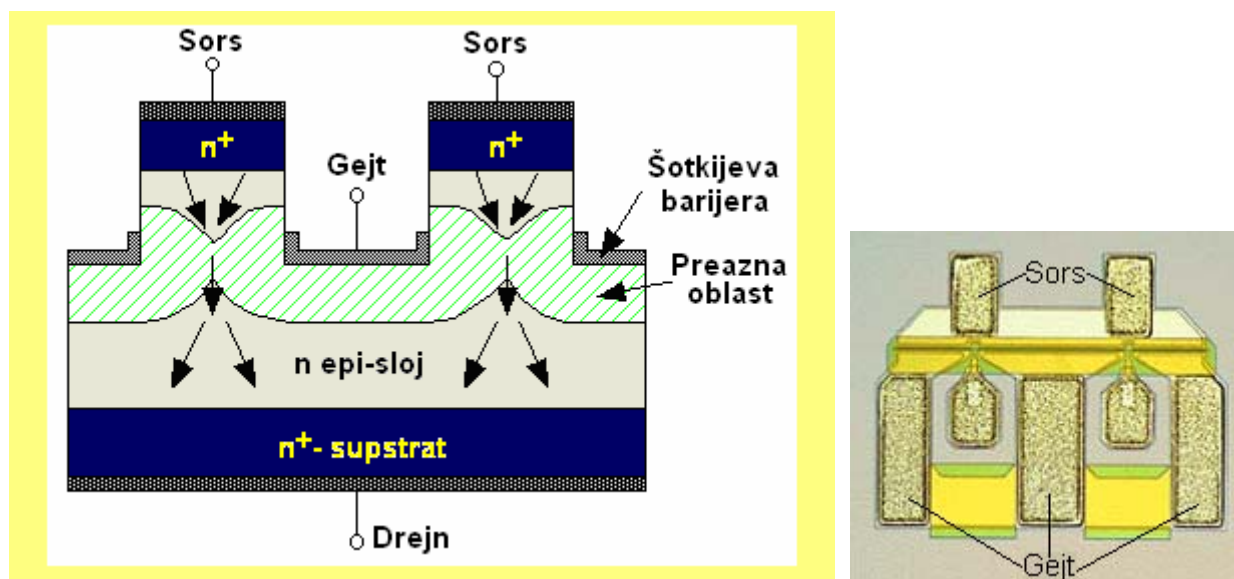
Sl. 5.9. Principijelna konstrukcija n-kanalnog MESFET-a.

Principi rada MESFET-a i JFET-a su identični (i oznake u šemama su iste). Razlika je što je kod MESFET-a, umesto p - n spoja, iskorišćen metal-poluprovodnički (Šotkijev) kontakt, sl. 5.9. MESFET u odnosu na JFET ima i neke prednosti, kao što su, na primer, mala otpornost i mali pad napona duž kanala i veća snaga disipacije (s obzirom da je upravljački kontakt efikasan toplotni odvod). Sa druge strane, kod MESFET-a proboj, koji je posledica tunelovanja nosilaca kroz Šotkijevu barijeru, nastaje pri manjim vrednostima napona drejna nego kod JFET-a, gde je proboj uslovljen lavinskim umnožavanjem nosilaca u prelaznoj oblasti p - n spoja. Pored toga, sa povećanjem apsolutne vrednosti napona gejta vrednost probojnog napona između drejna i sorsa kod JFET-a se pomera ka nižim, a kod MESFET-a ka višim vrednostima, sl. 5.10.

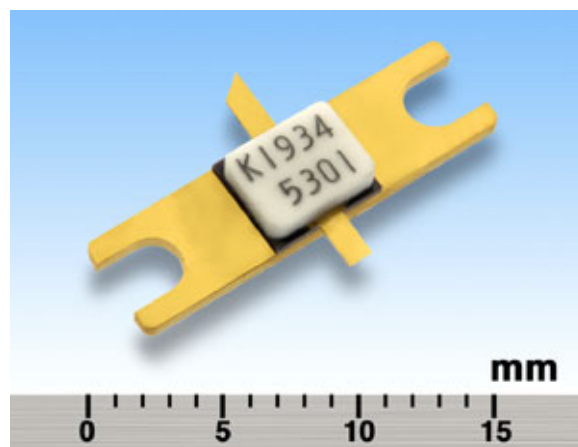


Sl. 5.10. Poređenje izlaznih karakteristika JFET-a i MESFET-a.

Zajednička karakteristika svih MESFET-ova jeste da su to komponente koje su primenljive na vrlo visokim učestanostima. Granična učestanost takvih komponenata često prevazilazi i 40 GHz. Za povećanje radne učestanosti i sniženje šumova, tj. za poboljšanje mikrotalasnih osobina MESFET-a, neophodno je da omska otpornost gejta bude što manja. U tu svrhu kontaktne površine gejta se projektuju tako da ih bude veći broj, kao na sl. 5.11, a sam MESFET da bude što manjih dimenzija (na sl. 5.12 prikazan je jedan komercijalni MESFET).



Sl. 5.11. MESFET sa većim brojem kontaktnih površina za gejta.

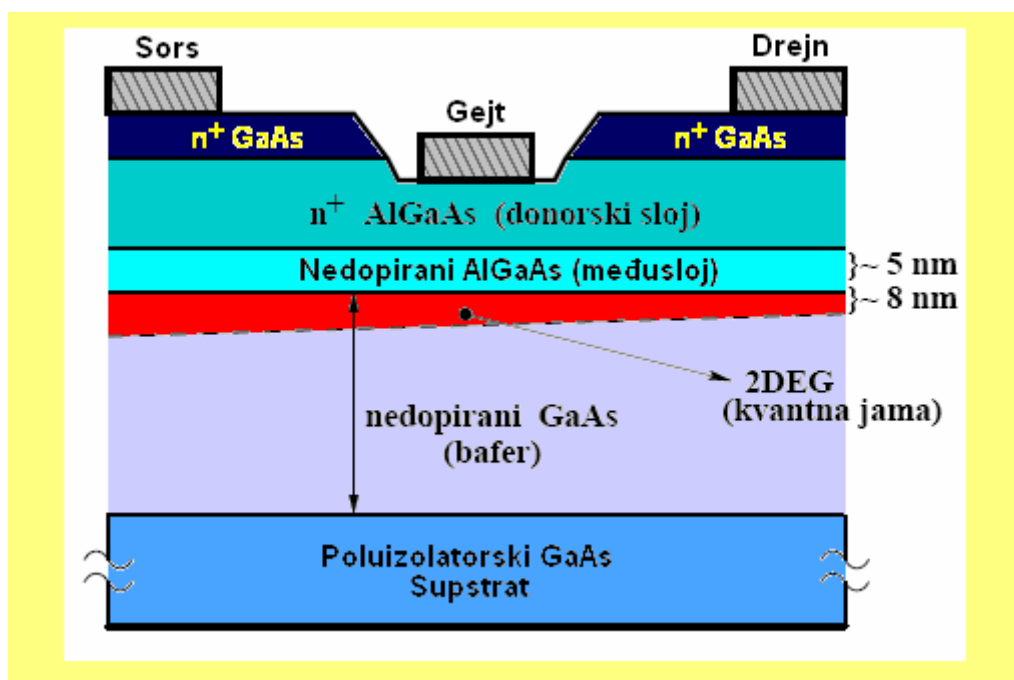


Sl. 5.12. Jedan komercijalni MESFET i njegove dimenzije.

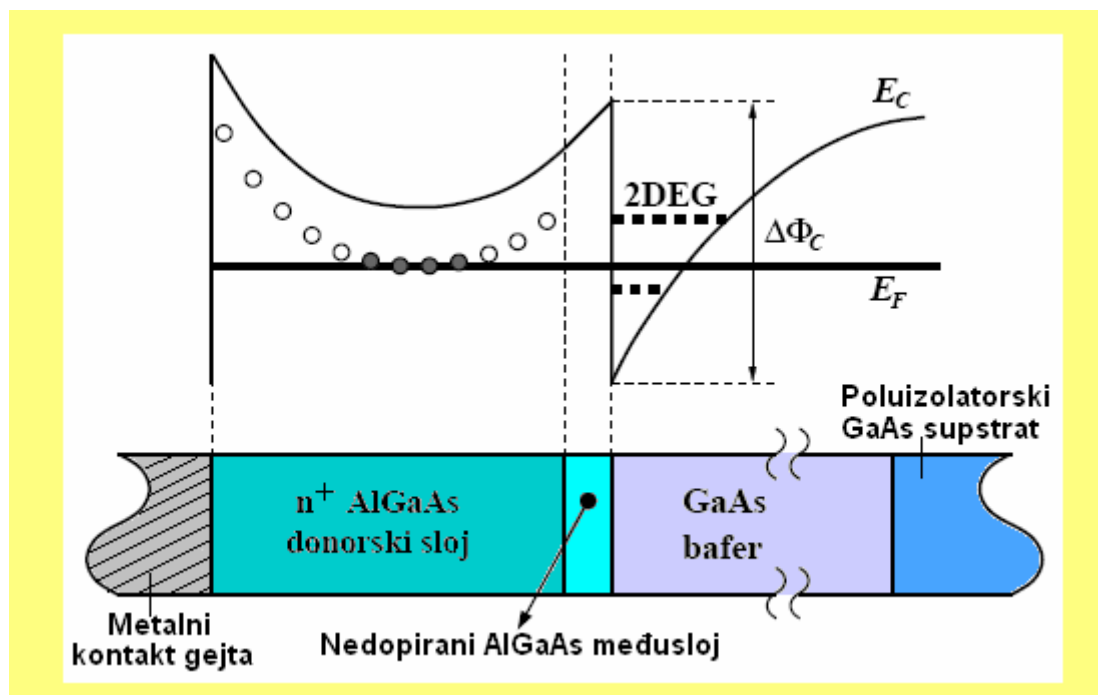
5.3. MODFET

U ovom odeljku biće prikazan klasičan MODFET na bazi spoja AlGaAs legure i GaAs poluprovodnika. Na slici 5.13 je skicirana tipična i najčešća realizacija takvog tranzistora, dok je na slici 5.14 prikazan dijagram njegove provodne zone za slučaj kada je primenjen napon na gejt elektrodi. Ovo je osnovna realizacija, ali postoje i razne druge varijante koje su se pojavile kao rešenja za poboljšanje njegovih karakteristika.

Slojevi MODFET-a su veoma tanki, ispod mikrometra, a nekada i samo par desetina nanometara. Ovakve strukture slojeva raznorodnih materijala se prave tehnikama epitaksijalnog rasta. Još od sedamdesetih godina prošlog veka više nije veliki problem napraviti "sendvič" strukture veoma tankih slojeva različitih materijala. Moguće je postići kontrolu debljine do gotovo jednog monosloja u pravcu rasta cele strukture.



Sl. 5.13. Šematski prikaz MODFET-a na bazi AlGaAs/GaAs izgrađenog u tehnologiji izdubljenog gejta. Desno su date tipične debljine međusloja i 2DEG sloja. Baferski sloj je teorijski nedopiran, mada je u praksi blago dopiran akceptorskim primesama.

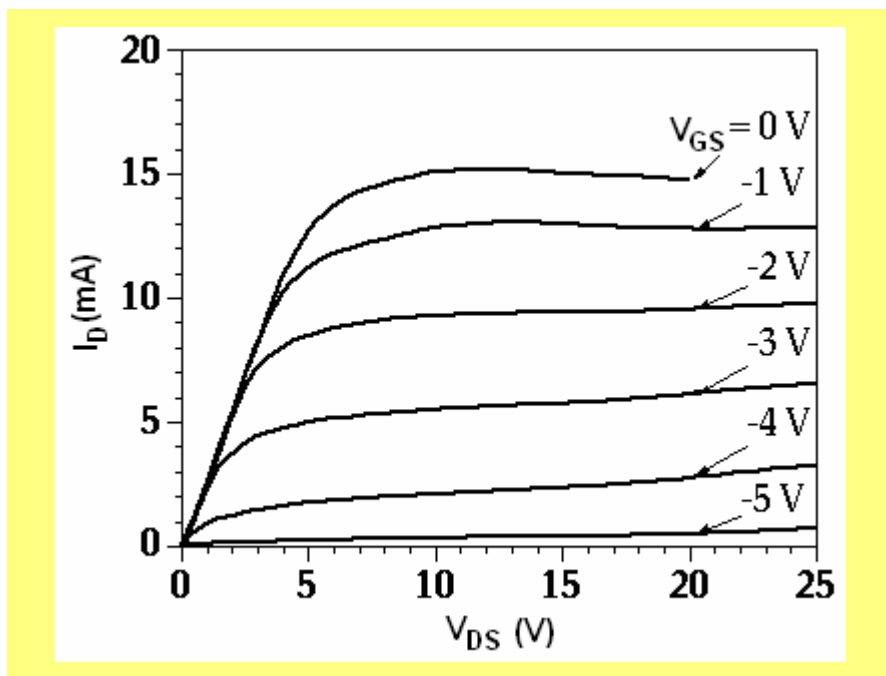


Sl. 5.14. Struktura epitaksijalnih slojeva i dijagram provodne zone tranzistora sa slike 5.13 u radnom režimu za primenjeni napon na gejt elektrodi.

MODFET-ovi se razlikuju od ostalih FET-ova po tome što se koristi efekat kvantne jame za konfiniranje (ograničavanje slobode kretanja) nosilaca, koji obrazuju dvodimenzioni elektronski gas (2DEG). Naime, ovde su spojena dva poluprovodnika, od kojih je jedan (AlGaAs), dopiran donorskim primesama, sa većim energetskeg procepa, dok je materijal manjeg energetskeg procepa (GaAs) nedopiran, tj modulaciono dopiran (otuda naziv MODFET – Modulation-Doped FET). Krivljenje ivica energetskih zona je takvo da se stvara trougaona kvantna jama na dnu provodne zone nedopiranog poluprovodnika uz ivicu spoja (sl. 5.14). Ovim se postiže ubacivanje nosilaca na željeno mesto i konfiniranje nosilaca na tom mestu – u nedopiranom poluprovodniku, tako da se naponom na gejt elektrodi može da kontroliše koncentracija elektrona. Sami elektroni su prostorno razdvojeni od jonizovanih donorskih atoma, što znatno povećava njihovu pokretljivost i smanjuje rasejanje na donorskim primesama, zbog čega su znatno boljih karakteristika od klasičnih FET-ova. Zbog postojanja dvodimenzionalnog elektronskog "gasa", MODFET se ponekad označava i kao TEGFET (Two dimensional Electron Gas FET).

Dvodimenzioni elektronski gas se obrazuje uz samu ivicu baferskog sloja (ovde GaAs) prema spoju sa drugim materijalom. Elektroni koji se ovde skupljaju potiču od donorskih primesa u sloju AlGaAs i prostorno su razdvojeni od njih. Ovo je upravo jedna od najznačajnijih prednosti MODFET-a. Na brzinu njegovog rada, tj. na pokretljivost nosilaca, utiče rasejanje na primesama, elektronima i optičkim fononima kristalne rešetke. Recipročna vrednost ukupne pokretljivost nosilaca jednaka je zbiru recipročnih vrednosti pokretljivosti koje potiču od ovih mehanizama. Rasejanje na fononima kristalne rešetke raste sa temperaturom, dok rasejanje na primesama opada. Kod MODFET-a donorske primele su fizički razdvojene od nosilaca, nosioci se nalaze u tankom sloju u nedopiranom bafetu i znatno su pokretljiviji nego inače. Otuda i jedno od imena: HEMT – tranzistor sa velikom pokretljivošću elektrona (od High-Electron-Mobility Transistor). Ove prednosti najviše dolaze do izražaja na niskim temperaturama, kada je dominantno rasejanje na primesama, dok na sobnim temperaturama počinje da dominira rasejanje na fononima. Ipak, MODFET-ovi pokazuju i na sobnim temperaturama skoro za red veličine bolje performanse od drugih FET-ova, posebno ako je reč o graničnoj učestanosti.

Strujno-naponske karakteristike MODFET-ova su veoma slične odgovarajućim karakteristikama svih ostalih FET-ova. Iako se metod obrazovanja sloja nosilaca u MODFET-u razlikuje u odnosu na druge tipove FET-ova, to ne čudi, s obzirom da je princip rada isti – kontrola naelektrisanja električnim poljem. Ovde se samo kvantni efekti koriste za konfiniranje nosilaca. Zato je MODFET i jedna od prvih kvantno-mehaničkih mikrostruktura. Na sl. 5.15 prikazane su izlazne karakteristike jednog MODFET-a.

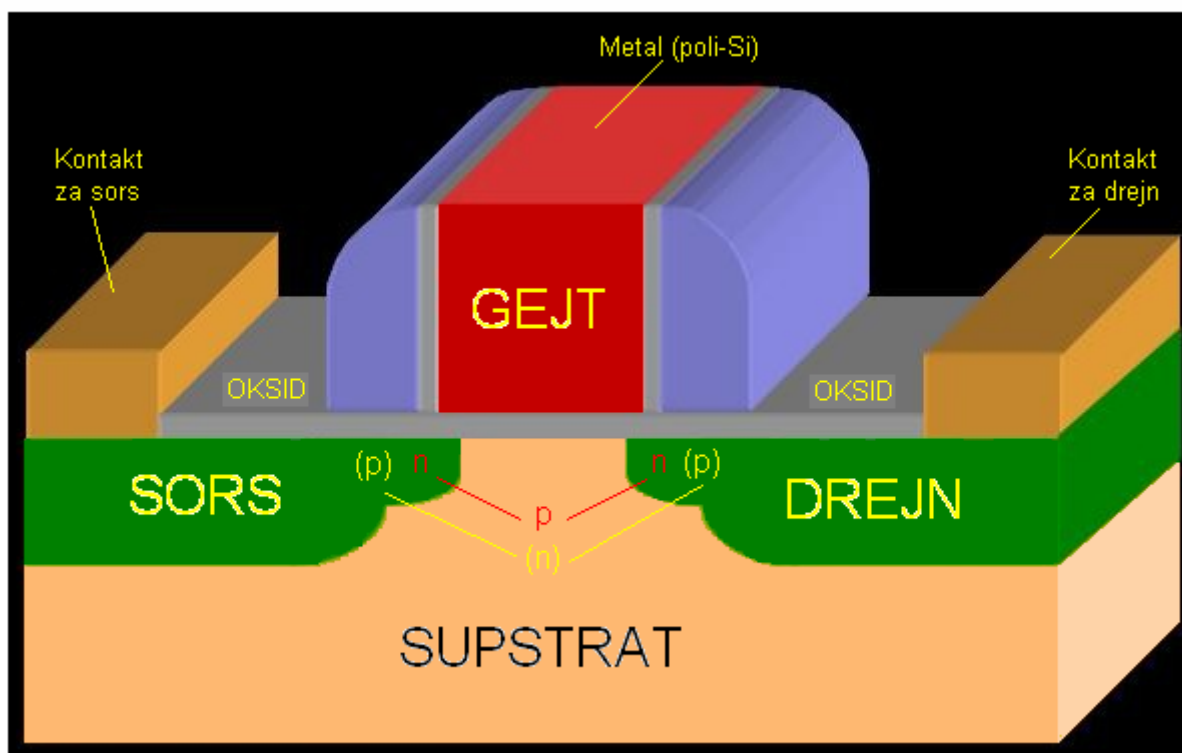


Sl. 5.15. Izlazne karakteristike MODFET-a.

6. MOS TRANZISTORI

Posebnu grupu FET komponenata (videti sl. 5.1) čine MOS tranzistori (**M**etal-**O**xide-**S**emiconductor). Kao i sve ostale FET komponente (zato se mogu sresti i pod nazivom MOSFET), i MOS tranzistori su **unipolarne** komponente, što znači da kod njih u provođenju električne struje u normalnom radnom režimu učestvuje samo jedna vrsta nosilaca naelektrisanja. To, takođe, znači da su i MOS tranzistori **naponski kontrolisane** komponente.

O MOS tranzistorima i CMOS inverterima je već bilo reči u predmetu *Fizička elektronika* (u II semestru), MOS struktura je obrađivana u okviru predmeta *Elektronska fizika čvrstog tela*, o njima će se znatno detaljnije govoriti u okviru drugih predmeta na smeru *Mikroelektronika*, tako da će ovde biti ponovljeno samo osnovno o njima, kao priprema za VDMOS tranzistore snage (poglavlje 6.4).

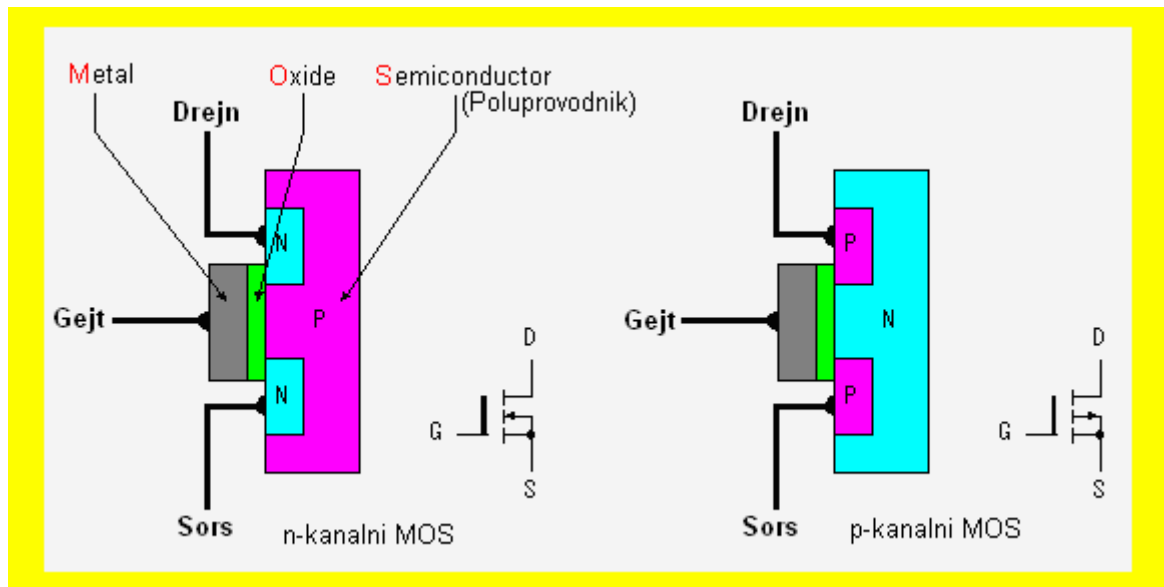


Sl. 6.1. Principijelna struktura MOS tranzistora

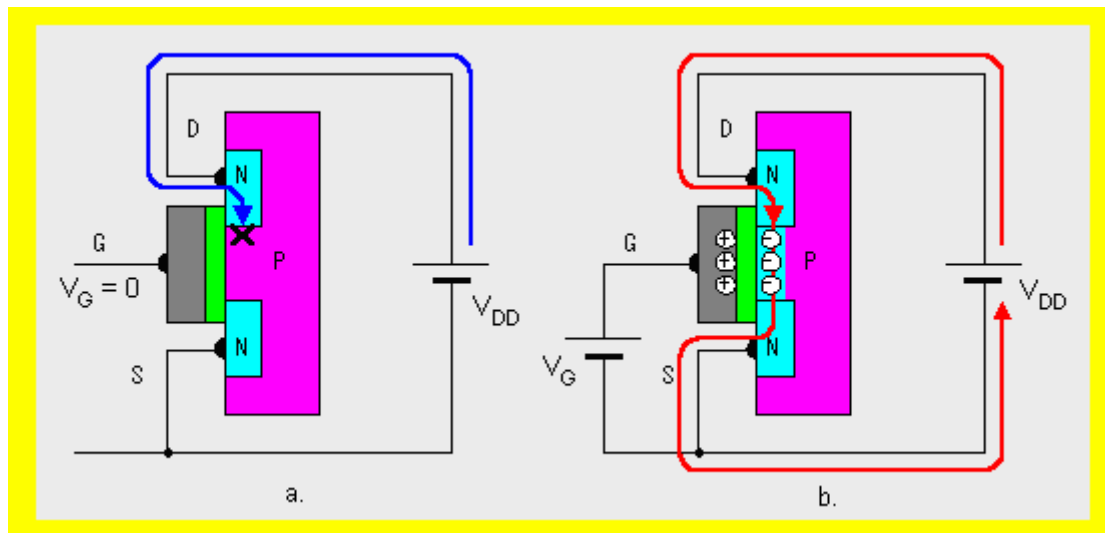
Na sl. 6.1 je predstavljena principijelna struktura MOS tranzistora. Praktično, u silicijumski supstrat (osnovu) koji, kao što će kasnije biti pokazano, može biti ili *p*- ili *n*-tipa, difunduju se dve oblasti suprotnog tipa provodnosti (u *p*-supstrat difunduju se *n*-oblasti, a u *n*-supstrat *p*-oblasti). Prva difundovana oblast, kao i kod JFET-a, MESFET-a i MODFET-a, zove se **sors**, a druga **drejn**. Na površini supstrata načini se vrlo tanak sloj oksida (SiO_2 , Si_3N_4), a preko njega (ali obavezno da zahvata oblasti sorsa i drejna) sloj metala koji služi kao upravljačka elektroda. Ova upravljačka elektroda zove se **gejt**.

6.1. n-KANALNI I p-KANALNI MOS TRANZISTORI

Kao što je rečeno, u procesu provođenja električne struje u normalnom radnom režimu učestvuje samo jedna vrsta nosilaca neelektrisanja. U zavisnosti od toga koja vrsta nosilaca učestvuje u provođenju, slično kao i JFET-ovi, i MOS tranzistori se dele na n-kanalne i p-kanalne, sl. 6.2. Reč je o kanalu koji se formira u supstratu između sorsa i drejna, i koji, praktično, uspostavlja električnu vezu između te dve oblasti, odnosno omogućava da protiče električna struja između sorsa i drejna, sl. 6.3 i sl. 6.4.



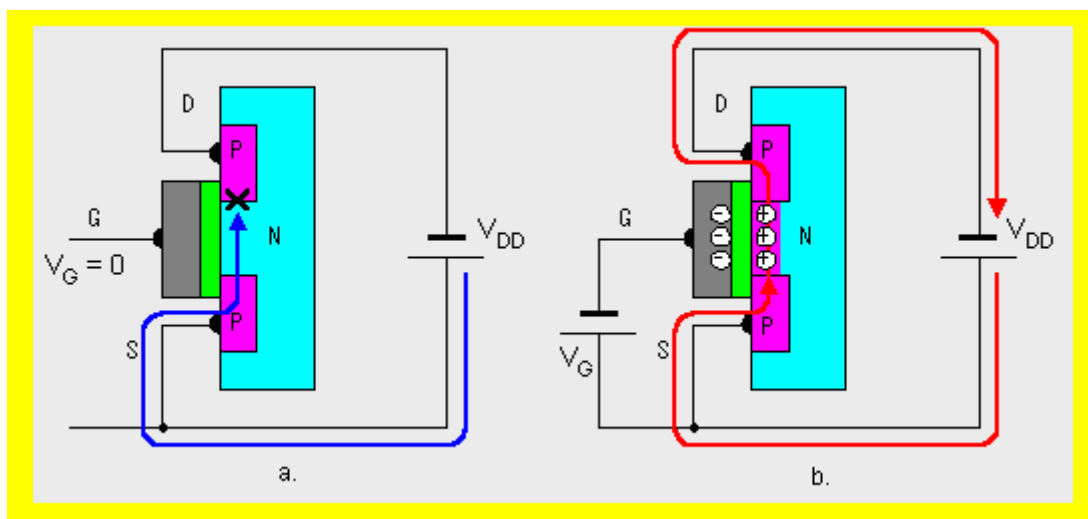
Sl. 6.2. Osnovne strukture n-kanalnih i p-kanalnih tranzistora.



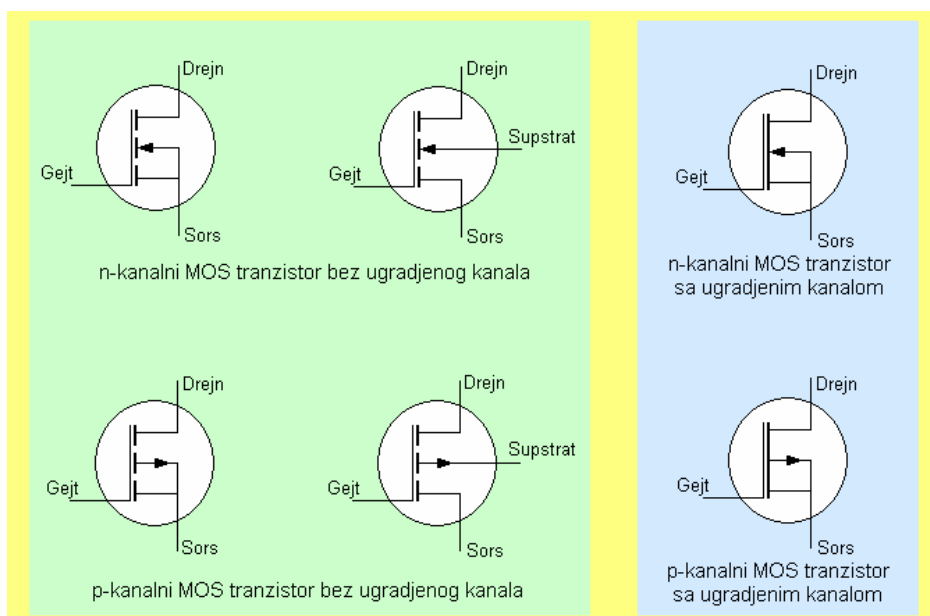
Sl. 6.3. n-kanalni MOS tranzistor pre (a) i posle (b) uspostavljanja (indukovanja) kanala.

Kanal može biti **ugrađen** (na primer difuzijom ili implantacijom primesa) ili, što je mnogo češći slučaj, **indukovan**. Kod MOS tranzistora sa indukovanim kanalom, kanal se formira električnim poljem koje nastaje usled primene odgovarajućeg napona na gejt.

Na sl. 6.5 prikazano je označavanje MOS tranzistora u električnim šemama. Napominje se da se srednje oznake na pomenutoj slici koriste kod tranzistora kod kojih supstrat nije na potencijalu sorsa, već se on priključuje na poseban izvor napona.



Sl. 6.4. p-kanalni MOS tranzistor pre (a) i posle (b) uspostavljanja (indukovanja) kanala.

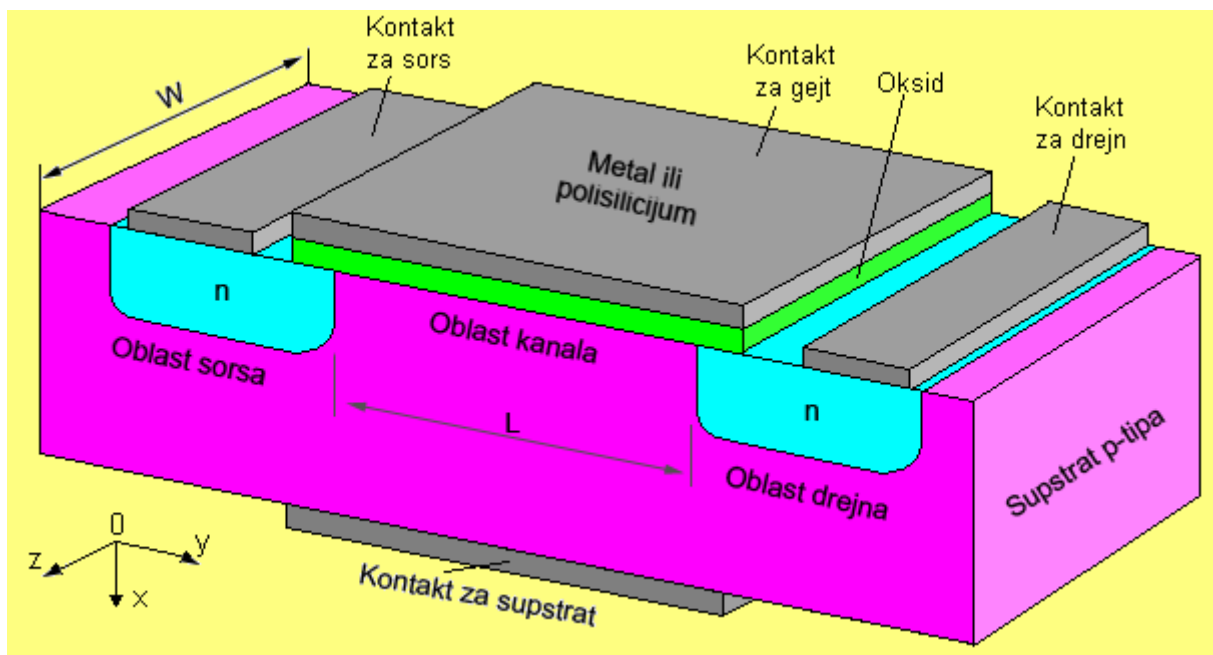


Sl. 6.5. Označavanje MOS tranzistora.

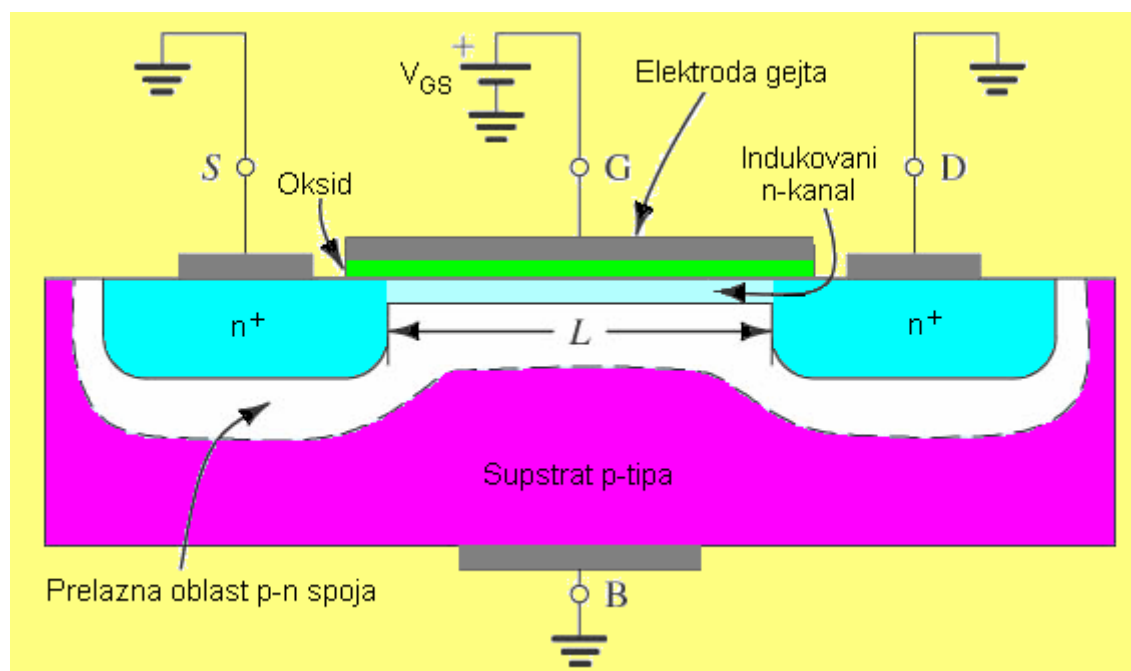
6.1.1. Osnovni principi rada MOS tranzistora

Nadalje će biti reči samo o MOS tranzistorima koji se najčešće koriste u praksi, a to su MOS tranzistori sa indukovanim kanalom i sa uzemljenim sorsom i supstratom (supstrat i sors su kratkospojeni). Takvi tranzistori, sa potrebnim polarizacijama, prikazani su na slikama 6.3 i 6.4.

Kao što je već pomenuto, na površini, između sorsa i drejna a jednim delom i iznad njih, nalazi se tanak sloj oksida (SiO_2 , Si_3N_4), koji služi kao dielektrik, sl. 6.6. Preko oksida nalazi se gejt (upravljačka elektroda), kojeg čini tanak sloj aluminijuma (kod MOS tranzistora sa aluminijumskim gejtom) ili polikristalnog silicijuma (kod tranzistora sa polisilicijumskim gejtom). S obzirom da su i sors i drejn oblasti suprotne provodnosti od provodnosti supstrata, to se u oblasti sorsa i drejna u supstratu (zato što je koncentracija primesa u supstratu znatno niža nego u sorsu i drejnu) formiraju prelazne oblasti p - n spojeva, koje se, zbog toga što su sors i drejn veoma blizu (L je reda μm), spajaju (sl. 6.7). U daljem razmatranju načina rada MOS tranzistora ove prelazne oblasti se neće analizirati, a biće pomenute samo kada je to neophodno.



Sl. 6.6. n-kanalni MOS tranzistor sa relevantnim podacima za analizu njegovog rada.



Sl. 6.7. Priključivanjem pozitivnog napona na gejt u odnosu na p-supstrat indukuje se n-kanal.

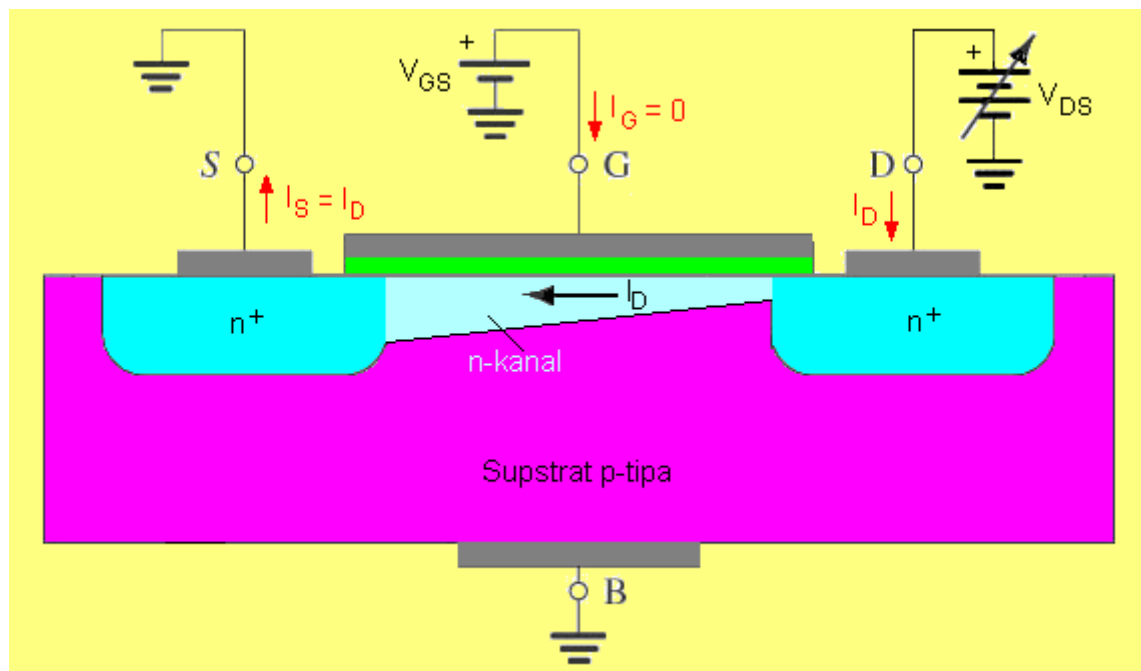
MOS tranzistori koriste efekat poprečnog polja (normalnog na površinu), kojim se ostvaruje inverzija tipa provodnosti površinskog sloja poluprovodnika ispod gejta i na taj način formira kanal između sorsa i drejna. Naime, ako se, na primer, kod n-kanalnog MOS tranzistora gejt priključi na pozitivan napon u odnosu na p -supstrat, pri čemu su i sors i drejn uzemljeni, sl. 6.7, u supstratu će se neposredno ispod oksida na njegovoj površi, usled Kulonove sile, indukovati negativno naelektrisanje i to tako što će se šupljine iz površinskog sloja udaljiti i ostaviti nekompenzovane negativno naelektrisane akceptorske jone. Povećavanjem pozitivnog napona na gejt u sve više se udaljavaju šupljine, a iz zapreminskog dela supstrata ka površini kreću manjinski elektroni sve dok, pri određenom naponu na gejt, ne nastupi inverzija tipa provodnosti supstrata.

Drugim rečima, pri jednoj vrednosti napona na gejtju, koji se zove **napon praga** i obeležava sa V_T , površinski sloj p-supstrata ispod oksida gejtja, a između sorsa i drejna, ponaša se kao *n*-tip poluprovodnika. Stoga se ta oblast ponaša kao **kanal** od sorsa do drejna (sors i drejn su istog tipa provodnosti kao indukovani kanal, sl. 6.7), tj. ako se u tim uslovima dovede pozitivan napon na drejn u odnosu na sors, elektroni iz sorsa kroz kanal mogu driftovski da dođu do drejna, odnosno u tom slučaju između sorsa i drejna će proticati struja drejna, sl. 6.3. Ukoliko je napon na gejtju veći, utoliko je “jača” inverzija tipa, odnosno utoliko je veći broj elektrona u kanalu. Kada je reč o p-kanalnom MOS tranzistoru inverzija tipa n-supstrata ostvaruje se negativnim naponom na gejtju u odnosu na supstrat, a u indukovanom kanalu se “skupljaju” šupljine, sl. 6.4.

Kao što je rečeno, napon na gejtju V_T potreban da se stvori kanal od sorsa do drejna je napon praga. Tačno definisanje napona praga je veoma teško. Zbog toga se za napon praga uslovno može prihvatiti definicija da je to onaj napon između upravljačke elektrode (gejtja) i supstrata pri kome koncentracija manjinskih nosilaca na površini postaje jednaka koncentraciji većinskih nosilaca u unutrašnjosti supstrata.

6.2. IZLAZNE KARAKTERISTIKE MOS TRANZISTORA

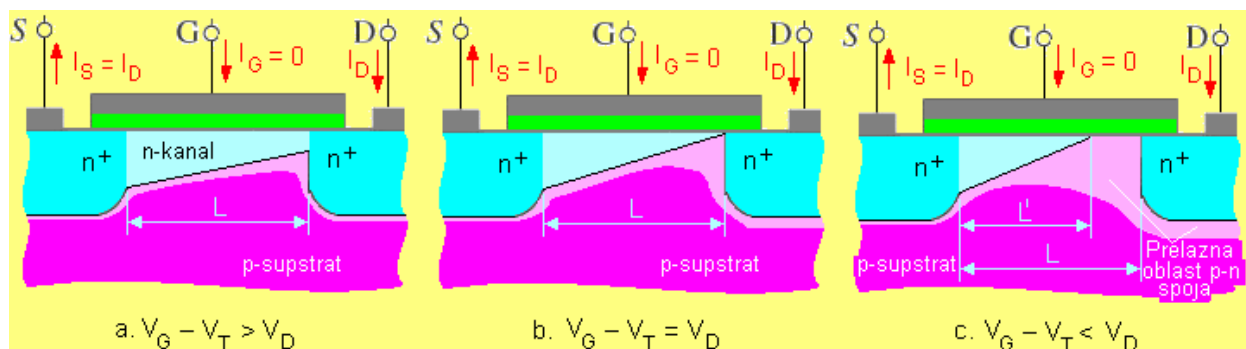
Uspostavljanje kanala između sorsa i drejna omogućuje proticanje struje od sorsa do drejna kada se priključi odgovarajući napon na drejn (slike 6.3, 6.4 i 6.8). Izlazne karakteristike MOS tranzistora predstavljaju zavisnosti struje drejna I_D od napona na drejnu V_D .



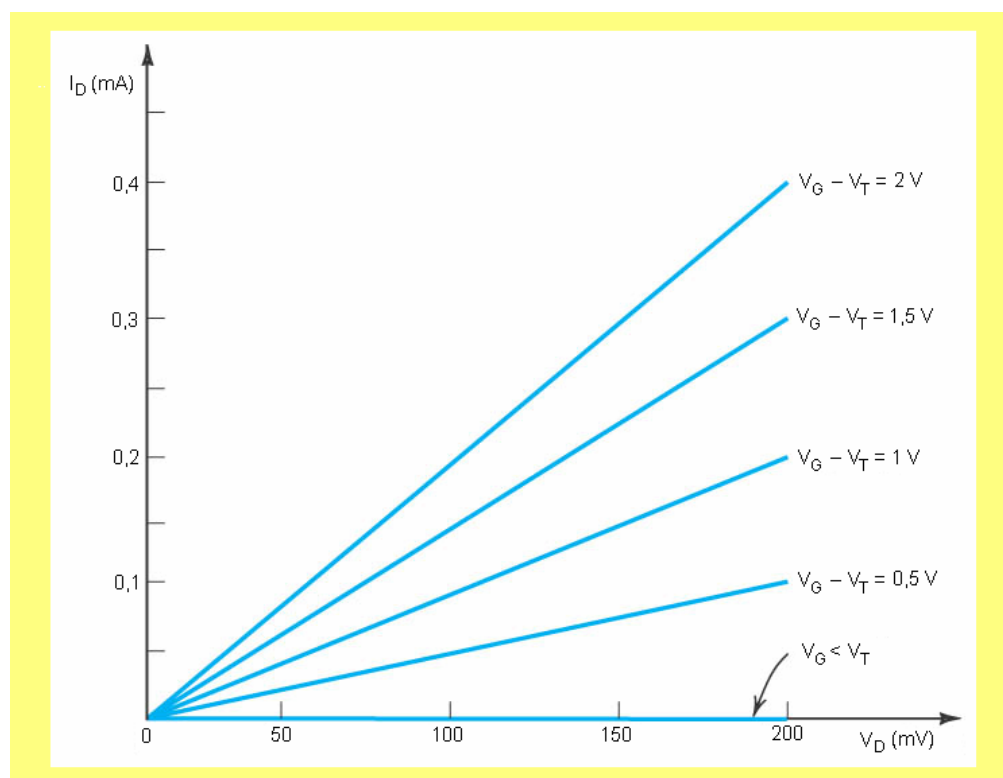
Sl. 6.8. Proticanje struje drejna u n-kanalnom MOS tranzistoru pri malim naponima na drejnu.

Pri veoma malim naponima na drejnu kanal se može predstaviti kao otpornik, tako da je struja drejna u jednom delu strujno-naponske (I_D - V_D) karakteristike približno linearno proporcionalna naponu na drejnu; to je tkzv. **linearna oblast** rada MOS tranzistora (sl. 6.10). Nakon linearne oblasti, a pri naponima $|V_D| < |V_G - V_T|$, struja drejna sporije raste sa povećavanjem napona na drejnu, sl. 6.11. To je, stoga, što se kanal u okolini drejna sužava, sl. 6.9a, kao posledica povećavnja širine prelazne oblasti *p-n* spoja drejn-supstrat (sl. 6.7), koji je inverzno polarisan. Ta

oblast, zajedno sa linearnom oblašću, sve do napona na drejnu $|V_D| = |V_G - V_T|$ zove se **triodna oblast**, sl. 6.11 (zato što podseća na sličnu oblast na strujno-naponskoj karakteristici triode).

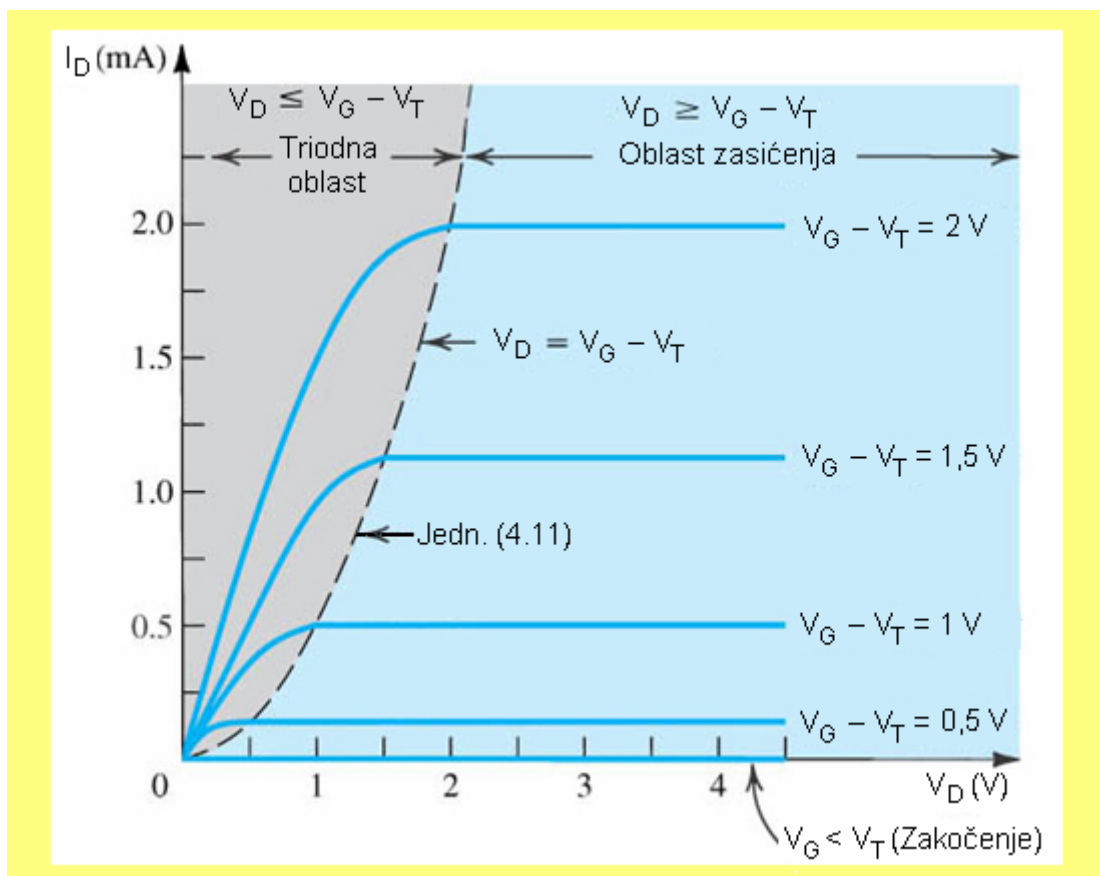


Sl. 6.9. n-kanalni MOS tranzistor u: (a) – linearnoj oblasti rada (mali napon na drejnu); (b) – na ivici zasićenja i (c) – u zasićenju.

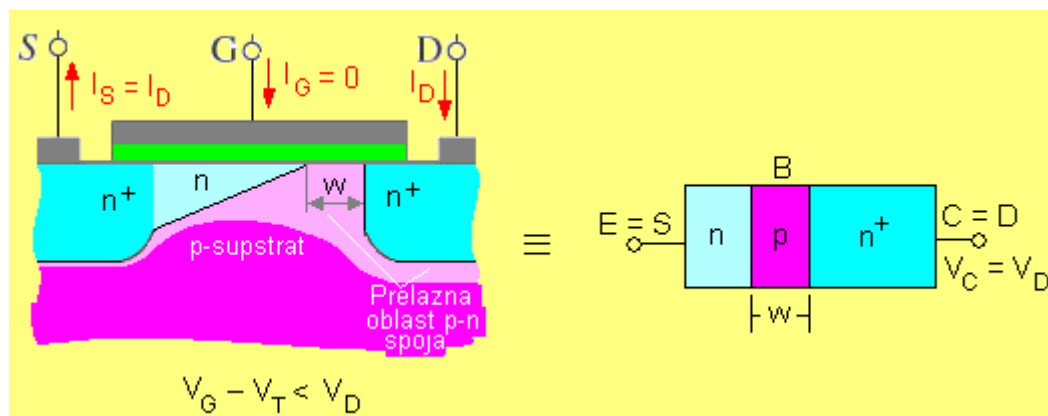


Sl. 6.10. I_D - V_D karakteristike n-kanalnog MOS tranzistora u linearnoj oblasti rada.

Kada u tački $y = L$ debljina kanala postane jednaka nuli, dolazi do prekida kanala (sl. 6.9b) i to se dešava pri naponu na drejnu $|V_D| = |V_G - V_T|$. Napon drejna pri kome nastaje prekid kanala zove se **napon zasićenja** (saturacije) V_{Dsat} . Sa daljim povećanjem napona na drejnu (sl. 6.8), tj. pri $|V_D| > |V_G - V_T|$, dužina kanala se smanjuje sa L na L' (sl. 6.9c). Na prvi pogled može se pomisliti da će struja drejna prestati da teče. Međutim, ona i dalje protiče i sa povećanjem napona na drejnu ostaje konstantna, sl. 6.11. To znači da broj nosilaca naelektrisanja koji sa sor-sa stižu u tačku $y = L'$ ostaje nepromenjen, a s obzirom da su oni zahvaćeni poljem osiromašene oblasti drejna, bivaju prebaćeni u drejnu, tako da struja drejna ostaje, takođe, nepromenjena i konstantna. Zbog toga se oblast rada MOS tranzistora pri naponima $V_D \geq V_{Dsat}$ zove **oblast zasićenja** (sl. 6.11).



Sl. 6.11. Izlazne (I_D - V_D) karakteristike n-kanalnog MOS tranzistora.



Sl. 6.12. Struja između sorsa i drejna ne prestaje i kada se kanal prekine, jer se MOS tranzistor ponaša kao bipolarni tranzistor u stanju prodiranja.

Da struja drejna ostaje konstantna nakon prekida kanala može se protumačiti i uz pomoć sl. 6.12. Naime, u pogledu rasporeda p - i n -oblasti n-kanalni MOS odgovara strukturi NPN tranzistora (za p -kanalni MOS ova struktura će biti PNP tranzistor). Sors sa kanalom je emitor, drejn je kolektor, a supstrat MOS tranzistora je baza. Prelazna oblast širine w prostire se od drejna do kanala (sl. 6.12). Ovo u potpunosti odgovara slučaju kod bipolarnog tranzistora kada se prelazna oblast kolektorskog spoja prostire od kolektora do emitora, pa kod bipolarnog tranzistora nastaje proboj (dostignut je tkzv. **napon prodiranja**). Dakle, kod MOS tranzistora proboj nastaje između kanala i drejna i struju drejna ograničava samo otpornost preostalog dela kanala L' .

Da bismo izveli zavisnost struje drejna od napona na njemu, kao i od napona na gejtu, posmatrajmo ponovo sliku 6.6, sa naznačenim koordinatnim sistemom na njoj.

Na osnovu izraza za gustinu driftovske struje

$$J = qnv = qn\mu_n K_y, \quad (6.1)$$

struja drejna kroz kanal (pretpostavlja se da koncentracija nosilaca ne zavisi od z) je:

$$I_D = J \cdot S = q\mu_n K_y W \int_0^x n dx, \quad (6.2)$$

gde su: S – površina kanala normalna na smer struje, K_y – električno polje u smeru y , W – širina kanala (sl. 6.6), a μ_n – efektivna pokretljivost elektrona u kanalu.

Kako koncentracija elektrona opada sa udaljavanjem od površine po složenom zakonu, integral u (6.2) relativno je teško izračunati. Stoga se vrši aproksimacija kojom se vrednost pomenutog integrala izjednačava sa ukupnom količinom naelektrisanja po jedinici površine kanala (površine gejta), koja zavisi od električnog polja u oksidu:

$$q \int_0^x n dx = \frac{dQ}{dS_x} = D_x = \epsilon_{ox} K_x, \quad (6.3)$$

pri čemu su: Q – količina naelektrisanja na površini S_x gejta, D_x – dielektrični pomeraj, ϵ_{ox} – dielektrična konstanta oksida i K_x – električno polje normalno na površinu gejta. Prema tome, iz (6.2) i (6.3) sledi:

$$I_D = \mu_n \epsilon_{ox} W K_x K_y. \quad (6.4)$$

Električno polje u pravcu kanala je:

$$K_y = -\frac{dV_y}{dy}. \quad (6.5)$$

Električno polje u oksidu, koje utiče na provodnost kanala, zavisi od efektivnog napona na gejtu ($V_{Geff} = V_G - V_T$) i potencijala tačke y na kanalu. Smatrajući da je oksid homogen i bez prostornog naelektrisanja, debljine t_{ox} , biće:

$$K_x = -\frac{V_{Geff} - V_y}{t_{ox}} = -\frac{V_G - V_T - V_y}{t_{ox}}. \quad (6.6)$$

Zamenom vrednosti K_y iz (6.5) i K_x iz (6.6) u (6.4), dobija se:

$$I_D = \frac{\mu_n \epsilon_{ox} W}{t_{ox}} (V_G - V_T - V_y) \frac{dV_y}{dy}. \quad (6.7)$$

Iz jednačine (6.7), razdvajanjem promenljivih i integraljenjem duž kanala, sledi:

$$I_D \int_0^L dy = \frac{\mu_n \epsilon_{ox} W}{t_{ox}} \int_0^{V_D} (V_G - V_T - V_y) dV_y. \quad (6.8)$$

Granice za promenljivu y su početak (0) i kraj (L) kanala, a za promenljivu V_y napon kod sorsa, $V_y(0) = 0$, i napon kod drejna, $V_y(L) = V_D$. Posle integraljenja i sređivanja dobija se:

$$I_D = \frac{\mu_n \epsilon_{ox} W}{2t_{ox} L} [2(V_G - V_T)V_D - V_D^2] = \beta_n [2(V_G - V_T)V_D - V_D^2], \quad (6.9)$$

gde je

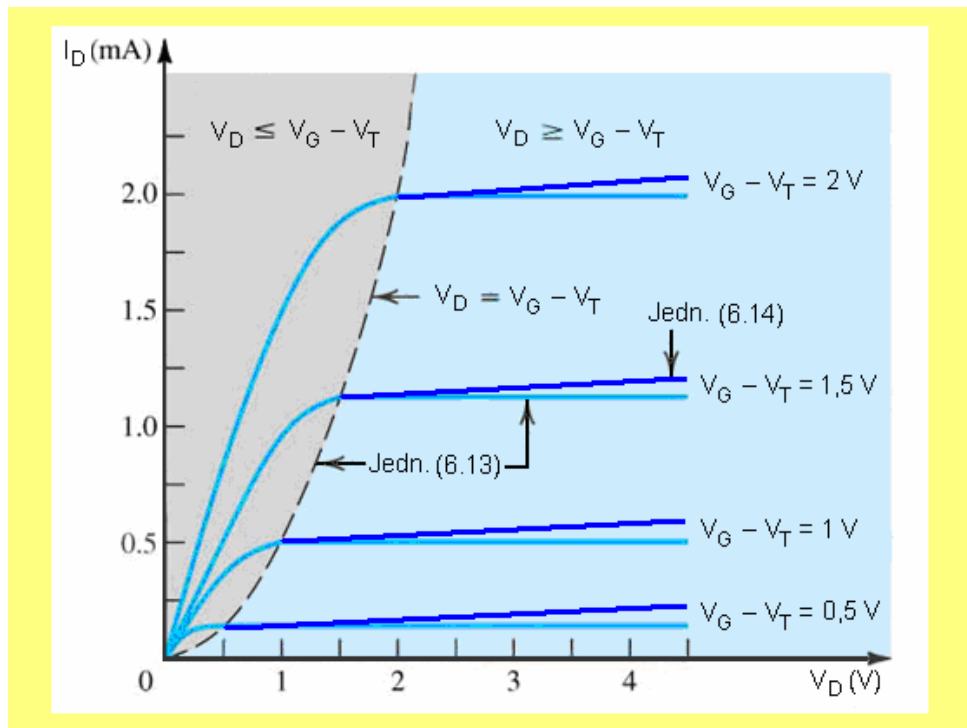
$$\beta_n = \frac{\mu_n \epsilon_{ox} W}{2t_{ox} L}. \quad (6.10)$$

Jednačina (6.9) za struju drejna važi samo za $|V_G - V_T| \geq |V_D|$, odnosno u triodnoj oblasti, sl. 6.11. Za male napone na drejnu drugi član u srednjim zagradama u (6.9) se može zanemariti u odnosu na prvi član, pa je tada struja drejna:

$$I_D \approx 2\beta_n (V_G - V_T)V_D = \frac{V_D}{R_{on}}, \quad (6.11)$$

gde je R_{on} otpornost kanala pri malim naponima na drejnu:

$$R_{on} = \frac{1}{2\beta_n (V_G - V_T)}. \quad (6.12)$$



Sl. 6.12. Realna struja drejna ipak raste sa porastom napona na drejnu.

Iz (6.11) vidi se da za vrlo male napone na drejnu struja drejna linearno zavisi od napona drejna, tj. tada se MOS tranzistor nalazi u linearnoj (omskoj) oblasti rada, sl. 6.10. Drugim rečima, tada se MOS tranzistor ponaša kao otpornik čija je otpornost kontrolisana naponom između gejta i sorsa.

Sa druge strane, kada se u (6.9) uvrsti $|V_G - V_T| = |V_D|$, dobija se izraz za struju drejna

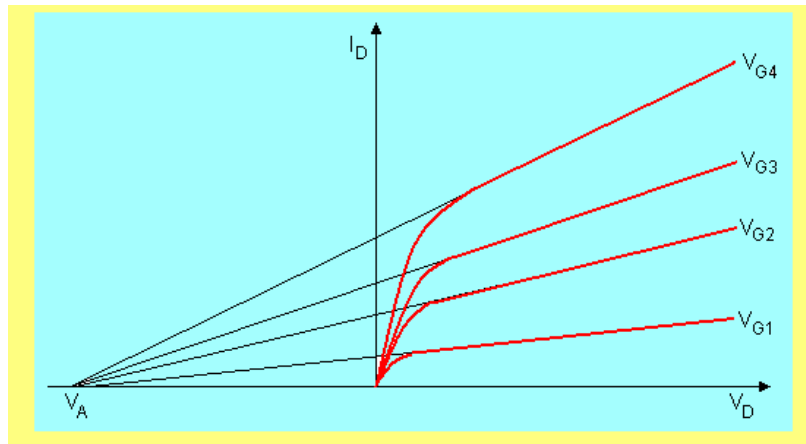
$$I_D = \beta_n (V_G - V_T)^2, \quad (6.13)$$

koji reprezentuje parabolu koja deli triodnu oblast od oblasti zasićenja na izlaznim karakteristikama MOS tranzistora, sl. 6.11.

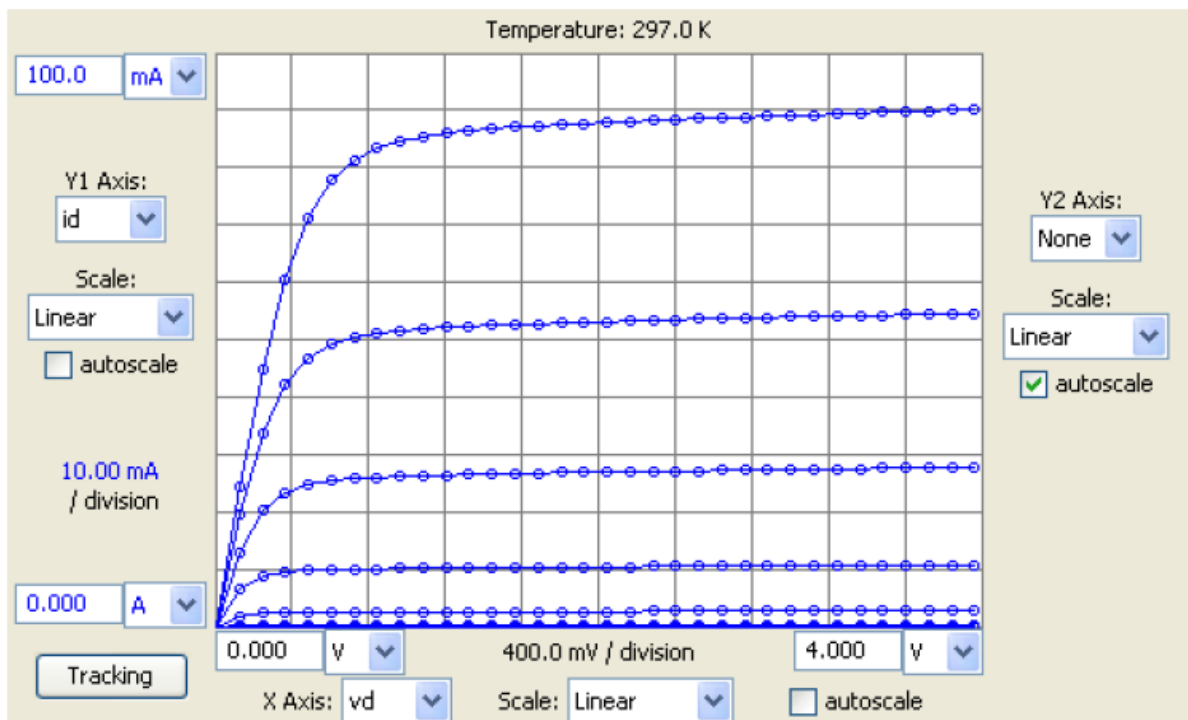
Realna struja drejna će, ipak, rasti sa porastom napona na drejnu (sl. 6.12 i sl. 6.14), posebno kod MOS tranzistora sa kratkim kanalima. Ovaj efekat se najjednostavnije može opisati izrazom:

$$I_D = \beta_n (V_G - V_T)^2 \left(1 + \frac{V_D}{|V_A|} \right), \quad (6.14)$$

gde je V_A tkzv. Erlijev napon, čije se značenje vidi na sl. 6.13.



Sl. 6.13. Uz objašnjenje definicije Erlijevega napona.

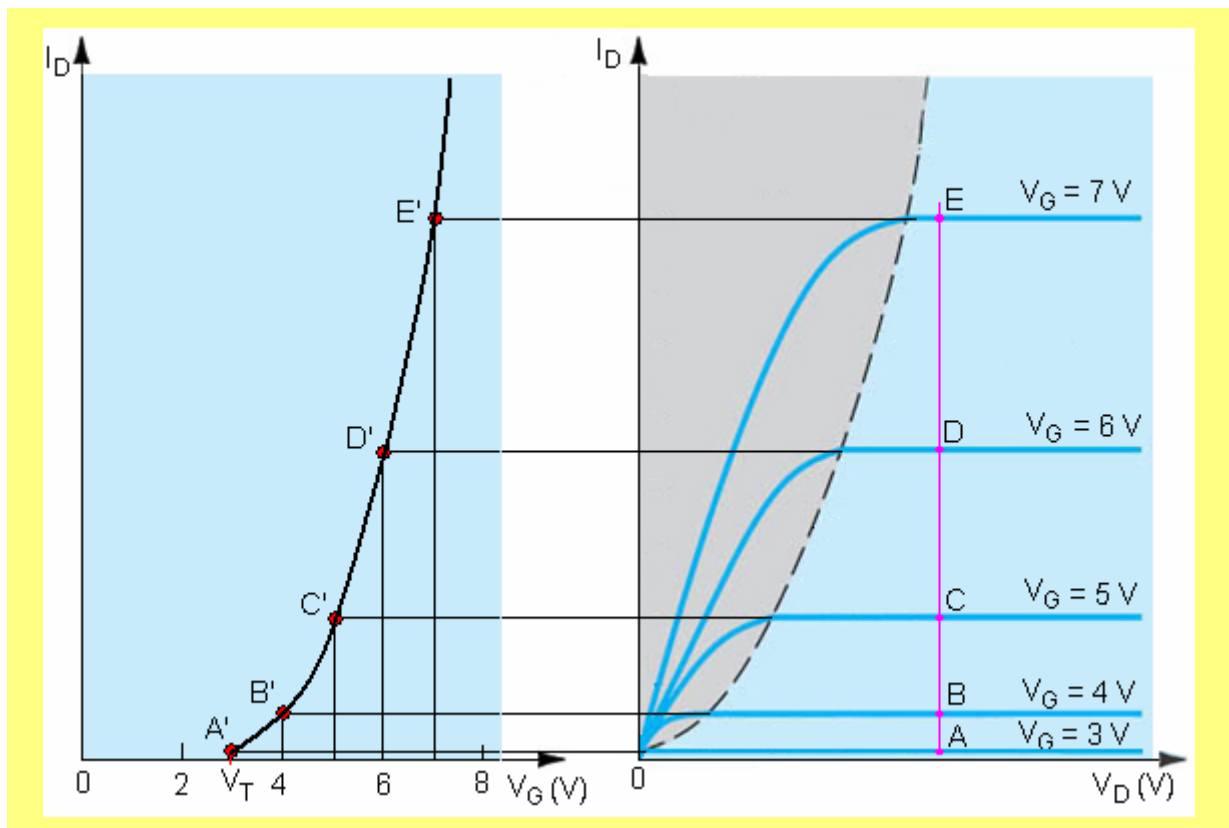


Sl. 6.14. Izlazne karakteristike MOS tranzistora 2N7000.

6.3. PRENOSNE KARAKTERISTIKE MOS TRANZISTORA

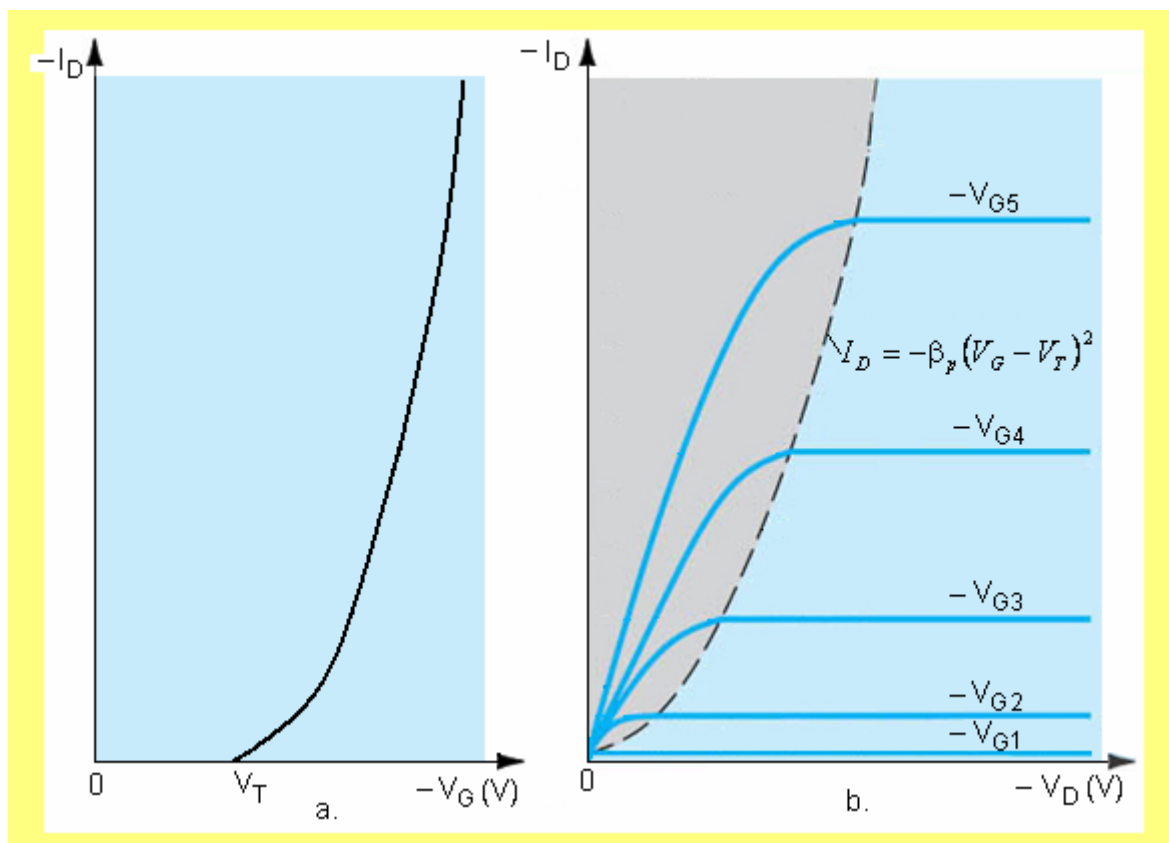
Prenosne karakteristike MOS tranzistora predstavljaju zavisnost struje drejna od napona na gejtju, tj. $I_D = f(V_G)$ pri $V_D = \text{const.}$ One se mogu dobiti iz jedn. (6.9) za triodnu oblast i iz jedn. (6.12) za oblast zasićenja, stavljajući $V_D = \text{const.}$

Drugi način dobijanja prenosnih karakteristika je grafički, sl. 6.15. Izabere se vrednost napona $V_D = \text{const.}$ na izlaznim karakteristikama MOS tranzistora i povuče vertikalna, koja preseca karakteristike $V_G = \text{const.}$ u tačkama A, B, C, D, E. U koordinatnom sistemu I_D - V_G koji se nacrtava levo od izlaznih karakteristika povuku se vertikalne prave za odgovarajuće V_G . Horizontalne linije povučene iz tačaka A, B, C, D i E su odgovarajuće struje drejna za napone $V_G = 3 \text{ V}$, 4 V , 5 V , 6 V i 7 V na sl. 6.15. Na preseku odgovarajućih horizontalnih i vertikalnih linija dobijamo tačke A', B', C', D' i E', koje leže na prenosnoj karakteristici. Kada ih spojimo, dobijamo prenosnu karakteristiku MOS tranzistora za izabranu vrednost napona na drejnu. Presek ove karakteristike sa V_G -osom daje vrednost napona praga V_T (na sl. 6.15 je $V_T = 3 \text{ V}$).



Sl. 6.15. Grafička konstrukcija prenosnih karakteristika n -kanalnog MOS tranzistora iz datih izlaznih karakteristika.

Do sada je sve vreme bilo reči o n -kanalnom MOS tranzistoru. S obzirom da se sa pozitivnim predznakom označavaju struje koje utiču u tranzistor, a kako kada je u pitanju p -kanalni MOS tranzistor struja drejna "ističe" iz tranzistora, to je i na prenosnim i na izlaznim karakteristikama struja drejna sa negativnim predznakom, sl. 6.16.



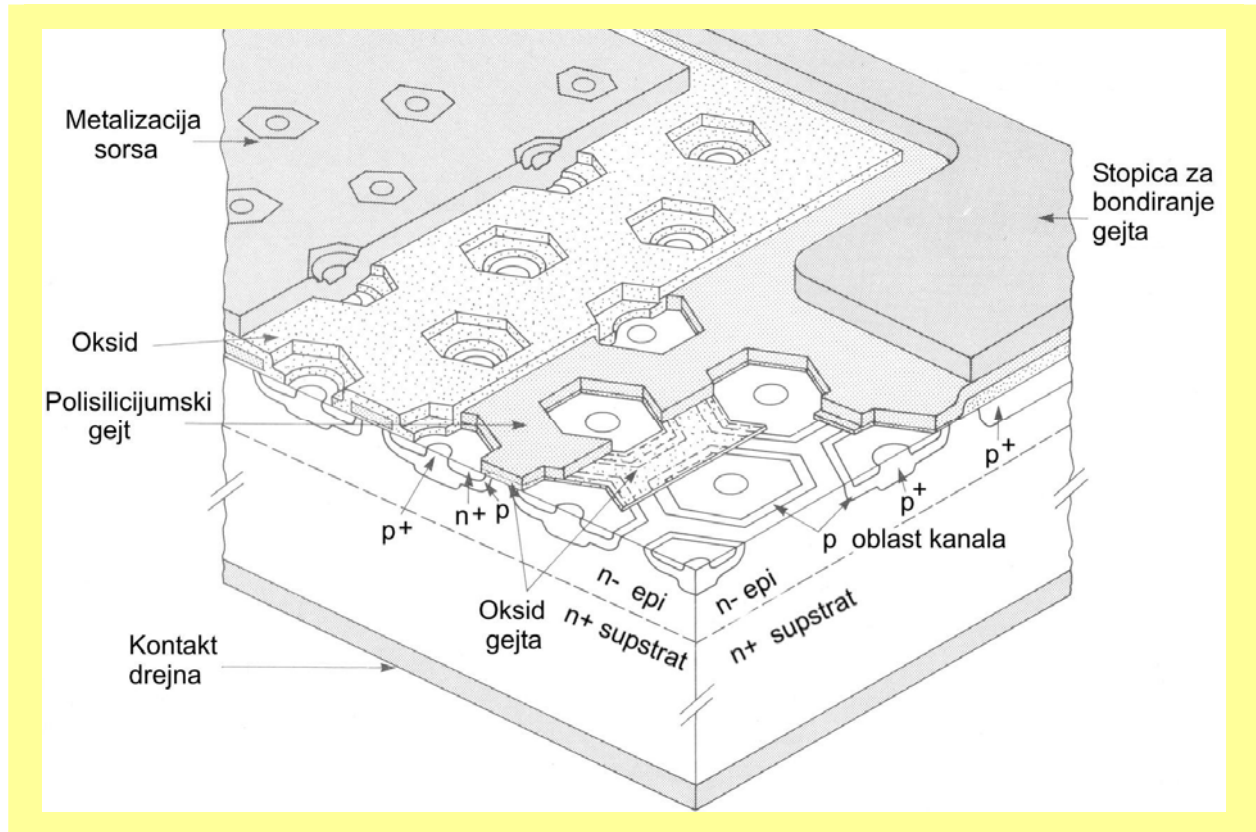
Sl. 6.16. Prenosna (a) i izlazne karakteristike (b) p-kanalnog MOS tranzistora.

6.4. VDMOS TRANZISTORI SNAGE

VDMOS (od Vertical Double-diffused MOS) tranzistori snage su specifične komponente koje imaju nekoliko prednosti u odnosu na bipolarnе tranzistore snage. To su, pre svega, naponski kontrolisane komponente, gde se naponom na gejtju kontrolišu velike struje drejna, a s obzirom da kroz oksid gejtja ne protiče struja (ili zanemarljivo mala struja curenja), disipacija u ulaznom kolu praktično je jednaka nuli. Velika debljina oksida gejtja (oko 100 nm) ima za posledicu veliki probojni napon gejtja (reda 70 V), što znači da ulazni signal može da ima veliki naponski opseg bez rizika da komponenta strada. Negativni temperaturni koeficijent struje drejna, koji je svojstven svim MOS tranzistorima, omogućava paralelno vezivanje velikog broja pojedinačnih MOS tranzistora, odnosno njihovu integraciju u čipove velikih površina (sl. 6.17) koji mogu da provode izuzetno velike struje (i preko 100 A, videti sl. 6.26). Takođe, primena tehnike epitaksije uz kontrolu koncentracije primesa omogućava realizaciju familija VDMOS tranzistora snage za visokonaponske primene (probojni naponi reda 1000 V). Dostignuća u pogledu kvaliteta silicijumskog supstrata i silicijum-dioksida, a s tim u vezi i kvaliteta međupovršine Si-SiO₂, dovela su do realizacije VDMOS tranzistora snage sa odličnim performansama u pogledu nivoa šuma i brzine rada. Dalje, s obzirom da su VDMOS tranzistori snage unipolarne komponente, te u njima nema nagomilavanja manjinskih nosilaca naelektrisanja, brzina rada ovih komponenata je veća od brzine rada odgovarajućih bipolarnih tranzistora snage.

Na sl. 6.17 prikazan je poprečni presek konačnog peleta heksagonalnog n-kanalnog VDMOS tranzistora snage. Praktično, reč je o svojevrsnom integrisanom kolu koje predstavlja paralelnu vezu velikog broja osnovnih ćelija pogodnog geometrijskog oblika (koje mogu biti tro-

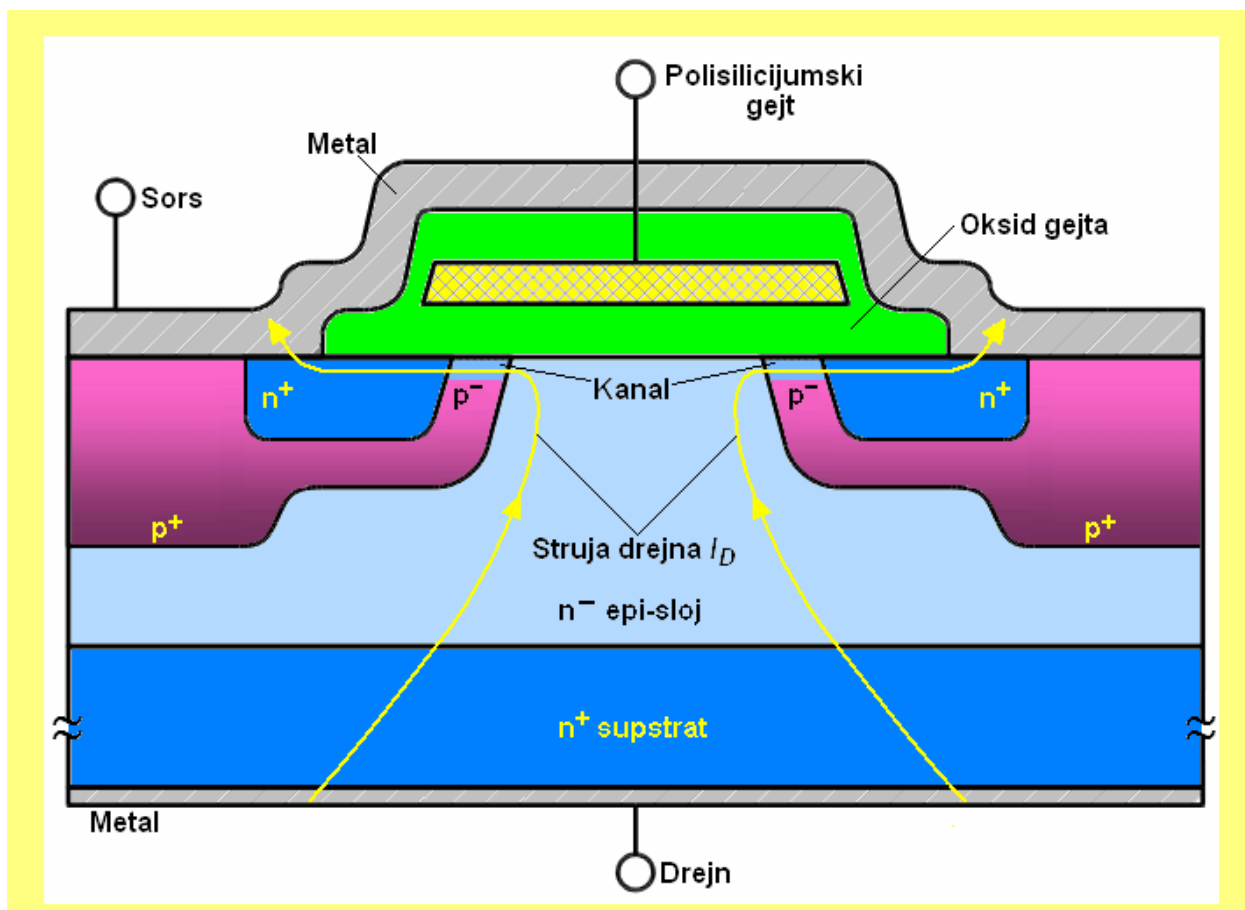
ugaonog, kvadratnog ili heksagonalnog oblika), ali je pokazano da se optimalne karakteristike sa stanovišta gustine pakovanja dobijaju sa ćelijama heksagonalnog oblika (stoga se ove komponente zovu i HEXFET-ovi). Broj jediničnih ćelija po komponenti kreće se od nekoliko stotina i hiljada kod niskonaponskih (manje snažnih) do više desetina hiljada, čak i stotine hiljada kod snažnih visokonaponskih VDMOS tranzistora, čije su i dimenzije peleta (čipa) znatno veće.



Sl. 6.17. Poprečni presek peleta standardnog n-kanalnog VDMOS tranzistora snage sa heksagonalnom strukturom ćelija.

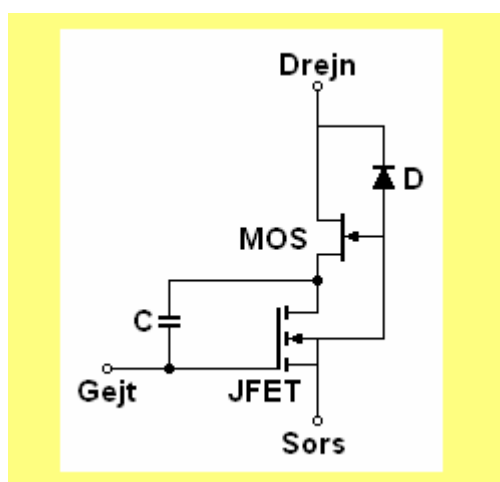
Drejn je zajednički sa zadnje strane čipa, gejtovi su sa gornje strane paralelno povezani slojem dopiranog polisilicijuma koji se proteže između ćelija, a heksagonalni sorsovi n^+ -tipa i difundovane oblasti p^+ -tipa povezani su jedinstvenom metalizacijom koja zadire u svaku heksagonalnu ćeliju. Na ovaj način praktično je izvršeno tehnološko kratkospajanje difundovane p^+ -oblasti i sorsa, pa se VDMOS tranzistor svodi na komponentu sa tri izvoda. Sloj polisilicijuma (gejtovi) izolovan je od metalizacije sorsova slojem oksida. Kako svaka ćelija (s obzirom na svoju geometriju, dužinu i širinu kanala) definiše određenu vrednost struje, to je ukupna struja ove složene strukture određena brojem osnovnih ćelija.

Kanal je horizontalnog tipa (sl. 6.18) i njegova dužina određena je kao razlika dve lateralne difuzije p^- i n^+ oblasti sorsa koje se vrše kroz isti otvor u oksidu. Elektroni, koji čine struju drejna, kreću se iz n^+ oblasti sorsa lateralno kroz kanal u p^- oblasti, a zatim vertikalno kroz n^- epitaksijalni sloj i n^+ supstrat do kontakta za drejn. Pri tome, n^- epitaksijalni sloj zbog niske koncentracije primesa obezbeđuje veliki probojni napon tranzistora (familija visokonaponskih komponenta realizuje se na debljim epitaksijalnim slojevima), a n^+ supstrat svojom visokom koncentracijom primesa utiče da se ostvari dobar omski kontakt na drejnu, čime se smanjuje redna otpornost do kontakta za drejn, a samim tim i otpornost VDMOS tranzistora, tkzv. otpornost uključanja $R_{DS(ON)}$. Manja redna otpornost je neophodna, jer će pri istoj struji i disipacija snage na komponenti biti manja, a pouzdanost VDMOS tranzistora veća.



Sl. 6.18. Poprečni presek n-kanalnog VDMOS tranzistora snage sa polisilicijumskim gejtom.

Kada se na gejt n-kanalnog VDMOS-a dovede pozitivan napon formira se, kao što je rečeno, kanal u p^- oblasti i dolazi do akumulacije elektrona u slabo dopiranom n^- epitaksijalnom sloju ispod gejta. Usled nagomilavanja elektrona površina će biti na nižem potencijalu i formiraće sors vertikalnog JFET-a i drejn lateralnog MOS tranzistora; p^- oblast služi kao gejt JFET-a, a n^+ supstrat kao njegov drejn. Između gejta i drejna JFET-a postoji dioda koju formiraju $p^+-n^--n^+$ oblasti. Na osnovu ove analize može se nacrtati ekvivalentno kolo VDMOS-a, sl. 6.19.



Sl. 6.19. Ekvivalentno kolo VDMOS tranzistora snage sa sl. 6.18.

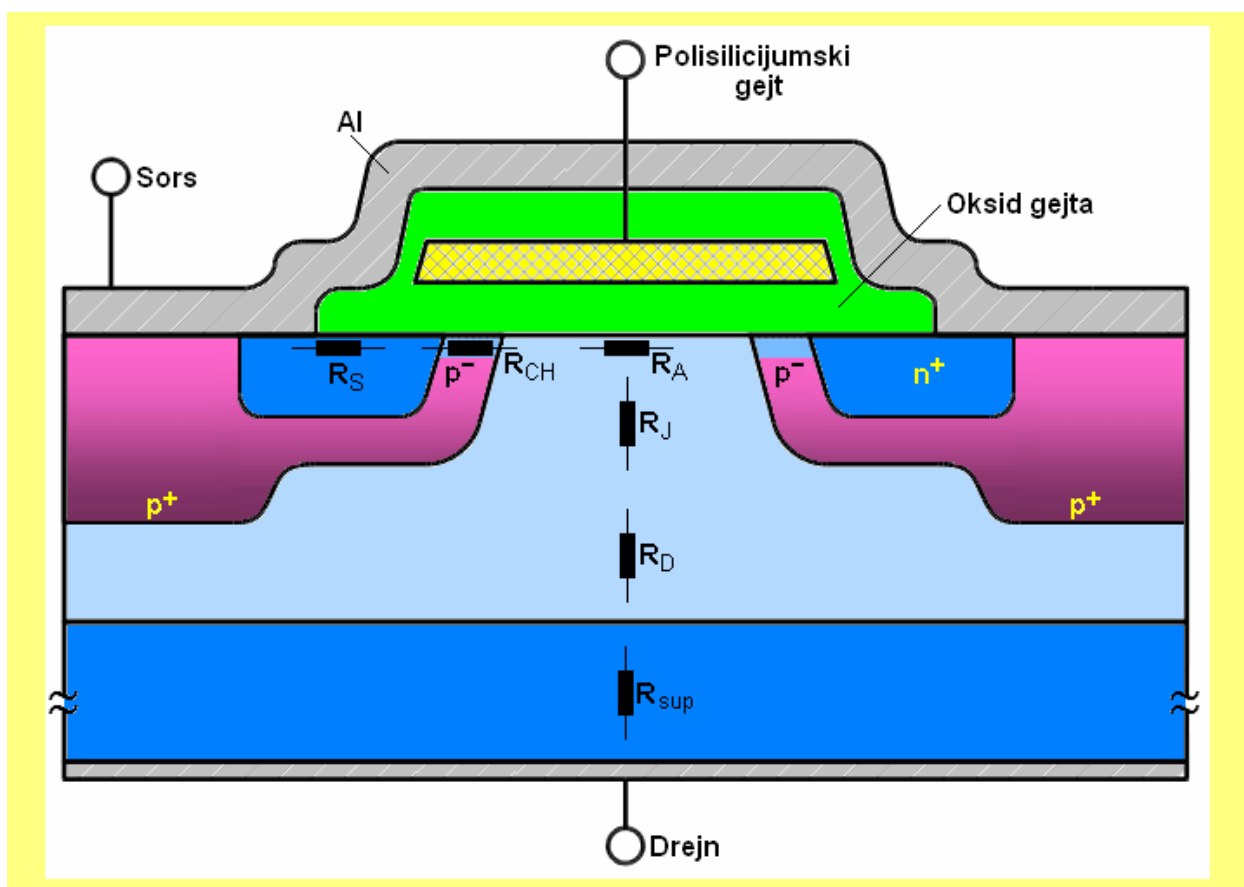
6.4.1. Otpornost uključenja, transkonduktansa i napon praga

Otpornost uključenja

Otpornost uključenja VDMOS tranzistora (otpornost VDMOS tranzistora u provodnom stanju) $R_{DS(ON)}$, kao što se sa sl. 6.20 vidi, sastoji se iz više komponenata i može se predstaviti kao zbir svih rednih otpornosti od sorsa do drejna:

$$R_{DS(ON)} = \frac{V_{DS}}{I_D} \Big|_{V_{DS} \rightarrow 0} = R_S + R_{CH} + R_A + R_J + R_D + R_{sup} + R_c, \quad (6.15)$$

pri čemu su: R_S – otpornost n^+ -oblasti sorsa; R_{CH} – otpornost kanala; R_A – otpornost oblasti akumulacije (deo epi sloja neposredno ispod oksida gejta); R_J – otpornost JFET-a (deo epi sloja između dve epitaksijalne p-oblasti – "body" oblasti, u literaturi se javlja i pod imenom "neck resistance"); R_D – otpornost epi sloja ili otpornost oblasti drifta; R_{sup} – otpornost n^+ -supstrata; R_c – zbir kontaktnih otpornosti sorsa i drejna. Udeo kontaktnih otpornosti i otpornosti n^+ -oblasti sorsa i supstrata u ukupnoj otpornosti je srazmerno mali i one se često mogu zanemariti, naročito u analizi visokonaponskih VDMOS tranzistora.



Sl. 6.20. Komponente otpornosti uključenja $R_{DS(ON)}$ VDMOS tranzistora snage.

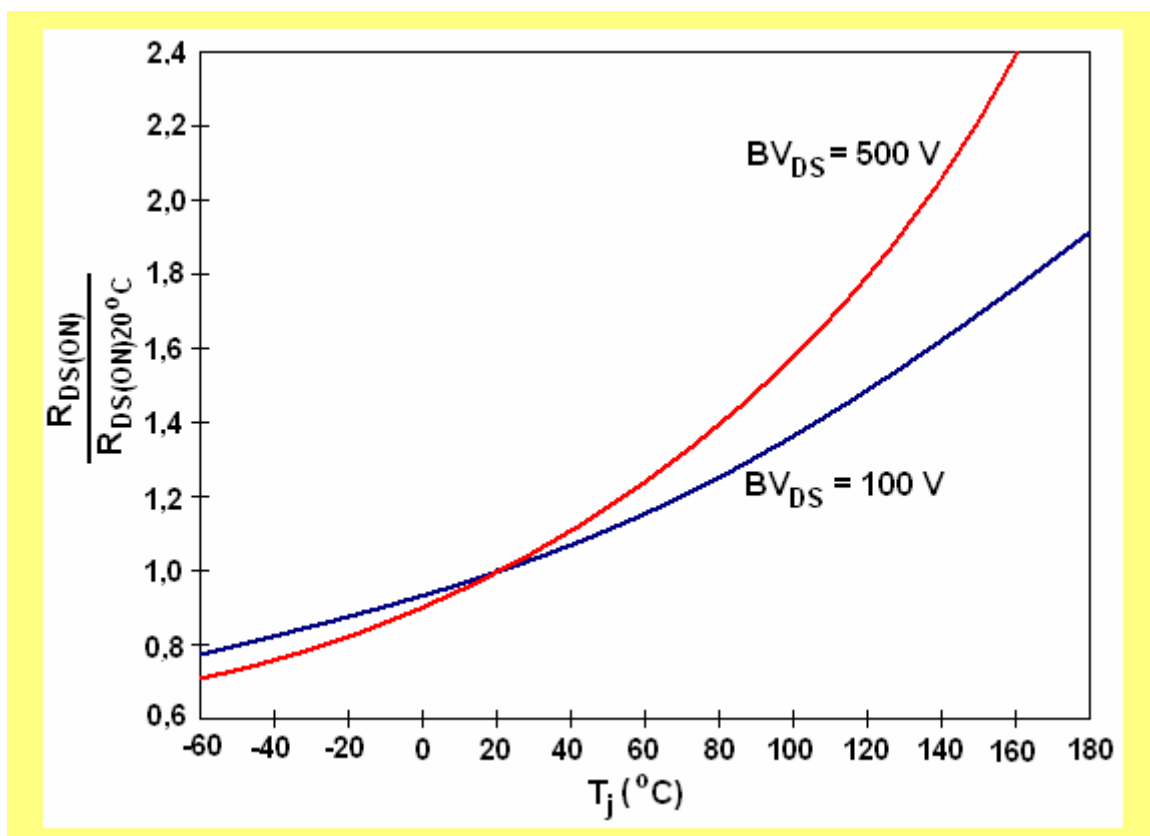
U opštem slučaju, najznačajniji udeo u $R_{DS(ON)}$ imaju otpornost kanala i otpornost epi-sloja, pri čemu otpornost kanala dominira kod niskonaponskih (probojni napon $BV_{DSS} < 100$ V), a otpornost epi-sloja kod visokonaponskih ($BV_{DSS} > 100$ V) komponenata (za postizanje visokog pro-

bojnog napona neophodno je da epitaksijalni sloj bude debeo i što slabije dopiran). Otpornosti oblasti akumulacije i JFET-a su relativno male, ali ne i zanemarljive (kod visokonaponskih komponenata mogu biti veće od otpornosti kanala). U svakom slučaju, poželjno je da otpornost uključanja bude što manja, ali je zbog probojnog napona neophodan kompromis u projektovanju tranzistora. Višećelijska struktura (sl. 6.17) predstavlja izuzetnu pogodnost u smislu postizanja male otpornosti uključanja: ako je otpornost jedne ćelije R , onda je ekvivalentna otpornost n identičnih paralelno povezanih jediničnih ćelija jednaka R/n . Stoga je poželjno što više smanjiti dimenzije i na istu površinu peleta smestiti veći broj ćelija, ali za sada nije moguće postići gustinu pakovanja veću od približno 2000000 ćelija po cm^2 zbog ograničene rezolucije fotolitografskih procesa.

Kada je VDMOS tranzistor uključen može se smatrati da se on ponaša kao nelinearni otpornik, te je snaga gubitaka na njemu:

$$P_{gub} = R_{DS(ON)} I_D^2. \quad (6.16)$$

S obzirom da otpornost uključanja nikada nije jednaka nuli, a kada su i struje drejna vrlo velike, ovi gubici postaju znatni. Izraz za P_{gub} nije tako jednostavan kao što izgleda na prvi pogled, jer je $R_{DS(ON)}$ složena funkcija temperature, napona između drejna i sorsa, struje drejna i načina izrade komponente. Zavisnost otpornosti uključanja od temperature spoja data je na sl. 6.21.



Sl. 6.21. Zavisnost otpornosti uključanja R_{DS-ON} od temperature spoja kod VDMOS tranzistora snage.

Sa sl. 6.21 može se uočiti da obe zavisnosti $R_{DS(ON)} = f(T)$, koje se odnose na dve različite vrednosti probojnog napona BV_{DS} , rastu sa temperaturom. Takođe, može se videti da komponente sa većim probojnim naponom imaju veću otpornost uključanja i veći temperaturni koeficijent

nego one sa nižim probojnim naponom. Ovo postaje razumljivo ako se ima na umu da kod visokonaponskih komponenata dominantan uticaj na vrednost otpornosti uključenja ima otpornost epitaksijalnog sloja (R_D u (6.15)), a kod niskonaponskih – otpornost kanala (R_{CH} u (6.15)). Temperaturni koeficijent otpornosti epitaksijalnog sloja je pozitivan, što doprinosi velikoj pozitivnoj vrednosti temperaturnog koeficijenta otpornosti uključenja. Otpornost kanala ima negativan temperaturni koeficijent, što dovodi do smanjenja vrednosti temperaturnog koeficijenta otpornosti uključenja niskonaponskih VDMOS tranzistora snage.

Transkonduktansa

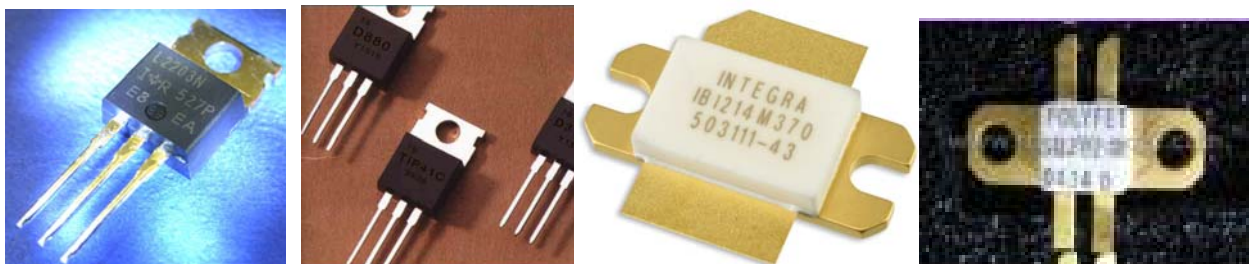
Transkonduktansa VDMOS tranzistora g_m je merilo osetljivosti struje drejna na promene napona na gejtju, a po definiciji se transkonduktansa računa kao

$$g_m = \left. \frac{dI_D}{dV_{GS}} \right|_{V_{DS} = const.} \quad (6.17)$$

Uobičajeno je da se ovaj parametar navodi za napon V_{GS} koji obezbeđuje struju I_D jednaku polovini maksimalne dozvoljene struje pri naponu V_{DS} koji garantuje rad u oblasti zasićenja. Kao i struja drejna, transkonduktansa je direktno proporcionalna širini, a obrnuto proporcionalna dužini kanala i debljini oksida gejtja. Poželjna je, dakle, što veća gustina pakovanja jer efektivna širina kanala raste, a njegova dužina se smanjuje sa povećanjem gustine pakovanja, ali treba imati u vidu da ovde važe ranije pomenuta ograničenja vezana za fotolitografiju, kao i da se kanal ne sme previše skraćivati zbog "punch-through" efekta. Debljina oksida gejtja se takođe ne sme previše smanjivati da bi oksid mogao da izdrži relativno visoke napone koji se javljaju u kolima u kojima se koriste snažne komponente. Transkonduktansa je funkcija pokretljivosti nosilaca u kanalu, što znači da i ona, poput otpornosti uključenja, jako zavisi od temperature (opada sa porastom temperature).

Napon praga

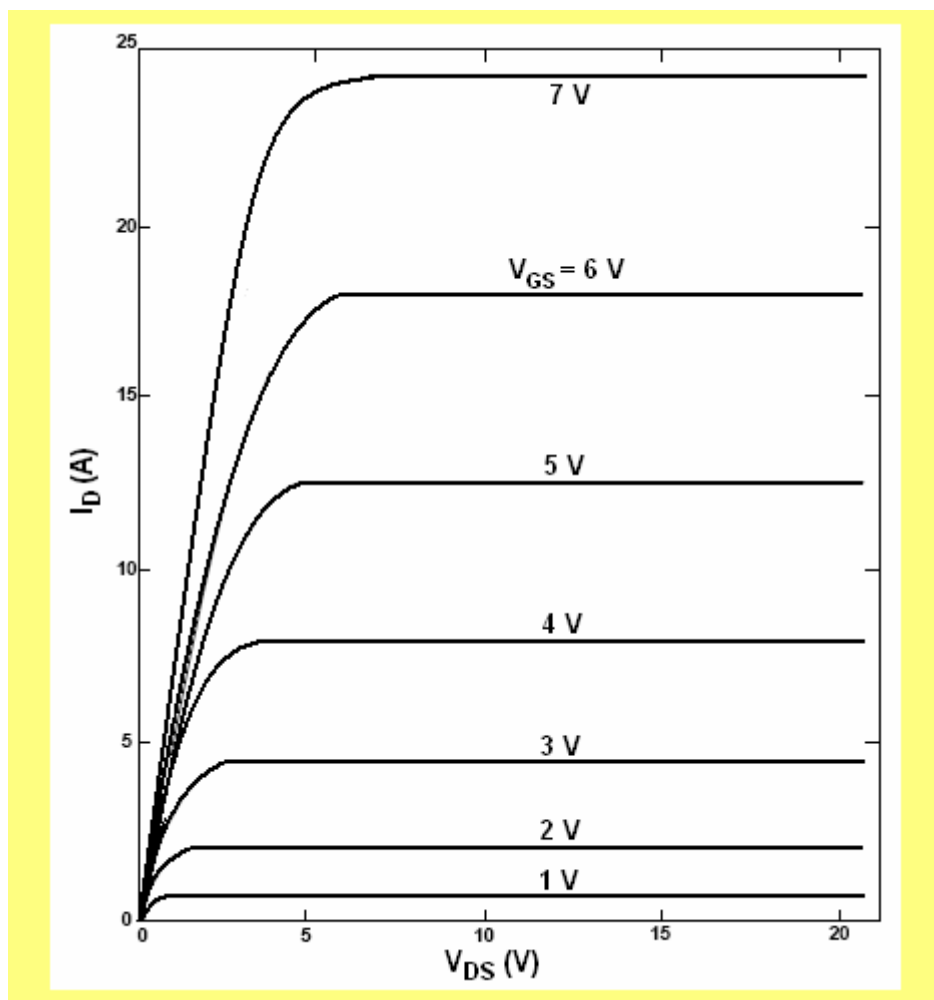
Napon praga V_T se definiše kao minimalni napon koji treba dovesti na elektrodu gejtja da bi nastupila jaka inverzija poluprovodnika ispod oksida gejtja i formirao se provodni kanal između oblasti sorsa i drejna. Napon praga VDMOS tranzistora snage se obično meri pri struji drejna od 250 μA . Tipične vrednosti napona praga su (2 ÷ 4)V za visokonaponske komponente kod kojih je oksid gejtja deblji, odnosno (1 ÷ 2)V za niskonaponske komponente, kompatibilne sa logičkim kolima, kod kojih je oksid gejtja tanji. Širom primenom snažnih MOS tranzistora u prenosivim elektronskim napravama i bežičnim komunikacionim uređajima, kod kojih je potrošnja ograničena kapacitetom baterija za napajanje, javlja se jasno uočljiv trend ka intenzivnijem razvoju VDMOS komponenata sa nižim vrednostima otpornosti uključenja i napona praga.



Sl. 6.22. Komercijalni VDMOS tranzistori snage.

6.4.2. Izlazne karakteristike i oblast bezbednog rada

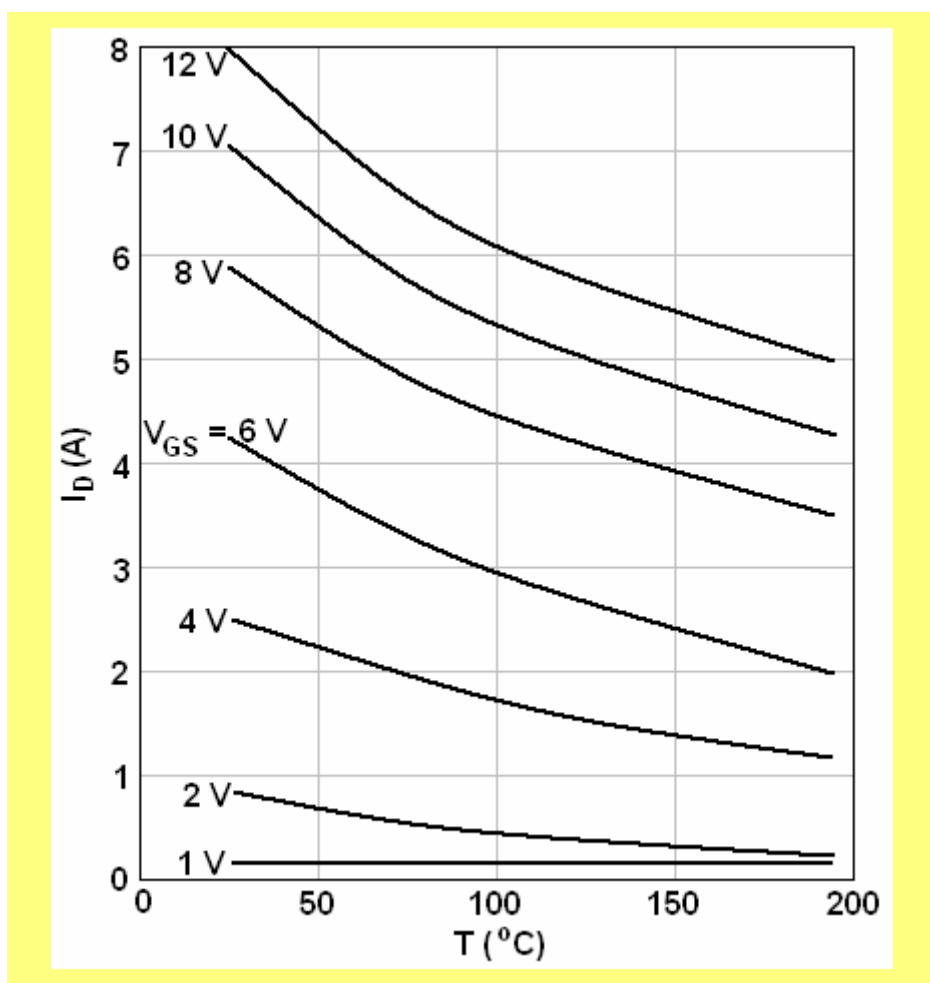
Izlazne karakteristike jednog VDMOS tranzistora snage sa uzemljenim sorsom prikazane su na sl. 6.23. Kod VDMOS tranzistora snage neophodne su relativno velike vrednosti pobudnih napona V_{GS} ; za većinu tipova VDMOS komponenata to je najmanje 1 V i o toj činjenici se mora voditi računa prilikom projektovanja kola za pobudu VDMOS tranzistora snage.



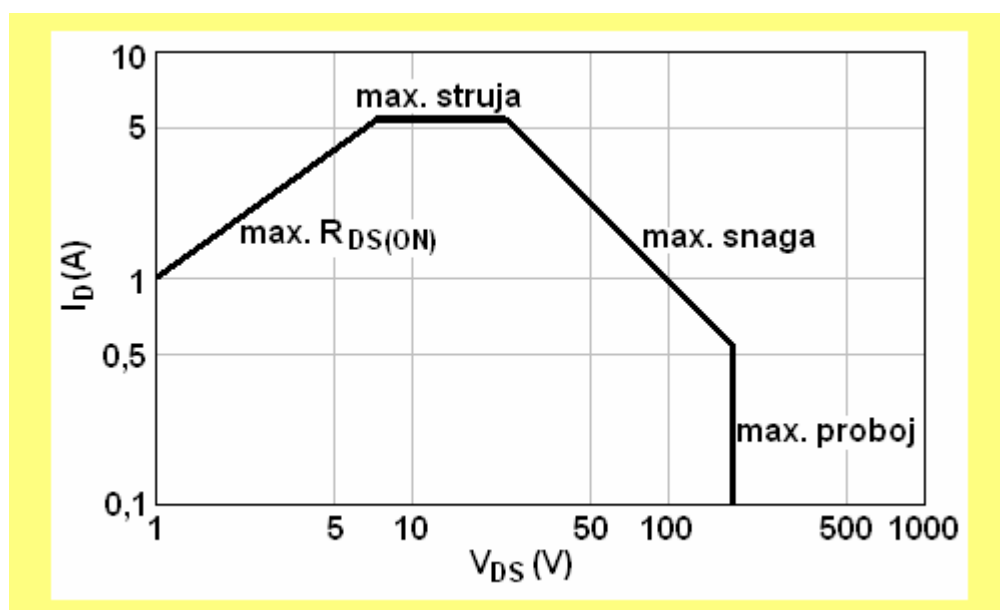
Sl. 6.23. Izlazne karakteristike VDMOS tranzistora snage.

Dobro je poznato da visoka radna temperatura predstavlja veoma čest uzrok otkaza bipolarnih komponenata snage. Do toga dolazi zato što struja teži da se koncentriše na oblast u okolini emitora i tako formira "vruće tačke". Krajnji rezultat je "termičko bežanje" i eventualno uništenje komponente. VDMOS tranzistori, međutim, rade na potpuno različit način, s obzirom da kod njih struja potiče od većinskih nosilaca. Pokretljivost većinskih nosilaca u silicijumu zavisi od temperature i to kada temperatura raste pokretljivost se smanjuje, a to znači da kako se čip zagreva, tako se nosioci usporavaju. Kao krajnji efekat uvećava se otpornost (sl. 6.21) i na taj način sprečava koncentrisanje struje, odnosno formiranje vrućih tačaka. Drugim rečima, ukoliko počne da se formira vruća tačka, lokalna otpornost se uvećava, usmeravajući tako struju na hladnije delove čipa. Dakle, struja drejna VDMOS tranzistora snage ima negativan temperaturni koeficijent (sl. 6.24), tako da je komponenta termički stabilna čak i za visoke temperature, te se može reći da VDMOS tranzistori snage poseduju sopstvenu zaštitu od termičkog bežanja i sekundarnog proboja. Dodatna pogodnost, neostvarljiva kod bipolarnih tranzistora, jeste što se

VDMOS tranzistori sange mogu povezati u paralelu, a da ne dođe do "krađe struje". Naime, ukoliko nastupi pregrevanje bilo koje komponente, njena otpornost se uvećava i struja se usmerava prema hladnijim čipovima.



Sl. 6.24. Temperaturna zavisnost struje drejna VDMOS tranzistora snage.

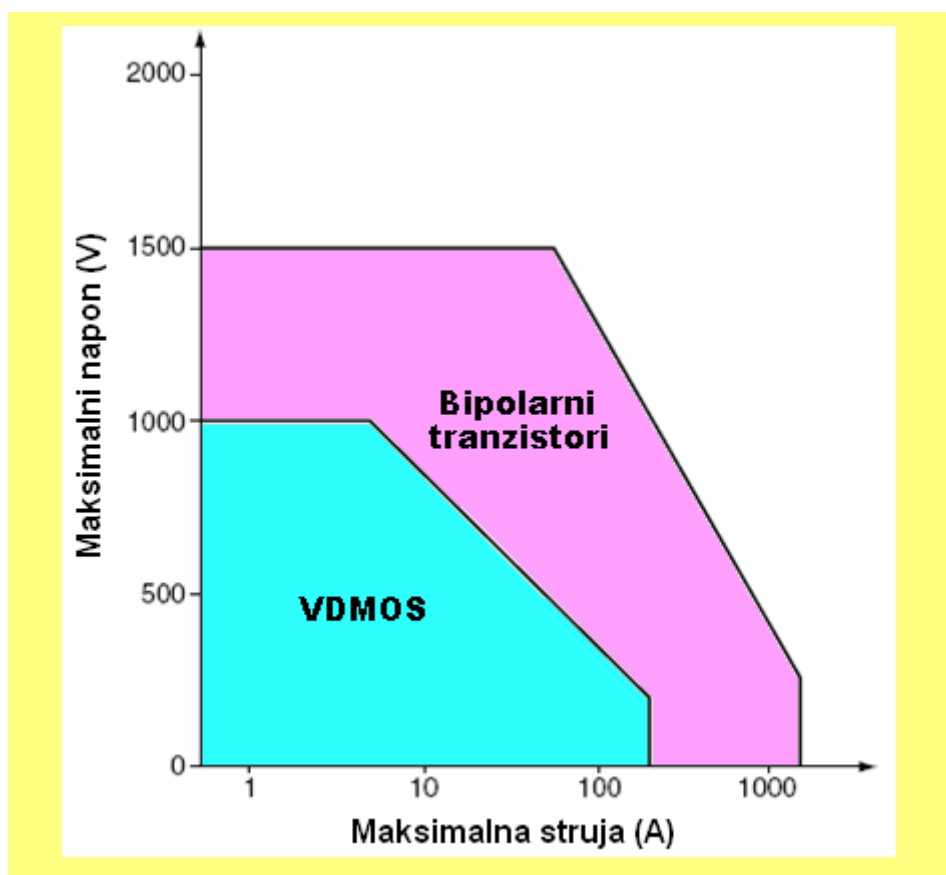


Sl. 6.25. Tipična SOA karakteristika za VDMOS tranzistor snage 100 W.

Kao i u slučaju bipolarnog tranzistora, oblast bezbednog rada definiše granične vrednosti struje i napona kojim se VDMOS tranzistor može kratkotrajno opteretiti a da pri tom ne nastupi pregorevanje komponente. Kao što je ilustrovano na sl. 6.25, ove granične vrednosti su definisane maksimalno dozvoljenim vrednostima struje, napona i snage. Treba napomenuti da kataloške SOA (od Safe Operatig Area) krive nisu najsigurnije za praktičnu primenu, čak i kada se primenjuju za komponente istog tipa. Razlog za to je što SOA ograničenja ne reprezentuju generalno granice koje, ako se nadvise, rezultiraju trenutnom destrukcijom komponente, već ova ograničenja, pre svega, predstavljaju granice iznad kojih se ne može garantovati pouzdani rad VDMOS tranzistora snage. Zbog toga, za odgovarajuću primenu korisnik mora sam da odredi oblast bezbednog rada koja odražava specifične zahteve u pogledu aplikacije i mogućnosti same komponente.

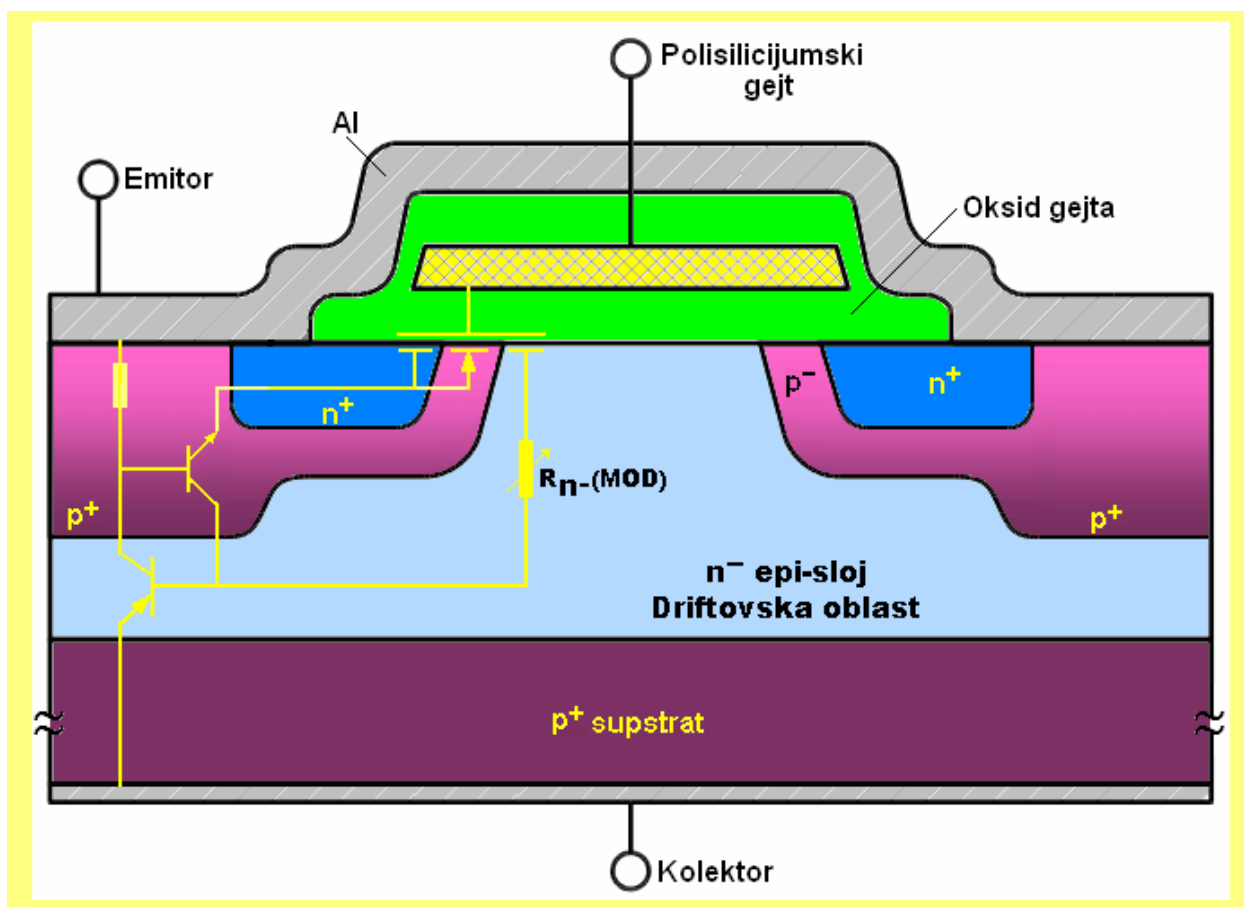
6.5. IGBT

Kao što je rečeno, VDMOS tranzistori snage imaju određene bolje karakteristike u odnosu na bipolarne tranzistore snage (odjeljak 6.4). Sa druge strane, pak, kada su u pitanju komponente izuzetno velike snage, bipolarni tranzistori su u prednosti nad VDMOS-ovima, s obzirom da imaju manju vrednost napona zasićenja ($V_{CEsat} < V_{DSsat}$) i mogu se proizvoditi za veće radne napone i struje (sl. 6.26). Stoga se došlo na ideju da se napravi komponenta koja će u sebi da sadrži dobre osobine i VDMOS i bipolarnog tranzistora. Takva komponenta je IGBT (od Insulated-Gate Bipolar Transistor).

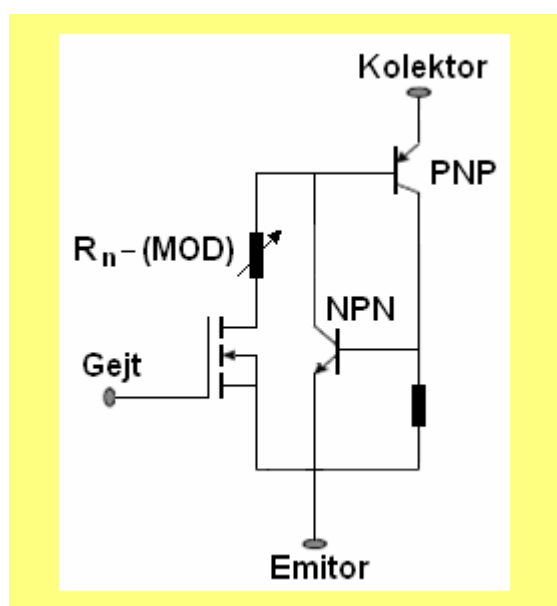


Sl. 6.26. Uporedne maksimalne vrednosti struja i napona kod VDMOS i bipolarnih tranzistora snage.

IGBT je provodno modulirani tranzistor sa efektom polja, koji na ulazu ima VDMOS a na izlazu bipolarni tranzistor (sl. 6.27). Stoga se sreće i pod nazivima COMFET (od CONductivity Modulated FET), IGR (od Insulated-Gate Rectifier), GEMFET (Gain-Enhanced MOSFET) i BiFET (od Bipolar FET).

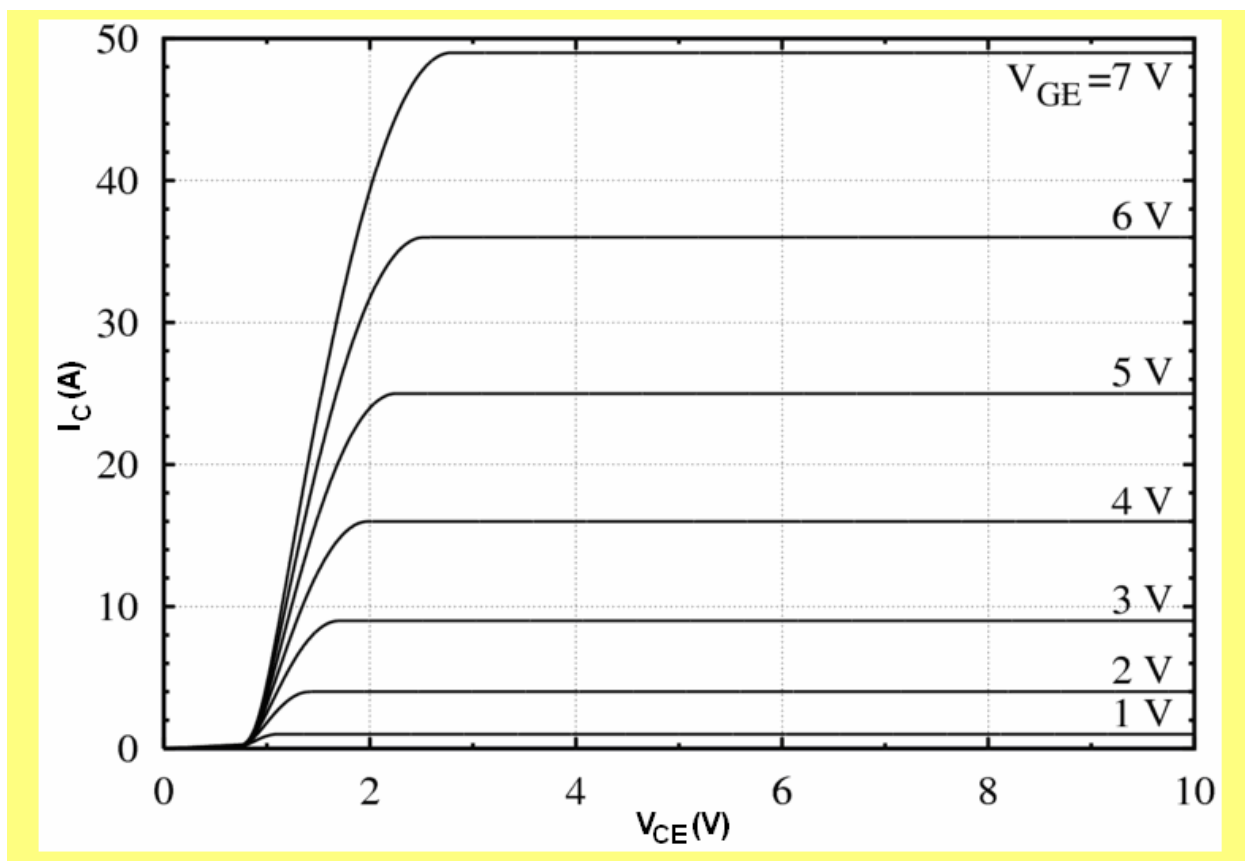


Sl. 6.27. Poprečni presek IGBT-a; na osnovu ove slike prikazano je ekvivalentno kolo na sl. 6.28.



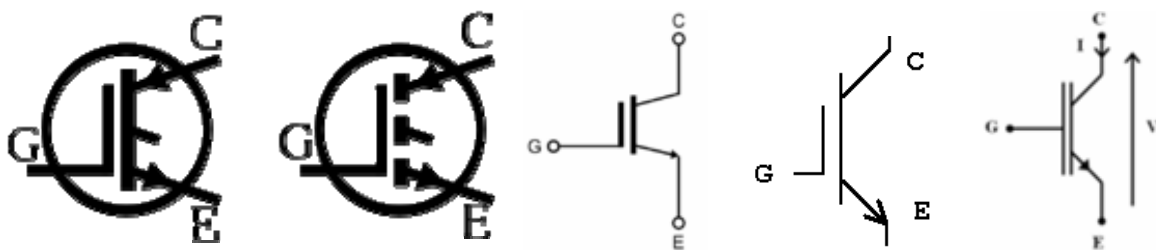
Sl. 6.28. Ekvivalentno kolo IGBT-a sa sl. 6.27.

Na sl. 6.27 prikazan je poprečni presek tipičnog IGBT-a sa polisilicijumskim gejtom, a na sl. 6.28 ekvivalentno kolo. Ako se uporedi struktura IGBT-a sa strukturom VDMOS-a (sl. 6.18) vidi se da su veoma slične. razlika je što se umesto n^+ supstrata koristi p^+ podloga, iznad koje se nalazi n^- epitaksijalni sloj. Ovaj n^- sloj ima ulogu baze NPN tranzistora, te se u njega, iz p^+ supstrata, injektuju elektroni koji menjaju provodnost n^- oblasti (zato je na sl. 6.27 to predstavljeno otpornošću R_n -(MOD)). Iako su razlike u strukturama VDMOS-a i IGBT-a male, one, ipak, dovode do značajne razlike u ekvivalentnom kolu (sl. 6.28), jer umesto vertikalnog JFET-a, kod IGBT-a postoji vertikalni PNP bipolarni tranzistor. Posledica ovoga je, nezavisno od vrednosti struje, pad napona reda 50 mV. Ovaj pad napona može biti za više od reda veličine manji od pada napona kod nemodulisanih komponenta pri velikim strujama, a to znači da će napon zasićenja IGBT-a biti manji nego kod VDMOS tranzistora snage. Izlazne karakteristike jednog IGBT-a relativno male snage prikazane su na sl. 6.29.



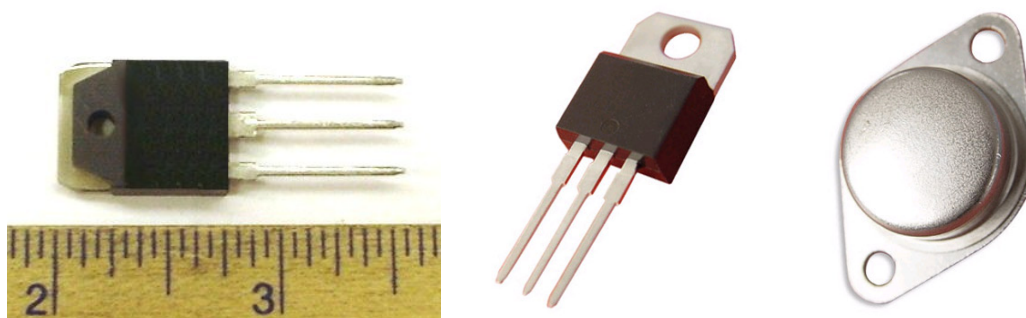
Sl. 6.29. Izlazne karakteristike IGBT-a.

Oznake IGBT-ova u šemama izgledaju kao na sl. 6.30, a nekoliko komercijanih komponenta prikazano je na sl. 6.31.



Sl. 6.30. Simboli IGBT-a.

Pogodnost IGBT-a je što se od njih mogu sačiniti tkzv. IGBT moduli. Takvi moduli mogu biti projektovani za veoma velike struje i napone. Kao primer, na sl. 6.32 prikazan je IGBT modul proizvodnje *Mitsubishi* ($I_{Cmax} = 1200\text{ A}$, $V_{CEmax} = 3300\text{ V}$).



Sl. 6.31. Komercijalni IGBT-ovi.



Sl. 6.32. IGBT modul proizvodnje *Mitsubishi* ($I_{Cmax} = 1200\text{ A}$, $V_{CEmax} = 3300\text{ V}$).

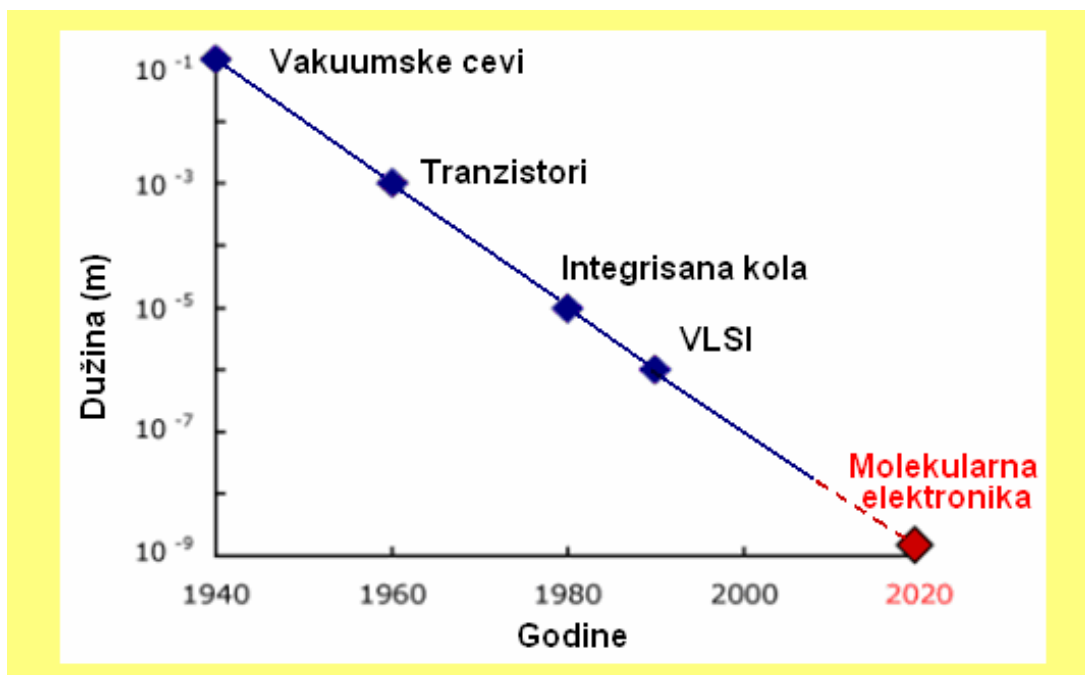
7. NANOTEHNOLOGIJA I KOMPONENTE BUDUĆNOSTI

Svake godine nas impresionira sve veći broj tehnoloških inovacija. Ipak, s pravom se može reći da su ta tehnološka "čuda" veoma skromna u odnosu na ono što tek dolazi. Pogled na samo deo budućnosti tehnologije izrade elektronskih komponenata i elektronskih naprava fascinira da je, praktično, nezahvalno prognozirati šta će se sve i kako u budućnosti proizvoditi. Stoga će ovde biti dat samo deo onoga šta će, možda, biti u budućnosti.

Veliki deo zasluga za ono što nam se događa i što će nam se događati u elektronici pripada tehnologiji, koja će u budućnosti postati još važniji deo našeg života, ali će biti toliko diskretno integrisana u njega da je nećemo ni primetiti. U sledećih dvadesetak godina očekuje se tržišna primena brojnih novih tehnologija. Ono što im je svima zajedničko, ali i što raduje je da sve nadolazeće tehnologije u svom središtu imaju čoveka i njihovu primenu na svakodnevni život pojedinca. Vojska polako gubi korak sa inovacijama, tako da je razvoj tehnologije za vojne potrebe sve manje popularan. Taj trend predvode sami naučnici, koji i sami tvrde da je došlo vreme humanizacije tehnologije. S druge strane, pravila igre diktira novac. Svaka nova tehnologija koja je namenjena poboljšanju svakodnevnog života izlazi na tržište od nekoliko milijardi ljudi, i jasno je zašto se onda sve više para ulaže upravo tu.

Kada je reč o poluprovodničkim komponentama, osnovni cilj će i dalje biti smanjivanje dimenzija istih, sve do nivoa molekula, pa, čak, i atoma. Elektronika bazirana na takvim komponentama već sada se zove molekularna elektronika. Pored znatno većeg stepena integracije, odnosno izuzetno većeg broja aktivnih komponenata po čipu, smanjivanje dimenzija komponenata dovešće do daljeg povećanja brzine njihovog rada. Naravno, postojeći poluprovodnički materijali, prvenstveno silicijum, biće zamenjeni drugim, tako da će i principi rada sadašnjih komponenata biti drugačiji. Na sl. 7.1 prikazano je kako su se tokom godina smanjivale dimenzije (konkretno dužina) komponenata.

Neminivno se postavljaju pitanja: kada će silicijum biti zamenjen drugim materijalima i da li će i dalje važiti Murov zakon? Naime, kao što je poznato, elektronsku revoluciju kakvu poznajemo u sadašnjem obliku, posebno kada je reč o računarskoj tehnologiji, uslovio je izuzetno brz razvoj integrisanih kola na bazi silicijuma, koji je otvorio napredak nezabeležen u istoriji civilizacije. Silicijumski mikroprocesori su postajali i postaju i sada sve brži i moćniji zahvaljujući stalnom povećavanju broja komponenata u integrisanim kolima, a novi modeli raznovrsne računarske opreme pojavljuju se takvom brzinom da ih s poteškoćama prate i najbolje upućeni poznavaoци. O ovakvom tempu razvoja govori poznati Murov zakon (sl. 56 u *Elektronskoj fizici čvrstog tela*), nazvan po osnivaču Intela Gordonu Muru, koji kaže da se broj elektronskih komponenata u mikroprocesoru udvostručuje svakih 18 meseci. Međutim, fantastičan napredak koji je doživeo silicijumski čip, ucrtan Murovim zakonom, ima svoje granice posle kojih neće postojati fizička mogućnost da u jedan silicijumski čip stane još elektronskih komponenata. Ograničenje je uslovljeno smanjivanjem najmanje komponente integraisanog kola na veličinu atoma, kada će dalji razvoj mikroprocesora biti zaustavljen. Poluprovodnička tehnologija poštovala je Murov zakon gotovo 40 godina, a prema mišljenju mnogih stručnjaka to bi trebalo da potraje do 2020 godine, dok mikroprocesori ne dođu do atomske granice, što će značiti kraj ere silicijuma.



Sl. 7.1. Smanjivanje dimenzija komponenata tokom godina i predviđanje do 2020. godine.

7.1. NANOTEHNOLOGIJA

Izazov koji se postavlja pred tehnologije koje se kandiduju da zamene silicijumski mikroprocesor je prevazilaženje granice u veličini i spuštanje elektronike na nivo molekula i atoma. Takve komponente su po svojoj prirodi fundamentalno različite od onih sa čime se poluprovodnička tehnologija do sada suočavala. Atomi su, uslovno, elementarne čestice od kojih je sačinjen svaki materijal u svetu oko nas. Njihovo ponašanje opisano je neintuitivnim zakonima kvantne mehanike, što predstavlja suštinu problema pri svakom pokušaju da se manipuliše tako malim objektima. Međutim, san o nanosvetu nešto je širi od pitanja stvaranja i kontrole dovoljno malih tranzistora – postoji čitava naučna oblast koja se poslednjih godina bavi ispitivanjem objekata merljivih u nanometrima. Njen opšteprihvaćen naziv je nanotehnologija, a ona je hibridna disciplina kvantne fizike, hemije, biologije i inženjerstva. Osnovni cilj ove nauke je kontrola nad jednim ili samo nekoliko pojedinačnih atoma, koji bi se mogli "slagati" u strukture po želji. Pokazalo se, međutim, da izučavanja pojava na nivou molekula i atoma ukazuju da postoje kvantna ograničenja, koja mogu da rezultuju različitim elektromagnetnim i optičkim svojstvima materije između nanočestica i drugih materija. U tom smislu je i Gibbs-Thomsonov efekat: snižavanje tačke topljenja materije kada se njena veličina meri nanometrima.

Pa šta su, u stvari, nanonauka i nanotehnologija? Oblast kojom se bave slikovito opisuje njihov naziv: "nanos" na grčom znači patuljak. U suštini, to su napredna, vrhunska nauka i tehnologije koje izučavaju sve što se odigrava na izuzetno maloj lestvici veličina materije i pokušavaju iz toga da izvuku korist koja može da bude zaista velika i opšta. Koliko su te veličine male teško je i zamisliti. Nanometar je milijarditi deo metra, milioniti deo milimetra ili veličina desetak vodonikovih atoma. Toliko porastu naši nokti u jednoj sekundi. Smatra se da se ova grana nauke bavi istraživanjima i razvojem tehnologije na lestvici od 1 nm do 100 nm, u nekim posebnim slučajevima i ispod 1 nm. A to je lestvica na kojoj se prepliću hemijski, fizički i biološki procesi. Još važnije, na njoj se odigravaju i životni procesi. Molekul DNK, širok samo 2 nm, najmanja je prirodna nanomašina programirana da gradi svoje kopije i čuva podatke potrebne za izgradnju belančevina.

7.1.1. Začeci nanotehnologije

Naziv “nanotehnologija” prvi je upotrebio japanski naučnik Norio Taniguči 1974. godine, ali je za njenu promociju najzaslužniji američki fizičar Erik Dreksler, tada istraživač na Massachusettskom institutu za tehnologiju, koji je 1986. godine objavio knjigu *Engines of Creation*. Mešajući naučne činjenice s fantastikom, Dreksler je svojom knjigom zapalio kolektivnu maštu i pobudio veliko zanimanje za nanosvet. Oslikao je budućnost u kojoj sićušne mašine, nazvane asembleri, putuju kroz ljudski krvotok i leče razne bolesti delujući samo na obolele ćelije. One razvijaju veštački mozak, uklanjaju zagađenje iz vazduha i grade doslovno sve – zgrade, mostove ili vasijske brodove. Ali, ne ciglu po ciglu, već atom po atom (sa danas nezamislivom tačnošću). A pošto bi mogli i sebe da umnožavaju, asembleri bi postali radna snaga koja bi ukinula siromaštvo i glad u svetu. Bila bi to nova industrijska revolucija koja bi čovečanstvu donela blagostanje, ali ako bi dospela u pogrešne ruke ili postala sposobna da se otme ljudskoj kontroli i nastavila vlastitu evoluciju, stvorila bi “sivu ljuđu”, odvratnu masu koja bi prekrila Zemlju za nekoliko dana. I, ako je 1986. godine to bio samo nanofantastični svet Erika Drekslera, već danas neka od njegovih predviđanja su se obistinila, sa tendencijom razvoja i nekih novih proizvoda koji bi i u pomenutoj knjizi bili isuviše fantastični.

Na ovom mestu neophodno je napomenuti da Dreksler i Taniguči nisu prvi naučnici koji su sanjali o nanosvetu. Skoro tri decenije ranije, 29. decembra 1959. godine, istaknuti američki fizičar Ričard Fejnman (Richard Feynman) održao je u Američkom fizičkom društvu čuveno predavanje pod nazivom: “There’s plenty of room at the bottom” (“Postoji obilje mesta na dnu”). Fejnman je obrazlagao mogućnost da će u budućnosti moći da se rukuje materijalima na lestvici atoma i molekula. Dokazivao je da će cela “Enciklopedija Britanika”, sa svoja 24 toma, moći da se ispiše na glavi čiode. Ili da sve što je od pamtiveka napisala ljudska ruka stane u kockicu čije stranice nisu veće od 0,1 mm. Slova bi bila u digitalnom obliku, a po 100 atoma predstavljali bi svaki digitalni bit informacije...

7.1.2. Opasnosti od nanotehnologije

S pravom se postavlja pitanje: da li je posle parne mašine, električne energije i informatičke revolucije na redu i nanotehnološka revolucija? I šta bi ona mogla novo da donese? Ipak, neki stručnjaci veoma su zabrinuti... Naime, ima onih koji svesrdno podržavaju dalji razvoj nanotehnologije, ali i onih koji se tome protive, po kojima nuklearni rat i razaranje krhke prirodne okoline možda nisu najgora pretnja čovečanstvu. Protivnici nanotehnologije kao glavni argument navode scenario najgoreg slučaja (o kraju sveta), nazvan “Grey Goo”. Naime, po njima, “Grey Goo” je jedna varijanta scenarija u kojem nanobiotehnologija pravi samoumnožavajuće nanomašine koje uništavaju sve organske čestice, žive ili mrtve, praveći naslage slične neživim organskim masama. Po njima, ove nanomašine, tj. sićušni graditelji, nazvani “assembleri”, ne samo da će moći da sklapaju pojedine atome u veće celine, pretvarajući atome i molekule jedne supstance u neku drugu, već će moći i da se razmnožavaju. I zato, ako bi stvari slučajno izmakle kontroli, sve životinje, ljudi i biljke mogli bi da postanu njihova hrana i žrtva. Nalik današnjim virusima, ali mnogo sposobniji i opasniji od njih, pandemija assemblera pokorila bi Zemlju za nekoliko dana. Našu lepu planetu prekrila bi siva, lepljiva i ljigava supstanca nazvana “gray goo” (“siva ljuđa”). Mada je danas ova opasnost malo verovatna, nije sasvim odbačena mogućnost da će se možda nekada, u daljoj budućnosti, i dogoditi.

Kritičari nanotehnologije, takođe, ukazuju na potencijalnu toksičnost novih klasa nanosupstanci koje mogu da utiču na stabilnost zidova ćelija ili da naruše imunološki sistem čoveka kada se udahnu ili apsorbuju. Drugim rečima, po njima nanotehnologija donosi sasvim realnu

pretnju očuvanju zdravlja i prirodne okoline. Objektivna procena rizika može da proizađe iz iskustva, s obzirom da je kroz celu evoluciju čovek bio izložen dejstvu sitnih čestica kojima obiluje priroda, aerozagađenju i raznim mikroorganizmima. Neke od tih čestica i mikroorganizama imaju dokazano štetno dejstvo. Na primer, čestice kvarca i ugljene prašine, kao i vlakna azbesta mogu da izazovu ozbiljne plućne bolesti, uključujući i rak. Utvrđeno je da su ugljena prašina, kvarc i azbest opasni jer su toliko mali da mogu duboko da prodru u pluća, ali imaju takvu dužinu da potom ne mogu da se izbace. Otporni su na razlaganje u organizmu i mogu da izazovu oksidacione promene na tkivima slične slobodnim radikalima. Pored toga, postoji mogućnost da nanočestice u pijaćoj vodi budu opasne za ljude i životinje.

Ipak, teško je zamisliti slučaj kada bi nanočestice mogle slobodno i u značajnijoj količini da se nađu u prirodnoj okolini. Moguća opasnost ograničena je na proizvodne objekte. Nekoliko vrsta nanočestica se trenutno koristi u kozmetici i kao zaštita od štetnog dejstva sunca. Naime, kreme za sunčanje sadrže nanočestice titanijumoksida ili cinkoksida. One su suviše male da bi odbijale vidljivu svetlost, ali nisu i za štetne UV zrake, čija je talasna dužina mnogo manja (tanki nanoslojevi se ugrađuju i u naočare za sunce i kao zaštita od grebanja stakala). Međutim, postoji bojazan da bi ovako sitne čestice mogle da prodru kroz kožu, pogotovo ako je ona već oštećena (opekotinom, ekcemom). Iako još nije zabeleženo njihovo štetno dejstvo (ili se ono, bar zasad, ne obelodanjuje), ipak je utvrđeno da se ćelije izložene nanočesticama titanijumdioksida raspadaju dva puta brže nego uobičajeno, što će, verovatno, imati neke posledice.

Još nije utvrđeno koliki je životni vek proizvoda koje u sebi sadrže nanočestice i nije ispitano da li preti opasnost od zagađenja prirodne okoline, slične onoj koju je donela era nerazgrađenih plastičnih masa. U rudnicima, žitnim silosima i na nekim drugim mestima postoji stalna opasnost od eksplozije oblaka prašine zapaljive supstance. Stručnjaci se pribojavaju da će one nanočestice koje mogu da gore biti još podložnije eksplodiranju usled njihove veće površine i reaktivnosti.

Posle svega, nameće se pitanje: postoji li opasnost? Apokaliptička opasnost od svemoćnih asemblera nije nešto što može da zapreti u doglednoj budućnosti. Ali, ... Nadajmo se da je čovečanstvo izvuklo pouke iz prošlosti i da će, ako zatreba, blagovremeno pronaći odgovarajuća rešenja. Tako bi i ova strahovanja ostala samo nešto što se uvek javlja kad god smo se suočavali s nečim novim i nepoznatim, a nanotehnologija bi imala otvoren put da postane vodeća tehnologija 21. veka.

7.1.3. Prednosti i pogodnosti koje pruža nanotehnologija

Bojazan da bi asembleri mogli da preskoče jaz između naučnog predskazanja i stvarnosti, posledica je neumitnog, veoma brzog razvoja nanotehnologije. Sve je veći broj nanoproizvoda i oruđa potrebnih ovoj novoj tehnologiji. Hiljade preduzeća i mnogi univerziteti u SAD, Evropi i Japanu svake godine troše milijarde evra na nanotehnološka istraživanja. Izgradnja istraživačkih laboratorija vrlo je skupa. Između ostalog, ove laboratorije moraju da budu potpuno zaštićene od bilo kakvog podrhtavanja tla i prašine – na nanometrijskoj lestvici zrno prašine je kao planina. Ipak, svi znaju da postoji dobar razlog da ulažu. Jer, ako se posmatra s bolje strane, nanotehnologija obećava novu tehnološku revoluciju, možda i opšte blagostanje.

U delu 7.2 biće detaljnije dat pregled materijala i elektronskih komponenta čiji bi se rad zasnivao na efektima koji proističu iz nanotehnoloških istraživanja i pogodnostima koje one pružaju, posebno u optoelektronici i kompjuterskoj tehnici. Stoga će ovde biti navedene samo neke od prednosti koje nanotehnologija nudi u oblastima koje nisu eksplicitno vezane za elektroniku.

Zanimanje za brz razvoj nanotehnologije je opšte, s obzirom da materijali sa dimenzijama nanometara imaju neočekivane osobine. Te osobine su, uglavnom, mnogo bolje nego kada su isti materijali na uobičajenoj lestvici veličina. Ta činjenica nanotehnologiji obećava da će pomračiti

slavu svih dosadašnjih tehnoloških revolucija. Dva osnovna razloga za ovakvu promenu u ponašanju materije su: veliko povećanje površine po jedinici mase i dejstvo kvantnih pojava. Naime, kada se čestica smanjuje, raste procenat atoma koji se gomilaju na njenoj površini u odnosu na broj atoma u unutrašnjosti. Na primer, čestica od 30 nm ima samo 5 % atoma na površini, dok kod čestice od 3 nm taj procenat iznosi 50 %. Pošto se katalitički i drugi hemijski procesi uglavnom odigravaju na površini, smanjenje veličine čestica dovodi do povećane hemijske reaktivnosti. Stoga su se neki nanomaterijali već dokazali kao najbolji katalizatori. S druge strane, većina metala je izgrađena od malih kristalnih zrnaca, tako da se dodirne površine između njih ponašaju kao amortizeri koji usporavaju ili zaustavljaju širenje deformacija kada se na metal deluje nekom silom. S obzirom da imaju veće dodirne površine, nanočestice imaju i veću čvrstinu. Tako, nanokristalni nikl je čvrst kao najtvrđi čelik.

Nisu samo nanokristalni metali čvršći od metala dobijenih na klasičan način. Pokazalo se da i drugi materijali koji u sebi sadrže nanočestice dobijaju izuzetne mehaničke i elastične osobine. Već se, sa ugljeničnim nanočesticama, proizvode teniski reketi (sl. 7.2) i štapovi za pecanje koji su lakši a znatno čvršći od do sada postojećih. Takođe, nanočestice nalaze i naći će primenu u građevinarstvu. Naime, kvalitet betona umnogome zavisi od isprepletenosti i povezanosti čestica različite veličine (peska, cementa, šljunka...). Korišćenje nanočestica omogućava da se popune sve praznine, što smanjuje poroznost betona i potrebnu količinu vode. Kada takav beton očvrstne, naprezanja su bolje raspoređena. Ovakav "haj-tek" beton tri puta je lakši od čelika, a ima istu otpornost (petnaest puta bolju od običnog betona). Zato ne mora da se ojačava dodavanjem metalnih šipki, što ga čini veoma upotrebljivim za izgradnju mostova (sl. 7.2).



Sl. 7.2. Samo neki od primera primene nanočestica gde su se one pokazale izuzetno efikasnim.

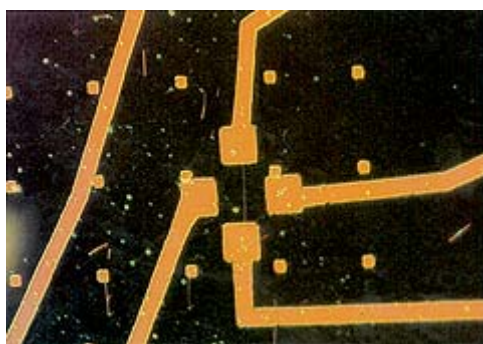
I u auto-industriji nanočestice mogu da igraju veliku ulogu. Na primer, kada se nanočestice cezijum-oksida dodaju dizel-gorivu smanjuje se njegova štetnost po okolinu. One se u gorivu vezuju za čestice zagađivače i smanjuju im termičku otpornost, pa ih toplota motora jednostavno uništava. Pored toga, nanočestice mogu da se dodaju i ulju za podmazivanje motora (sl. 7.2). Značajno smanjuju njegovo habanje i potrošnju goriva. Kao dodatak plastici nanočestice gline se koriste da se ojačaju branici automobila, uz zadržavanje njihove elastičnosti. Dalje, postoje nanočestice koje oporavljaju istrošene automobilske gume. Ima ih i u nekim bojama za šasijske automobile da bi smanjile njihovu potrošnju i upotrebu razređivača. Planira se da budu i deo u gorivnim vodoničnim ćelijama, gde bi zamenile platinu kao katalizator.

Značajna primena pogodnosti koje pruža nanotehnologija očekuje se u medicini. Tu se, pre svega, misli na sićušne mašine, nazvane asembleri, tj. "nanolekare" koji će moći da putuju kroz ljudski krvotok (sl. 7.3) i biće sposobni da prepoznaju svoju metu (na primer, ćeliju raka), da joj pruže potreban lek ili da joj izmene genetski sastav. Dalje, na Harvardu su već razvijene nanožice, široke 10 nm i duge oko 1000 nm. Nanožice, kao na sl. 7.4a, mogle bi da se koriste za otkrivanje početnih tragova neke bolesti: na nanožice su naneta antitela koja se vezuju za PSA, antigen koji je indikator raka prostate. Ako je PSA prisutan u krvi, vezaće se za antitela na žici, što će promeniti njenu provodnost i uključiti električni signal. Pored toga, ako se kvantne tačke (videti deo 7.2.4) pobude laserima, svetle nedeljama. U savremenim bio i medicinskim laborato-

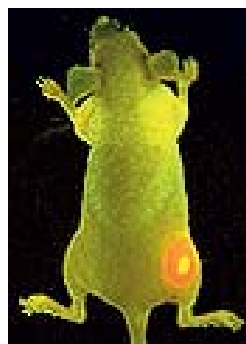
rijama koristiće se kao "markeri" za otkrivanje određenih gena i belančevina u ćelijama. Kad se prikaže na peptide ili antitela koja prepoznaju ćelije raka, pomoći će da se obolela mesta lako uoče (kao kod miša na slici 7.4b).



Sl. 7.3. "Nanolekari" će moći da putuju kroz ljudski krvotok i biće sposobni da prepoznaju svoju metu (na primer, ćeliju raka), da joj pruže potreban lek ili da joj izmene genetski sastav.



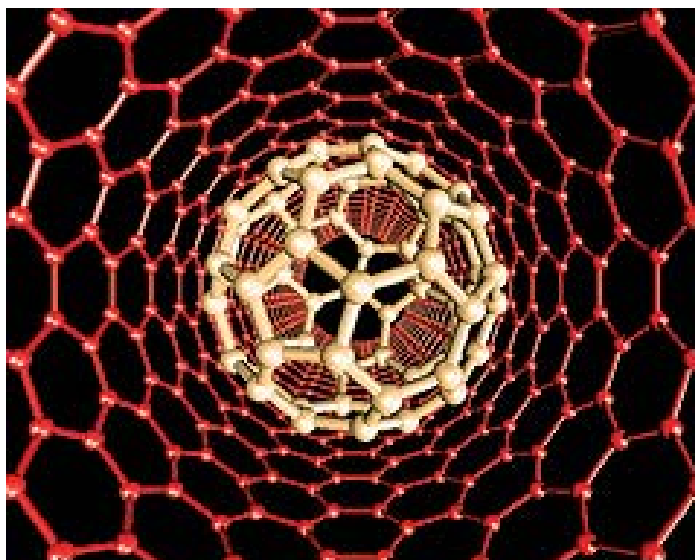
a.



b.

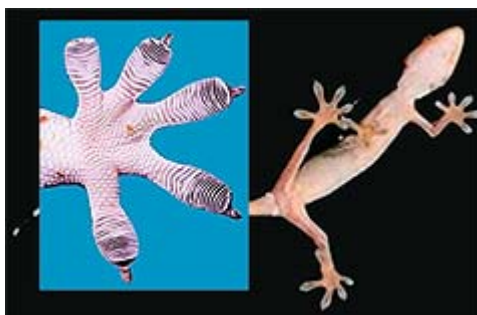
Sl. 7.4. a – Nanožice se mogu da koriste za otkrivanje početnih tragova neke bolesti;
b – prepoznavanje ćelija obolelih od raka pomoću kvantnih tačaka.

Da bi zaslužili svoje ime, nanomaterijali moraju da imaju makar jednu dimenziju manju od 100 nm. Tako postoje jednodimenzionalni nanoslojevi – filmovi ili površinske "skrame" čija je debljina nanometarska, ali su širina i dužina veće. U materijale koji imaju dve nanodimenzije svrstavaju se neki biopolimeri. Uz sadejstvo s neorganskim nanomaterijalima, oni bi mogli da imaju izuzetno važnu upotrebu. Pre svega u medicini kao svojevrzne mini laboratorije (labs on chip), zamišljene da izvide različite biološke i genetske testove, brzo i bez nelagodnosti za pacijenta. U trodimenzionalne materijale spadaju i nanokristalni materijali fulereni (ugljenik 60) i tkzv. dendrimeri. Otkriveni 1985. godine, fulereni su molekuli ugljenika poređani u rešetku oblika fudbalske lopte, sl. 7.5. Čudesna nanolopta ima prečnik od samo 1 nm, a sastoji se od 60 ugljenikovih atoma povezanih u 20 šestougona i 12 petougona. Dendrimeri su račvasti polimeri (nalik drveću) koji su nastali spajanjem manjih nanojedinica. Njima se, takođe, predviđa uloga sićušnih robota-lekara. Mogli bi da budu i čistači zagađene prirodne okoline.



Sl. 7.5. Fulereni – molekuli ugljenika poređani u rešetku oblika fudbalske lopte u ugljeničnoj nanocevi (o nanocevima videti deo 7.2.3).

U nanosvetu i van der Valsove sile igraju mnogo značajniju ulogu. Mogu i da odmognu i da pomognu. To su one sile koje se javljaju između elektroneutralnih molekula, kada se na jednom njihovom kraju nagomilava pozitivno, a na drugom negativno naelektrisanje. Molekuli se ponašaju kao sićušni magneti čiji se suprotno naelektrisani krajevi privlače. Zato ove sile mogu da predstavljaju smetnju za rad budućih sićušnih mašina. A koliko ove, inače slabe sile, mogu da budu jake u nanosvetu najbolji je primer jedna životinja – guster geko (sl. 7.6). Stručnjaci nika-ko nisu mogli da objasne kako se ovaj gušter bez teškoća i klizanja kreće po sasvim uspravnim i glatkim površinama kao što je prozorsko staklo, sve dok nisu otkrili da na donjoj, dodirnoj površini nožica ima mnoštvo dlačica nanometarske veličine. Između njih i molekula stakla javlja se toliko jaka sila da gušter može da visi držeći se samo jednom nogom. Stoga je to iskorišćeno da se dobiju "selotejp" trake, tkzv. nanoytrake, sa izvanrednim osobinama.



Sl. 7.6. "Nanogušter" – više od 500000 dlačica na jednoj šapi.

Nanotehnologija pomaže i da se bolje vidi. Tako bi izuzetno guste rešetke, s linijama na svakih 200 nm, mogle mnogo puta da uvećaju rezoluciju teleskopa s X-zracima. Ovakve rešetke pravile bi se novim, naročitim vidom litografije sa "interferencijom laserskog zraka". Slično staklenoj prizmi, koja belu svetlost razlaže na različite boje, i gusta rešetka razložila bi X-zrake u spektar. Zahvaljujući tome, vasijski teleskop MAXIM, koji bi trebalo da se lansira u sledećoj deceniji, imao bi rezoluciju 300000 puta veću od sadašnjeg najmoćnijeg teleskopa "Habla"! On bi nam omogućio da vidimo i takve vasijske objekte kao što su supermasivne crne rupe, za koje se veruje da se kriju u središtima galaksija.

7.2. KOMPONENTE BUDUĆNOSTI

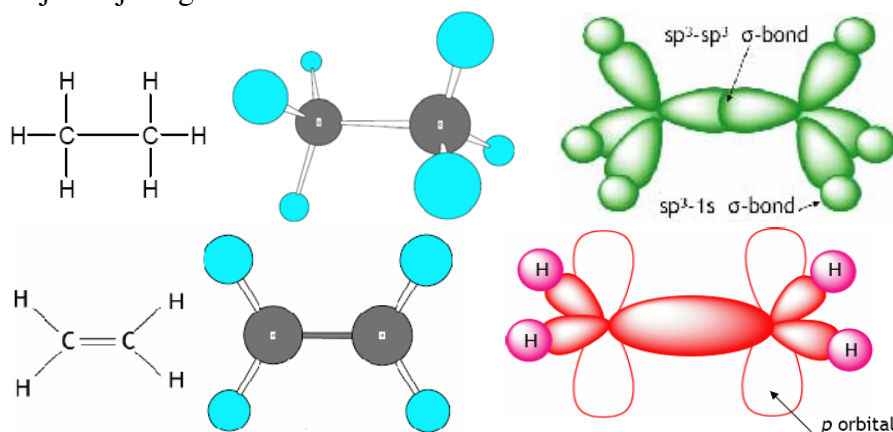
Nadalje će biti navedene samo neke od komponenata i uređaja za koje se očekuje da će u budućnosti imati primenu. Ta vizija budućnosti elektronike nije nikakvo "proročanstvo" ili nagađanje, već je zasnovana na komponentama koje se već sada proučavaju u poznatim istraživačkim laboratorijama.

7.2.1. Komponente na bazi organskih poluprovodnika – plastične komponente

Za plastične komponente i čipove koristili bi se organski polimeri, jedinjenja koja sadrže nizove atoma ugljenika, koji je silicijumu "komšija" u periodnom sistemu elemenata. Ovi polimeri čine plastiku koja je promenljivog oblika i prirode. Naime, Nobelovu nagradu za hemiju 2000. godine dobili su istraživači koji su pronašli da pojedine vrste ovakve plastike provode struju. Skoro istovremeno je ustanovljeno da je moguće proizvesti elektroluminiscentne diode (OLED – Organic LED) i tankoslojne tranzistore (OTFT – Organic Thin Film Transistor) koristeći tanke fimove različitih organskih materijala.

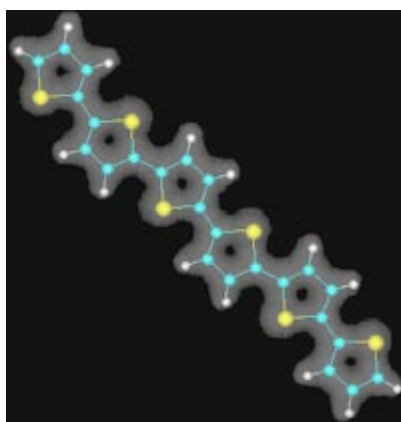
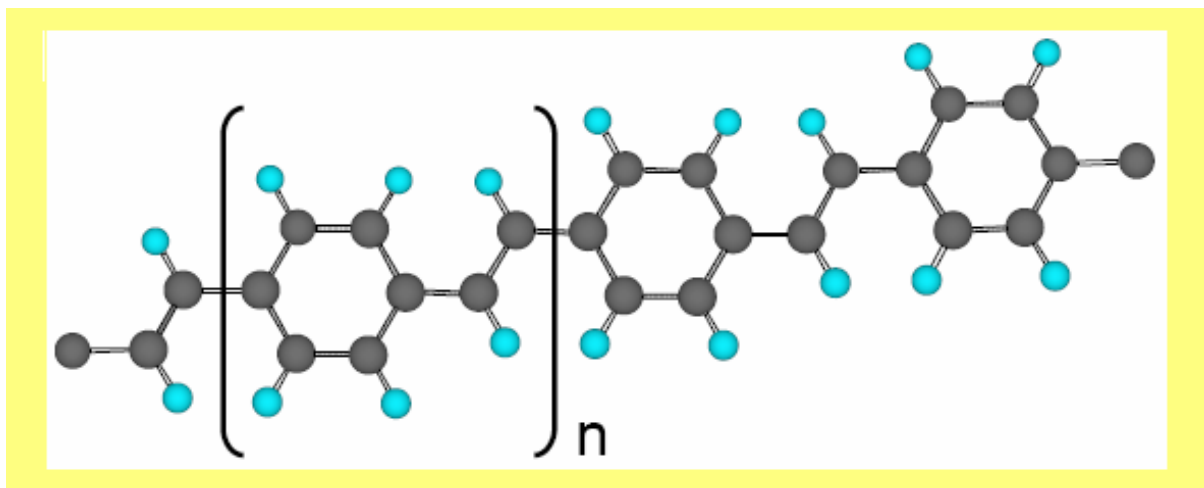
Otkrićem polimernih provodnika i poluprovodnika, otpočela je serija razvoja novih materijala koji mogu dostići stotruko smanjenje dimenzija komponenata, a samim tim i elektronskih kola. Za razliku od neorganskih poluprovodnika (npr. silicijuma), organski polimerni poluprovodnici su fleksibilniji i lakši. Prednost komponenata od organskih polimernih poluprovodnika u odnosu na sadašnje silicijumske komponente bila bi niska cena i jednostavnost proizvodnje, ali zbog veoma male pokretljivosti nosilaca naelektrisanja takve komponente bi se koristile za masovnu proizvodnju komponenata samo onde gde nije neophodna velika brzina njihovog rada. Naime, za sada, plastični tranzistor još nije dovoljno brz da bi se koristio u računarima, ali zato može da nađe primenu u širokom spektru druge elektronike, kao što je ugradnja u displeje i "smart" kartice.

Prva osobina koja plastične poluprovodnike čini atraktivnijim u odnosu na klasične jeste savitljivost, što može biti pogodno za različite prenosne uređaje. Izrada ovakvih tranzistora vrlo je slična radu ink-džet printera (pa se zato ta proizvodnja i naziva "štampanje"). Prvo se od specijalnih polimera napravi "boja", koja se, potom, nanosi na savitljivi plastični supstrat. Ovo govori o drugoj prednosti ovih komponenata u odnosu na silicijumske: jeftinoj izradi – nije neophodna većina onih visoko-tehnoloških procesa koju zahteva sadašnja proizvodnja poluprovodničkih komponenata. Nažalost, priprema za štampu (formiranje "boje") za sada je ipak veoma skup proces. S druge strane sami polimeri su jeftini, tako da bi kola proizvedena na ovaj način ipak bila daleko jeftinija nego klasična.

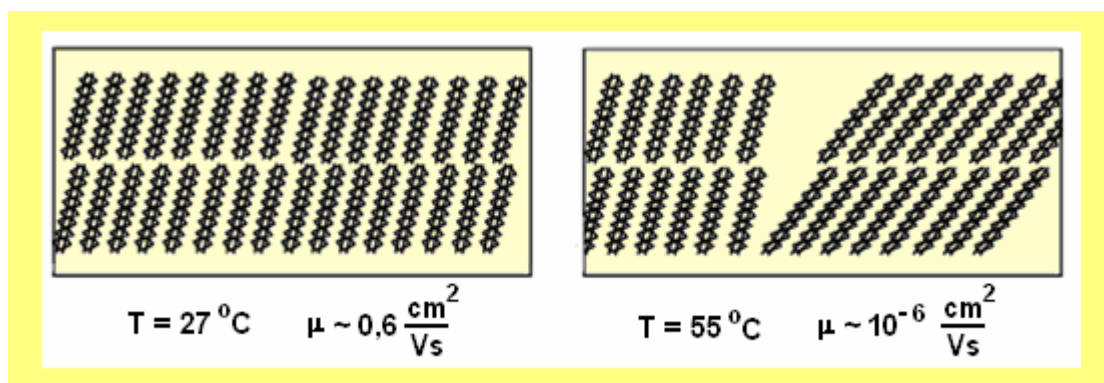


Sl. 7.7. Način oformljenja molekula kod polimera.

Svi provodni polimeri imaju jedno zajedničko svojstvo: atomi ugljenika u lancu su povezani naizmeničnim jednostrukim i dvostrukim vezama, sl. 7.7 i sl. 7.8. To znači da postoje dva (ili više) alternativna načina pisanja strukturne formule, pri čemu se "prava" formula predstavlja kao njihov hibrid. U stvarnosti to znači da postoje molekulske orbitale koje nisu lokalizovane između dva atoma, već teku duž celog lanca. Elektron se, u takvoj orbitali, pod uticajem spoljašnjeg električnog polja može slobodno kretati duž celog molekula. Da bi se ostvarila električna provodnost potrebno je omogućiti elektronu da se premešta iz jednog molekula u drugi, te tako on "putuje" kroz materijal. Ovo se postiže tako što se ostvaruje da su krajevi dva lanca međusobno relativno blizu, tako da elektron iz jednog molekula u drugi prelazi tunelovanjem. Ono što je veoma bitno, jeste da se takvi polimeri mogu dopirati oksidisanjem polimernih lanaca.

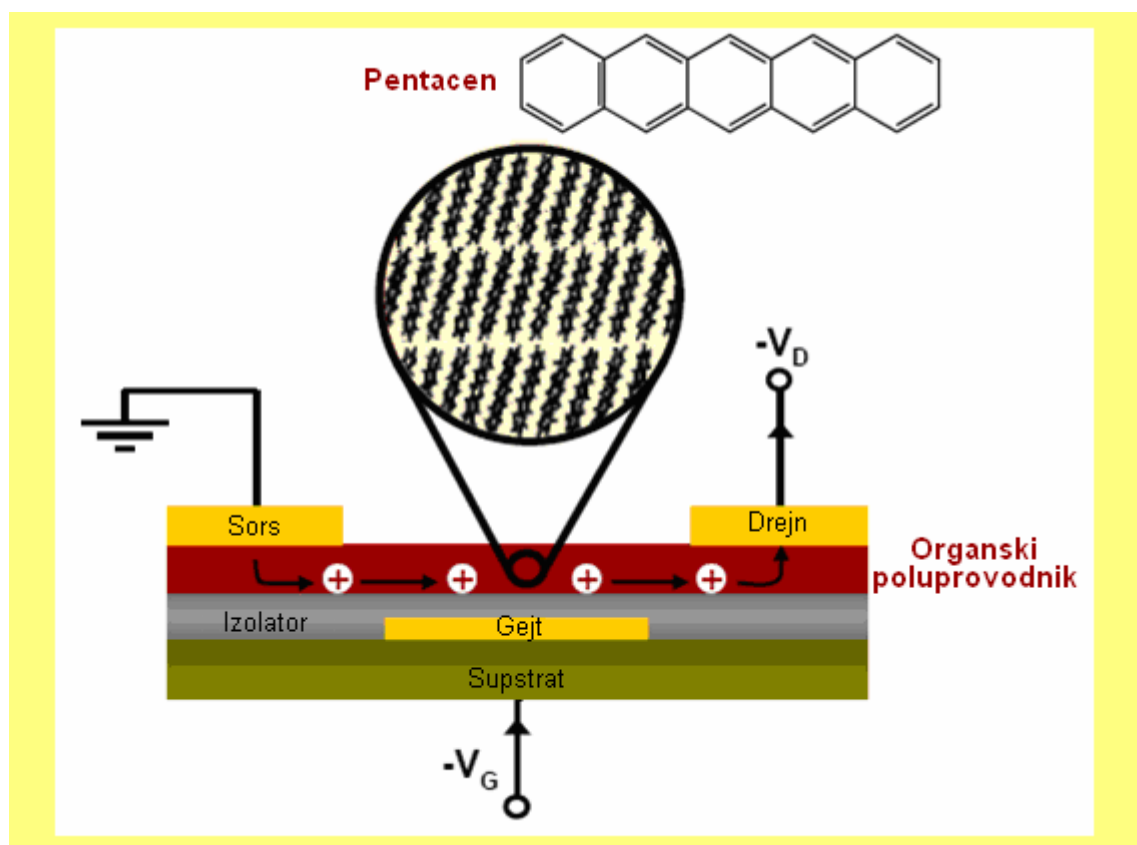


Sl. 7.8. Oformljenje lanaca u polimerima.



Sl. 7.9. Figurativni prikaz uticaja temperature na raspored molekula u polimerima.

Međutim, bar za sada, plastični polimeri, kao što je već napomenuto, imaju ozbiljne nedostatke. Jedan od njih je izuzetna temperaturna zavisnost njihovih karakteristika. Naime, sa povećanjem temperature kvari se raspored lanaca molekula u njima (sl. 7.9), a povećanje temperature za samo 30°C snizi ionako nisku pokretljivost nosilaca naelektrisanja za nedopostivih 6 redova veličine (sl. 7.9). S druge strane, ono što je već sada poznato jeste činjenica da se plastični tranzistori, koji su po funkciji i dizajnu potpuno kompatibilni sa sadašnjim klasičnim silicijumskim tranzistorima (sl. 7.10), mogu proizvoditi nanošenjem polimera na savitljivu plastičnu podlogu, slično kao što štampač nanosi slova na savitljivi list papira. Drugim rečima, očekuje se da će u budućnosti savitljivi ekrani i displeji (sl. 7.11 i sl. 7.12) moći da izlaze ispod valjka na beskrajnoj, savitljivoj plastičnoj traci, u ogromnim količinama, a proces bi bio daleko jeftiniji od današnje proizvodnje displeja.



Sl. 7.10. Jedan od načina izvedbe MOS tranzistora sa organskim poluprovodnikom.



Sl. 7.11. Mogućnost primene savitljivih displeja od organskih poluprovodnika.

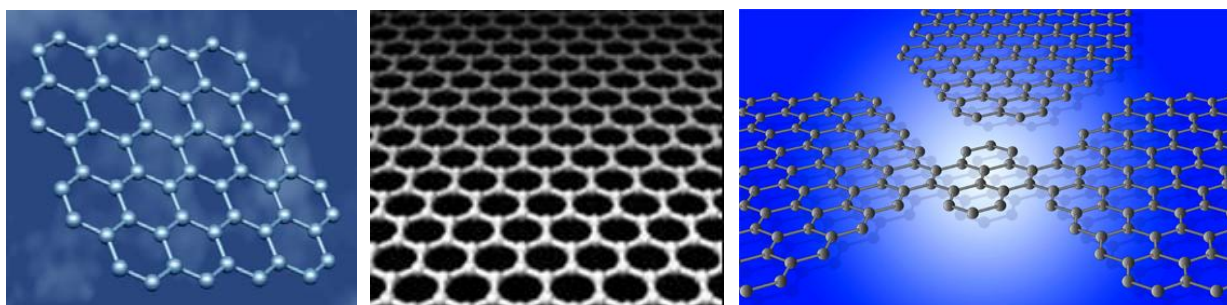


Sl. 7.12. Primeri savitljivog displeja od organskih poluprovodnika.

Organski polimeri su veoma aktuelni u istraživačkim krugovima, jer zbog svoje praktičnosti i visokih performansi mogu da otvore potpuno nove horizonte u nauci i dovedu do novog poglavlja u izradi, potpuno futurističkih, elektronskih uređaja (npr. digitalnog ili elektronskog papira, sl. 7.12, koji može da se baci kada se isprlja, jer je toliko jeftin i proizvodi se jednostavno, kao prilikom ink-džet štampe). Ipak, može se reći da sva istraživanja streme ka zameni današnjih procesora plastičnim. Možda to sve za sada izgleda kao naučna fantastika, ali će organski polimeri sigurno naći svoje mesto u elektronici. A da li će “Šestijum 8” biti izrađen od plastike, savitljiv i jeftin, još je rano da se predvidi.

7.2.2. Komponente na bazi grafena

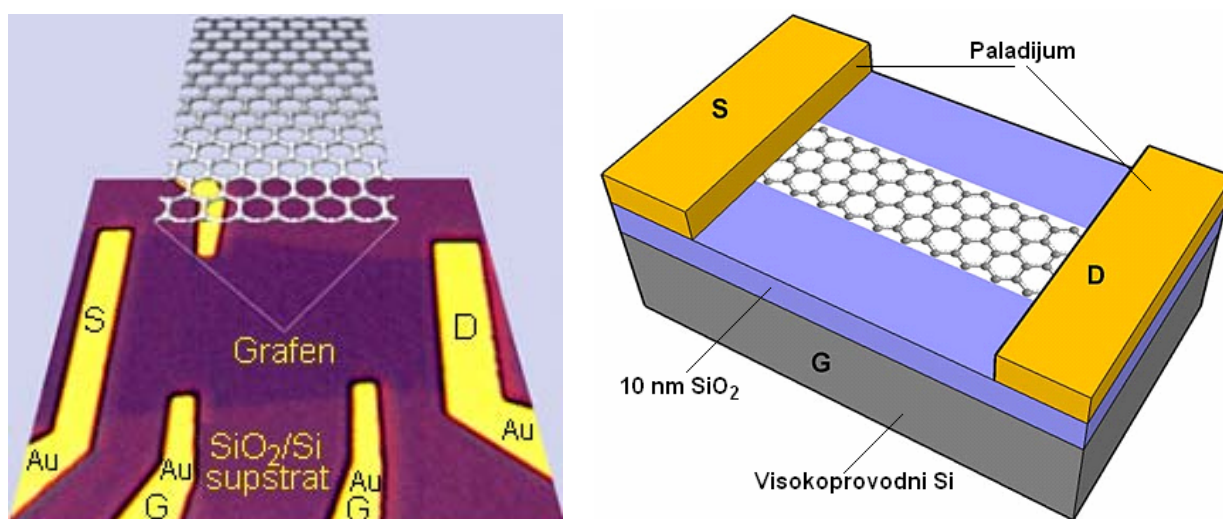
Grafen je skup atoma ugljenika raspoređenih u ravni debljine jednog atoma, pri čemu su atomi gusto spakovani u rešetku oblika pčelinjih saća, sl. 7.13. Za razliku od njega, grafit se sastoji od velikog broja grafenskih ravni naslaganih jedna na drugu.



Sl. 7.13. Struktura grafena.

Dve osnovne električne karakteristike izdvajaju grafen od ostalih materijala. Prva je specifična otpornost: na sobnoj temperaturi je $\rho \approx 1 \mu\Omega\text{cm}$, što je za 35% niža otpornost od specifične otpornosti koju ima srebro i koja je do sada bila najniža od svih poznatih otpornosti na sobnoj temperaturi. Druga je, takođe do sada nezabeležena, izuzetno visoka pokretljivost elektrona, koja se procenjuje na preko $100000 \text{ cm}^2/\text{Vs}$, a kao granična vrednost čak na $200000 \text{ cm}^2/\text{Vs}$. Kada se vrednost ove pokretljivosti uporedi sa vrednošću pokretljivosti elektrona u silicijumu (maksimalna je $1420 \text{ cm}^2/\text{Vs}$) i sa do sada najvećom pokretljivošću elektrona od $77000 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ za koju se zna da poseduje neki materijal (u indijumantimonidu), vidi se kolika je prednost grafena u odnosu na sve ostale poluprovodnike.

Pored pomenutog, dobra osobina grafena je što, iako se komercijalno teško proizvodi, lako nanosi naparavanjem, tako da je proizvodnja komponenata sa njim kompatibilna sa tehnologijama proizvodnje silicijumskih komponenata. Tako su, kao primer, na sl. 7.14 prikazana dva tipa MOS tranzistora koja, umesto kanala od silicijuma između sorsa i drejna, koriste grafen.



Sl. 7.14. Dva tipa MOS tranzistora sa grafenom.

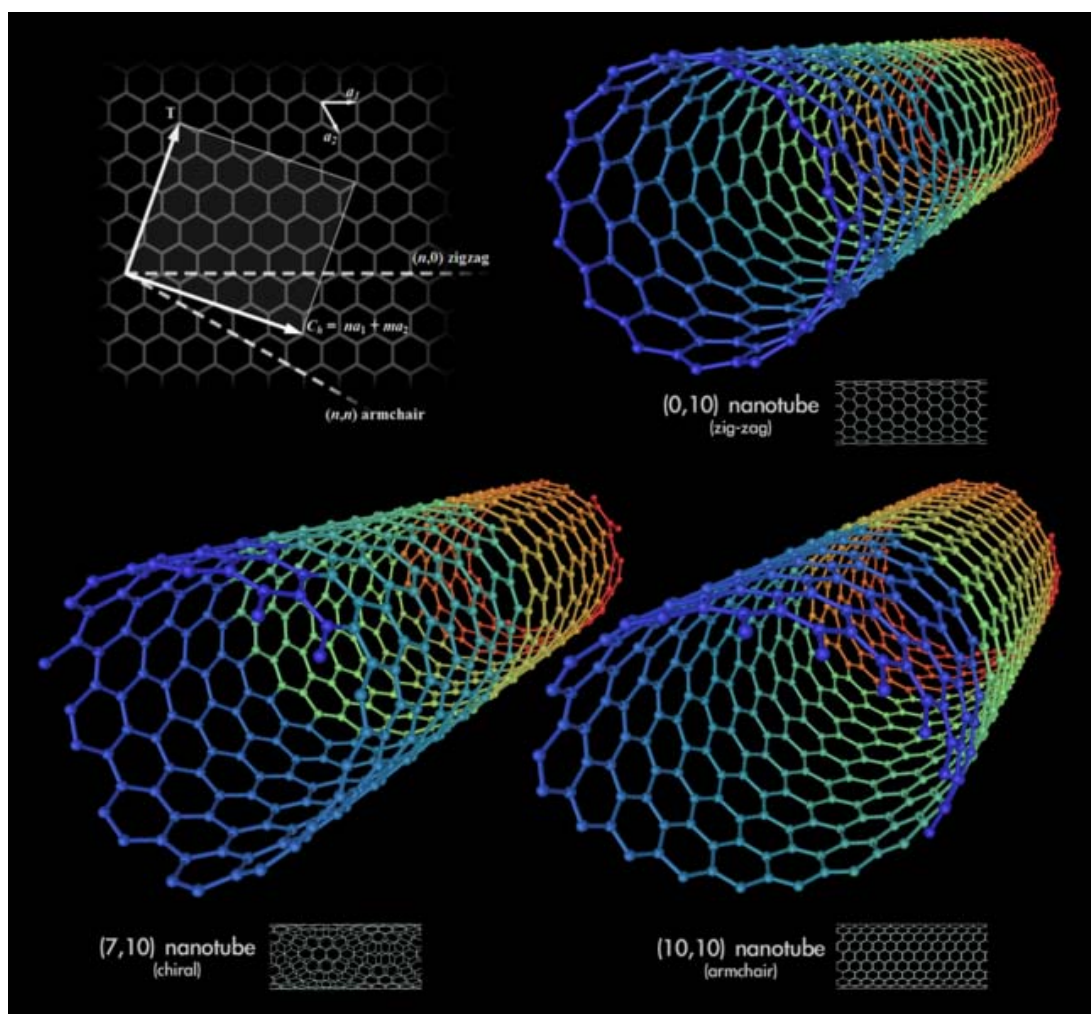
Istraživački tim američkog Univerziteta Rajs utvrdio je da grafen može da posluži i kao osnovni element nove vrste memorije koja bi omogućila njen ogroman kapacitet. Oni smatraju da bi grafenska memorija mogla da poveća kapacitet skladištenja podataka u dvodimenzionalnoj ravni pet puta, jer se pojedinačni bitovi mogu smestiti u strukture manje od nekoliko nanometara, za razliku od današnjih kola u čipovima fleš memorija čiji su elementi znatno većih dimenzija. Novi prekidači mogli bi da se kontrolišu sa dve elektrode umesto tri u sadašnjim čipovima. Zahvaljujući tome moći će da se prave trodimenzionalne memorije, s obzirom da se grafenske ravni mogu naslagati, pa bi se kapacitet uvećavao sa svakim dodatim slojem. Pošto su to u osnovi mehanički uređaji, takvi čipovi skoro da ne bi trošili nikakvu energiju dok čuvaju podatke.

Ono po čemu bi se grafenske memorije razlikovale od drugih memorija sledeće generacije bio bi odnos potrošnje u uključenom i isključenom stanju. Taj odnos bi bio ogroman – milion prema jedan. To znači da bi isključeno stanje držalo milioniti deo struje u odnosu na uključeno stanje. S obzirom da postoji struja curenja i u isključenom stanju, u ovakvim memorijama bi se moglo poredati milion isključenih prekidača pre nego što počnu da se ponašaju kao jedan uključen, što bi omogućilo da se realizuju mnogo moćnije strukture.

7.2.3. Komponente na bazi ugljeničnih nanocevi

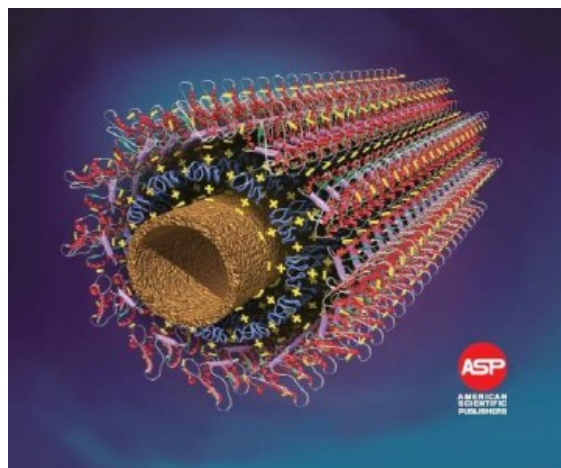
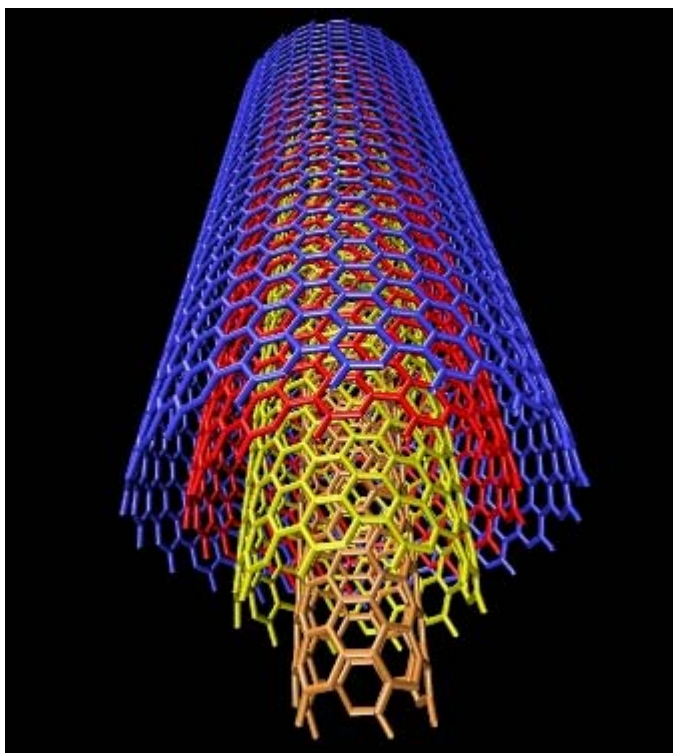
Gledajući sve tehnologije u nastanku, nezahvalno je prognozirati koja će od njih zameniti postojeću, a jedna od njih bi mogla da bude tehnologija na bazi ugljeničnih nanocevi (*carbon nanotube*). Kada se grafenska mreža savije u sićušnu cev prečnika reda nm dobija se ugljenična nanocев. Posebnost je što ovakva nanocев funkcioniše kao izuzetan provodnik dok se nalazi u formi "žice", ali kad se na njoj napravi čvor ili delimični prelom, ponaša se kao poluprovodnik. Nizovi od nanocevi se mogu povezati u funkcionalne elektronske delove i uređaje koristeći već poznate tehnologije za proizvodnju čipova.

Dakle, ugljenične nanocevi su izgrađene samo od atoma ugljenika koji su raspoređeni u šestougao nu ravnu mrežu koja u čvorovima ima atome, sl. 7.15, sl. 16 i sl. 7.17. Postoje jednozidne (sl. 7.15) i višezidne (sl. 7.16) ugljenične nanocevi. Višezidne nanocevi se sastoje od nekoliko koncentričnih jednozidnih nanocevi.

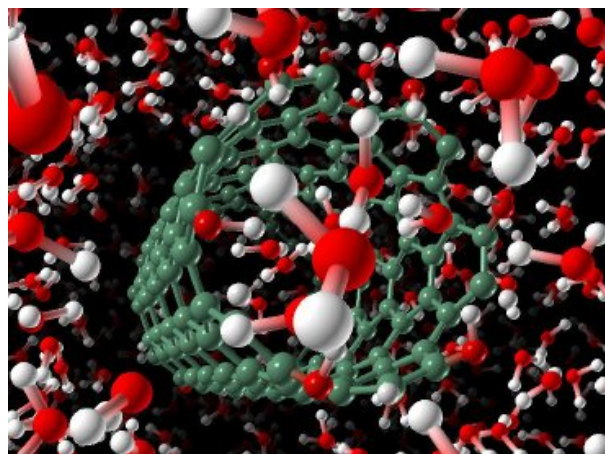
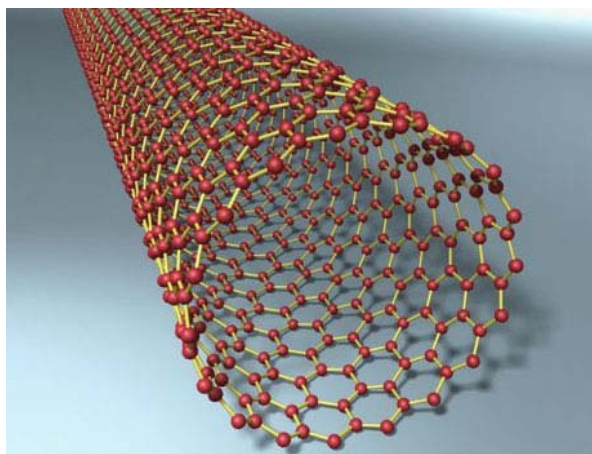
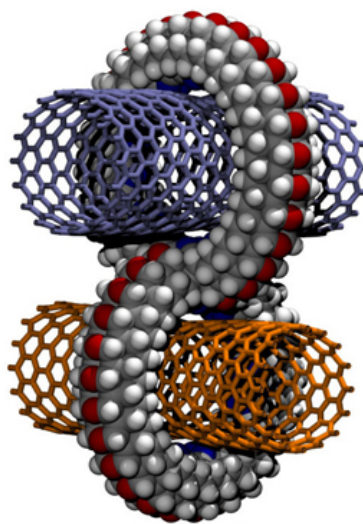
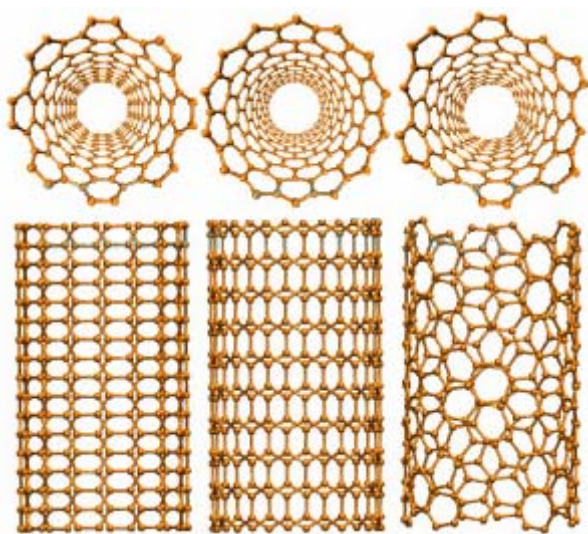


Sl. 7.15. Jednozidne ugljenične nanocevi.

Osim u svetu računara očekuje se da će ugljenične nanocevi doneti revoluciju i u raznim drugim industrijama, s obzirom da su izuzetno jake. Glavna prednost budućeg procesora od ugljeničnih nanocevi nad silicijumskim bila bi veličina. Ugljenični procesor bio bi nekoliko puta manji, a samim tim i brži. Premda istraživači trenutno imaju problema kako da slože nanocevi u kompleksna elektronska kola, ova tehnologija ima svetlu budućnost. To potvrđuju i imena kompanija koja se bave njenim istraživanjem, od *IBM*-a, preko *Motorole* i *Samsunga* do *Intela*.



Sl. 7.16. Višezidne ugljenične nanocevi.



Sl. 7.17 Strukture ugljeničnih nanocevi.

Takve strukture imaju sledeća svojstva:

- veličina: prečnik od 0,6 nm do 1,8 nm; dužina od 1 μm do 10 μm ;
- gustina: 1,33 do 1,40 g/cm^3 ;
- otpornost na istezanje: najmanje 10 (ponekad i 100) puta veća od čelika;
- otpornost na pritisak: dva reda veličine veća nego kod dosad najčvršćih vlakana kevlar;
- tvrdoća: oko dva puta veća od dijamanta;
- elastičnost: mnogo veća nego kod metala ili ugljeničnih vlakana;
- toplotna provodnost: predviđa se da je veća od 6000W/m·K (dijamant 3320W/m·K);
- električna provodnost: veća od bilo kojeg drugog provodnika;
- cena: 1500 USD po gramu (zlatu približno 10 USD/g).

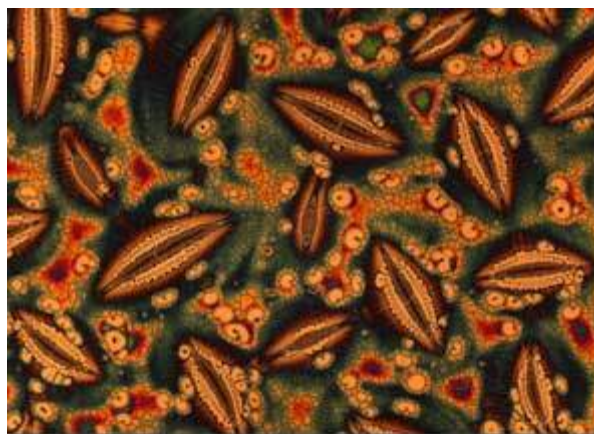
Otkako su otkrivene, ugljenične nanocevi su zaokupile interesovanje mnogih istraživača ne samo u elektronici, već i u drugim granama nauke. Između ostalog, ugljenične nanocevi su najsnažnija vlakna u prirodi zbog posebno jakih veza između atoma tog elementa, pa će moći da se koriste za izradu različitih vrsta ultralakih i ultračvrstih proizvoda. Primena u elektronici će omogućiti stvaranje ultrasetljivih detektora i superbrzih računarskih memorija. Pored toga, kada se normalno na električno provodnu foliju postavi na desetine hiljada nanocevi i između te folije i suprotne metalne elektrode priključi napon, nastaje hladna emisija elektrona iz vrhova nanocevi, što je potpuno suprotno od katodnih cevi, gde se katode greju da bi se "izvukli" elektroni. Tako bi se mogli proizvesti superpljosnati monitori i displeji.

7.2.4. Komponente na bazi kvantnih tačaka

Kvantne tačke (QD – Quantum Dots) su nanostrukture koje su sposobne da "zarobe" (i lokalizuju) jedan do par hiljada elektrona. To su, praktično, sićušni kristali, najčešće od silicijuma ili soli selenida. Dimenzije kvantnih tačaka mogu da budu u rasponu od jednog nanometra do nekoliko mikrometara, obično 3 nm do 12 nm. U ovakvim strukturama fizički zakoni su dosta drugačiji od onih koji vladaju u makrosvetu, tako da do izražaja dolaze kvantni efekti čestica koje čine takav kristal.

Često ih nazivaju i "veštačkim atomima" – zbog ispoljenih sličnosti sa stvarnim atomima. Kvantne tačke sadrže manje-više određen broj elektrona, energetske nivoi su im diskretni, a centralni potencijal jezgra koji postoji kod "pravih" atoma ovde je zamenjen veštački stvorenim potencijalom. Postoji i dosta fizičkih karakteristika po kojima se kvantne tačke razlikuju od realnih atoma. Jedna od njih je da su kvantne tačke mnogo većih dimenzija. Bitna karakteristika kvantne tačke je i da se njeni parametri mogu podešavati po želji: kontrolisanjem geometrije, elektrostatičkog "gejt" potencijala i primenom magnetnog polja. Slično atomima, i kvantne tačke mogu primati i otpuštati elektrone, pri čemu se apsorbuju ili emituju fotoni.

Ono po čemu su kvantne tačke zanimljive je mogućnost njihovog korišćenja kao tranzistora koji primaju ili otpuštaju svega jedan ili nekoliko elektrona, tako da im je za rad potrebno daleko manje struje nego u postojećim komponentama. Pogodnost je što je organskim provodnicima moguće povezivanje ovako sitnih struktura. Tranzistori zasnovani na kvantnim tačkama će moći da iz provodnog u neprovodno stanje pređu za svega jednu pikosekundu, ali se korisnost kvantnih tačaka neće tu završiti. Naime, kvantne tačke su u stanju da emituju svetlost tačno određene talasne dužine koja zavisi od njihove veličine. Na primer, čestica prečnika 6 nm sjaji crvenkasto, a 2 nm šira čestica istog materijala svetlela bi plavičastim sjajem. Poseban kvalitet ovoj vrsti kolora daju izvanredno čisti tonovi boja koje se emituju. Stoga se očekuje da će se razviti nova tehnologija pravljenja displeja (sl. 7.18) za koju veruju da će u bliskoj budućnosti, već za koju godinu, zameniti današnje high-definiton televizore.



Sl. 7.18. Struktura displeja sa kvantnim tačkama (uvećano).

Ovi displeji biće tanki i veoma savitljivi i imaće jasnu sliku i pri najjačoj sunčevoj svetlosti. Takođe, ekrani u novoj tehnologiji imaće širi spektar boja od današnjih televizora (uključujući i one izvan vidljivog spektra) i mnogo oštrije kontrastne slike. Ta čistoća znači da će displeji zasnovani na kvantnim tačkama imati mnogo zasićenije boje nego LCD, OLED, pa čak i od ispuštenih ekrana od katodnih cevi (CRT), koji imaju izvanredan "rendering" boja. Opseg boja u takvom displeju biće najmanje za 30% veći od onog u običnim televizorima sa katodnim cevima. Zbog toga će dubinske nijanse plave i plavozelene boje biti sasvim drugačije nego na LCD, OLED i CRT displejima.

Druga prednost QD-LEDs, kako se ovi novi displeji označavaju (od Quantum Dot LED), biće mala potrošnja električne energije. Kod LCD monitora, pozadinsko svetlo osvetljava svaki piksel ekrana. Pri tom, tamni pikseli blokiraju svetlost, i zapravo, rasipaju energiju. S obzirom da kvantne tačke emituju svetlost, a ne filtriraju je, QD-LED displeji će koristiti samo trideseti deo energije koju koristi LCD ekran.

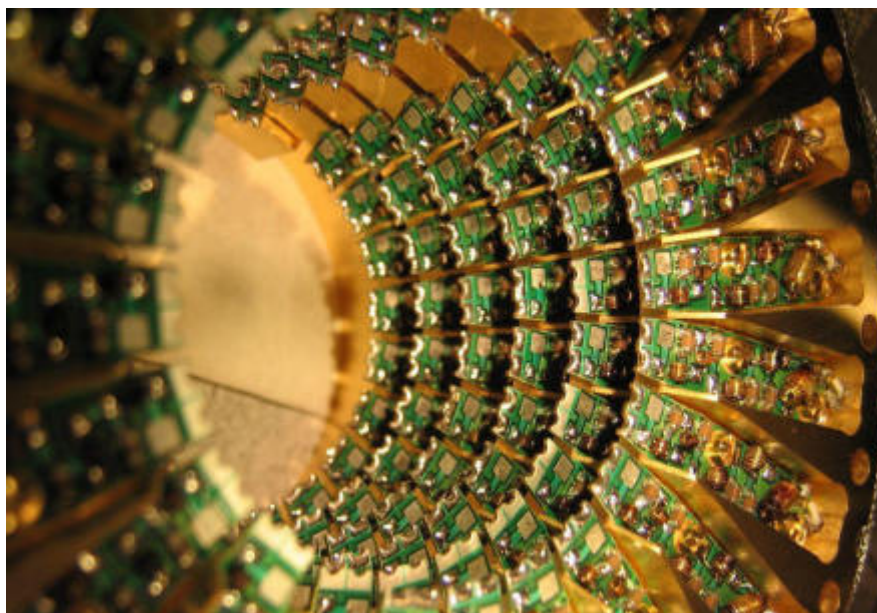
Ovakvim karakteristikama se, pored tankih displeja, otvaraju vrata izradi izuzetno brzih optičkih svičeva (teorijski do 15 Tb/s), uređaja za skladištenje podataka, itd. Ostao je dalek put da se pređe do proizvodnje složenih sistema korišćenjem ove tehnologije, ali za upotrebu kvantnih tačaka vlada veliki interes, tako da često stižu vesti o novim otkrićima iz ove oblasti.

7.2.5. Komponente na bazi spina elektrona – kubitovi – kvantni računar

Kao što je poznato, sve što se događa u digitalnim uređajima svodi se na matematičke operacije sa samo dva broja – jedinicom i nulom – ogroman broj matematičkih operacija za veoma kratko vreme. Prilikom obavljanja biliona i triliona operacija u sekundi, potrošnja električne struje može da bude znatna. Velika potrošnja struje, a samim tim i zagrevanje, jedan je od najvećih nedostataka savremene elektronike, jer postavlja određene granice u brzini i broju matematičkih operacija. Pored toga, tranzistori današnjice, premda nanometarskih dimenzija, i dalje su mamutski veliki u odnosu na same atome, a posebno elektrone. Stoga odavno postoji ideja o izradi "spin tranzistora" koji bi za nule i jedinice koristili osobinu elektrona da se okreće oko svoje ose – njegov spin. Otuda je nova tehnologija nazvana "spintronika". Anorganski spin tranzistori su već isprobani (npr. spintronički memorijski čipovi već su u upotrebi u nekim uređajima, kao što su MP3 plejeri), ali bi organski ili plastični spin tranzistori bili ekonomičniji za izradu, a omogućili bi stvaranje računara jeftinijih i za red veličine bržih od današnjih.

Jedna od najaktuelnijih tema u fizici i računarskim naukama poslednjih desetak-petnaest godina jeste skup pitanja i problema vezanih za pojam "kvantnog računara". Čitav niz novih termina, poput "kvantne informatike", "kvantnog računanja", "kubita", "kvantnih inženjera" i slično kojima obiluje savremena stručna literatura svedoči o velikoj aktivnosti na ovom planu. Mada se materijalizovanje ovakvih računara ne očekuje skoro, pojedini praktični koraci ipak su napravljeni. Uglavnom, sve što su za sada eksperimenti pokazali svodi se na **postojanje mogućnosti** ostvarenja kvantnog računara. Za sada je naučnicima pošlo za rukom da povežu dve kvantne tačke, kontrolišući broj elektrona u tački, kao i da su pronašli način da se očitavaju vrednosti spinova elektrona.

Prvi "realan" kvantni računar načinili su istraživači *IBM*-a korišćenjem nuklearne magnetne rezonance (sl. 7.19) za merenje i manipulaciju spinom elektrona nekoliko pojedinačnih atoma. Međutim, inherentna nestabilnost sistema od nekoliko atoma učinila je da "hardver" ovog računara potraje svega nekoliko nanosekundi. Za sada je kvantni računar, ipak, samo teorija, a njegova fizička realizacija otežana je nemogućnošću održavanja atoma i jona u jednom čistom stanju.

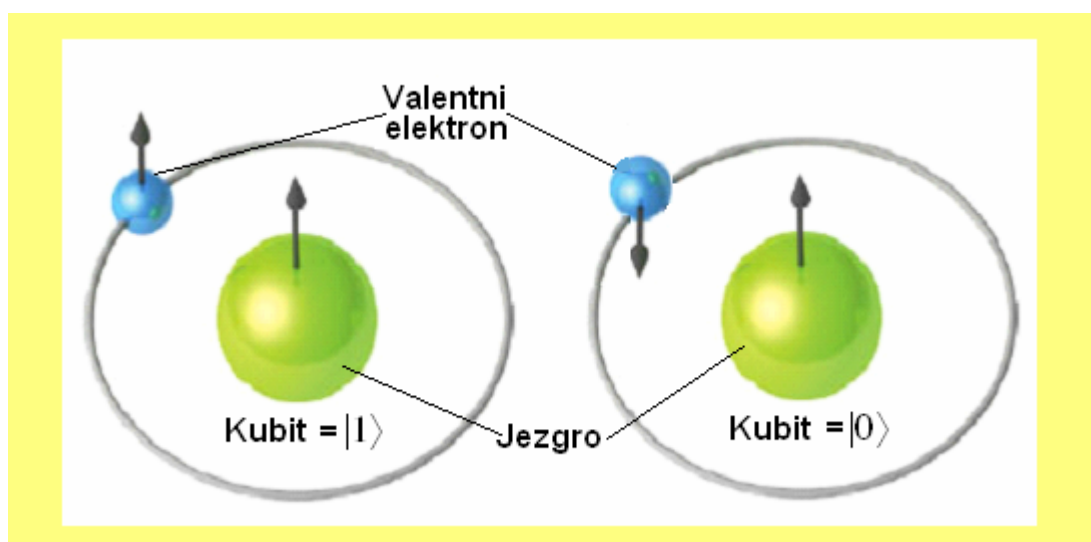


Sl. 7.19. Uređaj u kojem je ostvarena magnetna rezonca kojom se upravljalo spinom elektrona nekoliko pojedinačnih atoma.

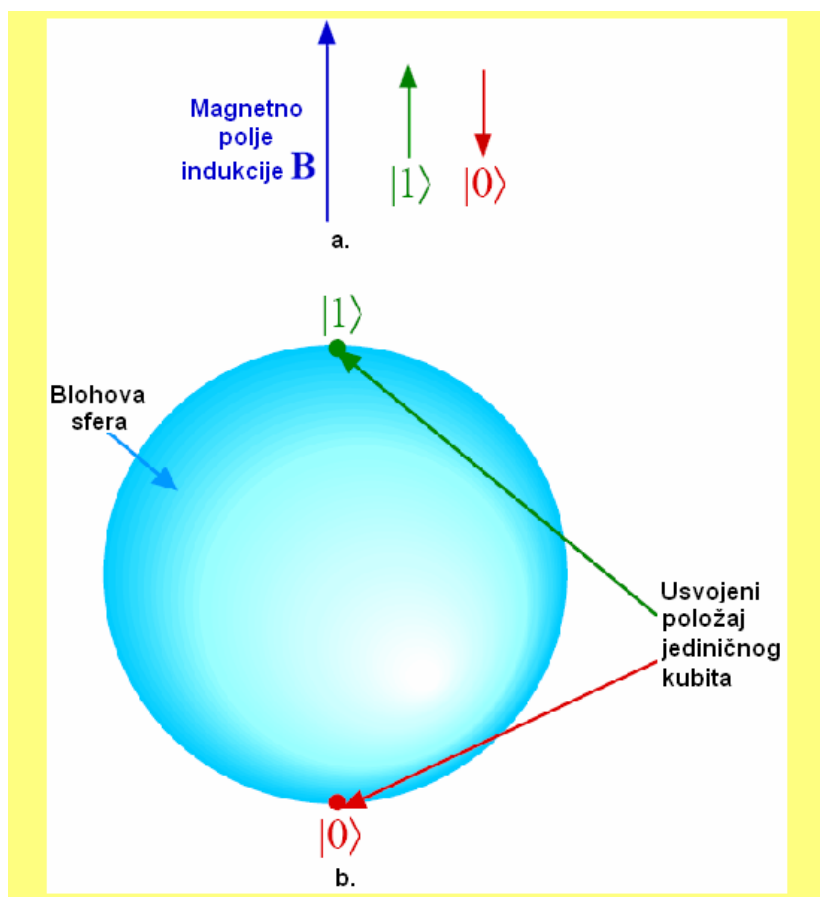
Svakako najšokantnije dostignuće kvantne fizike, koja je postavila i mnoga filozofska pitanja, bila je teorija po kojoj se atomi ili elektroni mogu naći na dva mesta u isto vreme ili mogu postojati u dva stanja u isto vreme⁴. Naime, 1985. godine David Deutsch, u čuvenom radu u "International Journal of Theoretical Physics", koristeći zakone kvantne fizike koji dozvoljavaju kvantnim česticama da istovremeno budu u više stanja, ukazao je da ti zakoni dopuštaju da neka čestica u hipotetičkom kvantnom računaru nosi više od jednog bita informacija. Kako sama reč "bit" (skraćenica izraza *binary digit* – binarni broj) označava broj u binarnom zapisu (0 ili 1), koji pak odgovara jednoj informaciji, za opisivanje stanja sa više informacija uveden je "kvantni bit", odn. kubit (engl. qubit – od **q**uantum **bit**), kao osnova jedne proširene binarne logike.

⁴ Subatomske svet kvantne mehanike u kojem čestice nisu samo čvrsta tela nego nefizičarima teško shvatljivi "oblaci verovatnoće" može izgledati neintuitivan, čak i nelogičan. Stoga je jedan od najvećih fizičara XX veka, nobelovac **Richard Feynman**, inače idejni tvorac kvantnog računara, rekao kako smatra da niko ne razume kvantnu mehaniku, te da se o toj teoriji jedino može reći da je ispravna (njemu se pripisuje i sledeća izreka: "Svako ko tvrdi da razume kvantnu teoriju, ili laže ili je lud").

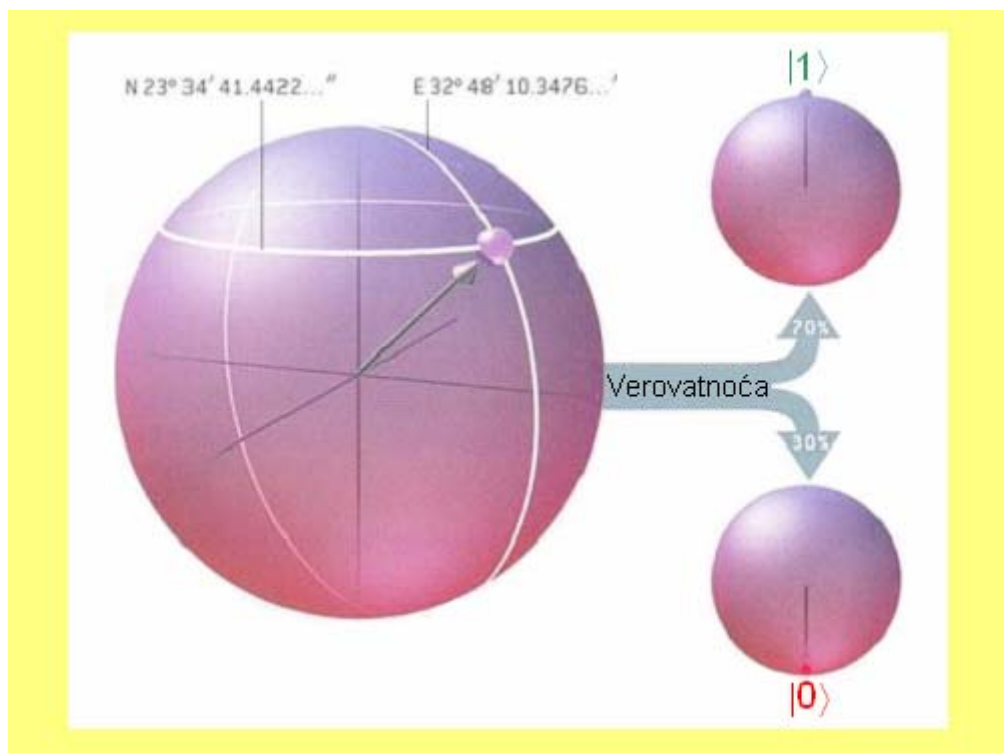
Jedno od kvantnih stanja je i spin elektrona. Upravo se pravac spina koristi kao mera kvantnog bita. Da bi se lakše razumelo šta je to kvantni bit, odnosno kubit, prvo će se definisati osnovni ili jedinični pravci spina, tj. osnovni ili jedinični kubit. Usvojeno je da se sa $|1\rangle$ označava osnovno (jedinično) stanje spina usmerenog prema "gore", a sa $|0\rangle$ onog prema "dole" (sl. 7.20). Oznaka " $| \rangle$ " naziva se Dirakova oznaka. Takođe, usvojeno je da se smer kubita $|1\rangle$ poklapa sa smerom referentnog magnetnog polja indukcije B , tako da kubit $|0\rangle$ ima smer suprotan od tog polja, sl. 7.21a. Ova stanja se predstavljaju kao vršne tačke tzv. Blohove sfere (sl. 7.21b, sl. 7.22 i sl. 7.23); severni pol je ekvivalentan kubit $|1\rangle$, a južni pol kubit $|0\rangle$.



Sl. 7.20. Uz definiciju kvantnih brojeva.



Sl. 7.21. Položaji jediničnog (osnovnog) kubita.



Sl. 7.22. Kubit informacije nije binaran – osim stanja $|0\rangle$ i $|1\rangle$, on može odgovarati stanju koje nije ni stanje $|0\rangle$ ni $|1\rangle$, ali je superpozicija ovih dvaju stanja, tj. može biti pomalo i $|0\rangle$ i $|1\rangle$, sa određenom verovatnoćom za svako stanje.

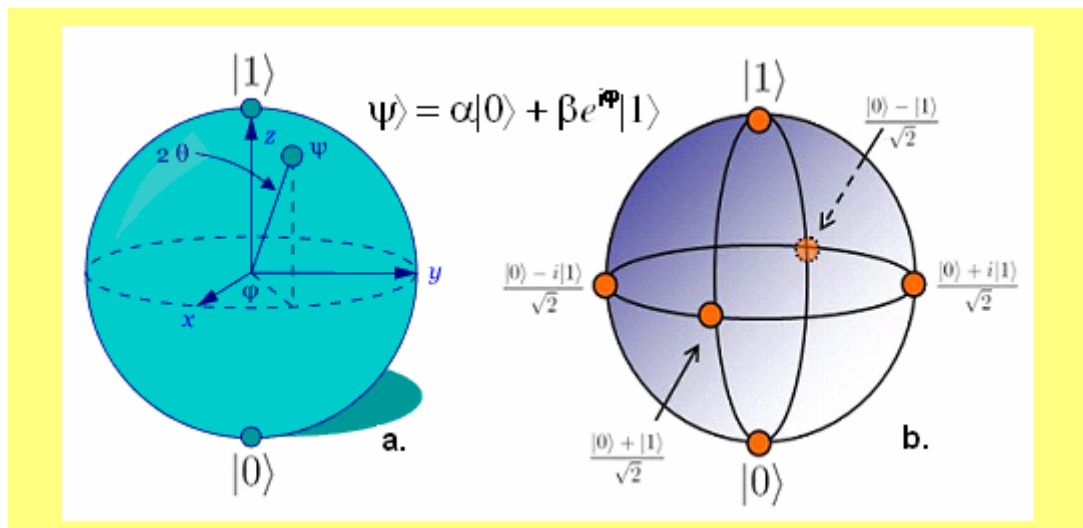
Ono po čemu se kvantni bit razlikuje od "običnog" bita ogleda se u sledećem: u klasičnoj fizici bit može postojati u samo jednom od dva stanja – stanju logičke nule (0) ili stanju logičke jedinice (1), dok kvantni bit može postojati u oba stanja istovremeno. Razlog tome je što su kubitovi zasnovani na osobini kvantnomehaničkih objekata da im stanje ne može biti eksplicitno određeno, s obzirom da se u kvantnoj mehanici ne govori o tačnom položaju i stanju čestice kako je to uobičajeno u klasičnoj fizici, već se može razmatrati samo verovatnoća da se neka čestica nalazi u određenom stanju ili položaju. Zato, ako je jedan bit kod klasičnih računara mogao uzimati vrednosti 1 ili 0, jedan kubit informacije nije binaran – osim stanja $|0\rangle$ i $|1\rangle$, on može odgovarati stanju koje nije ni stanje $|0\rangle$ ni $|1\rangle$, ali je superpozicija (zbir) ovih dvaju stanja, tj. može biti pomalo i $|0\rangle$ i $|1\rangle$, sa određenom verovatnoćom za svako stanje (sl. 7.22). Drugim rečima, u kubitima ima više informacija nego u klasičnom bitu.

Dakle, kubit je kvantna verzija bita koja može da ima više mogućih stanja. Stanja mogu biti predstavljena vrhom radijus vektora na Blohovoju sferi, sl. 7.22 i sl. 7.23. Ostale lokacije su kvantne superpozicije od $|0\rangle$ do $|1\rangle$. Kubit može u sebi da sadrži beskonačno mnogo informacija, s obzirom da njegove koordinate mogu kodirati beskonačnu seriju brojeva, ali uvek između $|0\rangle$ i $|1\rangle$. Bilo koje drugo stanje kubita se može pisati kao

$$|\psi\rangle = \alpha|0\rangle + \beta|1\rangle, \quad (7.1)$$

gde su α i β amplitude (kompleksni brojevi), a ψ talasna funkcija.

α i β su kompleksni brojevi, takvi da im je zbir kvadrata modula jednak jedinici. Kvadrati apsolutnih vrednosti α i β predstavljaju verovatnoću pojavljivanja pojedinih stanja prilikom merenja kvantnog bita, odnosno verovatnoća da se merenjem superponiranog kvantnog bita dobije $|0\rangle$ je α^2 (tada je $\beta = 0$), a verovatnoća da se dobije $|1\rangle$ je β^2 (uz primedbu da je tada $\alpha = 0$).



Sl. 7.23. Blohova sfera (a) i reprezentacija kubita, fundamentalnog bloka kvantnih računara (b).

Prema napred rečenom, kvantni računari bi se konceptualno razlikovali od svih ostalih. Umesto bitova, osnovnih jedinica informacije, oni bi koristili kvantne bitove – kubitove. Drugim rečima, dok tradicionalni računari prevode informaciju u bitove koristeći binarne brojeke 0 i 1, kvantni računari bi prevodili informaciju kao seriju kvantnomehaničkih stanja – spina elektrona. Međutim, da bi takav računar radio, neophodan je veliki broj kubitova koji su u međusobnoj korelaciji, a tada se situacija veoma komplikuje. To je zbog toga što je elektron nosilac dve informacije ($|0\rangle$ i $|1\rangle$ istovremeno), tako da se sabiranjem interakcija n elektrona dobija 2^n mogućih vrednosti za manipulaciju, koji su posledica kompleksnih amplituda α i β u (7.1), što se vidi iz sledećeg:

- 1 kubit ima 2 kompleksne amplitude (za $|0\rangle$ i $|1\rangle$);
- 2 kubita imaju 4 kompleksne amplitude (za $|0\rangle|0\rangle$, $|0\rangle|1\rangle$, $|1\rangle|0\rangle$ i $|1\rangle|1\rangle$);
- 3 kubita imaju 8 kompleksnih amplituda (za $|0\rangle|0\rangle|0\rangle$, $|0\rangle|0\rangle|1\rangle$, $|0\rangle|1\rangle|0\rangle$, $|0\rangle|1\rangle|1\rangle$, $|1\rangle|0\rangle|0\rangle$, $|1\rangle|0\rangle|1\rangle$, $|1\rangle|1\rangle|0\rangle$ i $|1\rangle|1\rangle|1\rangle$);
- n kubitova imaju 2^n kompleksnih amplituda (za $|0\rangle|0\rangle\dots|0\rangle$, $|0\rangle|0\rangle\dots|1\rangle$ do $|1\rangle|1\rangle\dots|1\rangle$).

Kao što se vidi, sa povećanjem broja vezanih elektrona eksponencijalno bi rasla "snaga" kvantnog računara. Na primer, sa 40 vezanih elektrona (40 kubitova) imalo bi se trilion istovremenih vrednosti za manipulaciju. Sa 333 kubita istovremeno teorijski bi moglo da se obavlja do 10^{100} operacija u sekundi, što je nezamisliva cifra koja prevazilazi broj atoma u svemiru! (Sadašnjim superkompjuterima bi za to bilo potrebno nekoliko kvadriliona godina!) Upravo veliki potencijal kvantnih računara leži u činjenici da su teorijski sposobni da izvršavaju ogroman broj istovremenih proračuna, ali je to i neophodno, s obzirom da se u kvantnim računarima ništa neće dogoditi sa 100% ili 0% verovatnoće, odnosno ne može se predvideti rezultat dok se on uistinu ne dogodi (stoga mora da postoji tako ogroman broj operacija da bi se dobio tačan rezultat izračunavanja). Prototipovi kvantnih računara već postoje, ali rade sa samo 7 kubitova. Da bi kvantni računar mogao zameniti sadašnji, binarni, treba raditi sa barem milion kubitova.

*

* * *

Umesto komentara, za kraj skeptična napomena: kad se pogleda, recimo, izuzetno veliki broj novih radova u vodećim naučnim časopisima, ili jednostavno izvrši pretraživanje Interneta pod "quantum computing", čovek bi mogao steći, naravno sasvim pogrešan, utisak da, eto, kvantni računari samo što nisu, čekaju iza ćoška, još koju godinu da rešimo "sitne tehničke poteškoće", i eto nama uživanja u neslućenoj (po klasičnim digitalnim merilima) računarskoj moći. Ništa

nije dalje od toga! Čak i najubedljiviji optimisti (oni, koji sebe nazivaju "kvantnim inženjerima" i proklamuju da se bave "kvantnim hardverom") ne smatraju da će kvantni računar biti konstruisan tokom narednih 10 godina. Realisti bi verovatno zaključili da je (u odsustvu globalnih političkih i ratnih lomova) 50 godina bolja procena. Osim toga, jasna slika budućeg kvantnog računara još ne postoji, čak se ne može utvrditi ni da li će on moći da se koristi onako kako se koriste današnji računari. Ostalo je mnogo posla oko dokazivanja postavljenih teorija u praksi, pa je stanje u razvoju kvantnih računara najbolje opisao sam Rejmond Laflejm, jedan od vodećih istraživača na tom polju: "Kada sam optimistički raspoložen, mislim da ćemo imati kvantni kompjuter za 20, 30, možda 40 godina. Ali, kada me uhvati pesimističko raspoloženje, mislim da je kvantno računarstvo blesavo!".

7.2.6. Komponente na bazi fotona – fotonski računar

Napredak u elektronskom smislu, ovakav kakav danas znamo, već više od 155 godina diktiraju elektroni. Iako će oni i ubuduće nastaviti da nam služe kao prenosioci električne energije, čini se da će njihovu primenu, prvenstveno u računarima, a verovatno i u ostalim tehničkim uređajima, zameniti fotoni.

Razlozi za ovu "smenu generacija" već sada postaju svakim danom sve više evidentni. Naime, elektron je jednostavno "prevelik", prespor i prevruć. Danas su već veze u procesorima nekoliko desetina nanometara. Pored činjenice da je proizvodnja još tanjih veza sve skuplja, biće gotovo nemoguće izbeći "preskakanje" elektrona između susednih veza. S druge strane, foton gotovo da nema masu i može da nosi više podataka u jednom snopu zavisno od frekvencije, i to bez zagrevanja. Na kraju, fotoni su najbrže čestice poznate čoveku, s obzirom da putuju brzinom svetlosti. Najimpresivnija primena fotona umesto elektrona bila bi u procesorima, odnosno u fotonskim računarima.

Kod fotonskog računara, ili bolje reći "kompjutera budućnosti", svaki deo koji se trenutno oslanja na elektrone biće zamenjen optičkim pandanom. Naravno, elektronski prekidači će i dalje ostati važan deo računara. Takvi računari će biti pouzdaniji, jeftiniji i mnogo manji od računara koje poznajemo danas. Zapravo, dizajneri predviđaju da će ovi računari pre ličiti na frizbi nego na sadašnje računare. Naravno, ono što svakog korisnika najviše zanima, a to su performanse računara, dostići će nivo današnjih superkompjutera. Računar takve snage, toliko jeftin da će svako moći da ga priušti i toliko mali da će se moći nositi svuda sa sobom, postaće nezamenjiva alatka u životu svakog modernog čoveka. To znači da na poslu neće biti potrebe da se ima drugi kompjuter, već će se samo spustiti sopstveni računar na sto i on će već biti povezan s mrežom!

Upravljački interfejs ovog računara biće glas korisnika i desktop. Površina samog stola (engl. desktop) biće veliki *touch screen* koji će zameniti današnje monitore, tastature i miševe. Pored toga što će prepoznavati glas, ovi računari će imati i vlastiti sintetizator glasa, tako da će moći da pročitaju pristigle poruke ili da nas upozore na termine iz podsetnika. Da ne bismo morali da brinemo za bezbednost svojih podataka, na samom kućištu stajaće biometrički senzor za očitavanje otisaka prstiju.

Otklanjanjem metalnih veza koji se zagrevaju i sprečavaju povećanje takta, brzina procesora preći će 100 GHz (neki predviđaju čak i preko THz). Za razliku od sadašnjih procesora koji su četvorougao, procesor u računaru budućnosti imaće izgled pravilnog šestougla. Dok je četvrtasti oblik današnjih procesora rezultat potrebe za minijaturizacijom i maksimalnim iskorišćenjem silicijumske pločice, naredne generacije biće šestouglaone da bi svaki deo procesora mogao što brže da komunicira sa keš memorijom koja će ga okruživati poput prstena. Veoma proste verzije optoelektronskih integrisanih kola postoje već sada, ali su još uvek daleko od stepena koji

je potreban za proizvodnju procesora sa željenim specifikacijama. Po trenutnim procenama, optoelektronski procesori će se pojaviti tek za deset godina. Da ova vrsta procesora predstavlja budućnost pokazao je i *Intel*, kada je kupio dansku kompaniju *GIGA*, jednog od najvećih svet-skih proizvođača optoelektronskih kola. Ali, proizvođači se neće zaustaviti samo na optoelektronskim procesorima, već će ubrzo napraviti i optičke prekidače, tj. potpuno optičke procesore.

Optika će ubrzati još jedno usko grlo današnjih računara – magistralu. Dok su trenutno najbrži računari već probili barijeru od nekoliko GHz, optička magistrala će bez problema raditi na taktu procesora 100 GHz. Za brzinu magistrale vezana je i brzina RAM memorije. Računari će imati veliki keš od ultrabrzog magnetnog RAM-a, dok će osnovna sistemska radna memorija biti optički, tj. holografski RAM. Kod današnje memorije od silicijumskih elemenata osvežavanje, zbog konstrukcije, traje predugo. S druge strane, magnetni RAM čine mali naelektrisani molekuli. Osvežavanje ove memorije vršiće se jednostavnim električnim impulsom i dostiže brzinu od 100 GHz. Sama brzina magnetne memorije omogućiće da se u računare stavlja čak 1 GB keša. Nažalost, magnetna memorija je još uvek u eksperimentalnom stadijumu razvoja, a procene istraživača iz vrhunskih laboratorija je da će do komercijalno pristupačne magnetne memorije najverovatnije morati da se čeka više od deset godina.

Ako će računar imati gigabajt keša, koliko će imati RAM-a? Očekuje se da će standardne konfiguracije imati i više od 256 GB potpuno optičkog, odnosno hologrfskog RAM-a.

Pošto će kompjuteri budućnosti biti zasnovani na fotonima, a ne na elektronima kao današnji, trošiće mnogo manje električne energije. Ovi računari će, pored konvencionalnog napajanja, imati i bateriju ugrađenu u obod kućišta, koja će dozvoljavati nekoliko nedelja rada bez priključivanja na električnu mrežu.

7.2.7. Biokomponente – DNK računari

Ljudski mozak je masivni paralelni računar sposoban da sprovede 100 miliona instrukcija u sekundi. Za upoređenje, potrebno je 100000 Pentiumovih čipova spojenih u paralelu da dostignu broj instrukcija po sekundi koje prenosi ljudski mozak. Površina Pentiumovog procesora je oko 1 cm². Molekularno-elektronski ekvivalent Pentijuma bio bi veličine 10 μm². Stoga, negde još dalje na putu budućnosti su i biokomponente, koje bi umesto elektrona koristile impulse koji prolaze kroz neuronsku mrežu, na sličnom principu kako radi živčani sistem i čovečji mozak. Premda bioračunar postoji samo na papiru, već se danas neke organske materije mogu koristiti za poboljšanje karakteristika postojećih računara. Već je napravljen prototip bioneuronskog memorijskog sistema budućnosti, koji koristi digitalne osobine molekula organske materije. U tu svrhu korišćen je molekul proteina bakteriorodopsina, koji se sa posebnim gelom pakuje u uređaj duguljastog oblika dužine samo 2,5 cm. Prekomplikovano je objašnjavati princip na kojem ova memorija funkcioniše, ali je neophodno naglasiti da joj je kapacitet 1 terabajt podataka, uz brzinu obrade i pristupa od 80 Mbit/s.

Iako budući kvantni i fotonski računari impresioniraju svojom brzinom i veličinom, pravi rekorderi u svetu nanokompjuteru bili bi DNK računari. Oni bi mogli da obave više stotina hiljada milijardi operacija u sekundi i bili bi preko sto hiljada puta brži od najbržih poznatih silicijumskih računara. Ovde bi se koristio veliki napredak koji su poslednjih godina doživela istraživanja na polju genetike, naročito tokom projekta dešifrovanja ljudskog genoma. Naime, koristilo bi se saznanje da su unutar svakog ćelijskog jezgra uskladištene ogromne količine genetskih informacija, a da je "skladište" ovih informacija DNK – molekul dezoksiribonukleinske kiseline, izuzetno dug molekul uvijen u dvostruku zavojnicu koji predstavlja osnovni deo hromozoma na kome su raspoređeni geni kao segmenti duž DNK lanca. Enzimi, proteini koji se nalaze u jezgru, izazivanjem određenih hemijskih promena i rasplitanjem DNK molekula, obavljaju "čitanje" in-

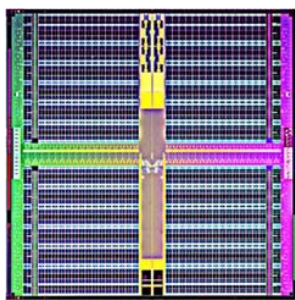
formacija zapisanih u DNK molekulu. Ovaj molekul ima neverovatan memorijski kapacitet – u jednom kubnom centimetru zapremine, DNK može sadržati više informacija nego milion muzičkih diskova. Međutim, prirodne biohemijske DNK računare teško je kontrolisati – nemoguće je isprovocirati ćelijsko jezgro jednog drveta da, na primer, rešava integrale. Ipak, prototip DNK računara načinjen je još 1994. godine u Kaliforniji, kada su, upotrebom DNK molekula i enzima, naučnici prvi put uspeali da reše neke jednostavnije matematičke probleme. Od tada, više istraživačkih grupa širom sveta dizajniralo je nekoliko DNK računara, koristeći DNK kao softver, a enzime kao hardver. U tome su najdalje otišli istraživači sa *Vajcman instituta* u Izraelu. Oni su nedavno načinili najmanji bioračunar ikad konstruisan – 15000 milijardi "elektronskih komponenta" ovog računara nalazi se u samo jednoj kapi vode. Pri tom, računar ne koristi nikakav spoljašnji izvor energije – sama DNK zavojnica obezbeđuje svu energiju potrebnu za njegov rad.

*
* * *
* * * * *

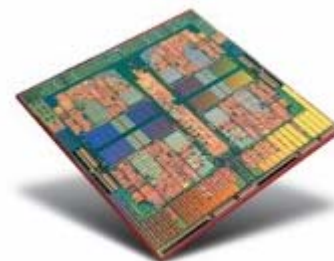
Na kraju, ne može se pouzdano reći kada će pomenute "komponente budućnosti" u potpunosti zameniti današnje elektronske komponente, u prvom redu poluprovodnička integrisana kola i procesore. Ono što je evidentno, jeste činjenica da vodeće proizvođačke kompanije procesora (*Intel* i *AMD*) i dalje ulažu znatna materijalna sredstva (reč je o milionima i milionima dolara) za poboljšanje ili razvijanje novih procesora na bazi silicijuma, što bi trebalo da bude signal da će ova tehnologija i dalje biti dominantna. Kao primer, na sl. 7.24 su prikazani četvojezgarni procesori nove generacije iz ovih dvaju firmi, promovisani 2008. godine.



Intel: 45 nm-ski procesor



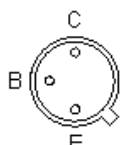
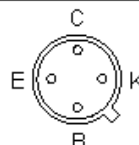
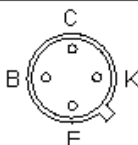
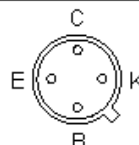
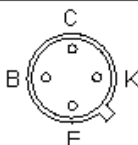
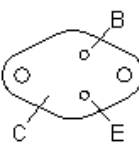
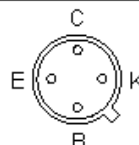
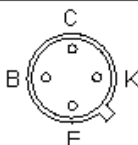
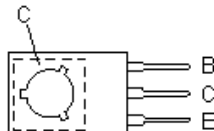
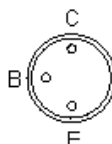
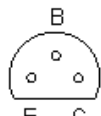
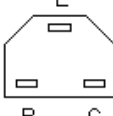
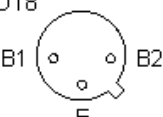
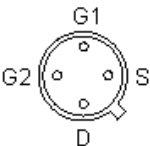
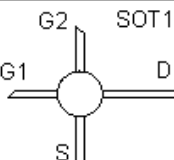
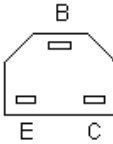
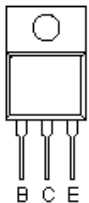
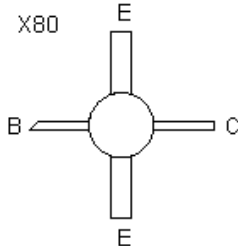
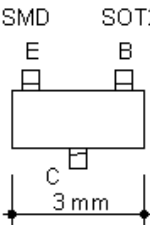
Intel: 32 nm-ski procesor



AMD: 45 nm-ski procesor

Sl. 7.24. Nove generacije (iz 2008. godine) vodećih svetskih proizvođača procesora.

PRILOG: RASPORED IZVODA KOD TRANZISTORA

Package TO5, TO18  <table><tr><th>NPN</th><th>PNP</th></tr><tr><td>BC107</td><td>BC177</td></tr><tr><td>BC108</td><td>BC178</td></tr><tr><td>BC109</td><td>BC179</td></tr><tr><td>BC184</td><td>BC186</td></tr><tr><td>BC187</td><td>BC188</td></tr><tr><td>BC189</td><td>BC189</td></tr><tr><td>BC190</td><td>BC190</td></tr><tr><td>BC191</td><td>BC191</td></tr><tr><td>BC192</td><td>BC192</td></tr><tr><td>BC193</td><td>BC193</td></tr><tr><td>BC194</td><td>BC194</td></tr><tr><td>BC195</td><td>BC195</td></tr><tr><td>BC196</td><td>BC196</td></tr><tr><td>BC197</td><td>BC197</td></tr><tr><td>BC198</td><td>BC198</td></tr><tr><td>BC199</td><td>BC199</td></tr><tr><td>BC200</td><td>BC200</td></tr><tr><td>BC201</td><td>BC201</td></tr><tr><td>BC202</td><td>BC202</td></tr><tr><td>BC203</td><td>BC203</td></tr><tr><td>BC204</td><td>BC204</td></tr><tr><td>BC205</td><td>BC205</td></tr><tr><td>BC206</td><td>BC206</td></tr><tr><td>BC207</td><td>BC207</td></tr><tr><td>BC208</td><td>BC208</td></tr><tr><td>BC209</td><td>BC209</td></tr><tr><td>BC210</td><td>BC210</td></tr><tr><td>BC211</td><td>BC211</td></tr><tr><td>BC212</td><td>BC212</td></tr><tr><td>BC213</td><td>BC213</td></tr><tr><td>BC214</td><td>BC214</td></tr><tr><td>BC215</td><td>BC215</td></tr><tr><td>BC216</td><td>BC216</td></tr><tr><td>BC217</td><td>BC217</td></tr><tr><td>BC218</td><td>BC218</td></tr><tr><td>BC219</td><td>BC219</td></tr><tr><td>BC220</td><td>BC220</td></tr><tr><td>BC221</td><td>BC221</td></tr><tr><td>BC222</td><td>BC222</td></tr><tr><td>BC223</td><td>BC223</td></tr><tr><td>BC224</td><td>BC224</td></tr><tr><td>BC225</td><td>BC225</td></tr><tr><td>BC226</td><td>BC226</td></tr><tr><td>BC227</td><td>BC227</td></tr><tr><td>BC228</td><td>BC228</td></tr><tr><td>BC229</td><td>BC229</td></tr><tr><td>BC230</td><td>BC230</td></tr><tr><td>BC231</td><td>BC231</td></tr><tr><td>BC232</td><td>BC232</td></tr><tr><td>BC233</td><td>BC233</td></tr><tr><td>BC234</td><td>BC234</td></tr><tr><td>BC235</td><td>BC235</td></tr><tr><td>BC236</td><td>BC236</td></tr><tr><td>BC237</td><td>BC237</td></tr><tr><td>BC238</td><td>BC238</td></tr><tr><td>BC239</td><td>BC239</td></tr><tr><td>BC240</td><td>BC240</td></tr><tr><td>BC241</td><td>BC241</td></tr><tr><td>BC242</td><td>BC242</td></tr><tr><td>BC243</td><td>BC243</td></tr><tr><td>BC244</td><td>BC244</td></tr><tr><td>BC245</td><td>BC245</td></tr><tr><td>BC246</td><td>BC246</td></tr><tr><td>BC247</td><td>BC247</td></tr><tr><td>BC248</td><td>BC248</td></tr><tr><td>BC249</td><td>BC249</td></tr><tr><td>BC250</td><td>BC250</td></tr><tr><td>BC251</td><td>BC251</td></tr><tr><td>BC252</td><td>BC252</td></tr><tr><td>BC253</td><td>BC253</td></tr><tr><td>BC254</td><td>BC254</td></tr><tr><td>BC255</td><td>BC255</td></tr><tr><td>BC256</td><td>BC256</td></tr><tr><td>BC257</td><td>BC257</td></tr><tr><td>BC258</td><td>BC258</td></tr><tr><td>BC259</td><td>BC259</td></tr><tr><td>BC260</td><td>BC260</td></tr><tr><td>BC261</td><td>BC261</td></tr><tr><td>BC262</td><td>BC262</td></tr><tr><td>BC263</td><td>BC263</td></tr><tr><td>BC264</td><td>BC264</td></tr><tr><td>BC265</td><td>BC265</td></tr><tr><td>BC266</td><td>BC266</td></tr><tr><td>BC267</td><td>BC267</td></tr><tr><td>BC268</td><td>BC268</td></tr><tr><td>BC269</td><td>BC269</td></tr><tr><td>BC270</td><td>BC270</td></tr><tr><td>BC271</td><td>BC271</td></tr><tr><td>BC272</td><td>BC272</td></tr><tr><td>BC273</td><td>BC273</td></tr><tr><td>BC274</td><td>BC274</td></tr><tr><td>BC275</td><td>BC275</td></tr><tr><td>BC276</td><td>BC276</td></tr><tr><td>BC277</td><td>BC277</td></tr><tr><td>BC278</td><td>BC278</td></tr><tr><td>BC279</td><td>BC279</td></tr><tr><td>BC280</td><td>BC280</td></tr><tr><td>BC281</td><td>BC281</td></tr><tr><td>BC282</td><td>BC282</td></tr><tr><td>BC283</td><td>BC283</td></tr><tr><td>BC284</td><td>BC284</td></tr><tr><td>BC285</td><td>BC285</td></tr><tr><td>BC286</td><td>BC286</td></tr><tr><td>BC287</td><td>BC287</td></tr><tr><td>BC288</td><td>BC288</td></tr><tr><td>BC289</td><td>BC289</td></tr><tr><td>BC290</td><td>BC290</td></tr><tr><td>BC291</td><td>BC291</td></tr><tr><td>BC292</td><td>BC292</td></tr><tr><td>BC293</td><td>BC293</td></tr><tr><td>BC294</td><td>BC294</td></tr><tr><td>BC295</td><td>BC295</td></tr><tr><td>BC296</td><td>BC296</td></tr><tr><td>BC297</td><td>BC297</td></tr><tr><td>BC298</td><td>BC298</td></tr><tr><td>BC299</td><td>BC299</td></tr><tr><td>BC300</td><td>BC300</td></tr></table>	NPN	PNP	BC107	BC177	BC108	BC178	BC109	BC179	BC184	BC186	BC187	BC188	BC189	BC189	BC190	BC190	BC191	BC191	BC192	BC192	BC193	BC193	BC194	BC194	BC195	BC195	BC196	BC196	BC197	BC197	BC198	BC198	BC199	BC199	BC200	BC200	BC201	BC201	BC202	BC202	BC203	BC203	BC204	BC204	BC205	BC205	BC206	BC206	BC207	BC207	BC208	BC208	BC209	BC209	BC210	BC210	BC211	BC211	BC212	BC212	BC213	BC213	BC214	BC214	BC215	BC215	BC216	BC216	BC217	BC217	BC218	BC218	BC219	BC219	BC220	BC220	BC221	BC221	BC222	BC222	BC223	BC223	BC224	BC224	BC225	BC225	BC226	BC226	BC227	BC227	BC228	BC228	BC229	BC229	BC230	BC230	BC231	BC231	BC232	BC232	BC233	BC233	BC234	BC234	BC235	BC235	BC236	BC236	BC237	BC237	BC238	BC238	BC239	BC239	BC240	BC240	BC241	BC241	BC242	BC242	BC243	BC243	BC244	BC244	BC245	BC245	BC246	BC246	BC247	BC247	BC248	BC248	BC249	BC249	BC250	BC250	BC251	BC251	BC252	BC252	BC253	BC253	BC254	BC254	BC255	BC255	BC256	BC256	BC257	BC257	BC258	BC258	BC259	BC259	BC260	BC260	BC261	BC261	BC262	BC262	BC263	BC263	BC264	BC264	BC265	BC265	BC266	BC266	BC267	BC267	BC268	BC268	BC269	BC269	BC270	BC270	BC271	BC271	BC272	BC272	BC273	BC273	BC274	BC274	BC275	BC275	BC276	BC276	BC277	BC277	BC278	BC278	BC279	BC279	BC280	BC280	BC281	BC281	BC282	BC282	BC283	BC283	BC284	BC284	BC285	BC285	BC286	BC286	BC287	BC287	BC288	BC288	BC289	BC289	BC290	BC290	BC291	BC291	BC292	BC292	BC293	BC293	BC294	BC294	BC295	BC295	BC296	BC296	BC297	BC297	BC298	BC298	BC299	BC299	BC300	BC300	TO72 <table><tr><td><table><tr><th>NPN</th><th>PNP</th></tr><tr><td>BC180</td><td>AF139</td></tr><tr><td>BC181</td><td>AF178</td></tr><tr><td>BC182</td><td>AF179</td></tr><tr><td>BC183</td><td>AF180</td></tr><tr><td>BC200</td><td>AF181</td></tr></table></td><td><table><tr><th>NPN</th><th>PNP</th></tr><tr><td>BC115</td><td>AF124</td></tr><tr><td>BC167</td><td>AF125</td></tr><tr><td>BC173</td><td>AF126</td></tr><tr><td>BC184</td><td>AF127</td></tr><tr><td>BC185</td><td></td></tr></table></td></tr></table>	 <table><tr><th>NPN</th><th>PNP</th></tr><tr><td>BC180</td><td>AF139</td></tr><tr><td>BC181</td><td>AF178</td></tr><tr><td>BC182</td><td>AF179</td></tr><tr><td>BC183</td><td>AF180</td></tr><tr><td>BC200</td><td>AF181</td></tr></table>	NPN	PNP	BC180	AF139	BC181	AF178	BC182	AF179	BC183	AF180	BC200	AF181	 <table><tr><th>NPN</th><th>PNP</th></tr><tr><td>BC115</td><td>AF124</td></tr><tr><td>BC167</td><td>AF125</td></tr><tr><td>BC173</td><td>AF126</td></tr><tr><td>BC184</td><td>AF127</td></tr><tr><td>BC185</td><td></td></tr></table>	NPN	PNP	BC115	AF124	BC167	AF125	BC173	AF126	BC184	AF127	BC185		TO3 and similar  <table><tr><th>NPN</th><th>PNP</th></tr><tr><td>2N3055</td><td>PNP3055</td></tr><tr><td>BDY20</td><td>BDX18</td></tr><tr><td>BD121</td><td>OC26</td></tr><tr><td>BD123</td><td>AD149</td></tr><tr><td>AD161</td><td>AD162</td></tr></table>	NPN	PNP	2N3055	PNP3055	BDY20	BDX18	BD121	OC26	BD123	AD149	AD161	AD162
NPN	PNP																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC107	BC177																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC108	BC178																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC109	BC179																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC184	BC186																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC187	BC188																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC189	BC189																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC190	BC190																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC191	BC191																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC192	BC192																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC193	BC193																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC194	BC194																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC195	BC195																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC196	BC196																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC197	BC197																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC198	BC198																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC199	BC199																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC200	BC200																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC201	BC201																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC202	BC202																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC203	BC203																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC204	BC204																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC205	BC205																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC206	BC206																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC207	BC207																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC208	BC208																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC209	BC209																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC210	BC210																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC211	BC211																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC212	BC212																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC213	BC213																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC214	BC214																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC215	BC215																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC216	BC216																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC217	BC217																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC218	BC218																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC219	BC219																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC220	BC220																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC221	BC221																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC222	BC222																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC223	BC223																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC224	BC224																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC225	BC225																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC226	BC226																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC227	BC227																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC228	BC228																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC229	BC229																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC230	BC230																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC231	BC231																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC232	BC232																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC233	BC233																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC234	BC234																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC235	BC235																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC236	BC236																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC237	BC237																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC238	BC238																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC239	BC239																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC240	BC240																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC241	BC241																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC242	BC242																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC243	BC243																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC244	BC244																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC245	BC245																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC246	BC246																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC247	BC247																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC248	BC248																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC249	BC249																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC250	BC250																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC251	BC251																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC252	BC252																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC253	BC253																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC254	BC254																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC255	BC255																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC256	BC256																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC257	BC257																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC258	BC258																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC259	BC259																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC260	BC260																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC261	BC261																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC262	BC262																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC263	BC263																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC264	BC264																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC265	BC265																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC266	BC266																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC267	BC267																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC268	BC268																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC269	BC269																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC270	BC270																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC271	BC271																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC272	BC272																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC273	BC273																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC274	BC274																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC275	BC275																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC276	BC276																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC277	BC277																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC278	BC278																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC279	BC279																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC280	BC280																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC281	BC281																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC282	BC282																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC283	BC283																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC284	BC284																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC285	BC285																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC286	BC286																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC287	BC287																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC288	BC288																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC289	BC289																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC290	BC290																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC291	BC291																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC292	BC292																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC293	BC293																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC294	BC294																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC295	BC295																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC296	BC296																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC297	BC297																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC298	BC298																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC299	BC299																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC300	BC300																																																																																																																																																																																																																																																																																			
 <table><tr><th>NPN</th><th>PNP</th></tr><tr><td>BC180</td><td>AF139</td></tr><tr><td>BC181</td><td>AF178</td></tr><tr><td>BC182</td><td>AF179</td></tr><tr><td>BC183</td><td>AF180</td></tr><tr><td>BC200</td><td>AF181</td></tr></table>	NPN	PNP	BC180	AF139	BC181	AF178	BC182	AF179	BC183	AF180	BC200	AF181	 <table><tr><th>NPN</th><th>PNP</th></tr><tr><td>BC115</td><td>AF124</td></tr><tr><td>BC167</td><td>AF125</td></tr><tr><td>BC173</td><td>AF126</td></tr><tr><td>BC184</td><td>AF127</td></tr><tr><td>BC185</td><td></td></tr></table>	NPN	PNP	BC115	AF124	BC167	AF125	BC173	AF126	BC184	AF127	BC185																																																																																																																																																																																																																																																												
NPN	PNP																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC180	AF139																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC181	AF178																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC182	AF179																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC183	AF180																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC200	AF181																																																																																																																																																																																																																																																																																			
NPN	PNP																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC115	AF124																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC167	AF125																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC173	AF126																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC184	AF127																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC185																																																																																																																																																																																																																																																																																				
NPN	PNP																																																																																																																																																																																																																																																																																			
2N3055	PNP3055																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BDY20	BDX18																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BD121	OC26																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BD123	AD149																																																																																																																																																																																																																																																																																			
AD161	AD162																																																																																																																																																																																																																																																																																			
TO126  <table><tr><th>NPN</th><th>PNP</th></tr><tr><td>BD135</td><td>BD136</td></tr><tr><td>BD131</td><td>BD132</td></tr><tr><td>BD437</td><td>BD438</td></tr><tr><td>BUP41</td><td></td></tr></table>	NPN	PNP	BD135	BD136	BD131	BD132	BD437	BD438	BUP41		TO-1  <table><tr><th>NPN</th><th>PNP</th></tr><tr><td>AC176</td><td>AC128</td></tr><tr><td>AC187</td><td>AC188</td></tr></table>	NPN	PNP	AC176	AC128	AC187	AC188	X-55  <table><tr><th>NPN</th><th>PNP</th></tr><tr><td>BC182</td><td>BC212</td></tr><tr><td>BC183</td><td>BC213</td></tr><tr><td>BC184</td><td>BC214</td></tr><tr><td>2N3707</td><td>2N3702</td></tr><tr><td>2N3710</td><td>2N3703</td></tr></table>	NPN	PNP	BC182	BC212	BC183	BC213	BC184	BC214	2N3707	2N3702	2N3710	2N3703	TO92  <table><tr><th>NPN</th><th>PNP</th></tr><tr><td>BC183L</td><td>BC213L</td></tr><tr><td>BC237B</td><td>BC557</td></tr><tr><td>BC547</td><td>BC307B</td></tr><tr><td>BC548</td><td>2N4402</td></tr><tr><td>BC546</td><td></td></tr><tr><td>2N3705</td><td></td></tr><tr><td>2N3903</td><td></td></tr></table>	NPN	PNP	BC183L	BC213L	BC237B	BC557	BC547	BC307B	BC548	2N4402	BC546		2N3705		2N3903		SOT25  <table><tr><th>NPN</th></tr><tr><td>BF194</td></tr><tr><td>BF195</td></tr><tr><td>BF196</td></tr><tr><td>BF197</td></tr></table>	NPN	BF194	BF195	BF196	BF197																																																																																																																																																																																																																															
NPN	PNP																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BD135	BD136																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BD131	BD132																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BD437	BD438																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BUP41																																																																																																																																																																																																																																																																																				
NPN	PNP																																																																																																																																																																																																																																																																																			
AC176	AC128																																																																																																																																																																																																																																																																																			
AC187	AC188																																																																																																																																																																																																																																																																																			
NPN	PNP																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC182	BC212																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC183	BC213																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC184	BC214																																																																																																																																																																																																																																																																																			
2N3707	2N3702																																																																																																																																																																																																																																																																																			
2N3710	2N3703																																																																																																																																																																																																																																																																																			
NPN	PNP																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC183L	BC213L																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC237B	BC557																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC547	BC307B																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC548	2N4402																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC546																																																																																																																																																																																																																																																																																				
2N3705																																																																																																																																																																																																																																																																																				
2N3903																																																																																																																																																																																																																																																																																				
NPN																																																																																																																																																																																																																																																																																				
BF194																																																																																																																																																																																																																																																																																				
BF195																																																																																																																																																																																																																																																																																				
BF196																																																																																																																																																																																																																																																																																				
BF197																																																																																																																																																																																																																																																																																				
TO18  Unijunction transistor <table><tr><td>2N2646</td><td>2N4870</td></tr><tr><td>2N2647</td><td>2N4871</td></tr></table>	2N2646	2N4870	2N2647	2N4871	G1  <table><tr><td>3N140</td></tr><tr><td>3N141</td></tr><tr><td>40673</td></tr></table>	3N140	3N141	40673	 BF256 2N3819 (connection FET)	G2  SOT103 <table><tr><td>BF960</td><td>BF981</td></tr><tr><td>BF961</td><td>3SK81</td></tr></table>	BF960	BF981	BF961	3SK81	 <table><tr><th>NPN</th><th>PNP</th></tr><tr><td>BC157</td><td>BC147</td></tr><tr><td>BC158</td><td>BC148</td></tr><tr><td>BC159</td><td>BC149</td></tr><tr><td>BCX35</td><td>BCX31</td></tr></table>	NPN	PNP	BC157	BC147	BC158	BC148	BC159	BC149	BCX35	BCX31																																																																																																																																																																																																																																																											
2N2646	2N4870																																																																																																																																																																																																																																																																																			
2N2647	2N4871																																																																																																																																																																																																																																																																																			
3N140																																																																																																																																																																																																																																																																																				
3N141																																																																																																																																																																																																																																																																																				
40673																																																																																																																																																																																																																																																																																				
BF960	BF981																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BF961	3SK81																																																																																																																																																																																																																																																																																			
NPN	PNP																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC157	BC147																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC158	BC148																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC159	BC149																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BCX35	BCX31																																																																																																																																																																																																																																																																																			
TO220  <table><tr><th>NPN</th><th>PNP</th></tr><tr><td>BD539</td><td>BD540</td></tr><tr><td>BD743</td><td>BD744</td></tr><tr><td>TIP29C</td><td>TIP30C</td></tr><tr><td>BU407</td><td>BD244C</td></tr><tr><td>BUP30</td><td>BD240C</td></tr><tr><td>2N6099</td><td>BD242C</td></tr><tr><td>BD243C</td><td></td></tr><tr><td>D44C10</td><td></td></tr><tr><td>BD241C</td><td></td></tr></table>	NPN	PNP	BD539	BD540	BD743	BD744	TIP29C	TIP30C	BU407	BD244C	BUP30	BD240C	2N6099	BD242C	BD243C		D44C10		BD241C		X80  BFR14 BFR49	SMD SOT23  1,3 mm 3 mm <table><tr><th>NPN</th><th>PNP</th></tr><tr><td>BC846B</td><td>BC856B</td></tr><tr><td>BC847B</td><td>BC857B</td></tr><tr><td>BC848B</td><td>BC858B</td></tr><tr><td>BC849B</td><td>BC859B</td></tr></table>	NPN	PNP	BC846B	BC856B	BC847B	BC857B	BC848B	BC858B	BC849B	BC859B																																																																																																																																																																																																																																																				
NPN	PNP																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BD539	BD540																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BD743	BD744																																																																																																																																																																																																																																																																																			
TIP29C	TIP30C																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BU407	BD244C																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BUP30	BD240C																																																																																																																																																																																																																																																																																			
2N6099	BD242C																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BD243C																																																																																																																																																																																																																																																																																				
D44C10																																																																																																																																																																																																																																																																																				
BD241C																																																																																																																																																																																																																																																																																				
NPN	PNP																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC846B	BC856B																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC847B	BC857B																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC848B	BC858B																																																																																																																																																																																																																																																																																			
BC849B	BC859B																																																																																																																																																																																																																																																																																			

