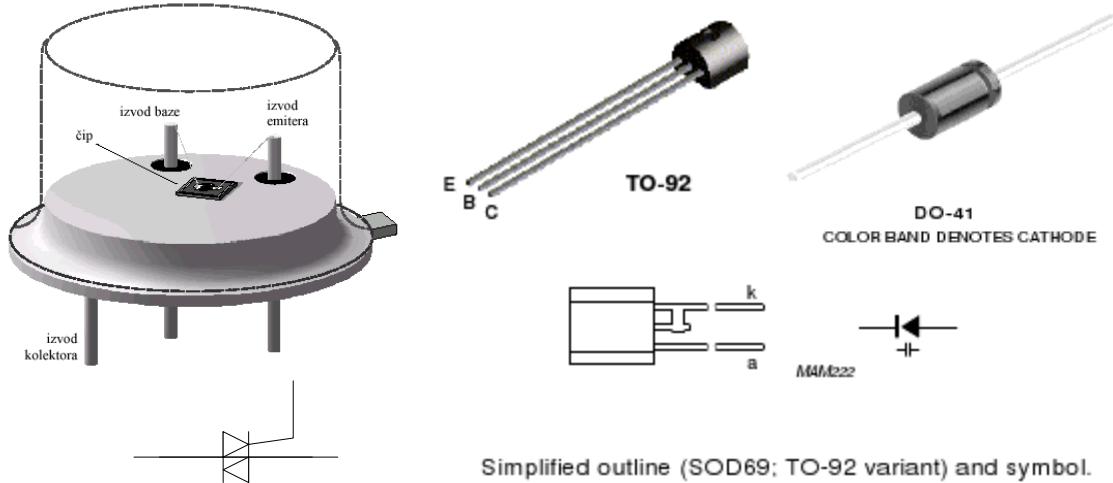


TONKO KOVACHEVIC



Simplified outline (SOD69; TO-92 variant) and symbol.

# ELEKTRONIČKI ELEMENTI

## Nastavni materijal



**SVEUČILIŠTE U SPLITU  
SVEUČILIŠNI STUDIJSKI CENTAR  
ZA STRUČNE STUDIJE  
Split, 2010**

## **PREDGOVOR**

Nastavni materijal iz područja Elektroničkih elemenata napisan je za studente Elektronike i Elektroenergetike Sveučilišnog studijskog centra za stručne studije Sveučilišta u Splitu. Nastavnim materijalom je obuhvaćen veći dio tematskih cjelina potrebnih za savladavanje gradiva iz predmeta Elektronički elementi (6 ECTS).

# Sadržaj

1. POLUVODIČI.....	1
2. ELEKTRONIČKI ELEMENTI.....	14
2.1. POLUVODIČKA DIODA .....	14
<u>Poluvalni ispravljač</u> .....	15
<u>Punovalni ispravljač</u> .....	17
<u>Diodni ograničavači</u> .....	18
<u>Zadatak 2.1.</u> .....	20
<u>Zadatak 2.</u> .....	20
<u>Zadatak 3.</u> .....	21
<u>Zadatak 4.</u> .....	21
2.2. ZENER DIODA .....	24
<u>Zadatak 1</u> .....	25
<u>Zadatak 2</u> .....	26
2.3. LED DIODA .....	28
Ostali Opto-elektronički elementi .....	28
2.4. Kapacitivna dioda.....	30
<u>Zadatak 1</u> .....	32
VJEŽBA 5. KAPACITIVNA DIODA .....	Error! Bookmark not defined.
2.5. BIPOLARNI TRANZISTOR .....	34
Ograničenja u radu tranzistora.....	39
Nadomjesni modeli bipolarnoga tranzistora.....	40
Nadomjesni $\pi$ -hibridni sklop tranzistora .....	41
Ebers-Mollov model .....	42
Tranzistor kao sklopka.....	45
2.6. UNIPOLARNI TRANZISTOR.....	49
JFET .....	49
MOSFET .....	51
VFET i VMOS .....	53
CMOS .....	53
Projektiranje mikro-elektroničkih sklopova .....	54
Nadomjesni modeli unipolarnih tranzistora .....	57
Unipolarni tranzistor kao sklopka.....	58
Sklopka s MOSFET-om .....	58
CMOS sklopka .....	58

Budući razvoj i druge tehnologije.....	59
2.7. JEDNOSPOJNI TRANZISTOR.....	62
2.8. TIRISTORI.....	64
Primjer regulacije struje pomoću SCR-a .....	67
3. OZNAČAVANJE I ISPITIVANJE POLUVODIČA .....	69
4. PRILOG – tehnički podaci .....	72
5. PRILOG – osciloskopi.....	80
5.1. Kratke upute za uporabu osciloskopa u laboratoriju 1 .....	80
6. LITERATURA .....	87

## 1. POLUVODIČI

### Čvrsta tijela

Materijali u čvrstome stanju mogu biti *amorfni* ili *kristalni*. Nepravilan raspored atoma ili grupa atoma karakterizira amorfna čvrsta tijela. Karakteristika kristalnih čvrstih tijela je pravilan raspored atoma ili molekula od kojih su načinjena. Nadalje kristalna čvrsta tijela možemo podijeliti na *polikristale* i *monokristale*. Kod polikristala, pravilan poredak proteže se na manje dijelove čvrstoga tijela. Monokristali su karakterizirani pravilnim ponavljanjem osnovnoga geometrijskog oblika (*jedinične čelije*). Postoji više mogućnosti promatranja i klasifikacije kristalnih čvrstih tijela. Ona se mogu promatrati sa stanovišta geometrijskoga oblika osnovnih čelija od kojih je čvrsto tijelo nastalo, moguće ih je klasificirati prema njihovim fizikalnim svojstvima, kao što su temperaturna, optička, magnetska, električna i druga svojstva. Elektroni u vanjskoj ljudsci atoma (*valentni elektroni*) bitni su za sva ova svojstava kao i za karakter sila koje drže atome kristala na okupu. Prema karakteru sila koje drže atome kristala na okupu (sile kristalnih veza) moguće je čvrsta tijela podijeliti na: *ionske*, *metalne*, *kovalentne* i *molekularne kristale*.

Svojstvo *ionskih kristala* je da pojedini elektroni vanjske ljudske jednoga elementa prelaze na atome drugoga elementa, na tako da oba tvore zatvorene ljudske. Primjer takvoga kristala je NaCl (*natrijev klorid*).

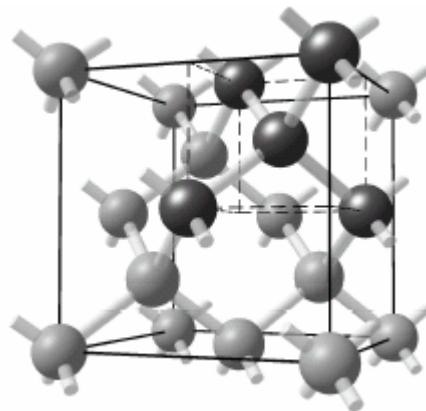
Natrij, koji ima jedan valentan elektron, predaje ga kloru, što znači da svaki atom ima za sebe popunjene ljudske i oba atoma se ioniziraju ( $\text{Na}^+\text{Cl}^-$ ). Sila kristalne veze je elektrostatske prirode i rezultat je ionizacije. Ovi kristali vrlo slabo vode struju pogotovo na nižim temperaturama.

Za *metalne kristale* karakteristično je to što su ioni kristalne rešetke nastali otpuštanjem valentnih elektrona. Ti elektroni nisu vezani za svoje matične atome i kreću se slobodno kroz čitav kristal.

Slobodni elektroni su uzrok velike specifične vodljivosti metalnih kristala. Sile kristalnih veza između iona kristalne rešetke, elektrostatske su prirode i ostvaruju ih slobodni elektroni.

U *molekularnim kristalima* postoje prepoznatljive molekule u kristalnoj strukturi. Sile kristalnih veza mogu se objasniti pomoću van der Waalsove sile (nisu kovalentne interakcije). Kao primjer ovakvih kristala mogao bi poslužiti šećer koji ima nisko talište.

Kod *kovalentnih kristala*, sile kristalne veze ostvaruju se dijeljenjem valentnih elektrona između susjednih atoma. Primjer takve veze je dijamantna struktura. Dijamant (*ugljik*) je četverovalentan, slika 1.1.



Slika 1.1. Kristalna rešetka dijamanta

Svaki atom dijeli svoja četiri valentna elektrona sa četiri susjedna atoma, udružujući ih u parove. Privlačnu silu između dvaju susjednih atoma ostvaruje par elektrona smješten na krajevima dužine, čime se simbolizira veza između susjednih atoma, što znači da se oko svakoga atoma formiraju četiri valentne veze. Na isti način kristaliziraju se četverovalentni elementi *silicij* (Si) i *germanij* (Ge), koji su od najvećeg interesa u poluvodičkoj elektronici.

Ovaj način veze ostvaruje se također i kod nekih kristala složenih od dvaju elemenata, od kojih je jedan trovalentan, a drugi peterovalentan. Takvi kristali su *galijev-arsenid* (GaAs) i *indijev-antimonid* (In-Sb). Sile kristalnih veza su opet elektrostatske prirode, ali se ne mogu objasniti klasičnom Coulombovom silom, već valnom prirodom elektrona. Udrživanje valentnih elektrona u kovalentne veze ima za posljedicu da kovalentni kristali slabo vode struju, a na temperaturi absolutne nule uopće ne vode.

Od fizikalnih svojstava čvrstih tijela u elektrotehnici, najvažnija su njihova električna svojstva. Prema iznosu specifičnoga otpora, čvrsta tijela dijele se na: *vodiče, poluvodiče i izolatore* (tablica 1.1).

*Tablica 1.1 Podjela čvrstih tijela prema specifičnome otporu*

Čvrsta tijela	Specifični otpor $\rho$ [ $\Omega\text{cm}$ ]
Vodiči	$\rho < 10^{-3}$
Poluvodiči	$10^{-3} < \rho < 10^6$
Izolatori	$\rho > 10^6$

Specifični otpor poluvodiča opada porastom temperature, ali unutar određenoga intervala temperaturne skale može i rasti. Navedene vrijednosti specifičnoga otpora odnose se na sobnu temperaturu.

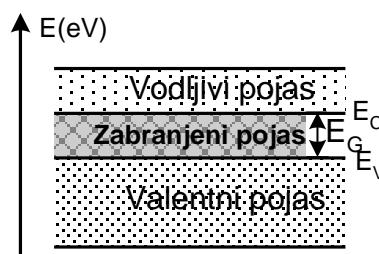
Granice su u određenoj mjeri proizvoljne, time da je mnogo jača indikacija o vrsti čvrstoga tijela - temperaturna ovisnost specifičnoga otpora, iako ni ona nije jednoznačna.

Podjelu čvrstih tijela na *vodiče, poluvodiče i izolatore* moguće je uglavnom napraviti na osnovi vrste sila kristalne veze. Za najveći broj vodiča tipični su metalni kristali, a za poluvodiče i izolatore ionski i kovalentni kristali. U ionskim kristalima vodljivost, naročito na višim temperaturama, može biti izazvana i gibanjem iona kroz kristal.

Kao što je iz fizike poznato *diskretne energetske razine* (koje karakteriziraju atome) određuju dozvoljene energije elektrona u atomu. One prerastaju u *pojaseve energija* kada se atomi pojedinoga elementa udruže u kristal. U pravilu, iz svake diskretne energetske razine pojedinačnoga atoma, nastaje jedan pojas energija kristala. Pojasevi dozvoljenih energija obično su međusobno odijeljeni intervalima ili pojasevima energija koje elektroni ne mogu imati, tzv. *pojasevima zabranjenih energija*. Najviši energetski pojasevi mogu se, međutim, i preklapati.

O obliku energetskih pojaseva kristala koji potječu od valentnih elektrona ovisit će je li pojedino čvrsto tijelo metal, poluvodič ili izolator. Niži energetski pojasevi, nastali iz diskretnih razina elektrona koji tvore popunjene ljsuske, bez značenja su za električna svojstva čvrstih tijela, pa se ovdje neće niti razmatrati.

Za poluvodiče i izolatore, kada nemaju primjesa i kada je čitav kristal bez struktturnih defekata, *dijagram energetskih pojaseva* poprima oblik prikazan na slici 1.2.



*Slika 1.2 Dijagram energetskih pojaseva poluvodiča ili izolatora*

Energetski pojasevi koji pripadaju elektronima popunjenih ljsaka nisu prikazani. *Valentni pojaz* je na apsolutnoj nuli kompletno popunjen, a odijeljen je od *vodljivoga pojasa*, koji je na apsolutnoj nuli prazan, *pojasom zabranjenih energija* širine  $E_G$ , unutar kojega elektroni ne mogu egzistirati.

Postojanje pojasa zabranjenih energija između jednoga, na apsolutnoj nuli popunjeno, i drugoga

koji je dozvoljen, ali na apsolutnoj nuli praznoga, ima za posljedicu da kroz takav kristal na apsolutnoj nuli uopće ne može protjecati struja. To je posljedica ***Paulijevog principa***. Taj osnovni princip izriče tvrdnju da u jednome kristalu isto stanje gibanja, karakterizirano trima komponentama brzine elektrona, može imati samo jedan elektron, odnosno dva elektrona ukoliko se uzme u obzir i njihov ***spin***. U popunjenoj pojasi, sva dozvoljena energetska stanja stvarno su i zastupljena. Prema tome gibanje elektrona kroz kristal, odnosno prijelaz iz jednoga energetskog stanja u drugo ima za posljedicu suprotno gibanje drugoga elektrona, tj. moguća je samo zamjena stanja. U tome slučaju ne teče električna struja, jer ne postoji usmjereno gibanje slobodnih elektrona pod utjecajem električnoga polja.

Da bi kroz takav kristal mogla teći struja, morali bi se elektroni iz popunjenovalentnog pojasa prebaciti u prazan vodljivi pojasi, ali za to im je potrebno predati iznos energije  $E > E_G$ . Električno polje, čak kad je i vrlo jako, može elektronima predati samo male dodatne iznose energija, koji su puno manji od  $E_G$ , a unutar zabranjenoga pojasa elektroni ne mogu egzistirati. Kod porasta temperature, uslijed vibracija atoma kristalne rešetke, elektronima se predaju u prosjeku iznosi energije reda  $kT$ . Taj iznos izražen u elektron-voltima daje:

$$E_T = \frac{k \cdot T}{q} = \frac{T}{11605} [\text{eV}] \quad (1.1)$$

gdje je:

$T$  ... apsolutna temperatura,

$k = 1,38 \cdot 10^{-23} [\text{J/K}]$  ... Boltzmannova konstanta,

$q = 1,6 \cdot 10^{-19} [\text{C}]$  ... iznos naboja elektrona.

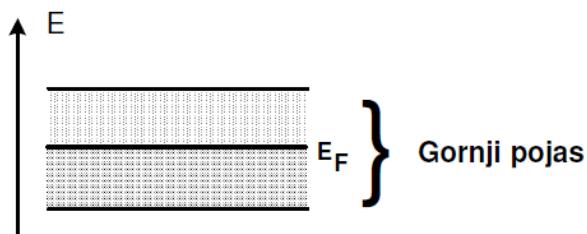
Na sobnoj temperaturi  $T = 290 \text{ K}$ , a  $E_T = 0,025 \text{ eV}$ . To je puno manje od širine zabranjenoga pojasa  $E_G$ , koja je reda veličine eV. Treba međutim voditi računa o činjenici koja rezultira iz statističke fizike, na osnovi koje će biti moguće određeno, vrlo malome broju elektrona dati iznose energija veće od  $E_G$  i omogućiti im prijelaze u vodljivi pojasi, ali je vjerojatnost  $f$  za to vrlo mala i proporcionalna je:

$$f \sim e^{-\frac{E_G}{E_T}}. \quad (1.2)$$

Vjerojatnost prijelaza elektrona u vodljivi pojasi na danoj temperaturi eksponencijalno opada sa širinom zabranjenoga pojasa. Kako vodljivost kristala ovisi o broju elektrona u vodljivom pojasi, kristali s manjom širinom zabranjenoga pojasa bolje će voditi struju. Na osnovi te čisto kvantitativne razlike, dijele se spomenuta čvrsta tijela na poluvodiče i izolatore. Ukoliko je  $E_G$  manji od približno 2 eV, govori se o poluvodičima. Među poluvodiče spadaju germanij, čiji je  $E_G = 0,78 \text{ eV}$ , i silicij, koji ima  $E_G = 1,2 \text{ eV}$ , na temperaturi apsolutne nule. Širina zabranjenoga pojasa polako opada kako raste temperatura, tako da je na sobnoj temperaturi: za germanij  $E_G = 0,72 \text{ eV}$ , a za silicij  $E_G = 1,1 \text{ eV}$ .

### Vodiči

Jedan od mogućih oblika predodžbi energetskih pojaseva metala (vodiča) prikazuje slika 1.3.



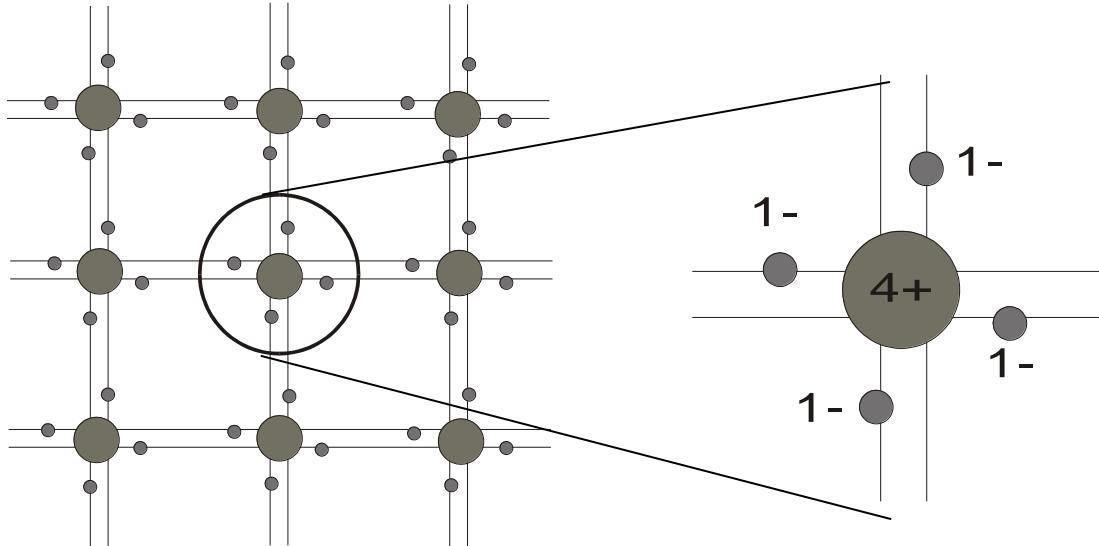
Slika 1.3 Energetski pojasevi metala

Gornji pojasi samo je djelomično popunjeno na apsolutnoj nuli do točno određene razine tzv. ***Fermijeva razina***.

Budući da se iznad najviše zaposjednute razine nalazi obilje dozvoljenih energetskih razina, elektroni će se pod djelovanjem električnoga polja slobodno kretati kroz kristal i struja će moći teći. Energetski pojasevi elektrona popunjenih ljudsaka leže ispod prikazanoga pojasa energija i odvojeni su od njega pojasevima zabranjenih energija, ali kao što je već rečeno, o njima ne ovise električna svojstva kristala.

## Intrinsični i ekstrinsični poluvodiči

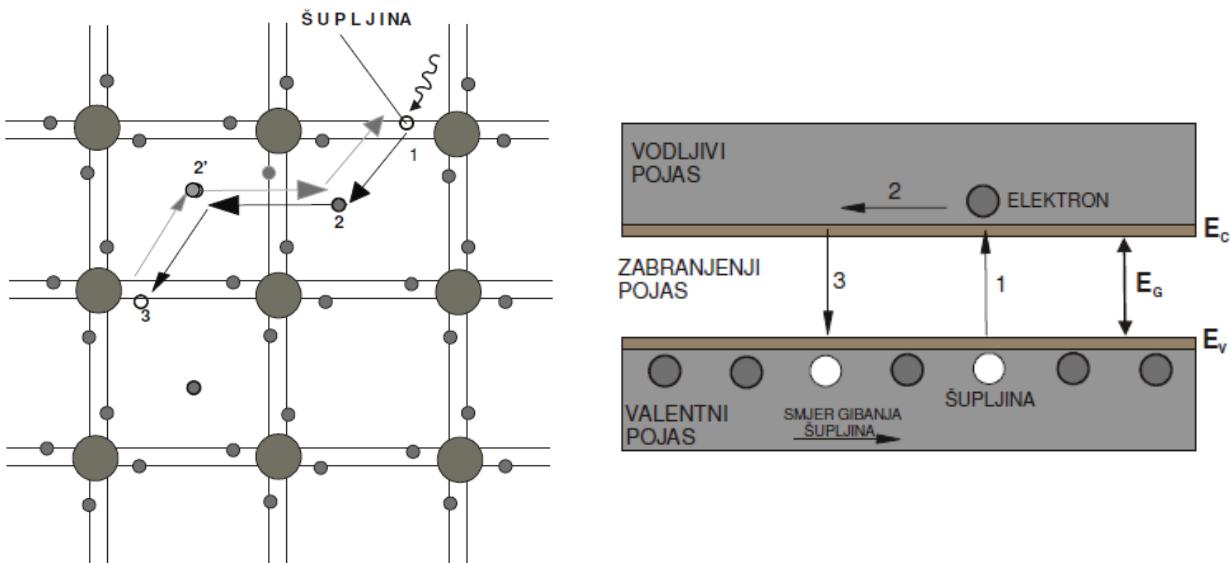
Na slici 1.4 prikazana je kristalna rešetka silicija.



Slika 1.4 Dvodimenzionalan prikaz kristalne rešetke silicija

Kao što se vidi na slici, jedan atom dijeli svoja četiri valentna elektrona sa četirima susjednim atomima i na taj način tvori sile kristalne veze.

Na temperaturama različitim od temperature apsolutne nule, termička titranja kristalne rešetke dovoljna su da se neke veze među atomima razbijaju, slika 1.5.



Slika 1.5. Generacija parova elektron-šupljina

Razbijanjem veze, elektron se oslobađa od matičnoga atoma, što će omogućiti protok električne struje. Prekinutoj kovalentnoj vezi istodobno nedostaje elektron što se simbolizira šupljinom, nositeljem pozitivnoga jediničnog naboja. Valentni elektroni iz susjednih kovalentnih veza mogu uskočiti na mjesto šupljine, dodatno doprinoseći električnoj vodljivosti poluvodiča. Opisani proces nastanka elektrona i šupljina naziva se **generacija nositelja** (točka 1 na slici 1.5.).

Porastom temperature, raste energija termičkih titraja kristalne rešetke, pa raste i broj termički generiranih parova elektron-šupljina, a time i električna vodljivost poluvodiča. Tijekom gibanja kroz kristalnu rešetku (točka 2 na slici 1.5.), oslobođeni elektron će negdje u kristalnoj rešetki naletjeti na prethodno razbijenu valentnu vezu koju će dopuniti. Time će poništiti šupljinu koja je na tome mjestu u tom trenutku postojala. Taj proces naziva se **rekombinacija nositelja** (točka 3 na slici 1.5.).

Uvođenje šupljine kao pozitivno nabijene čestice omogućuje da se umjesto gibanja velikoga broja elektrona u valentnome pojasu, prati gibanje relativno maloga broja šupljina u suprotnome smjeru.

U energetskome dijagramu, oslobađanje elektrona od matičnoga atoma predočava se preskokom elektrona iz valentnoga u vodljivi pojas. Elektron pri dnu vodljivoga pojasa ima samo potencijalnu energiju. Pod djelovanjem električnoga polja on će dobiti određeni iznos kinetičke energije, što će omogućiti protok električne struje. Porast kinetičke energije elektrona u energetskome dijagramu, odgovara udaljavanju elektrona od dna vodljivoga pojasa prema gore. Porast kinetičke energije šupljina odgovara udaljavanju od vrha valentnoga pojasa prema dolje.

Ako je poluvodič potpuno čist, tj. ako je koncentracija drugih atoma u kristalu poluvodiča zanemariva, tada slobodni elektron i šupljine nastaju isključivo opisanim postupkom generacije parova elektron-šupljina. Zbog toga su ravnotežne koncentracije elektrona i šupljina u takvome poluvodiču međusobno jednake, a takav poluvodič zovemo **intrinsični** (*čisti*) poluvodič.

Prema zakonu termodinamičke ravnoteže, umnožak ravnotežnih koncentracija elektrona i šupljina u poluvodiču na nekoj temperaturi je konstantan:

$$n_0 \cdot p_0 = n_i^2, \quad (1.3)$$

gdje su:

$n_0$  ... ravnotežne koncentracije slobodnih elektrona,

$p_0$  ... ravnotežne koncentracije slobodnih šupljina,

$n_i$  ... intrinsična koncentracija nositelja.

Koncentracije elektrona i šupljina u čistome (*intrinsičnom*) poluvodiču međusobno su jednake i jednake intrinsičnoj koncentraciji, zato što u takvome poluvodiču slobodni nositelji postoje isključivo zbog termičke generacije parova elektron-šupljina. Intrinsična koncentracija ovisi o temperaturi na kojoj se poluvodič nalazi i o širini njegovoga zabranjenog pojasa:

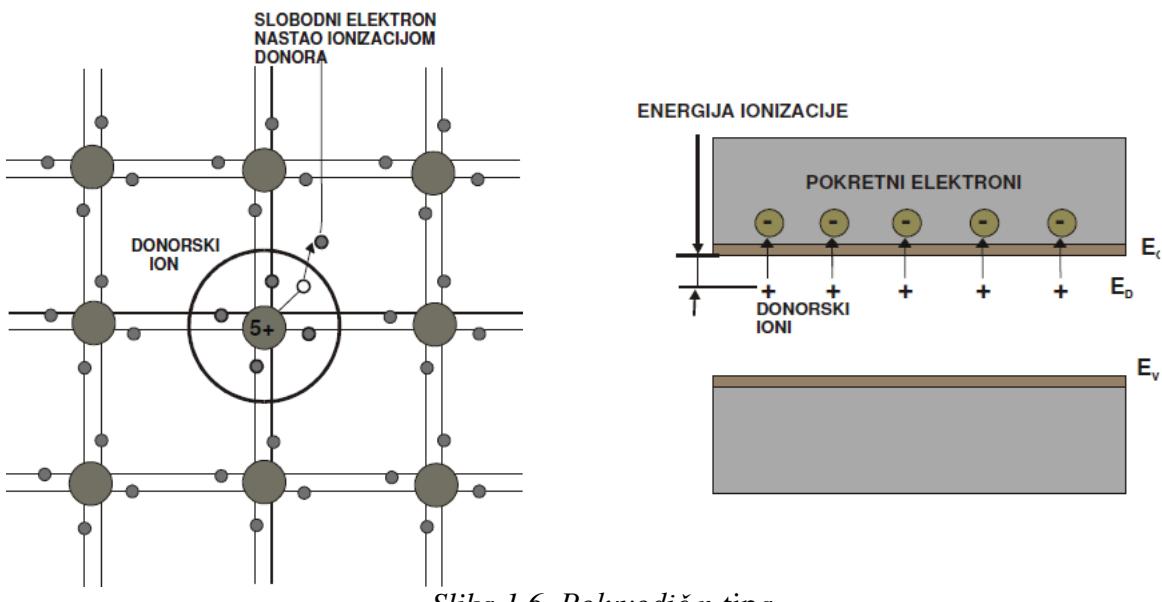
$$n_i = \sqrt{N_V \cdot N_C} \cdot e^{-\frac{E_G}{2E_T}}, \quad (1.4)$$

gdje su:

$N_V$  ... efektivne gustoće kvantnih stanja u valentnom,

$N_C$  ... efektivne gustoće kvantnih stanja u vodljivome pojasu.

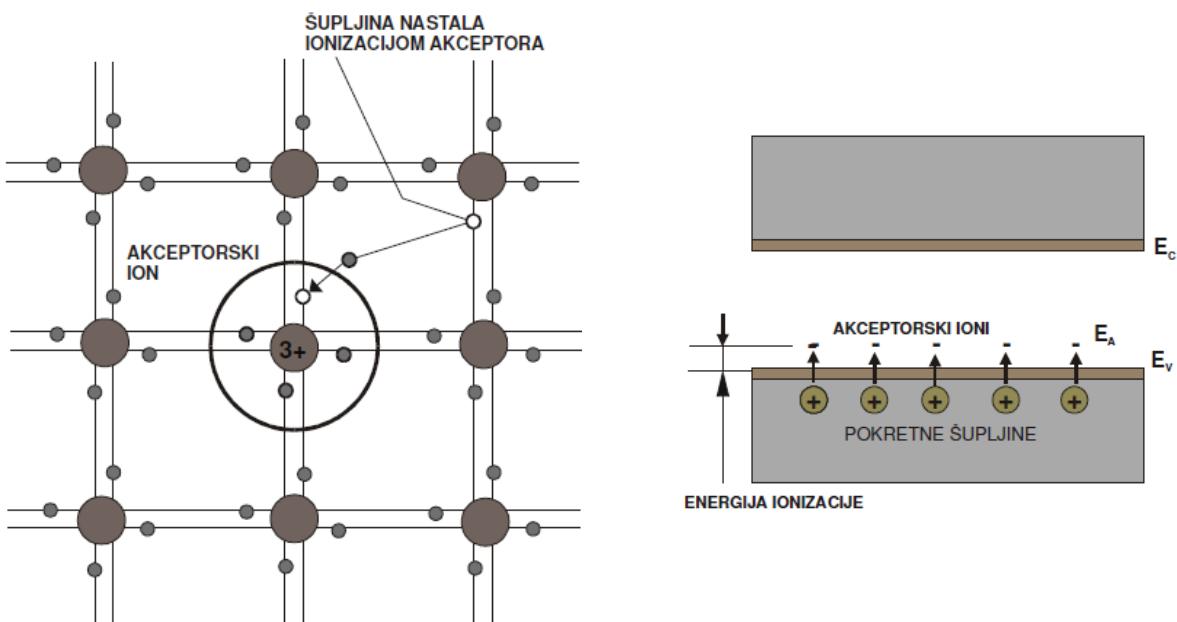
Dodavanjem određenih primjesa u kristalnu rešetku poluvodiča, mijenjaju se i njegova električna svojstva. Ako te primjese povećavaju koncentraciju slobodnih elektrona, onda govorimo o *donorskim* primjesama, a za poluvodič u kojemu je koncentracija elektrona veća od koncentracije šupljina kažemo da je *ekstrinsičan* poluvodič  $n$ -tipa. U siliciju i germaniju, koji su četverovalentni elementi (imaju četiri elektrona u valentnoj ljusci), koncentraciju elektrona povećavaju peterovalentni elementi, npr. fosfor ili arsen. Budući da oni u valentnoj ljusci imaju pet elektrona, a četiri su im dovoljna za formiranje kovalentne veze sa susjednim atomima poluvodiča, peti elektron će biti vrlo slabo vezan za matični atom, te će biti dovoljna vrlo mala energija ionizacije da se on oslobodi. Naravno, kada elektron napusti „primjesni“ atom, on će postati pozitivan (donorski) ion. On je na sobnoj temperaturi "zamrznut" u kristalnoj rešetki silicija, pa ne doprinosi vodljivosti poluvodiča, slika 1.6.



Slika 1.6. Poluvodič n-tipa

Prisutnost donorskoga atoma u poluvodiču u energetskome dijagramu unutar zabranjenoga pojasa poluvodiča, predočava se diskretnim stanjima koja su vrlo blizu vrha zabranjenoga pojasa. Budući da je za tipične donorske primjese neophodna vrlo mala energija ionizacije da bi elektroni uskočili u vodljivi pojase (10 do 50 meV), na sobnoj temperaturi ( $T = 300$  K) ionizirani su gotovo svi primjesni atomi.

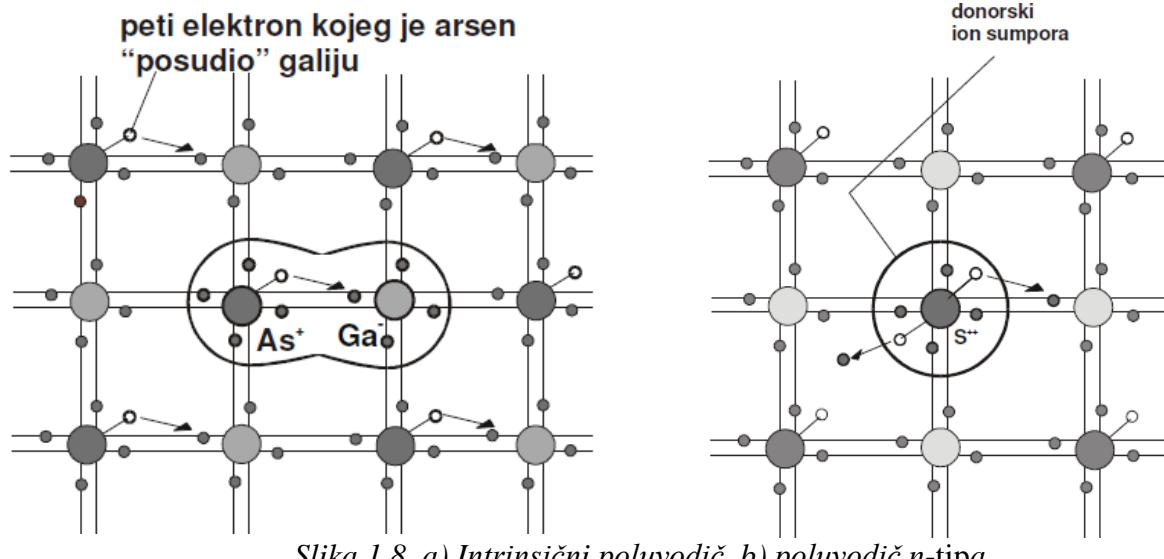
Poluvodič p-tipa, u kojem je koncentracija šupljina veća od koncentracije elektrona, dobiva se dodavanjem akceptorskih primjesa. U siliciju i germaniju akceptorske primjese uglavnom su trovalentni elementi, npr. bor, galij. Kako ti elementi imaju samo tri elektrona u valentnoj ljusci, za ostvarivanje čvrste kovalentne veze sa susjednim atomima poluvodiča, nedostaje jedan elektron, slika 1.7.



Slika 1.7. Poluvodič p-tipa

Takav atom će stoga vezati za sebe jedan od elektrona koji bi inače preskočio iz valentnoga u vodljivi pojase, odnosno onemogućiti će generiranje slobodnoga elektrona u paru elektron-šupljina. Prihvaćanjem slobodnoga elektrona, akceptorski atom postaje negativan ion. Za tipične akceptorske primjese, energija ionizacije je vrlo mala (10 do 50 meV), pa su na sobnim temperaturama gotovo svi akceptorji ionizirani. U energetskome dijagramu poluvodiča akceptorji unose stanja u zabranjeni pojase, vrlo blizu dna zabranjenoga pojasa.

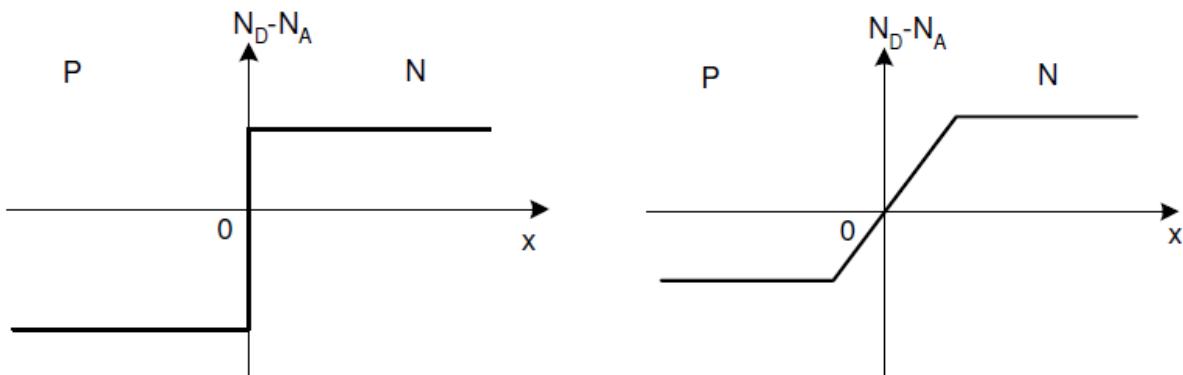
Složeni poluvodiči (*compound semiconductors*) sastoje se od spojeva tro-valentnoga i petero-valentnoga elementa (III-V poluvodiči, GaAs galij-arsenid, GaP galij-fosfid), odnosno dvo-valentnoga i šestero-valentnih elemenata (II-VI poluvodiči, ZnS cink-sulfid), kovalentna veza ostvaruje se tako da atom koji ima veći broj elektrona u valentnoj ljusci ustupa višak elektrona atomu s nižom valentnošću. Donorske primjese su elementi koji imaju višu valentnost od komponente koju nadomještaju u kristalnoj rešetki, a akceptorske primjese imaju nižu valentnost od komponente koju nadomještaju. Na slici 1.8. prikazan je donorski atom šestero-valentnoga sumpora koji je nadomjestio petero-valentni arsen u kristalnoj rešetki galij-arsenida.



Slika 1.8. a) Intrinski poluvodič, b) poluvodič n-tipa

### P-N spoj

Prijelaz iz *P*-tipa u *N*-tip može biti skokovit ili postupan. Pod metalurškom ili *P-N* graničnom ravninom podrazumijeva se ona ravnina u kojoj su koncentracije donora i akceptoru međusobno jednake, a to je u oba slučaja ravnina  $x = 0$ , slika 1.9.



Slika 1.9 Postupci legiranja i izvlačenja

Osnovno svojstvo *P-N* spoja je njegovo ***ispravljačko djelovanje*** i zbog toga efekta imamo usko područje konačne širine koje se proteže na obje strane metalurske granice. To prijelazno područje naziva se sloj prostornoga naboja, *P-N* barijera ili prijelazni sloj. Pod *P-N* spojem podrazumijeva se cjelina poluvodiča *P*- i *N*-tipa, i on je u tome smislu praktički ekvivalentan *P-N* diodi.

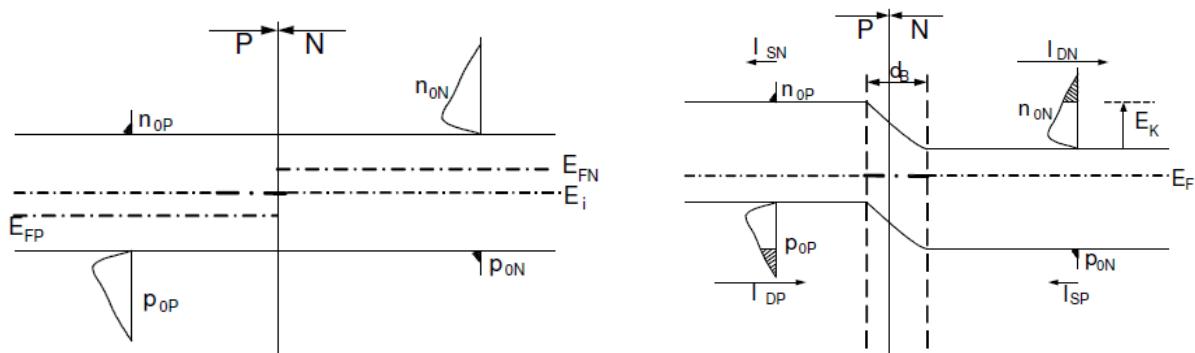
Ispravljačkim svojstvom raspolažu i kontakti mnogih metala s poluvodičima. Ako je spoj ostvaren duž neke relativno veće plohe, kao i u slučaju *P-N* spoja, onda se takvi ispravljači nazivaju ***slojni*** ili ***spojni ispravljači***; to su uz *P-N* diode, npr. selenski ispravljači. Moguće je također ispravljačko djelovanje postići kontaktom tankih metalnih šiljaka i poluvodiča. Tada se govori o ***točkastim*** diodama, odnosno ispravljačima. Među njima su najvažniji silicijevi i germanijevi ispravljački elementi.

Budući da kod  $P$ - $N$  spoja mono-kristalna struktura ostaje sačuvana, teoretska analiza takvoga spoja dade se razmjerno jednostavno provesti. Važnu ulogu kod spojeva metal-poluvodič imaju i svojstva površine poluvodiča duž koje se ostvaruje spoj. Ovdje će se najveća pozornost posvetiti  $P$ - $N$  spoju, jer je on tehnički najvažniji.

Svojstva  $P$ - $N$  spoja mogu se najlakše objasniti ukoliko se zamisli da su oba poluvodiča najprije bila razmaknuta, a zatim dovedena u kontakt uz očuvanje mono-kristalne strukture. Za  $P$ -tip i za  $N$ -tip uzet će se da su homogeni, a prijelaz iz jednoga tipa u drugi skokovit. Koncentracije akceptorskih nečistoća prikazanih kao negativni ioni i donorskih nečistoća prikazanih kao pozitivni ioni, redovito nisu iste. One se obično razlikuju za nekoliko redova veličina. Treba napomenuti da se takav tip prijelaza stvarno i praktički realizira jednim tehnološkim postupkom nazvanim **legiranje**. Rezultati do kojih će se doći analizom skokovitoga prijelaza vrijede u biti i za ostale tipove prijelaza.

Kada na  $P$ - $N$  spoj nije priključen napon, kada se on nalazi na konstantnoj temperaturi i nije izložen djelovanju dodatne radijacije, tada kroz spoj ne može teći struja, pa se on nalazi u ravnoteži.

Ravnotežne koncentracije nositelja na  $P$ -strani su  $n_{0P}$  i  $n_{0N}$ , a na  $N$ -strani  $n_{0N}$  i  $p_{0N}$ . Lako je zaključiti da stanje ostvareno neposredno nakon uspostavljanja kontakta i prikazano na slici 1.10. lijevo, ne može predstavljati ravnotežno stanje.



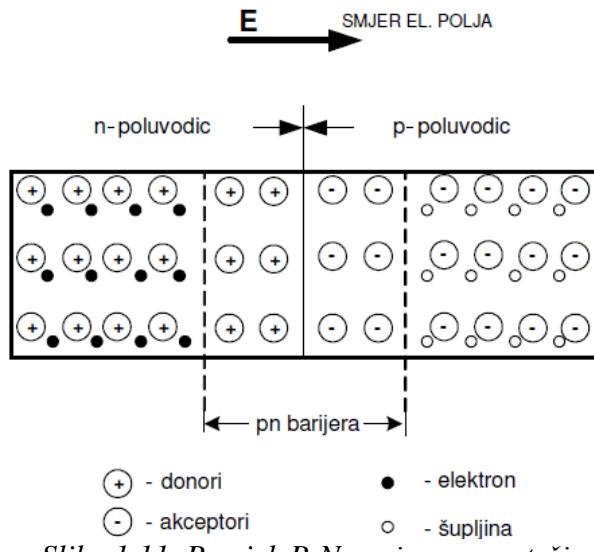
Slika 1.10  $P$ - $N$  spoj neposredno nakon uspostavljanja kontakta i  $P$ - $N$  spoj u ravnoteži

Postoji velika razlika u koncentracijama istoga tipa nositelja na lijevoj i desnoj strani od granične ravnine, pa je u času zamišljenoga uspostavljanja kontakta, gradijent koncentracije beskonačno velik. Posljedica toga je **difuzijsko** gibanje nositelja od mesta više koncentracije prema mjestu niže koncentracije, i to elektrona na  $P$ -stranu i šupljina na  $N$ -stranu.  $N$ -strana gubi elektrone s jedne strane i dobiva šupljine s druge strane, pa postaje **pozitivnija**, a  $P$ -strana postaje **negativnija**. Zbog toga se prolaz difuzijske struje sve više otežava, jer se većinski elektroni na  $N$ -strani moraju gibati prema  $P$ -strani, koja postaje sve **negativnija**, a isto tako šupljine s  $P$ -strane sve teže prelaze na  $N$ -stranu, koja postaje sve **pozitivnija**.

**Ravnotežno stanje** uspostavlja se kada je neto struja kako elektrona tako i šupljina jednaka nuli. To će nastupiti onda kada *Fermijeva razina* u  $P$  i  $N$  dijelu spoja bude jedna te ista. **Energetski dijagram**  $P$ - $N$  spoja u ravnoteži prikazan je na slici 1.10 desno.

Većinski elektroni sprječavani su u svome prijelazu na  $P$ -stranu **barijerom potencijalne energije** ili **kontaktnom potencijalnom energijom**  $E_K$ , a isto su tako sprječavane i većinske šupljine u svome prijelazu na  $N$ -stranu. Područje u kojemu se mijenjaju potencijalne energije elektrona i šupljina vrlo je usko i označeno je na slici 1.10 s  $d_B$ . Ono zadire kako na  $P$ -stranu tako i na  $N$ -stranu i naziva se  **$P$ - $N$  barijera, prijelazni sloj** ili **sloj prostornoga naboja**.

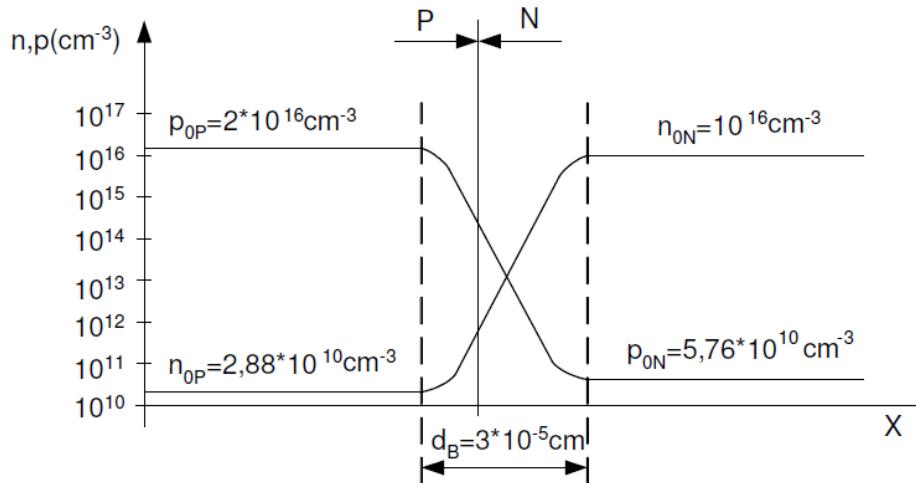
Na  $P$ -strani barijere postoji **negativni prostorni naboј akceptora**, a na  $N$ -strani **pozitivni prostorni naboј donora**. Ti naboji su absolutnim iznosom jednaki, jer je čitav  $P$ - $N$  spoj kao cjelina električno neutralan. Negativan naboј akceptorskih iona na  $P$ -strani barijere nastaje zbog toga što su se većinski elektroni, prelazeći na  $P$ -stranu tokom vremena u kojemu se uspostavljala ravnoteža, rekombinirali u blizini prijelaza sa šupljinama, pa je ostao negativni naboј akceptora nekompenziran pozitivnim naboјem šupljina, slika 1.11.



Slika 1.11. Presjek P-N spoja u ravnoteži

Isto vrijedi i za pozitivni naboj donorskih iona na N-strani. Prostorni naboj u P-N barijeri ima prema **Poissonovoj jednadžbi** za posljedicu da u barijeri postoji **električno polje**, odnosno razlika potencijala između P i N-strane.

Na slici 1.12. prikazana je raspodjela koncentracije nositelja u ravnoteži na sobnoj temperaturi.



Slika 1.12. Raspodjela koncentracije nositelja u P-N spoju

Gustoća struje šupljina u našemu slučaju iznosi:

$$J_p = -qD_p(dp/dx) = 1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 45 \cdot (2 \cdot 10^{16}/3 \cdot 10^{-5}) = 4800 \text{ A/cm}^2, \quad (1.5)$$

gdje je  $D_p$  [cm²/s] **difuzijska konstanta za šupljine**.

Gustoća struje elektrona je *istoga reda veličine* pa se ove dvije struje *zbrajaju*. Potencijalna barijera eliminira ove velike tendencije difuzijskih struja. Mogu difundirati samo oni većinski nositelji čija je kinetička energija veća od  $E_K$ .

Kontaktni potencijal može se izraziti relacijom:

$$U_K = \frac{kT}{q} \ln \frac{p_{0P} \cdot n_{0N}}{n_i^2} \approx \frac{kT}{q} \ln \frac{N_A \cdot N_D}{n_i^2}, \quad (1.6)$$

gdje su:

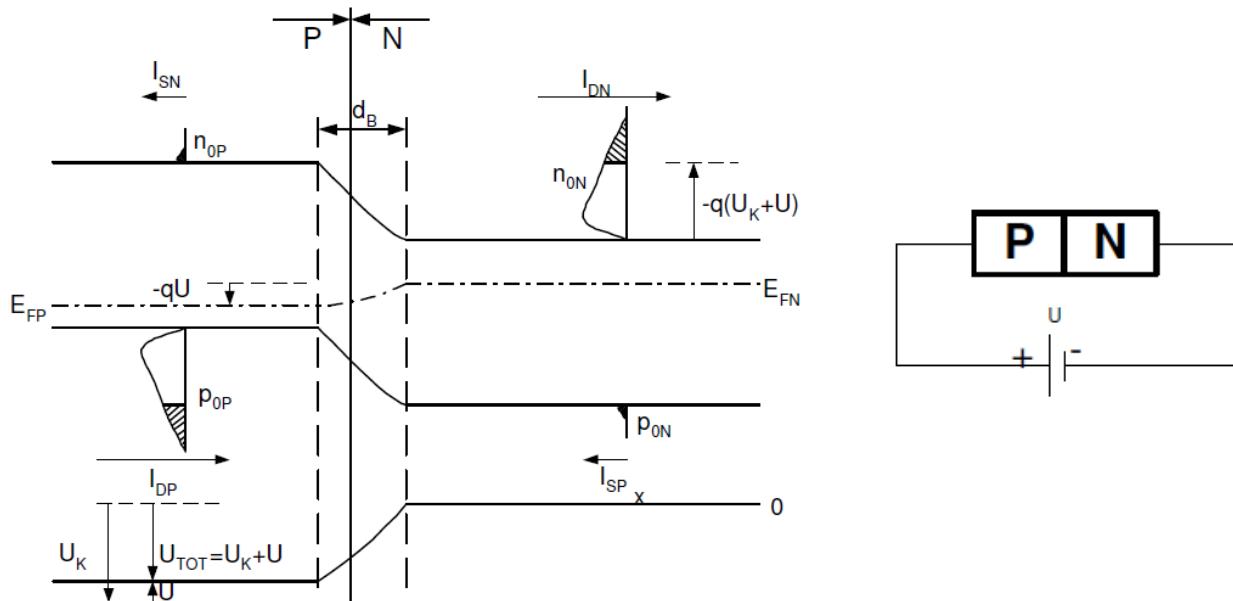
$N_A$  ... koncentracije atoma akceptora,

$N_D$  ... koncentracije atoma donora.

Za germanij  $U_K$  kreće se u granicama od 0,2 V do 0,6 V, a za silicij od 0,4 V do 0,9 V.

## P-N SPOJ POD DJELOVANJEM NAPONA

Na slici 1.13. je prikazan propusno polariziran P-N spoj gdje dolazi do smanjivanja potencijalne barijere u odnosu na ravnotežno stanje.



Slika 1.13. Propusna polarizacija P-N spoja

Zbog toga se u slučaju kad je plus pol vanjskoga napona priključen na P-tip, difuzija većinskih nositelja olakšava, pa će doći do pojačane injekcije elektrona na P-stranu i šupljina na N-stranu. To će imati za posljedicu znatan porast difuzijskih struja  $I_{DN}$  i  $I_{DP}$ , koje se međusobno potpomažu. Većinski nositelji koji mogu difundirati preko barijere označeni su crtkanim površinama.

Za struje manjinskih nositelja  $I_{SN}$  i  $I_{SP}$  nije se ništa promijenilo u odnosu na ravnotežno stanje, jer za njih barijera ne postoji. Struje  $I_{DN}$  i  $I_{DP}$  će prevladati struje  $I_{SN}$  i  $I_{SP}$  i kroz P-N spoj teći će struja.

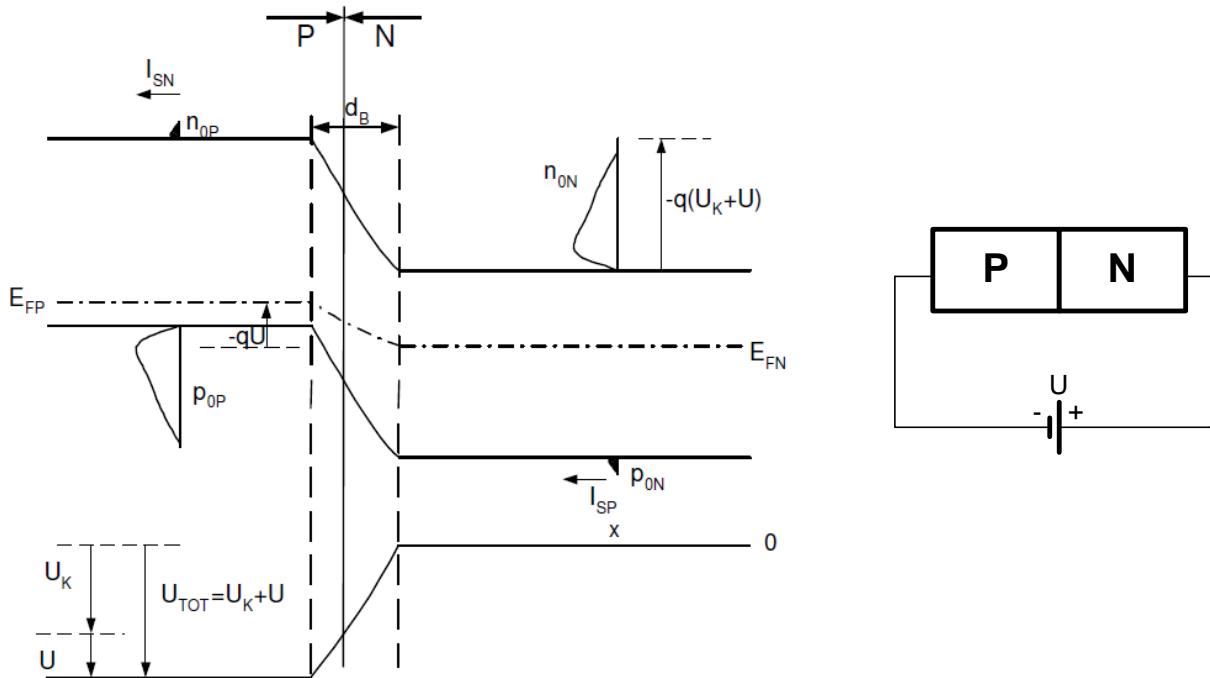
Lako je zaključiti da će struja biti to veća što je potencijalna barijera manja. Ukupan napon na P-N barijeri je  $U_{TOT}$  i on je jednak sumi kontaktnoga potencijala i vanjskoga napona:

$$U_{TOT} = U_K + U. \quad (1.7)$$

Za referentnu stranu uzeta je N-strana, pa  $U_{TOT}$  znači ukupan napon P-strane prema N-strani. Kontaktni potencijal je negativan, pa napon  $U_{TOT}$  postaje iznosom manji ukoliko je vanjski napon  $U$  pozitivan, tj. ako je plus pol napona  $U$  priključen na P-stranu. Budući da je uz takvu polarizaciju barijera smanjena, takva polarizacija naziva se **propusna polarizacija P-N spoja**. Općenito, za struju propusne polarizacije može se pisati:

$$I = I_{DN} + I_{DP} - I_{SN} - I_{SP} = I_D - I_S. \quad (1.8)$$

Za sada se još ne može reći kakva će biti ovisnost struje o priključenome naponu, ali je očito da će ona biti to veća što je napon propusne polarizacije viši. U dijagramu energetskih pojaseva, priključak vanjskog napona  $U$  manifestira se kao dislokacija energetskih razina P-strane za iznos koji je jednak  $-qU$ . Prema tome Fermijeve razine P-strane i N-strane nisu više iste, nego međusobno pomaknute za spomenuti iznos. U slučaju da je minus pol vanjskoga napona priključen na P-stranu, potencijalna barijera bit će veća, tj. napon  $U_{TOT}$  postaje iznosom viši, slika 1.14.



Slika 1.14. Nepropusno polariziran P-N spoj

Za  $U_{TOT}$ , naravno, opet vrijedi relacija (1.7). Iz dijagrama energetskih pojaseva je očito da će zbog visine potencijalne barijere, difuzija većinskih nositelja preko barijere biti praktički onemogućena. Postojat će samo struja manjinskih nositelja, koja je vrlo mala i koja ne ovisi o naponu. Budući da uz takvu polarizaciju postoji samo mala struja manjinskih nositelja, takva polarizacija naziva se **reverzna** ili **nepropusna polarizacija** P-N spoja. Za struju P-N spoja sada vrijedi relacija:

$$I = -I_{SN} - I_{SP} = -I_S. \quad (1.9)$$

Budući da struja reverzne polarizacije ne ovisi o naponu, naziva se **reverzna struja zasićenja**.

U danome prikazu pretpostavljen je da se sav pad napona odigrava na P-N barijeri, tj. da nema pada napona duž električno neutralnih dijelova poluvodiča P i N-tipa koji se nadovezuju na barijeru. U prikazu energetskih pojasa to se očituje na taj način da su pojasevi P i N-područja van barijere horizontalni. U slučaju nepropusne polarizacije zbog vrlo male struje ta je tvrdnja praktički sasvim točna.

Za pronaalaženje strujno-naponske ovisnosti P-N spoja treba riješiti *jednadžbu kontinuiteta* (za manjinske šupljine na N-strani):

$$\frac{d^2 p_N}{dx^2} + \frac{p_{0N} - p_N}{\tau_p \cdot D_p} = 0. \quad (1.10)$$

**Jednadžba kontinuiteta** za manjinske elektrone na P-strani je analogna, pa se izostavlja. Ovdje se neće rješavati ova diferencijalna jednadžba nego će strujno-naponska karakteristika biti prikazana sljedećom jednadžbom (Shockley):

$$I = I_S \left( e^{\frac{qU}{kT}} - 1 \right) = I_S \left( e^{\frac{U}{U_T}} - 1 \right), \quad (1.11)$$

gdje je:

$T$  ... apsolutna temperatura,

$k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  J/K ... Boltzmannova konstanta,

$q = 1,6 \cdot 10^{-19}$  C ... iznos naboja elektrona,

$U$  ... napon na diodi,

$I_S$  ... reverzna struja zasićenja,

$U_T$  ... napon na temperaturi  $T$  (na sobnoj temperaturi oko 26 mV).

**Zadatak 1.**

Za  $n$ -tip poluvodiča odredi koncentraciju manjinskih nositelja na 300 K, ako je koncentracija nečistoća  $10^{17}$ . Intrinskična koncentracija elektrona u siliciju Si ( $E_g = 1,1$  eV,  $T = 300$  K)  $1,52 \cdot 10^{10}$  ( $p = ?$ ).

**Rješenje:**

Za intrinskične poluvodiče:

$$p = n = n_i \Rightarrow p \cdot n = n_i^2$$

Za  $n$ -tip poluvodiča većinska koncentracija elektrona je:

$$n_n \approx N_D \Rightarrow p \cdot N_D = n_i^2$$

$$p = \frac{n_i^2}{N_D} = \frac{(1,52 \cdot 10^{10})^2}{1 \cdot 10^{17}} = \frac{2,31 \cdot 10^{20}}{10^{17}} = 2,31 \cdot 10^3 \frac{\text{šupljina}}{\text{cm}^3}$$

**Zadatak 2.**

Za silicijev  $pn$ -spoј treba izračunati kontaktni potencijal, ako je:  $N_D = 10^{14} \frac{\text{atoma}}{\text{cm}^3}$ ,

$$N_A = 10^{17} \frac{\text{atoma}}{\text{cm}^3}, n_i = 3,225 \cdot 10^{13} \frac{\text{elektrona}}{\text{cm}^3} \text{ na } T = 300 \text{ } ^\circ\text{K}, q = 1,6 \cdot 10^{-19} [\text{As} = \text{C}],$$

$$k = 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}} = 8,62 \cdot 10^{-5} \left[ \frac{\text{eV}}{\text{K}} \right].$$

**Rješenje:**

$$N_D = 10^{14} \frac{\text{atoma}}{\text{cm}^3}$$

$$N_A = 10^{17} \frac{\text{atoma}}{\text{cm}^3}$$

$$n_i = 3,225 \cdot 10^{13} \frac{\text{elektrona}}{\text{cm}^3} \text{ na } T = 300 \text{ } ^\circ\text{K}$$

$$q = 1,6 \cdot 10^{-19} [\text{As} = \text{C}]$$

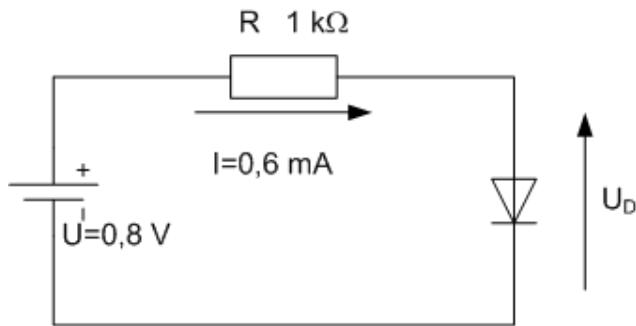
$$k = 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}} = 8,62 \cdot 10^{-5} \left[ \frac{\text{eV}}{\text{K}} \right]$$

$$V_c = ?$$

$$V_c = \frac{kT}{q} \ln \left( \frac{N_A \cdot N_D}{n_i^2} \right) = \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \left[ \frac{\text{J}}{\text{K}} = \frac{\text{VAs}}{\text{K}} \right] \cdot 300[\text{K}]}{1,6 \cdot 10^{-19} [\text{As}]} \ln \frac{10^{14} \cdot 10^{17}}{1,04 \cdot 10^{26}} = 0,6535 [\text{V}]$$

**Zadatak 1.3.**

Za krug na slici odredi  $U_T$  i  $T$  ako je  $I_S = 20 \text{ nA}$  ( $q = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ [As = C]}$ ,  $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$ ).



**Rješenje:**

II K.Z.

$$U = I \cdot R + U_D \Rightarrow U_D = 0.2 \text{ V}$$

Shockleyeva jednadžba

$$I = I_S (e^{\frac{U_D}{U_T}} - 1) \Rightarrow \frac{I}{I_S} = e^{\frac{U_D}{U_T}} - 1$$

$$\frac{I}{I_S} + 1 = e^{\frac{U_D}{U_T}} \leftarrow \ln$$

$$\frac{U_D}{U_T} = \ln\left(\frac{I}{I_S} + 1\right) = 10,31$$

$$U_T = \frac{U_D}{\ln\left(\frac{I}{I_S} + 1\right)} = \frac{0.2 \text{ V}}{10,31} = 19,4 \text{ mV}$$

$$U_T = \frac{k \cdot T}{q} \Rightarrow T = \frac{q \cdot U_T}{k} = 253 \text{ K}$$

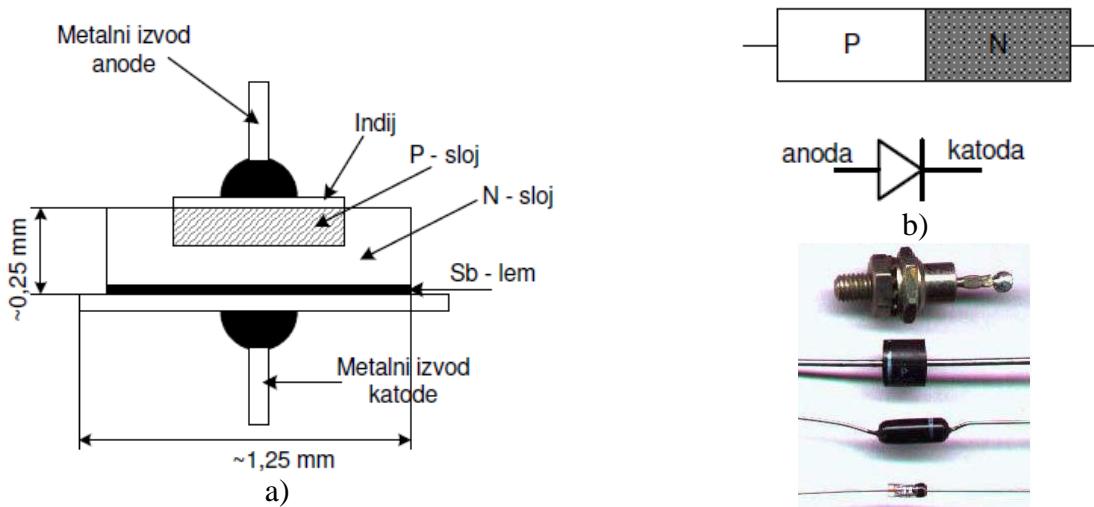
## 2. ELEKTRONIČKI ELEMENTI

### POLUVODIČKA DIODA

Poluvodičke diode su elektronički elementi s dvije elektrode, različitih izvedbi, svojstava i namjene.

Dioda predstavlja kombinaciju *N*- i *P*-tipa poluvodiča. Kada se ova dva tipa poluvodiča spoje, zbog toplinske energije dolazi do difuzije, zbog čega se slobodni nositelji naboja nastoje proširiti preko cijelog kristala. Elektroni prelaze s *N*-strane (gdje su većinski nositelji naboja) na *P*-stranu poluvodiča (gdje su manjinski nositelji naboja), i obratno, šupljine s *P*-strane prelaze na *N*-stranu.

Ovaj proces naziva se **injekcija** (*ubacivanje*) manjinskih nositelja, zbog toga što većinski nositelji dolaze na onu stranu *P-N* spoja gdje predstavljaju manjinske nositelje. Na slici 2.1 prikazan je tehnički postupak izrade *P-N* diode (*difuzijski postupak*), kao i simbol diode te primjeri izvedbe.



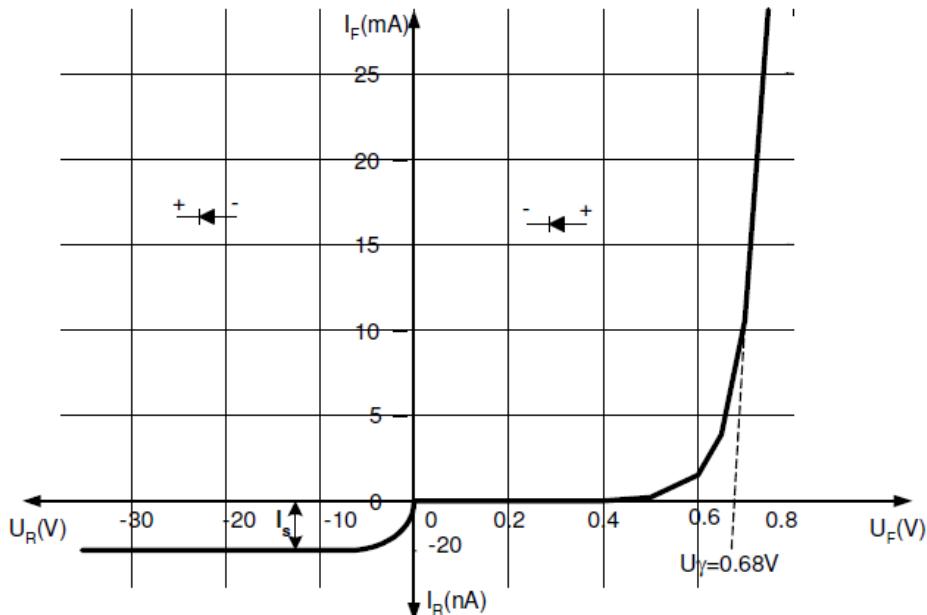
Slika 2.1. a) Izmjera P-N diode difuzijskim postupkom; b) simbol; c) primjeri izvedbe

Prvo se na metalnu podlogu nanosi *N*-sloj poluvodiča, te se elektrolitički ili premazom nanose primjese indija ili nekog drugog trovalentnog elementa (bor, galij i sl.) Nakon toga kontrolirano se ugrijava taj premaz, pri čemu procesom difuzije, indij prodire u *N*-sloj. Na tako formiran *P*-sloj s graničnim prijelazom pričvršćuju se još metalni izvodi, te se cijeli element hermetički inkapsulira u inertnoj atmosferi.

Shockleyeva jednadžba predstavlja strujno-naponsku karakteristiku poluvodičke diode. Najvažnije karakteristike *P-N* diode su:

- Dopuštena vrijednost napona zaporne polarizacije  $U_R$  koja se smije priključiti na diodu, a da ne dođe do njezina izgaranja. Ovaj napon za silicijske diode kreće se od nekoliko desetaka pa do tisuću volta.
- Probojni napon  $U_{BR}$  (*breakdown reverse voltage*).
- Dopuštena jakost struje  $I_F$  (*forward current*) koja smije teći kroz diodu pri propusnoj polarizaciji, a da ne dođe do njezinoga oštećenja. Vrijednosti ove struje kreću se u granicama od nekoliko mili-ampera do nekoliko kilo-ampera.
- Dopušten utrošak snage  $P_{tot}$ .
- Temperaturno područje rada. U podacima proizvođača karakteristične veličine dioda uvijek se daju za određeno područje temperatura.
- Izvedba kućišta.

Na slici 2.2. prikazana je strujno-naponska karakteristika *P-N* diode.

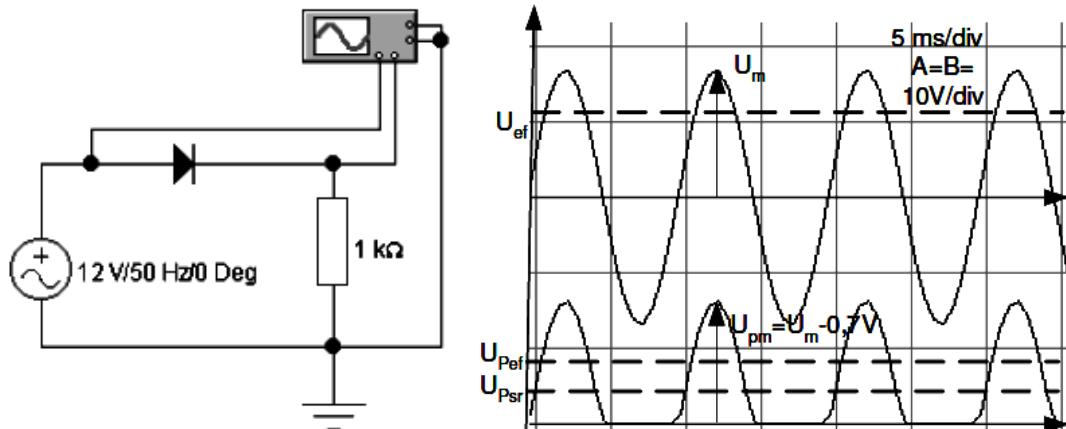


Slika 2.2. Strujno-naponska karakteristika poluvodičke diode

U području propusne polarizacije, struja u početku polagano raste do tzv. **napona koljenja**  $U_T$  (*threshold voltage*), a zatim naglo raste poprimajući sve veće vrijednosti. U području nepropusne polarizacije kroz diodu teče vrlo mala struja (reda [nA]).

### POLUVALNI ISPRAVLJAČ

Osnovna karakteristika  $P-N$  spoja je njegovo ispravljačko djelovanje. Bit ispravljačkoga djelovanja  $P-N$  spoja sastoji se u tome što je struja kroz diodu kod promjene polariteta različita, slika 2.3.



Slika 2.3 Poluvalni ispravljač

Kada je dioda uključena u strujni krug koji se napaja izmjeničnim naponom, struja će teći samo za trajanje poluperiode koja diodu polarizira propusno. Za vrijeme trajanja druge poluperiode struja kroz diodu neće teći, jer je dioda polarizirana nepropusno. Za ovakav strujni krug, u koji je uključena dioda, struja praktički teće samo u jednom smjeru, pa dioda u tome slučaju služi kao **poluvalni ispravljač napona** (*half-wave rectifier*).

Zbog lakšega proračuna pretpostaviti će se da je **dioda idealna** (nema pada napona na diodi), što znači da je  $U_m = U_{pm}$ . Kod praktičnih realizacija ovaj pad napona na diodi je oko 0,7 V. Također dopuštena vrijednost napona zaporne polarizacije diode mora biti veća od  $U_m$ . Napon na potrošaču je:

$$u_p(t) = \begin{cases} U_m \cdot \sin(\omega t), & 0 \leq \omega t \leq \pi \\ 0, & \pi < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad \text{gdje je: } \omega = \frac{2 \cdot \pi}{T}. \quad (2.1)$$

Srednja vrijednost ispravljenoga napona (istosmjerna komponenta) dana je izrazom:

$$U_{Psr} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} U_m \cdot \sin(\omega t) \cdot dt = \frac{U_m}{\pi} = 0,45 \cdot U_{ef} = U_{DC} . \quad (2.2)$$

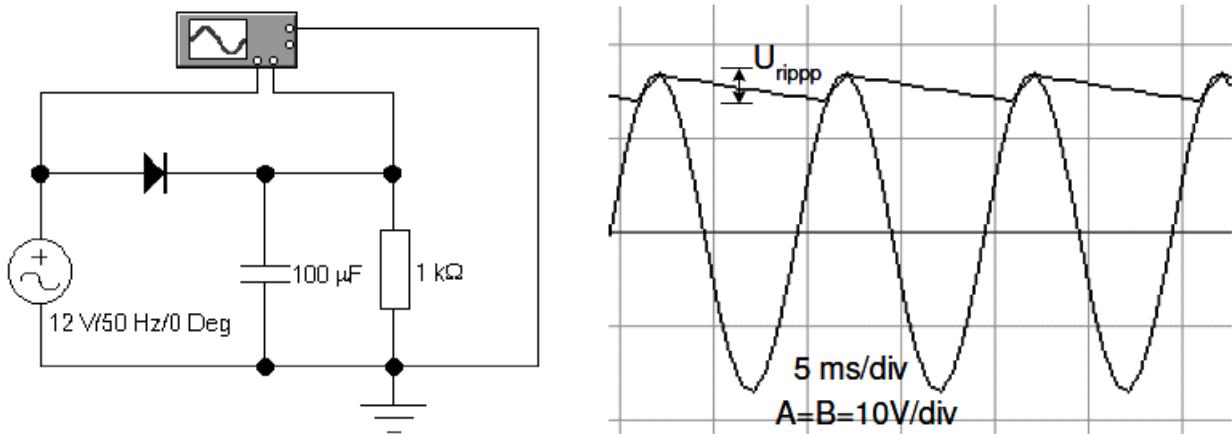
Efektivna vrijednost napona na potrošaču dana je izrazom:

$$U_{Pef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} [U_m \cdot \sin(\omega t)]^2 \cdot dt} = \frac{U_m}{\sqrt{2}} . \quad (2.3)$$

Kod ispravljača napona, kvaliteta istosmjernoga napona mjeri se *faktorom valovanja* ili *brujanja* (*ripple factor*) koji je dan izrazom:

$$r = \frac{(u_p - U_{Psr})_{ef}}{U_{Psr}} = \frac{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} (u_p - U_{Psr})^2 \cdot dt}}{U_{Psr}} = 1,211. \quad (2.4)$$

Poboljšanje oblika izlaznoga napona, povećanje istosmjerne komponente uz smanjenje valovitosti, postiže se postupkom filtriranja (glađenja) ispravljenoga napona, slika 2.4.



Slika 2.4 Poluvalni ispravljač s niskopropusnim filtrom

Iznos napona brujanja  $U_{ripp}$  možemo očitati na osciloskopu (mjereni od vrha do vrha) ili izračunati prema izrazu:

$$U_{ripp} = \frac{U_m}{f_{rip} \cdot R \cdot C} = 3,38 \text{ V} \quad (2.5)$$

gdje je  $f_{rip}$  frekvencija napona brujanja koja za poluvalni ispravljač iznosi 50 Hz. U tablici 2.1 prikazane su karakteristične veličine za poluvalne ispravljače prikazane na slikama 2.3 i 2.4.

Tablica 2.1 Karakteristične veličine poluvalnog ispravljača

$C [\mu\text{F}]$	bez	100
$U_{ef} [\text{V}]$	12	
$U_{DC} [\text{V}]$	5,4	14,5
$U_{DC}/U_{ef}$	0,45	1,21
$U_{ripp} [\text{V}]$	16,22	3,38
$f_{rip} [\text{Hz}]$		50

## PUNOVALNI ISPRAVLJAČ

*Punovalni ispravljač (full-wave rectifier)* pokazuje znatno bolja svojstva od poluvalnog ispravljača. Njihove izvedbe prikazane su na slici 2.5.



Slika 2.5. Izvedbe mosnih ispravljača

To su:

- spojevi s dvije diode,
- mosni ili Graetzov spoj.

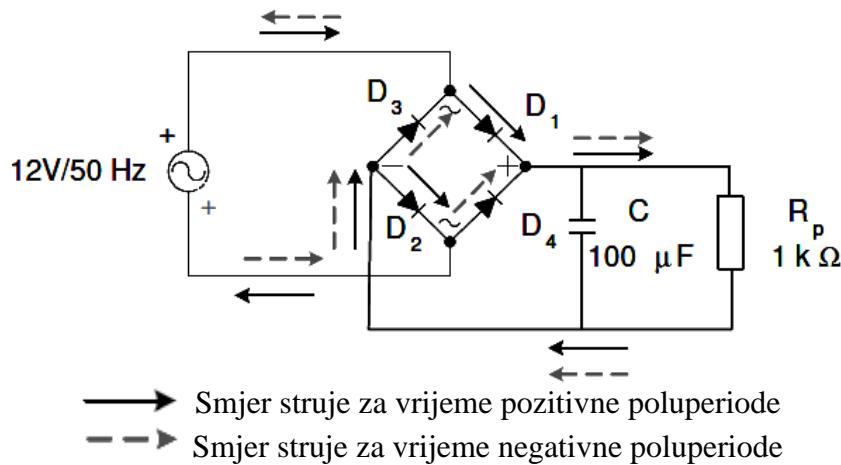
Srednja komponenta ispravljenoga napona (istosmjerna komponenta), uz zanemariv pad napona na diodama iznosi:

$$U_{Ps} = 2U_m/\pi = 0,9 U_{ef} \quad (2.6)$$

gdje je:

$$U_m = \sqrt{2} \cdot U_{ef}. \quad (2.7)$$

Faktor valovanja za punovalni ispravljač iznosi 0,483 (relacija (2.4)) i vidimo da je skoro tri puta poboljšan u odnosu na poluvalni ispravljač. Na slici 2.6. prikazan je ispravljač s diodnim mostom.



Slika 2.6. Punovalni ispravljač

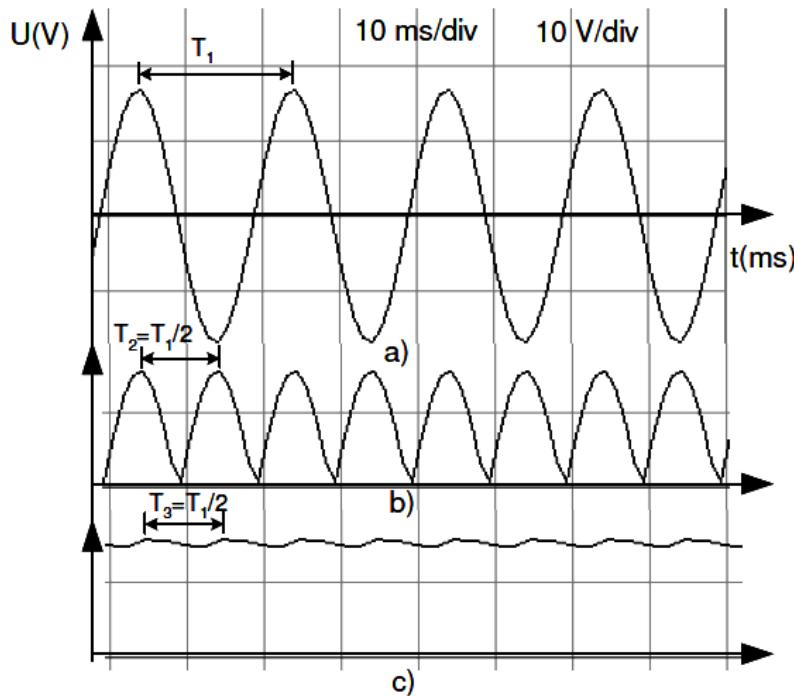
Kada je na ulazu pozitivna poluperioda napona, vode diode D<sub>1</sub> i D<sub>2</sub>, dok za negativnu poluperiodu, vode diode D<sub>3</sub> i D<sub>4</sub>, tako da u obje poluperiode kroz potrošač teče struja u istome smjeru. Struju potrošaču daje nabijen kondenzator pa se na njemu smanjuje napon.

Što je potrošač veći, bit će znatnije smanjenje izlaznoga napona, a da bismo to spriječili potrebno je primijeniti kondenzatore velikoga kapaciteta. Iznos napona valovanja može se izračunati pomoću relacije (2.5), ali mora se voditi računa da je sada frekvencija  $f_{rip}$  jednaka 100 Hz. Karakteristične veličine punovalnoga ispravljača sa slike 2.6. dane su u tablici 2.2.

Tablica 2.2 Karakteristične veličine punovalnoga ispravljača

$C$ [ $\mu\text{F}$ ]	bez	100
$U_{ef}$ [V]		12
$U_{DC}$ [V]	10,8	14,6
$U_{DC}/U_{ef}$	0,9	1,22
$U_{ripp}$ [V]	15,52	1,552
$f_{rip}$ [Hz]		100

Na slici 2.7. prikazani su valni oblici u karakterističnim točkama punovalnoga ispravljača prikazanoga na slici 2.6.

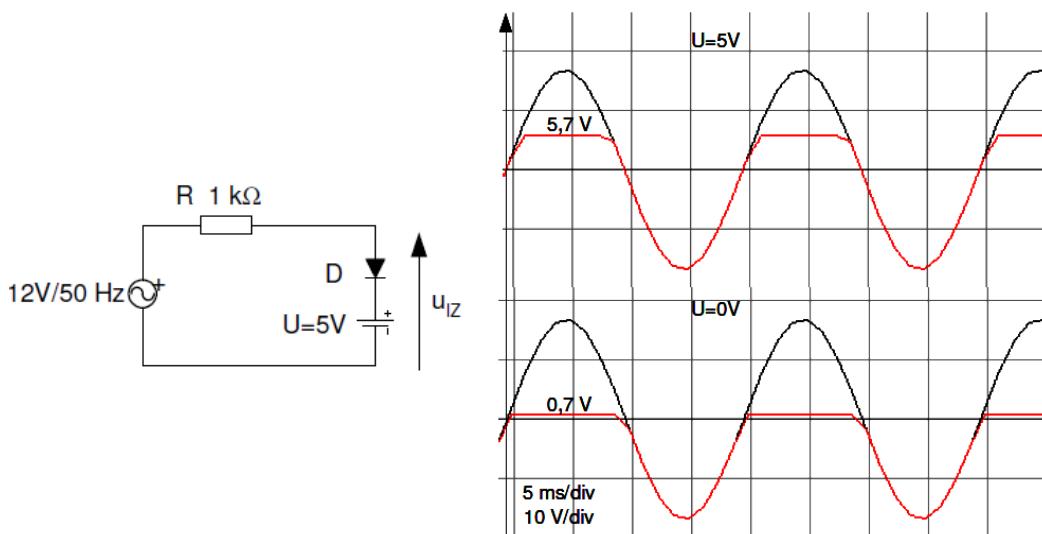


Slika 2.7. Valni oblici: a) ulazni napon, b) ispravljeni napon bez  $C$ , c) ispravljeni napon s  $C$

### DIODNI OGRANIČAVAČI

U mnogim primjenama često je potrebno ograničiti porast napona iznad određene vrijednosti. Za tu svrhu upotrebljavaju se **ograničavači napona** (*clipping circuits, clippers, limiters*).

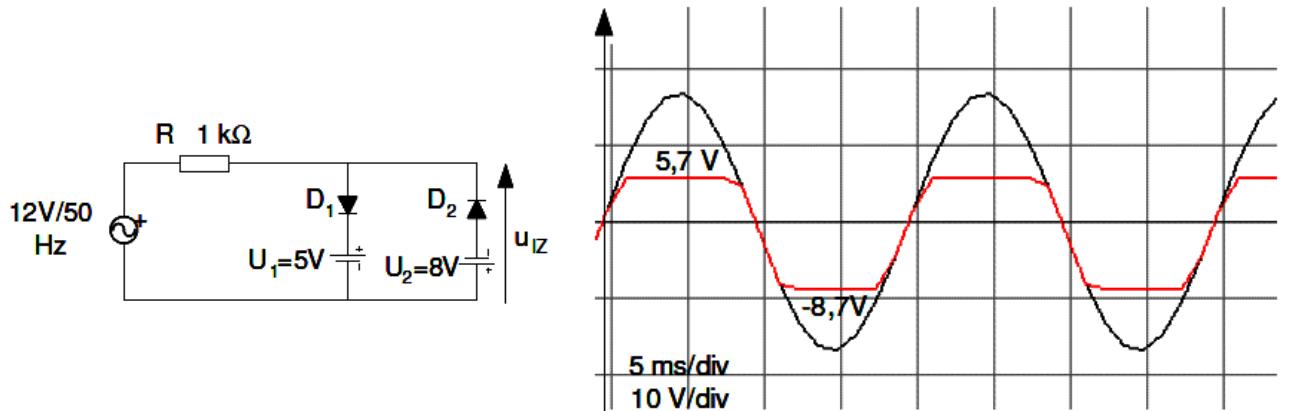
Na slici 2.8 prikazan je spoj diode i otpornika koji ograničava porast izlaznoga napona za vrijeme pozitivne poluperiode.



Slika 2.8 Paralelni diodni ograničavač

Kako je dioda spojena paralelno izlazu, ovaj spoj naziva se **paralelni ograničavač**. Kod ovih ograničavača ulazni napon prenosi se na izlaz kada je dioda nepropusno polarizirana (nije vodljiva). Kada je dioda propusno polarizirana, na izlazu je napon  $U_g = 0,7$  V. Ako se želi porast izlaznoga napona ograničiti na neku vrijednost veću od  $U_g$ , tada se dodaje u seriju s diodom izvor napona  $U$  (u našem slučaju  $U = 5$  V).

Kada je potrebno ograničiti izlazni napon na dvije razine, upotrebljavaju se **dvostrani paralelni ograničavači** kao što je prikazano na slici 2.9.



Slika 2.9. Dvostrani paralelni diodni ograničavač

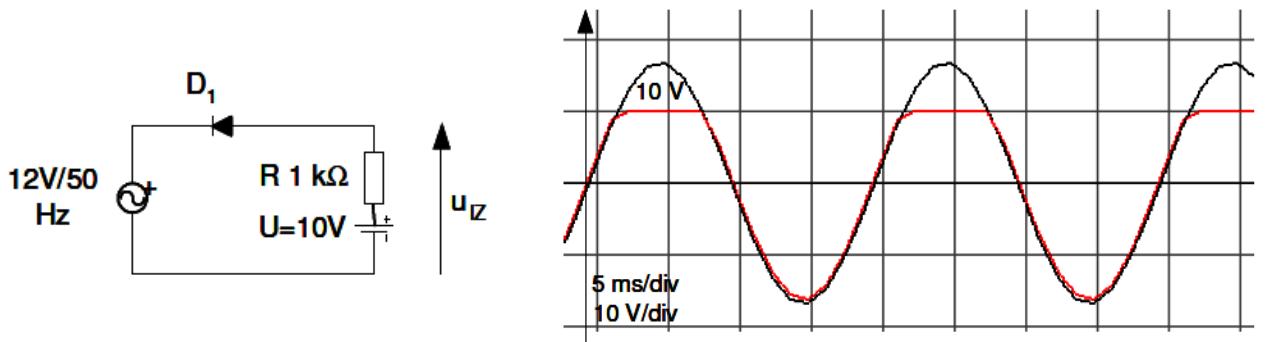
Za vrijeme pozitivne poluperiode izlazni napon slijedi ulazni sve dok dioda  $D_1$  ne provede. Kada  $D_1$  provede tada na izlazu imamo:

$$U_{IZ} = U_g + U_1 = 0,7 \text{ V} + 5 \text{ V} = 5,7 \text{ V}, \quad (2.8)$$

i ova vrijednost je na izlazu sve dok ulazni napon ne padne ispod ove vrijednosti. Kada se ovo dogodi izlazni napon ponovno slijedi ulazni napon. Ovo se nastavlja i za vrijeme negativne poluperiode sve dok  $D_2$  ne provede. Kada  $D_2$  provede, na izlazu imamo:

$$U_{IZ} = (-U_g) + (-U_2) = -0,7 \text{ V} - 8 \text{ V} = -8,7 \text{ V}, \quad (2.9)$$

i kada ulazni napon po svome absolutnom iznosu padne ispod ove vrijednosti izlazni napon ponovno slijedi ulazni. Isti učinak može se postići i **serijskim ograničavačem**, kao što je prikazano na slici 2.10.



Slika 2.10 Serijski diodni ograničavač

Ulagi napon prenosi se na izlaz kada je dioda vodljiva. Kada dioda nije vodljiva, na izlazu je napon  $U$  dodanoga istosmjernog izvora (u našem slučaju  $U = 10$  V).

### Zadatak 2.1.

Za sklop na slici odredi trenutnu i efektivnu vrijednost napona na potrošaču.

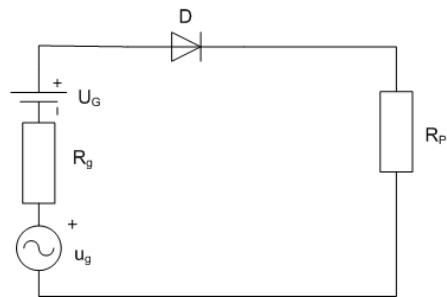
$$U_G = 1 \text{ V}$$

$$u_g = U_{gm} \sin(\omega t) = 0,1 \sin(\omega t) [\text{V}]$$

$$R_g = 5 \Omega$$

$$R_p = 8 \Omega$$

$$r_d = 5 \Omega \dots (\text{dinam. otpor diode})$$



### Rješenje:

Kako je  $U_G = 1 \text{ V}$  dioda vodi pa ćemo je zamijeniti dinamičkim otporom, a za dinamičke uvjete spojiti ćemo ukratko istosmjerni izvor.

$$I = \frac{U_{gef}}{R_g + R_p + r_d} = \frac{\frac{0,1}{\sqrt{2}} \text{ V}}{18 \Omega} = 3,94 \text{ mA}$$

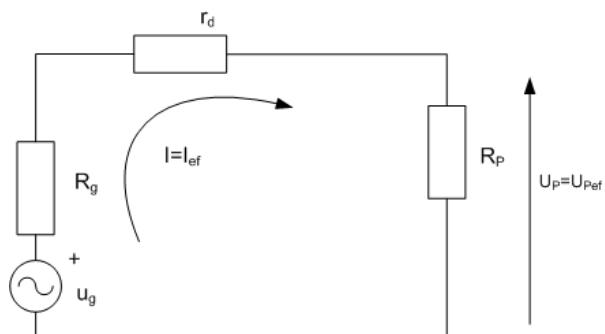
$$U_p = I \cdot R_p = 31,52 \text{ mV}$$

$$R_g = 5 \Omega$$

$$R_p = 8 \Omega$$

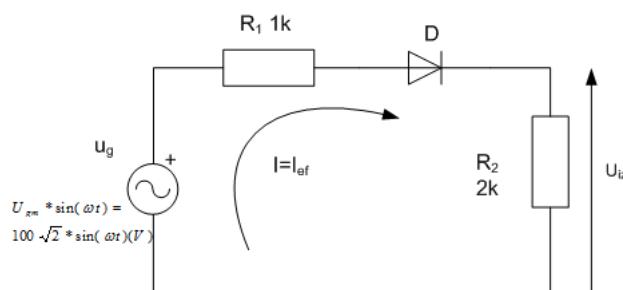
$$u_p = U_{pm} \sin(\omega t) = U_p \sqrt{2} \sin(\omega t)$$

$$u_p = 44,4 \sin(\omega t) [\text{mV}]$$

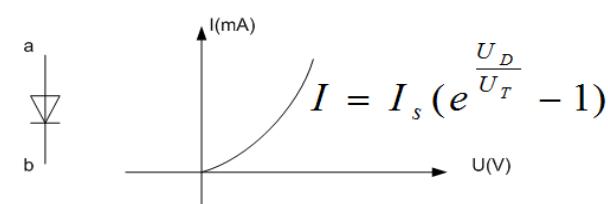


### Zadatak 2.

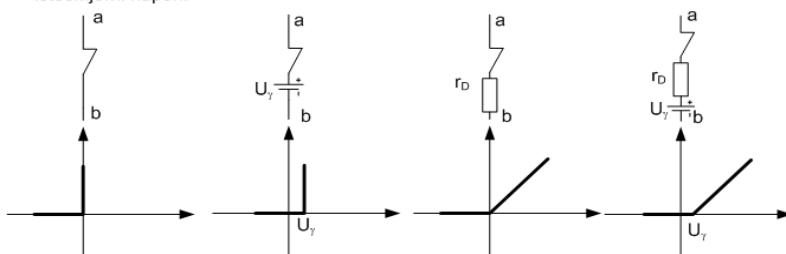
Odrediti valni oblik na izlazu sklopa uz pretpostavku da je dioda idealna.



### Rješenje:



Nadomjesni model za istosmjerni napon:



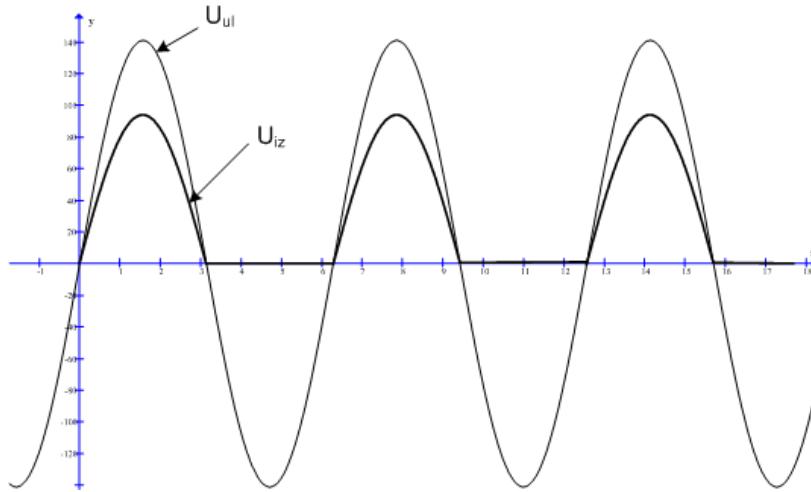
Za  $0 \leq \omega t \leq \pi$ :

$$U_{iz} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_m \sin \omega t$$

$$U_{iz} = \frac{2}{3} 100\sqrt{2} \sin \omega t = 94 \sin \omega t \text{ [V]}$$

Za  $\pi \leq \omega t \leq 2\pi$ :

Dioda ne vodi  $\Rightarrow U_{iz} = 0 \text{ [V]}$



### Zadatak 3.

Za krug na slici,  $i = 0,5 \text{ mA}$ ,  $U_\gamma = u_D = 0,68 \text{ V}$ .

- a) Izračunaj  $R_2$ , ako je  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$
- b) Izračunaj  $R_1$ , ako je  $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$

### Rješenje:

$$a) u_1 = U - u_D = 1,32 \text{ V}$$

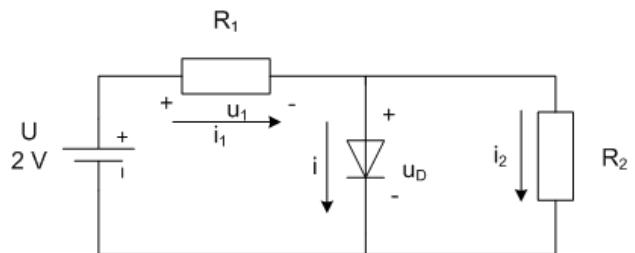
$$i_1 = \frac{u_1}{R_1} = 1,32 \text{ mA} \Rightarrow i_2 = i_1 - i = 0,82 \text{ mA}$$

$$R_2 = \frac{u_D}{i_2} = \frac{0,68 \text{ V}}{0,82 \text{ mA}} = 829 \Omega$$

$$b) i_2 = \frac{u_D}{R_2} = \frac{0,68 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 0,68 \text{ mA}$$

$$i_1 = i_2 + i = 1,18 \text{ mA} \quad u_1 = U - u_D = 1,32 \text{ V}$$

$$R_1 = \frac{u_1}{i_1} = \frac{1,32 \text{ V}}{1,18 \text{ mA}} = 1,12 \text{ k}\Omega$$



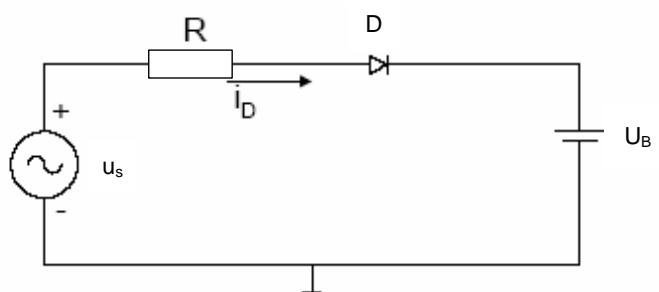
### Zadatak 4.

Krug za punjenje baterije prikazan je slikom. Napon baterije je  $11,8 \text{ V}$ . Izvor izmjeničnog napona je  $u_s(t) = 18 \sin(120\pi t) \text{ [V]}$ , a otpor  $R = 100 \text{ [\Omega]}$ .

Matlab programom treba:

- a) nacrtati ulazni napon,
- b) nacrtati struju kroz diodu,
- c) izračunati kut vođenja diode,
- d) izračunati vršnu (tjemu) vrijednost.

Pretpostaviti da je dioda idealna.



## Rješenje:

Za  $u_s > U_B$ , dioda vodi pa je:

$$i_d = \frac{u_s - U_B}{R}.$$

Za kut  $\alpha$  vrijedi:

$$18 \sin \alpha_1 = 18 \cdot \sin(120\pi \cdot t_1) = 11,8 = U_B.$$

Za  $u_s < U_B$ , dioda ne vodi pa je:

$$i_d = \frac{u_s - U_B}{R}.$$

Za kut  $\alpha$  vrijedi:

$$18 \sin \alpha_2 = 18 \cdot \sin(120\pi \cdot t_2) = 11,8 = U_B,$$

te zbog simetrije kutova vrijedi:

$$\alpha_2 = \pi - \alpha_1.$$

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= \arcsin \frac{U_B}{18} \doteq 41^0, \quad \alpha_2 = \pi - \alpha_1 = 139^0 \\ k \cdot \alpha &= \frac{\alpha_2 - \alpha_1}{2\pi} = \frac{139 - 41}{2\pi} = 0,272 \text{ [rad]} \doteq 15^0 \\ I_{max} &= \frac{18 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) - U_B}{R} = 62 \text{ mA} \end{aligned}$$

% Krug za punjenje baterije

```

period = 1/60;
period2 = period*2;
inc = period/100;
npts = period2/inc;
Ub = 11.8;
R=100;
t = [];
for i = 1:npts
    t(i) = (i-1)*inc;
    us(i) = 18*sin(120*pi*t(i));
    if us(i) > Ub
        idiode(i) = (us(i) - Ub)/R;
    else
        idiode(i) = 0;
    end
end
subplot(211), plot(t,us)
%title('Ulazni napon')
xlabel('Vrijeme (s)')
ylabel('Napon (V)')
text(0.027,10, 'Ulazni napon')
subplot(212), plot(t,idiode)
%title('Struja diode')
xlabel('Vrijeme (s)')
ylabel('Struja(A)')
text(0.027, 0.7e-3, 'Struja diode')
% kut vodjenja
alpha1 = asin(Ub/18);
alpha2 = pi - alpha1;
kut = (alpha2 - alpha1)/(2*pi)
% vrsna vrijednost struje
vrsna_vr = (18*sin(pi/2) - Ub)/R
% pcurrent = max(idiode)
```

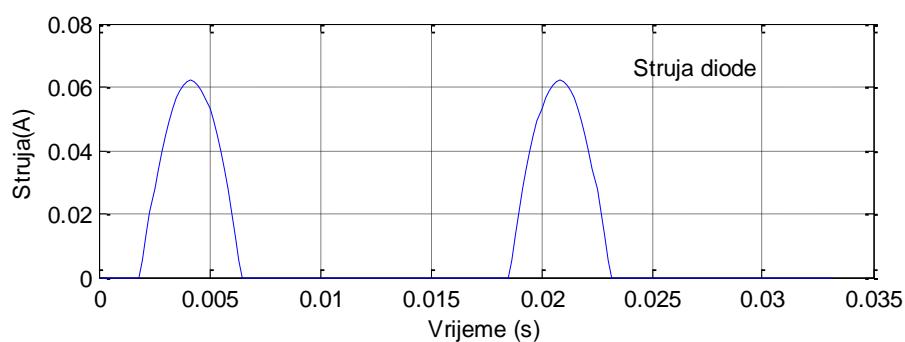
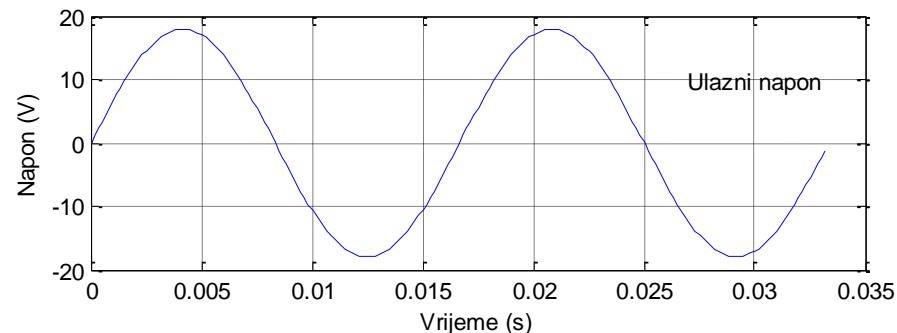
Poziv programa:

kut =

0.2724

vrsna\_vr =

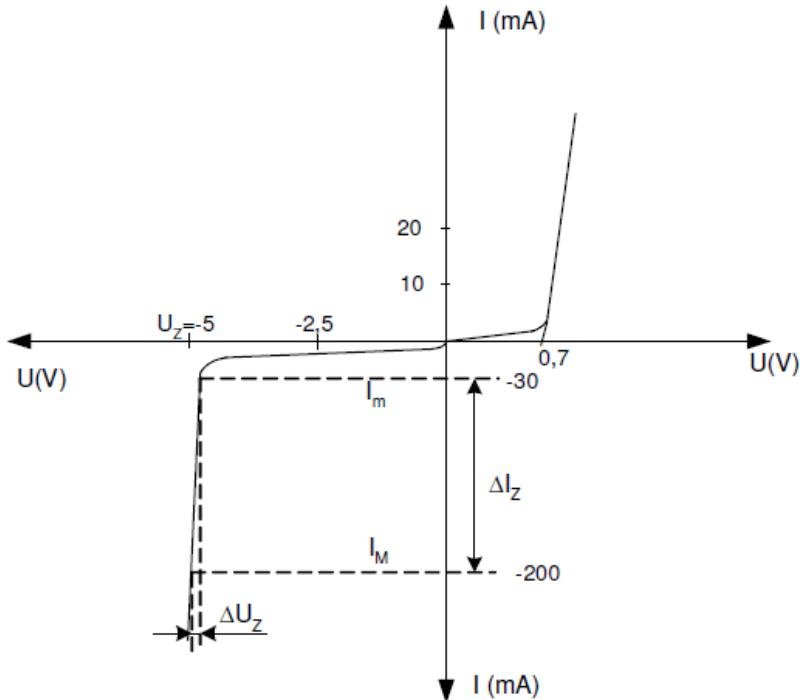
0.0620



## 2.2. ZENER DIODA

Kroz nepropusno polarizirani  $P-N$  spoj teče mala reverzna struja zasićenja konstantnoga iznosa  $I_s$ . Međutim kod realnih dioda kad napon nepropusne polarizacije prekorači neku određenu vrijednost, dolazi do naglog skokovitog porasta struje, tako da struja na kraju raste praktički bez daljnog porasta napona.

Vrijednost napona kod kojeg dolazi do naglog skokovitog porasta struje naziva se probojni ili Zenerov napon  $U_Z$ , slika 2.11.



Slika 2.11. Strujno-naponska karakteristika Zenerove diode

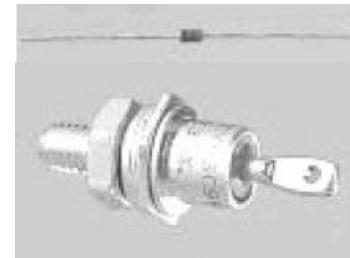
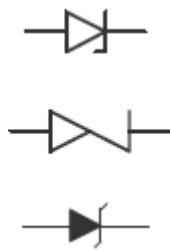
Fizikalno postoje **dva uzroka** koja dovode do proboja  $P-N$  barijere. Kod vrlo uskih barijera, koje se dobivaju vrlo velikim onečišćenjem poluvodiča  $p$  i  $n$  tipa, može doći do **tuneliranja** valentnih elektrona kroz barijeru. Ta pojava se objašnjava valnom prirodom elektrona. Proboj ovoga tipa zove se kod poluvodiča **Zenerov proboj**, prema istraživaču koji ga je prvi objasnio.

Kod širih barijera manjinski nositelji koji slobodno prolaze preko barijere mogu kod većih jakosti polja zadobiti dovoljne brzine da razbijaju valentne veze unutar barijere. Na ovaj način stvaraju se dodatni parovi elektron-šupljina, koji doprinose porastu struje.

Strujno-naponska karakteristika Zener diode za područje propusne polarizacije ne razlikuje se od karakteristike obične ispravljačke poluvodičke diode. U području nepropusne polarizacije probojni naponi Zener dioda obično imaju manje vrijednosti u odnosu na probojne napone običnih poluvodičkih dioda i one rade isključivo u području nepropusne polarizacije.

Kad jednom dođe do proboja  $P-N$  spoja struja se može ograničiti na određenu dozvoljenu vrijednost samo pomoću vanjskoga otpora, u protivnome dolazi do uništenja diode. Vrijednosti probojnoga napona Zenerovih dioda može se kontrolirati u tijeku procesa proizvodnje. To omogućuje da se proizvode diode s probojnim naponom od nekoliko volta do nekoliko stotina volta.

Diode s probojnim naponom manjim od 5 V nemaju jasno izražen probojni napon i imaju negativan temperaturni koeficijent (porastom temperature smanjuje se Zenerov napon). Diode s  $U_Z > 5$  V imaju pozitivan temperaturni koeficijent (porastom temperature raste Zenerov napon). Simbol i prikaz Zenerove diode dan je na slici 2.12.



Slika 2.12. Simboli i primjeri izvedbe Zenerovih dioda

Temperaturni koeficijent definiran je relacijom:

$$\alpha_Z = \frac{\Delta U_Z}{U_Z} \cdot \frac{1}{\Delta T}. \quad (0.1)$$

Tipične vrijednosti za  $\alpha_Z$  su reda veličine  $10^{-4}/^{\circ}\text{C}$ . Omjer između izmjeničnoga napona i struje definira se kao dinamički otpor ili Zenerov otpor i dan je relacijom:

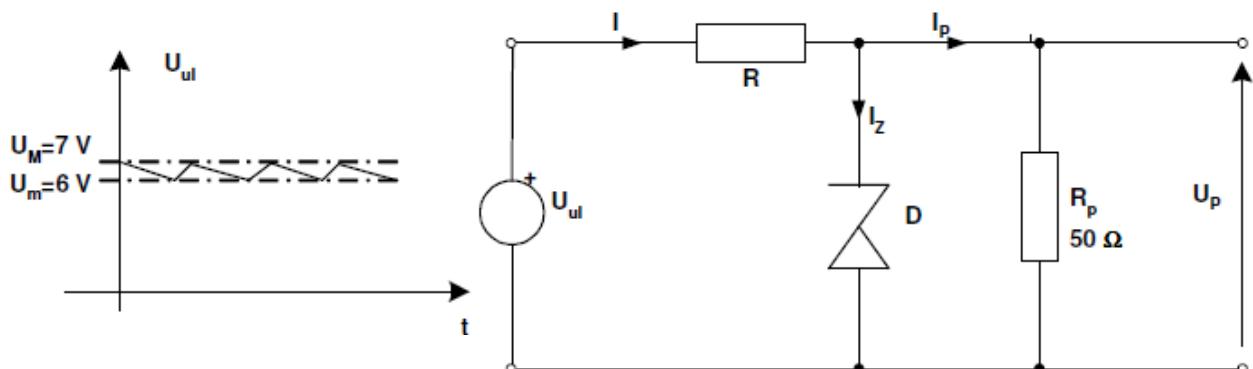
$$r_Z = \frac{\Delta U_Z}{\Delta I_Z}. \quad (0.2)$$

Zenerov otpor ima minimalnu vrijednost za diode s probojnim naponom od 5 do 6 V, a iznosi oko  $10 \Omega$ . Kod dioda s višim probojnim naponom taj otpor naglo raste.

Zenerove diode upotrebljavaju se kao *stabilizatori* i *ograničavači* napona. Prilikom odabira Zenerove diode treba voditi računa o najvećoj dopuštenoj struci diode u Zenerovu području,  $I_M$  na slici 2.11. odnosno o dopuštenom utrošku snage (koji se kreće od nekoliko stotina mW do nekoliko desetaka W).

### Zadatak 1

Za stabilizator na slici 2.13 potrebno je dimenzionirati otpornik  $R$ .



Slika 2.13.

Karakteristika Zenerove diode prikazana je na slici 2.11 ( $U_Z = -5 \text{ V}$ ) a maksimalna disipacija diode je 1 W.

### Rješenje:

- Pod pojmom disipacija podrazumijeva se radna snaga koju u obliku topline element preda okolini. Radna snaga je po definiciji jednaka umnošku efektivne vrijednosti struje i napona na elementu.
- Kako je  $P_{max} = U_Z I_M = 5 \text{ [V]} \cdot I_M = 1 \text{ W}$ , slijedi da je maksimalno dozvoljena struja jednaka 200 mA, kao što se vidi iz karakteristike (slika 2.11.).

$$U_p = \text{konst} = 5 \text{ V} \Rightarrow I_p = \text{konst.} = \frac{U_p}{R_p} = \frac{5}{50} = 100 \text{ mA}$$

Struja kroz otpornik  $R$  je

$$i = \frac{U_{ul} - U_p}{R},$$

a kroz Zenerovu diodu  $Z$ :

$$i_Z = i - I_p.$$

Kada je na ulazu sklopa  $U_{ul} = U_m = 6$  V, struja i poprima minimalan iznos kao i struja  $i_Z$ . Iz karakteristike (slika 2.11.) može se očitati minimalna struja kroz diodu da bi ona ispravno regulirala izlazni napon, iz čega slijedi:

$$i_Z = i - I_p = \frac{U_m - U_p}{R} - I_p > I_m \Rightarrow R < \frac{U_m - U_p}{I_m + I_p} = 7,7 \Omega. \quad (0.3)$$

Kada je na ulazu  $U_{ul} = U_M = 7$  V, struja i poprima maksimalan iznos kao i struja  $i_Z$ . Iz karakteristike vidimo da maksimalna dozvoljena struja kroz diodu iznosi 200 mA, da ne bi došlo do izgaranja diode, iz čega slijedi:

$$i_Z = i - I_p = \frac{U_M - U_p}{R} - I_p < I_M \Rightarrow R > \frac{U_M - U_p}{I_M + I_p} = 6,6 \Omega. \quad (0.4)$$

Iz ovoga slijedi da je  $6,6 \Omega < R < 7,7 \Omega$ , što znači da je za vrijednost otpornika potrebno izabrati jednu iz ovoga opsega. Također je bolje izabrati otpornik s većim otporom iz danoga opsega, jer u tome slučaju teče manja struja kroz diodu. Jedna od standardnih vrijednosti koja zadovoljava ovaj uvjet je  $7,6 \Omega$ . Disipacija na otporniku  $R$  za navedeni slučaj iznosi:

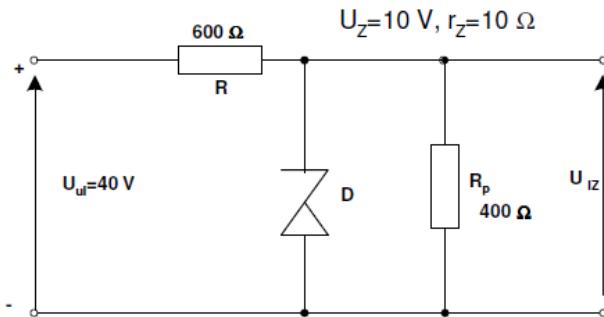
$$P_R = U_{Rsred} I_{Rsred} = \frac{U_{RM} + U_{Rm}}{2} \cdot \frac{I_{RM} + I_{Rm}}{2} = \left| \begin{array}{l} I_{RM} = \frac{U_M - U_p}{R} = 263 \text{ mA} \\ I_{Rm} = \frac{U_m - U_p}{R} = 132 \text{ mA} \\ U_{RM} = U_M - U_p = 2 \text{ V} \\ U_{Rm} = U_m - U_p = 1 \text{ V} \end{array} \right| = 296 \text{ mW}. \quad (0.5)$$

Iz ovoga slijedi da su vrijednosti otpornika  $R [7,6 \Omega, 0,5\text{W}]$ .

## Zadatak 2

Za stabilizator sa Zenerovom diodom (slika 2.14) potrebno je odrediti:

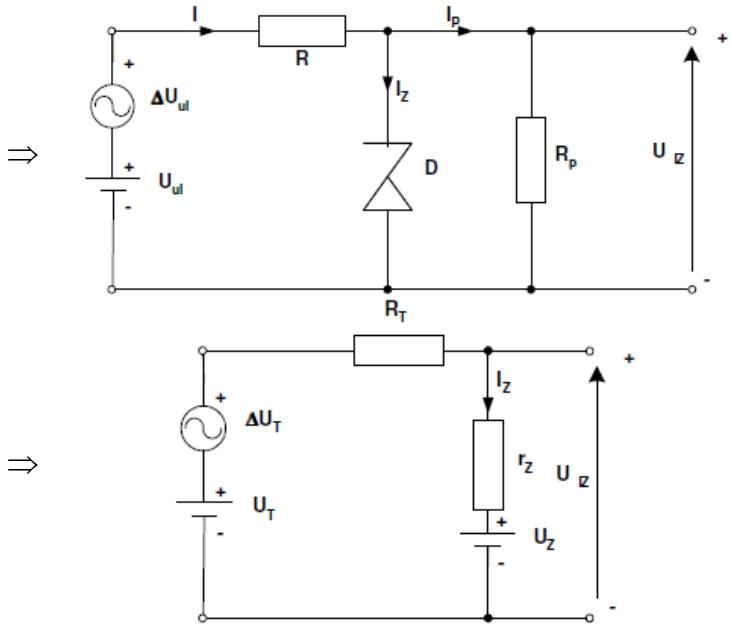
- struju diode i potrošača te napon na potrošaču,
- izlazni otpor stabilizatora,
- promjenu izlaznog nagona pri promjeni ulaznog napona za  $\pm 10\%$ ,
- faktor stabilnosti  $S$  (koeficijent prigušenja valovitosti).**



Slika 2.14.

### Rješenje:

Ako promjenu ulaznog napona  $\Delta U_{ul}$  nadomjestimo izmjeničnim izvorom, tada sklop možemo prikazati kao na slici 2.15.



Slika 2.15.

a)  $\Delta U_{ul} = 0 \text{ V}$

$$I_Z = \frac{U_T - U_z}{R_T + r_z} = 24 \text{ mA},$$

$$U_{IZ} = I_Z r_z + U_z = 10,24 \text{ V},$$

$$I_p = \frac{U_{IZ}}{R_p} = 25,6 \text{ mA}.$$

b)  $R_{IZ} = r_z || R \approx 10 \Omega$ .

c)  $\Delta U_{ul} = \pm 0,1 \times 40 = \pm 4 \text{ V}$     $\Delta U_T = \pm 1,6 \text{ V}$

$$\Delta U_{IZ} = \Delta U_T \cdot \frac{r_z}{r_z + R_T} = \pm 0,064 \text{ V}.$$

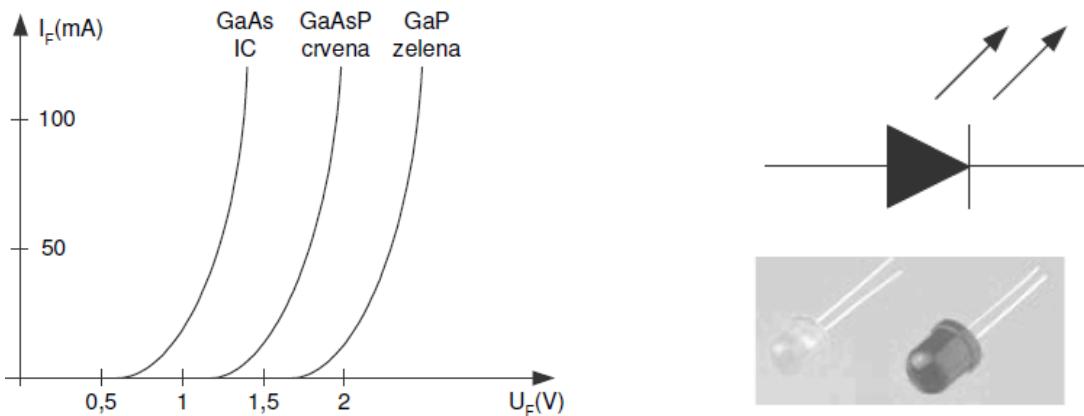
d) Faktor stabilnosti (ili koeficijent prigušenja valovitosti)  $S$ , izravno govori o kvaliteti sklopa i dan je izrazom:

$$S = \frac{\Delta U_{IZ}}{\Delta U_{ul}} = 0,016. \quad (0.6)$$

## 22.3. LED DIODA

Svjetleće diode, LED (*light emitting diode*), su poluvodički svjetlosni izvori. Naime postoji određena vrsta poluvodičkih dioda načinjenih od materijala kao što su galij-arsenid (*GaAs*), galij-arsenid-fosfat (*GaAsP*) ili galij-fosfat (*GaP*) koji uz točno određene koncentracije primjesa i ***propusnu polarizaciju*** jedan dio električne energije dovedene na diodu ne pretvaraju samo u toplinu, kao ostale poluvodičke komponente, već određeni dio te energije zrači u prostor u vidu elektromagnetskih valova.

Na frekvenciju zračenih elektromagnetskih valova, odnosno na boju emitirane svjetlosti, može se utjecati odabirom odgovarajućeg poluvodičkog materijala, te odabirom i koncentracijom točno određenih primjesa. Osim infracrvenoga zračenja u nevidljivome dijelu spektra, ***LED diode emitiraju svjetlost*** koja može biti ***crvene, žute, narančaste, zelene ili plave*** boje (slika 2.16.).



Slika 2.16 Strujno-naponske karakteristike, simbol, te primjer izvedbi LED dioda

Osnovne karakteristike LED dioda su:

- **dopušteni reverzni napon** (*reverse voltage*)  $U_R$  koji iznosi nekoliko volti,
- **dopuštena struja pri propusnoj polarizaciji** (*forward DC current*)  $I_F$  koja se kreće do nekoliko stotina mA,
- **dopušteni utrošak snage** (*power dissipation*)  $P_{tot}$  reda veličine nekoliko stotina mW,
- **jakost svjetlosti** (*axial luminous intensity*)  $I_O$  ili  $I_V$  izražena u **kandelama** [cd] uz određenu struju propusne polarizacije ili **svjetlosni tok** izražen u [mW], odnosno **lumenima** [lm],
- pad napona na diodi pri **propusnoj polarizaciji**  $U_F$  (*forward voltage*) čije se vrijednosti kreću od  $1,3 \div 2$  V ovisno o struci kroz diodu i boji svjetlosti,
- **valna dužina** (*wavelength*) svjetlosti pri najvećoj emisiji  $l_{max}$ ,
- **vrijeme uključivanja i isključivanja**, od nekoliko desetaka do nekoliko stotina [ns].

LED diode upotrebljavaju se kao signalni i kontrolni elementi te izvori svjetlosti u različitim uređajima.

## OSTALI OPTO-ELEKTRONIČKI ELEMENTI

Opto-elektronički elementi su elektroničke komponente čije je djelovanje povezano sa svjetlosnim efektom. Opto-elektroničke elemente moguće je svrstati u tri osnovne skupine:

1. Foto-detektori (*photo detectors*) su elementi koji svjetlosnu energiju pretvaraju u električnu:
  - a. foto-otpornik LDR (*photo resistor, light dependent resistor*),
  - b. foto-dioda (*photo diode*),
  - c. foto-tranzistor (*photo transistor*),

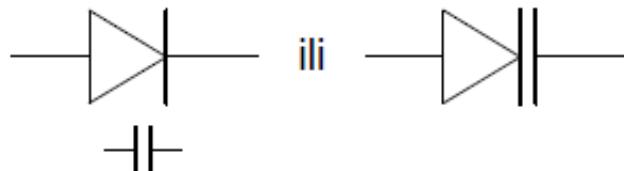
- d. foto-tiristor LASCR (*light activated silicon controlled rectifier*),
  - e. foto-element (*solar cell*).
2. Svjetlosni izvori (*light sources*) koji električnu energiju pretvaraju u svjetlosnu:
- a. LED dioda,
  - b. laserske diode.
3. Foto-vezni ili opto-vezni elementi (*source-detector combinations, optical coupler, photo coupled pairs*) su kombinacija svjetlosnog izvora i foto-detektora. Primjenjuju se kada je u nekom uređaju potrebno galvanski odvojiti dva strujna kruga.

## 2.4. KAPACITIVNA DIODA

Svaki  $P-N$  prijelaz posjeduje određen kapacitet zbog toga što se u ravnotežnom stanju oko granične ravnine formira vrlo usko područje, koje se naziva područje prostornoga naboja ili područje  $P-N$  barijere ili osiromašeno područje.

Širina ovoga područja nije konstantna već ovisi o koncentraciji primjesa na  $p$ - i  $n$ -strani poluvodiča. Naime, ona je uža što su koncentracije primjesa na  $p$  i  $n$ -strani veće i dublje prodire u onu stranu koja ima manju koncentraciju primjesa, što znači da nije simetrična. Kapacitet se javlja zbog prostornoga naboja (zaporna kapacitivnost) i zbog difuzije elektrona i šupljina (difuzijska kapacitivnost), bez obzira na polaritet priključenoga napona.

Kada je dioda polarizirana nepropusno, dominira zaporna kapacitivnost (depletion capacitance), a kada je polarizirana propusno, dominira difuzijska kapacitivnost. Kod kapacitivnih dioda iskorištava se **zaporna kapacitivnost**. Simboli kapacitivne diode prikazani su na slici 2.17.



Slika 2.17 Simboli kapacitivne diode

Različiti proizvođači ove diode nazivaju još i **varicap-diode**, **varaktor** i sl. (simboli su prikazani na slici 2.17). Kod ovih dioda mijenja se kontinuirano kapacitet ovisno o narinutome naponu, pa se one upotrebljavaju kao promjenjivi kondenzatori bez pomičnih mehaničkih dijelova.

Područje barijere  $P-N$  spoja specifično je po tome što oskudijeva slobodnim nositeljima naboja, odnosno njihove koncentracije su zanemarivo male, a dominiraju nepokretni negativni ioni akceptora na  $p$ -strani i pozitivni ioni donora na  $n$ -strani (vidi poglavlje 1). Poznato je da je osnovno svojstvo izolatora to što ne posjeduje slobodne nositelje naboja, pa se može kazati da čitav prostor  $P-N$  barijere ima karakteristike dielektrika na koji se s obje strane nastavljaju relativno dobro vodljiva neutralna  $p$  i  $n$  područja.

Na ovaj način formirana je struktura sa svojstvom kapaciteta analogno onoj kod pločastoga kondenzatora. Ako se  $P-N$  spoj polarizira nepropusno, područje barijere širine  $d_B$  se širi, a time se ujedno mijenja i iznos barijernoga kapaciteta. Barijerni kapacitet, odnosno kapacitet prijelaznoga područja  $C_T$  može se općenito izraziti relacijom koja vrijedi za **kapacitet pločastoga kondenzatora**:

$$C_T = \frac{\epsilon S}{d_B}, \quad (0.7)$$

gdje je:

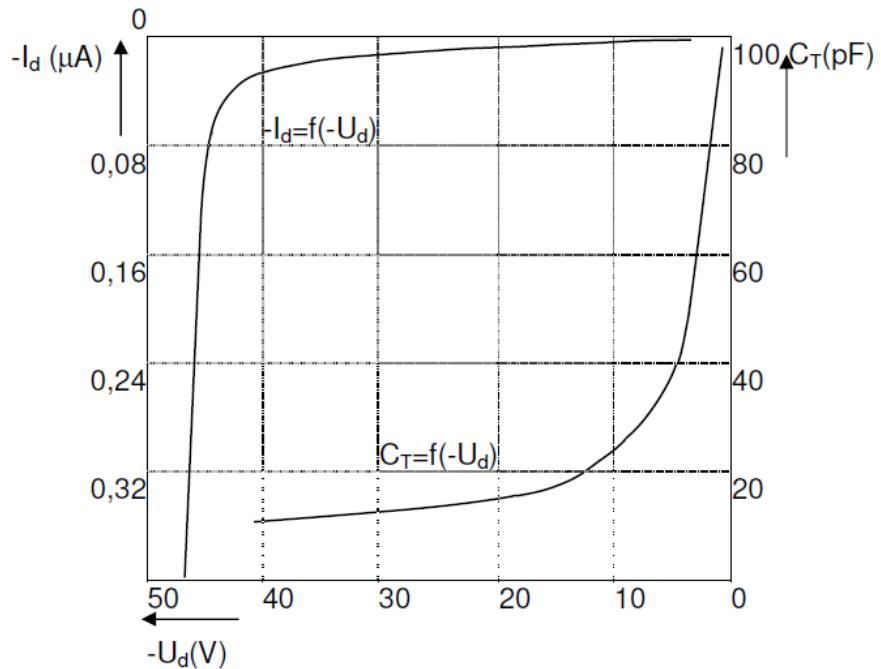
$\epsilon$  ... dielektrična konstanta,

$S$  ... je površina poprečnoga presjeka,

$d_B$  ... je širina  $P-N$  barijere analogna udaljenosti između pločica kondenzatora.

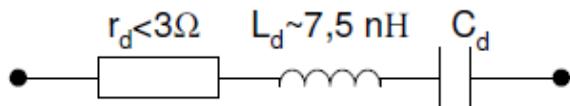
Porastom napona nepropusne polarizacije slobodni nositelji naboja još se više udaljavaju od granične ravnine  $P-N$  spoja i širina barijere je veća, a kapacitet  $C_T$  se smanjuje.

Na slici 2.18 prikazane su karakteristike kapacitivne diode.



Slika 2.18. Ovisnost struje i kapaciteta o zapornome naponu

Vidimo da se promjenom napona u zapornome području od  $-35$  V do  $-1$  V mijenja i kapacitet od  $15$  pF do  $80$  pF. Na istome dijagramu prikazana je i strujna karakteristika. To je poznata struja zasićenja, nastala zbog toplinske generacije nositelja naboja (zbog ovoga kondenzator nije idealan već posjeduje stanovitu vodljivost). Smanjenje ove vodljivosti postiže se tako što se kapacitivne diode izrađuju od silicija (veoma mala struja zasićenja). Na slici 2.19. prikazana je nadomjesna shema kapacitivne diode.



Slika 2.19. Nadomjesna shema kapacitivne diode za visoke frekvencije

Na visokim frekvencijama (preko  $100$  MHz) dolazi do izražaja parazitni induktivitet  $L_d$  dovoda (reda veličine nano-henrija). Osim toga u seriji se nalazi i otpor  $r_d$ , koji čine otpor dovodnih žica i otpor kristala silicija. Kako je kapacitivna dioda obično spojena u VF titrajnome krugu, vrlo važan je i kut gubitaka kondenzatora, koji je dan:

$$\operatorname{tg} \delta = r_d \cdot \omega \cdot C_d. \quad (0.8)$$

Gubici kondenzatora mogu se smanjiti ako se u seriju ili paralelno kapacitivnoj diodi priključi visokokvalitetan kondenzator zanemariva kuta gubitaka. Za paralelan spoj vrijedi:

$$\operatorname{tg} \delta_{par} = \frac{C_d}{C_d + C_p} \cdot \operatorname{tg} \delta, \quad (0.9)$$

a zadržava se puna promjena kapaciteta  $\Delta C_d$ .

U serijskome spoju imamo:

$$\operatorname{tg} \delta_{ser} = \frac{C_s}{C_d + C_s} \cdot \operatorname{tg} \delta,$$

dok je promjena kapaciteta smanjena:

$$\Delta C_{uk} = \left( \frac{C_s}{C_d + C_s} \right)^2 \cdot \Delta C_d. \quad (0.10)$$

Kapacitivnost se znatno mijenja zbog proizvodnih odstupanja i temperaturne ovisnosti kapacitivnih dioda. To ipak ne predstavlja velik problem, jer krivulja  $C_d = f(-U_d)$  zadržava logaritamski karakter i potrebno je da se samo jednom „čvrsto“ namjesti nominalna vrijednost istosmjernoga napona.

Glavna područja primjene kapacitivnih dioda su: automatsko ugađanje oštchine kod TV prijemnika, generacija frekvencijsko moduliranih signala, u promjenljivim  $R-C$  i  $L-C$  filtrima, za umnažanje i dijeljenje frekvencije, te u impulsnim krugovima.

### Zadatak 1

Za  $P-N$  spoj s kontaktnim potencijalom  $V_C = 0,65$  V i zapornom kapacitivnosti od  $C_{j1} = 4,5$  pF ( $U_{S1} = -10$  V) i  $C_{j2} = 6,5$  pF ( $U_{S2} = -2$  V):

- a) Izračunaj  $m$  i  $C_{j0}$ ;
- b) U MatLab-u napiši program za crtanje ovisnosti zaporne kapacitivnosti o priključenom naponu u rasponu od  $-30$  V do  $0,4$  V.

### Rješenje:

Zaporna kapacitivnost  $P-N$  spoja:

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{U_S}{V_C}\right)^m}, \quad \frac{1}{3} \leq m \leq \frac{1}{2}, \quad m \text{ je } \frac{1}{3} \text{ za linearan spoj, a } \frac{1}{2} \text{ za skokovit spoj.}$$

$C_{j0}$  spojna kapacitivnost za priklj. napon 0 V.

$$C_{j1} = \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{U_{S1}}{V_C}\right)^m} \quad C_{j2} = \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{U_{S2}}{V_C}\right)^m} \Rightarrow \frac{C_{j1}}{C_{j2}} = \left(\frac{V_C - U_{S2}}{V_C - U_{S1}}\right)^m \Rightarrow m = \frac{\log_{10} \frac{C_{j1}}{C_{j2}}}{\log_{10} \frac{V_C - U_{S2}}{V_C - U_{S1}}}; C_{j0} = C_{j1} \left(1 - \frac{U_{S1}}{V_C}\right)^m$$

### MatLab skript

```
% zaporna kapacitivnost
%Podaci
cj1 = 4.5e-12;
us1 = -10;
cj2 = 6.5e-12;
us2 = -2;
vc = 0.65;
%Rješenje
num = cj1/cj2;
den = (vc-us2)/(vc-us1);
m = log10(num)/log10(den)
cj0 = cj1*(1 - (us1/vc))^m
vs = -30:0.2:0.4;
```

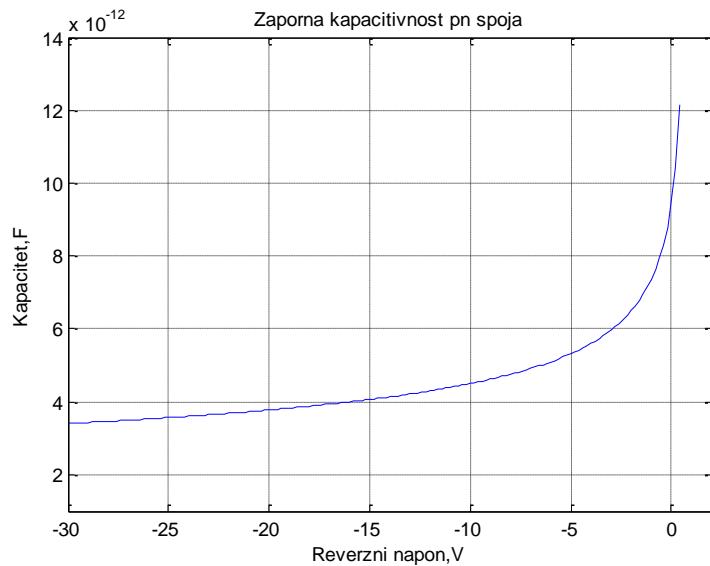
```

k = length(vs);
for i = 1:k
cj(i) = cj0/(1-(vs(i)/vc))^m;
end
%Crtanje karakteristike
plot(vs,cj)
xlabel('Reverzni napon,V')
ylabel('Kapacitet,F')
title('Zaporna kapacitivnost pn spoja')
axis([-30,2,1e-12,14e-12])
grid on;

```

a)  $m = 0.2644$      $cj0 = 9.4246 \times 10^{-12}$

b)



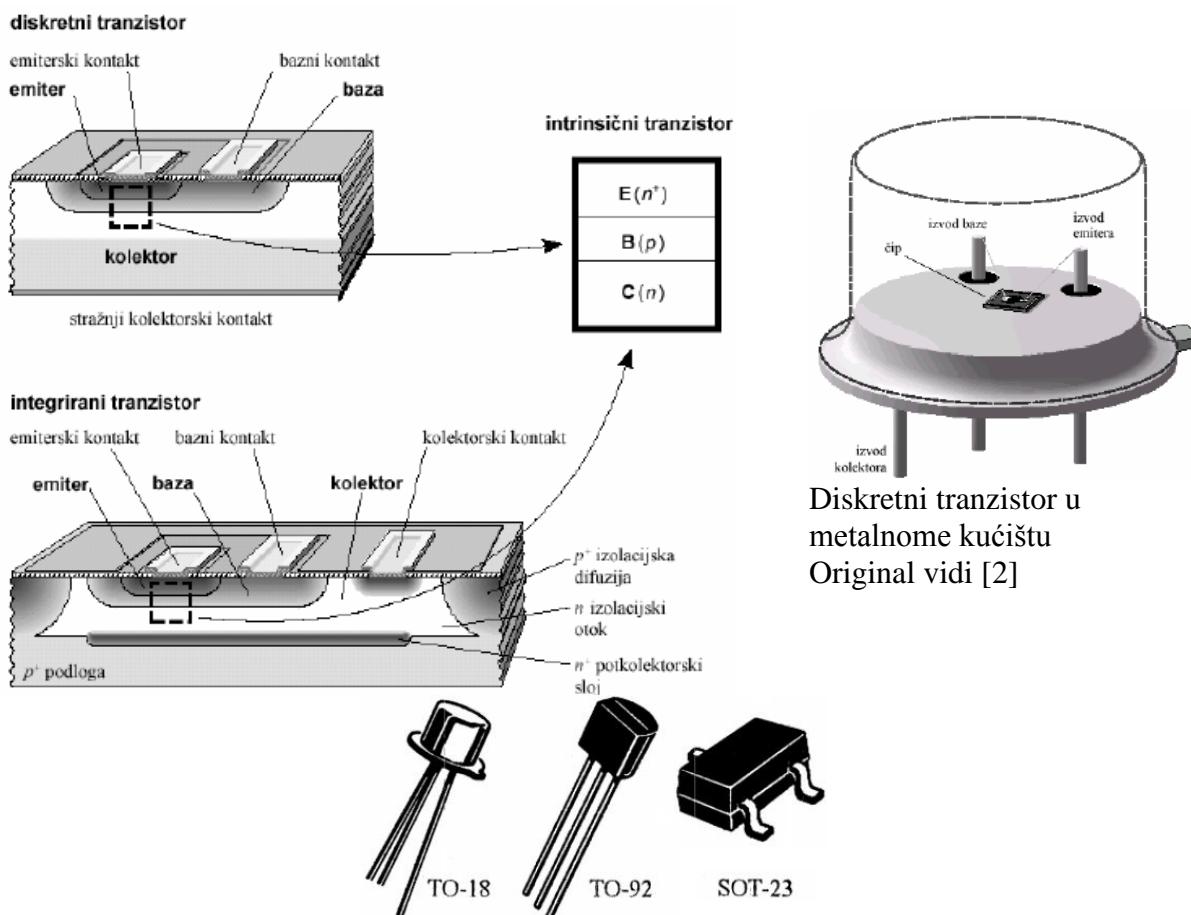
## 2.52.5.BIPOLARNI TRANZISTOR

Tranzistor je poluvodički elektronički element koji se primjenjuje za pojačanje signala i generiranje različitih vremenskih oblika. Prvi tranzistor je konstruiran još 1948. godine (Bardeen i Brattain). To je bio točkasti tranzistor i on je konstrukcijom slijedio točkastu diodu. Zbog čestih nestabilnosti, ograničene snage, poteškoća oko dobivanja sličnih karakteristika za različite primjerke istoga tipa tranzistora, točkasti tranzistori danas se više ne primjenjuju. To je u određenoj mjeri bio i rezultat (posljedica) nedovoljnoga poznavanja njihovoga rada,. Stvarni razvoj tranzistora datira iz 1949. godine kada je Shockley iznio princip rada spojnih tranzistora koji mogu biti  $p-n-p$  ili  $n-p-n$  tipa. Bipolarni tranzistor je aktivan poluvodički elektronički element s tri elektrode dobiven kombinacijom poluvodiča  $p$  i  $n$  tipa. U načelu se bipolarni tranzistor može shvatiti kao struktura načinjena od dva  $P-N$  spoja, odnosno kao poluvodička cijelina  $pnp$  ili  $npn$  tipa u kojoj se središnji sloj naziva baza ( $B$ ), a druga dva sloja su emiter ( $E$ ) i kolektor ( $C$ ), slika 2.20.



Slika 2.20. Shematski prikaz i simbol bipolarnog tranzistora: a) pnp tip, b) npn tip

Danas dominira difuzijsko-planarni tehnološki postupak proizvodnje bipolarnih tranzistora, bilo da se radi o komponentama u vlastitome kućištu (diskretni tranzistori) ili komponentama u monolitnim integriranim sklopovima (integrirani tranzistor) – slika 2.21.



Slika 2.21. Tehnološki presjeci i primjeri izvedbe bipolarnog tranzistora

Tako za diskretni  $n-p-n$  tranzistor, prvo se na jako dopiranu podlogu  $n$ -tipa nanese slabo dopirani epitaksijalni sloj  $n$ -tipa debljine 5 – 15  $\mu\text{m}$ . On će služiti kao kolektor gotovoga tranzistora. Zatim slijedi bazna difuzija akceptorskih primjesa u epitaksijalni sloj kojom se formira područje baze,

odnosno  $P-N$  spoj baza kolektor. Zatim se u tu bazu difundiraju donorske primjese u još većoj koncentraciji, tako da se formira područje emitera, odnosno  $P-N$  spoj emiter-baza.

Princip rada bipolarnih tranzistora zasniva se na injekciji slobodnih nosilaca iz emitera u bazu, transportu tih nosilaca kroz vrlo usko područje baze, te njihovom sakupljanju na kolektoru. U radu tranzistora bitno je prisutnost obiju tipova nosilaca, većinskih i manjinskih, pa se zato ovaj tranzistor i naziva bipolarni tranzistor. Upotrebljava se na jedan od dva osnovna načina:

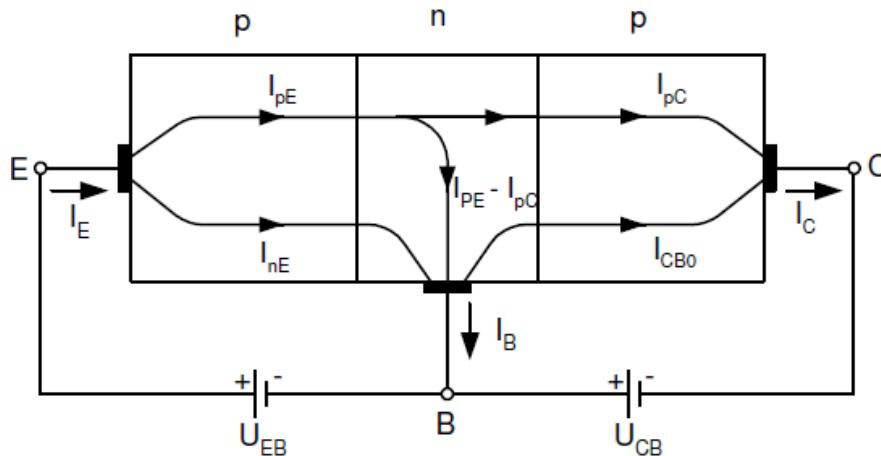
1. kao linearni pojačavački element napona ili struje,
2. kao nelinearni prekidački element u funkciji sklopke.

Ovisno o polaritetu napona priključenoga između emitera i baze, te kolektora i baze moguća su četiri područja rada tranzistora:

1. normalno aktivno područje: spoj emiter-baza je polariziran propusno, a spoj kolektor-baza nepropusno;
2. područje zasićenja: oba spoja su polarizirana propusno;
3. područje zapiranja: oba spoja su polarizirana nepropusno;
4. inverzno aktivno područje: spoj emiter-baza je polariziran nepropusno, a spoj kolektor-baza propusno (kao emiter se upotrebljava elektroda kolektora).

Kada tranzistor radi u sklopu pojačala, radi u normalnome aktivnom području, a kad se koristi kao sklopka prebacuje se iz područja zasićenja u zaporno područje, i obratno.

Tranzistor ima tri elektrode, stoga i tri elektrodne struje: struju emitera, struju baze i struju kolektora. One su sastavljene od pripadajućih struja elektrona i struja šupljina. Za normalno polarizirani  $pnp$  tranzistor, prikazan na slici 2.22., ucrtani su stvarni smjerovi struja koji odgovaraju smjeru gibanja pozitivnog naboja (šupljina).



Slika 2.22. Struje normalno polariziranog  $pnp$  tranzistora

Struja emitera  $I_E$  je struja propusno polariziranoga spoja emiter-baza i sastoje se od struje šupljina  $I_{pE}$ , koje su iz emitera injektirane u bazu te od struje elektrona  $I_{nE}$  koji su iz baze injektirani u emiter. Spoj kolektor-baza je polariziran nepropusno pa se struja kolektora sastoje od manjinskih nosilaca: struje šupljina  $I_{pC}$  koje iz baze idu u kolektor i reverzne struje zasićenja  $I_{CB0}$ . Struja šupljina kolektora  $I_{pC}$  predstavlja onaj dio struje šupljina emitera  $I_{pE}$  koji je od emitera na putu kroz bazu stigao do kolektora, tj. to je struja  $I_{pE}$  umanjena za rekombinacijsku struju  $I_R$ ,  $I_R = I_{pE} - I_{pC}$ . Struja  $I_{CB0}$  se sastoje od elektrona koji predstavljaju manjinske nositelje kolektora i prelaze u bazu.

Struja baze  $I_B$  sastoje se od tri komponente: struje elektrona  $I_{nE}$  injektiranih iz baze u emiter, rekombinacijske struje  $I_R$  koja je posljedica rekombinacije dijela šupljina iz emitera s elektronima u bazi,  $I_R = I_{pE} - I_{pC}$ , te reverzne struje zasićenja  $I_{CB0}$  nepropusno polariziranoga spoja kolektor-baza.

Za normalno polarizirani *n-p-n* tranzistor sve struje teku u suprotnome smjeru u odnosu prema strujama *p-n-p* tranzistora i polariteti istosmjernih izvora su suprotni. Struja emitera bipolarnog tranzistora jednaka je zbroju struje kolektora i struje baze:

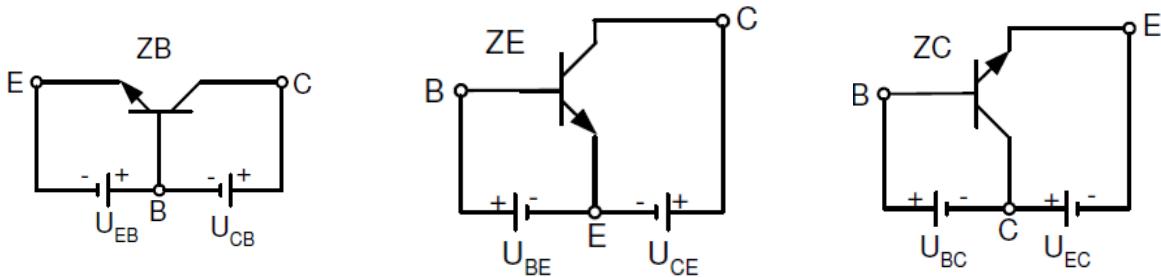
$$I_E = I_C + I_B. \quad (0.11)$$

S obzirom na broj elektroda bipolarnog tranzistora, on može biti uključen u pojedini elektronički sklop tako da se realizira jedan od tri osnovna spoja tranzistora:

- spoj zajedničke baze (ZB),
- spoj zajedničkog emitera (ZE),
- spoj zajedničkog kolektora (ZC).

Riječ *zajednički* označava da je dotična elektroda zajednička ulaznom i izlaznom krugu tranzistora.

Uvijek drugo slovo u indeksu za napon označava o kojem se spoju radi, tako npr.  $U_{CE}$  predstavlja napon između kolektora i emitera u spoju zajedničkoga emitera - slika 2.23.



Slika 2.23. Spojevi bipolarnog tranzistora

Statičke karakteristike tranzistora daju međusobnu ovisnost određenih struja i napona tranzistora, ovisno o tome o kojemu se od navedenih osnovnih spojeva tranzistora radi. Za spoj zajedničkoga emitera to su struje  $I_B$  i  $I_C$ , te naponi  $U_{BE}$  i  $U_{CE}$ . Od dvanaest mogućih familija statičkih karakteristika tranzistora samo su četiri familije od važnosti, a za spoj ZE to su:

a) ulazne

$$I_B = f(U_{BE}) \Big|_{U_{CE} = \text{konst.}},$$

b) izlazne

$$I_C = f(U_{CE}) \Big|_{I_B = \text{konst.}},$$

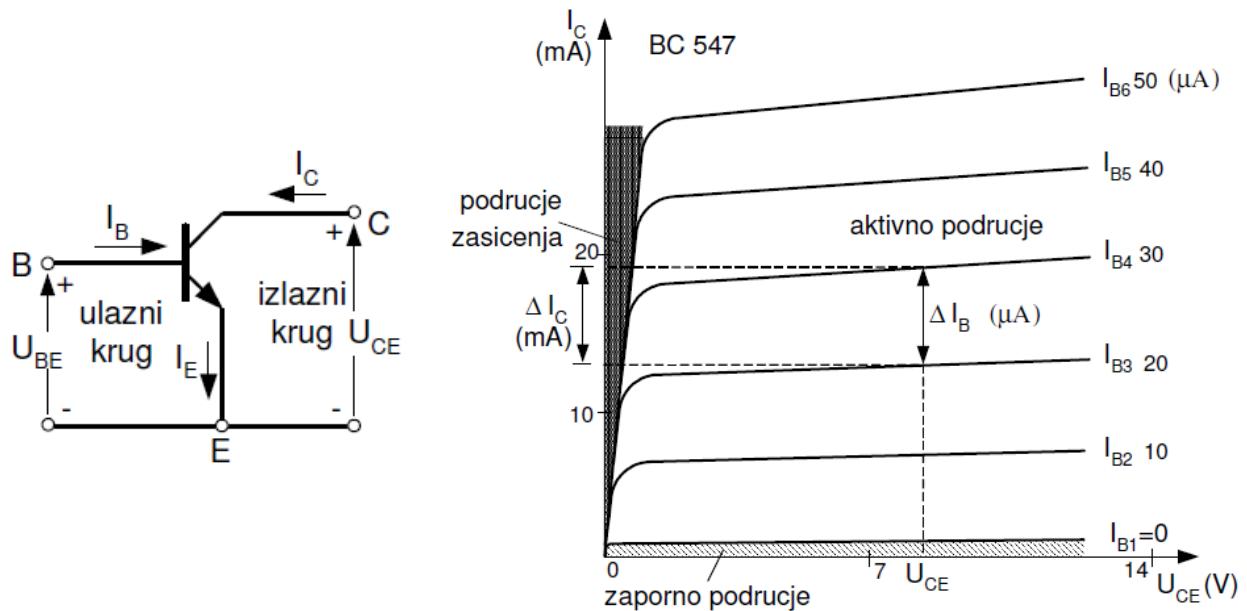
c) prijenosne

$$I_C = f(I_B) \Big|_{U_{CE} = \text{konst.}},$$

d) povratne

$$U_{BE} = f(U_{CE}) \Big|_{I_B = \text{konst.}}.$$

U katalozima proizvođača tranzistora najčešće se daju *ulazne* i *izlazne* karakteristike za spoj ZE, a često i za spoj ZB. S ulaznim i izlaznim karakteristikama statička svojstva tranzistora na danoj temperaturi su potpuno određena. U spoju zajedničkoga emitera, emiter je zajednička elektroda ulaznom i izlaznom krugu tranzistora, slika 2.24 .



Slika 2.24. Izlazne karakteristike npn tranzistora u ZE spoju

Struja  $I_B$  i napon  $U_{BE}$  pripadaju ulaznom krugu, a  $I_C$  i  $U_{CE}$  izlaznom krugu tranzistora. Izlazne karakteristike tranzistora u spoju ZE date su kao funkcija  $I_C = f(U_{CE})$  pri konstantnoj vrijednosti struje baze  $I_B$  za pojedinu karakteristiku, slika 2.24.

Radna točka tranzistora  $Q$ , koja je određena statičkim uvjetima, redovito se crta u izlaznim karakteristikama i o njezinome položaju u polju tih karakteristika ovisi u kojem području rada se nalazi dodići tranzistor. Položaj radne točke određen je koordinatama  $Q(U_{CE}, I_C, I_B)$ . Područje zasićenja karakteriziraju male vrijednosti napona  $U_{CE}$  za koje struja  $I_C$  naglo raste za svaku promjenu struje  $I_B$  (dio između koljena karakteristika i osi ordinate). Područje zapiranja nalazi se ispod karakteristike  $I_B = 0$ . Ako se radna točka nalazi u dijelu polja izlaznih karakteristika između karakteristike za struju  $I_B = 0$  i koljena krivulja, tranzistor radi u normalnome aktivnom području i za to područje vrijedi relacija:

$$I_C = \beta I_B + (1 + \beta) I_{CB0}, \quad (0.12)$$

gdje je  $\beta$  faktor strujnoga pojačanja tranzistora za spoj ZE.

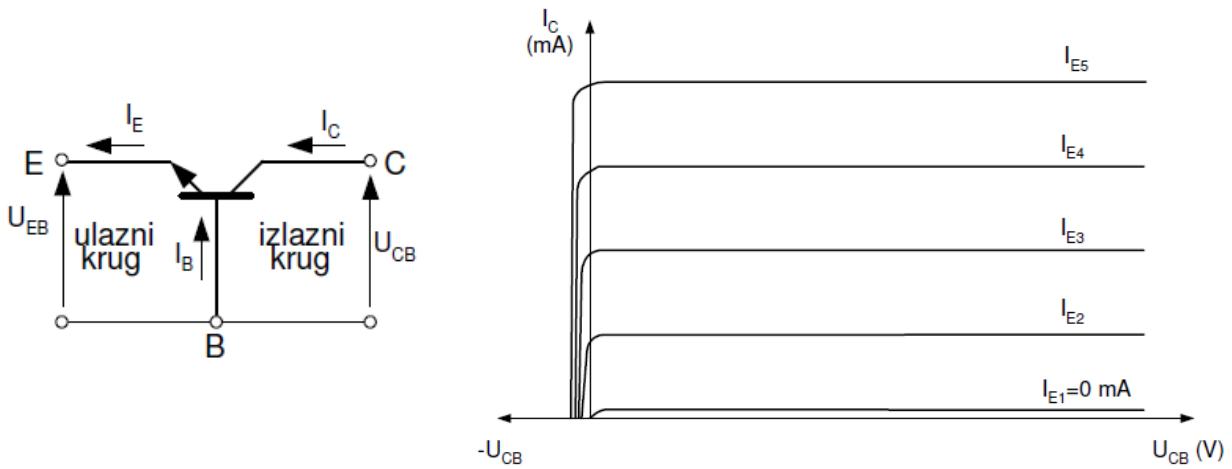
Faktor izmjeničnoga strujnog pojačanja (*small-signal current gain*) tranzistora za spoj ZE definiran je za svaku određenu vrijednost napona  $U_{CE}$ , kao omjer promjene struje kolektora  $I_C$  uzrokovane promjenom struje baze  $I_B$ :

$$\beta = h_{fe} = \frac{dI_C}{dI_B} \Big|_{U_{CE} = \text{konst.}} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \Big|_{U_{CE} = \text{konst.}} \quad (0.13)$$

Omjerom statičkih vrijednosti struje kolektora i struje baze definiran je tzv. istosmjerni faktor strujnoga pojačanja  $\beta_0$ :

$$\beta_0 = h_{FE} = B = \frac{I_C}{I_B} \Big|_{U_{CE} = \text{konst.}} \quad (0.14)$$

Na iznos obaju faktora utječe napon  $U_{CE}$ , struja  $I_C$  i temperatura. Porastom struje kolektora  $I_C$  oba faktora rastu do određenoga iznosa, a zatim se smanjuju. Za struje reda veličine nekoliko desetaka do stotinu mili-ampera faktori  $h_{FE}$  i  $h_{fe}$  malo se razlikuju i mogu se smatrati jednakima. Za spoj ZB baza tranzistora je zajednička elektroda ulaznom i izlaznom krugu tranzistora, slika 2.26.



Slika 2.25. Izlazne karakteristike npn tranzistora u ZB spoju

Izlazne karakteristike date su kao funkcija  $I_C = f(U_{CB})$  pri stalnoj vrijednosti struje  $I_E$  za pojedinu karakteristiku. Desno od osi ordinata je  $U_{CB} > 0$  i tranzistor radi u normalnome aktivnom području, a lijevo od osi ordinata je  $U_{CB} < 0$  i tranzistor je u području zasićenja. Područje zapiranja nalazi se ispod krivulje  $I_E = 0$ . Za spoj zajedničke baze definira se **faktor strujnoga pojačanja**  $\alpha$ , kao omjer promjene struje kolektora i struje emitera:

$$\alpha = \frac{dI_C}{dI_E} \Big|_{U_{CB} = \text{konst.}} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} \Big|_{U_{CB} = \text{konst.}} \quad (0.15)$$

Faktor strujnog pojačanja u spoju ZB  $\alpha$  uvijek je manji od jedinice, dok se vrijednosti faktora strujnoga pojačanja u spoju ZE vrijednosti faktora  $\beta$  kreću približno u granicama od 20 – 1000. Faktori strujnoga pojačanja  $\alpha$  i  $\beta$  povezani su relacijama:

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}, \quad \alpha = \frac{\beta}{1 + \beta}. \quad (0.16)$$

Faktor strujnoga pojačanja  $\alpha$  može se definirati i preko komponenti struja sa slike 2.5.3. *Faktor injekcije* ili *efikasnost emitera* definirana je relacijom:

$$\gamma = \frac{I_{pE}}{I_{pE} + I_{nE}} = \frac{I_{pE}}{I_E}. \quad (0.17)$$

Transport šupljina kroz bazu bit će to povoljniji što je baza uža. Ako je širina baze  $W$  veća od difuzijske dužine šupljina/elektrona u bazi  $L_p/L_e$  (one su reda veličine  $10^{-2} \text{ cm}$ ), mali dio šupljina/elektrona će stići u kolektorski krug, a najveći dio će se rekombinirati u području baze. Kad je  $W > L_{p/e}$ , tranzistor u biti degenerira u dvije nasuprot spojene diode. Uz svojstvo injekcije i kolekcije, bitno svojstvo tranzistora je dakle i transport nositelja kroz bazu. Transport će biti efikasniji što je baza uža, što znači da treba biti ispunjen uvjet  $W \ll L_{p/e}$ . Ovim uvjetom je određena gornja granica širine baze. Kao mjeru kvalitete transporta je transportni faktor  $\beta^*$ , koji je definiran kao pozitivna bezdimenzijska veličina:

$$\beta^* = \frac{I_{pC}}{I_{pE}} = 1 - \frac{I_R}{I_{pE}}. \quad (0.18)$$

Na osnovi ovih definicija moguće je struju baze i kolektora definirati kao:

$$I_C = -\beta^* \cdot \gamma \cdot I_E + I_{CB0}, \quad (0.19)$$

$$I_B = -(1 - \gamma) \cdot I_E - \gamma \cdot (1 - \beta^*) \cdot I_E - I_{CB0} = -\left(1 - \beta^* \cdot \gamma\right) \cdot I_E - I_{CB0}. \quad (0.20)$$

Kao što se vidi, glavna komponenta struje kolektora izazvana je emiterском strujom i proporcionalna je produktu  $\beta^* \times \gamma$ , pa se taj produkt naziva *faktor strujnog pojačanja tranzistora u spoju zajedničke baze*  $\alpha$ . On je prema definiciji jednak:

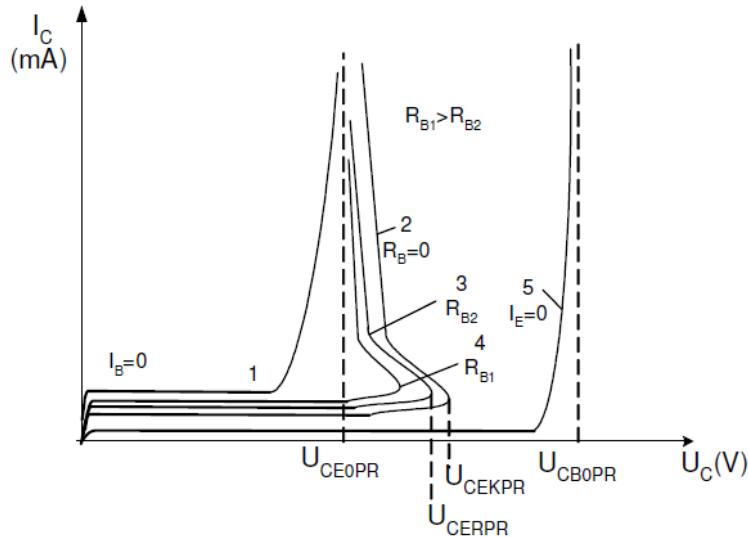
$$\alpha = \beta^* \cdot \gamma. \quad (0.21)$$

Prema tome za struje kolektora i baze vrijedi:

$$I_C = -\alpha \cdot I_E + I_{CB0}; \quad I_B = -(1-\alpha) \cdot I_E - I_{CB0}. \quad (0.22)$$

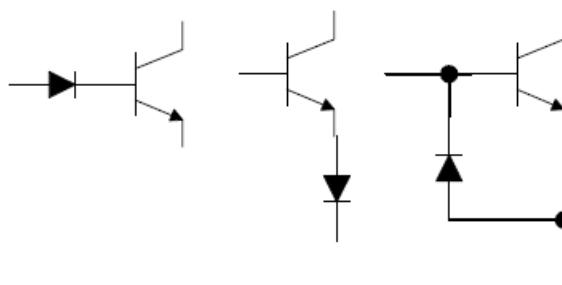
## OGRANIČENJA U RADU TRANZISTORA

Ograničenja u radu tranzistora mogu se podijeliti na *naponska*, *strujna* i ograničenja *snage*. Također postoje i *frekvencijska* ograničenja tranzistora, povezana postupnim pogoršanjem rada tranzistora na sve višim frekvencijama.



Slika 2.26 . Ovisnost probognog napona o veličini otpora  $R_B$

Od strane proizvođača redovito se navode maksimalni iznosi reverznih naponova  $U_{CBM}$ ,  $U_{CEM}$  i  $U_{BEM}$  koji se u radu ne smiju prekoračiti, jer postoji opasnost proboja s mogućnošću uništenja tranzistora. Naponi  $U_{CBM}$  i  $U_{CEM}$  kreću se od nekoliko desetaka volta kod tranzistora malih snaga pa do nekoliko stotina i više volta kod tranzistora velikih snaga, posebno napon  $U_{CBM}$  kod silicijevih tranzistora. Mehanizam proboja koji te napone ograničava je *lavinski probaj*. Ovisnost  $I_C = f(U_{CE})$  prikazana je na slici 2.26. za dva različita tranzistora. Vidimo da krivulje 2, 3 i 4 posjeduju područje negativnoga otpora i ova pojava dosta se često opaža kod silicijevih tranzistora. Uvjet  $I_B = 0$  ili  $I_B = \text{konst.}$  može se ostvariti ako se tranzistor napaja iz strujnoga izvora, tj. izvora s beskonačno velikim unutarnjim otporom. U praktičnim izvedbama otpor baze uvijek je konačan, čak i ako je otpor vanjskoga kruga u seriji s bazom jednak nuli, ostaje uvijek omski otpor baze  $r_B$ . O veličini toga vanjskog otpora baze  $R_B$  ovisi i probogni napon  $U_{CERPR}$ , kao što je prikazano na slici 2.26. Tipična dopuštena vrijednost napona  $U_{BEM}$  iznosi oko 5 V. Ako u sklopovima postoji mogućnost pojave većeg napona, potrebno je zaštititi spoj baza-emiter tranzistora kao što je prikazano na slici 2.27.



Slika 2.27. Zaštita spoja baza-emiter

Osim toga tvornički podaci sadrže i podatke o uvjetima pod kojima su mjerene pojedine karakteristične veličine. Kako većina podataka za isti tip tranzistora varira u velikome rasponu, u

tvorničkim podacima obično se daje tipičan podatak ili najveća i najmanja moguća vrijednost. Naponi za tranzistor u zasićenju:

1.  $U_{BEzas}$  (saturation voltage -  $V_{BEsat}$ ) iznosi za silicijske tranzistore  $0,7 \div 0,8$  V;
2.  $U_{CEzas}$  ( $V_{CEsat}$ ) iznosi  $0,1 \div 0,3$  V, ali može imati i vrijednosti veće od 1 volta kod tranzistora namijenjenih za veće snage.

Kao što je poznato iz teorije poluvodiča veoma je bitan utjecaj temperature, kao i utjecaj raznih zračenja (svjetlost, radioaktivno zračenje).

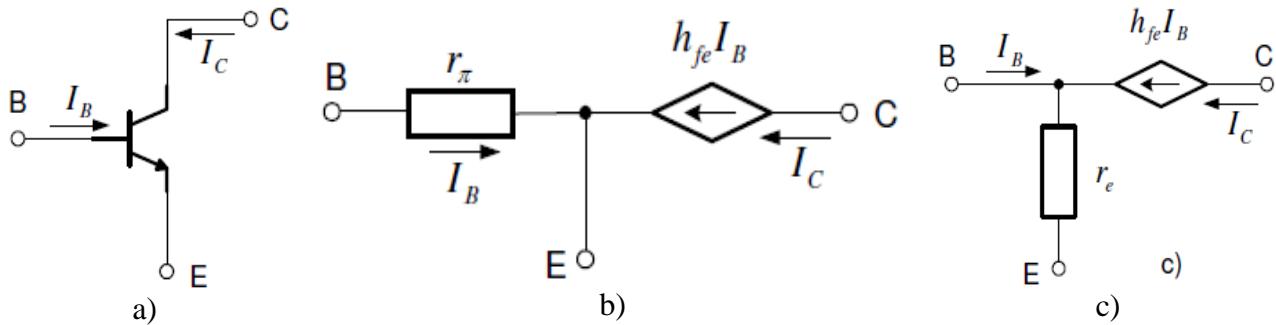
## NADOMJESNI MODELI BIPOLARNOGA TRANZISTORA

Sada će ukratko biti objašnjeni modeli tranzistora koji se koriste u analizi i projektiranju električnih sklopova. Potrebno je na određen način modelirati svojstva tranzistora pomoću električnoga ekvivalenta.

Ima više različitih metoda, ali je svaka od njih izvedena uz prepostavku da su izmjenične promjene dovoljno malene, tako da tranzistor uvijek radi u linearnom području i da ne postoje ni neki drugi uzroci izobličenja signala. Tada se svojstva tranzistora mogu prikazati linearnim krugom, a dobivene modele nazivamo modelima za mali izmjenični signal na relativno niskim frekvencijama.

Na slici 2.28. a) prikazan je tranzistor s pripadnim izmjeničnim naponima i strujama, a na slici 2.28.b) i c) su dva njegova linearna modela za male signale.

*Napomena:* Strujni izvor označen je posebnim simbolom kojim se prikazuje ovisni (zavisni) strujni izvor, čime se želi istaknuti da njegova vrijednost ovisi o nekoj varijabli kruga kojemu izvor pripada.



Slika 2.28. Model bipolarnog tranzistora za male izmjenične signale

Struja  $I_B$  predstavlja ulaznu struju tranzistora (pojačala) što znači da je  $I_B = I_{ul}$  za ZE spoj. Otpor baze  $r_\pi$  označava se još i s  $h_{ie}$  (vidi: [Model s h-parametrima](#)). Može se odrediti uz poznavanje parametra radne točke ( $I_{BQ}$  ili  $I_{CQ}$ ) prema:

$$r_\pi = \frac{kT}{q} \cdot \frac{1}{I_{BQ}} = 0,026 \frac{h_{fe}}{I_{CQ}}, \quad (0.23)$$

gdje je  $kT/q$  **termički napon**, koji na sobnoj temperaturi iznosi  $0,026$  V.

Strjno ovisan strujni izvor je  $h_{fe}I_b$ . U modelu na slici c) umjesto baznog otpora  $r_\pi$  koristi se odgovarajući emiterski otpor  $r_e$ , pri čemu je:

$$r_\pi = (1 + h_{fe})r_e \approx h_{fe}r_e \quad (h_{fe} \gg 1). \quad (0.24)$$

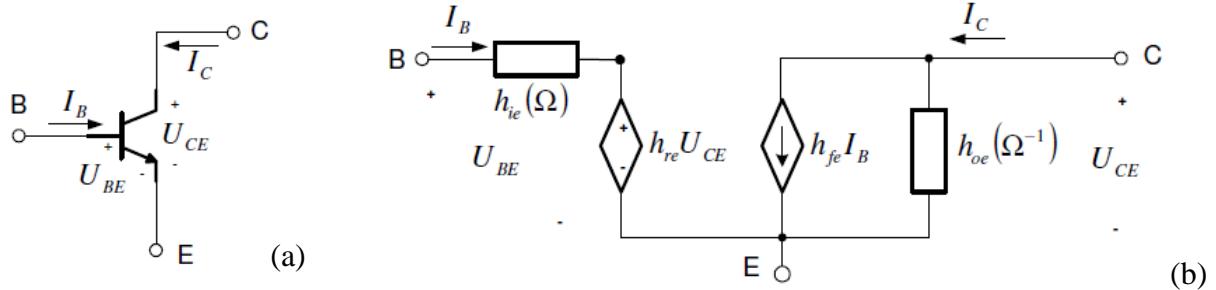
### Model s h-parametrima

Sljedeći model, koji omogućuje veću točnost u odnosu na prije opisane modele za mali signal, temelji se na prikazu tranzistora kao sklopa s 4 terminala - četveropol (four terminal network). Modelom se povezuju ulazni i izlazni naponi i struje preko odgovarajućih jednadžbi četveropola. Poznato je da je moguće postaviti 6 različitih setova parametara ( $Y, Z, A, \dots$  parametri) koji opisuju strukturu četveropola. U analizi tranzistora primjenjuje se model s *hibridnim ili h-parametrima*.

Jednadžbe čiji su koeficijenti hibridni parametri općenito su:

$$\begin{aligned} U_{ul} &= h_{11}I_{ul} + h_{12}U_{iz}, \\ I_{iz} &= h_{21}I_{ul} + h_{22}U_{iz}. \end{aligned} \quad (0.25)$$

Na slici 2.29 prikazan je bipolarni tranzistor i njegov hibridni ekvivalent za ZE spoj, pri čemu je za prikazani model:  $U_{ul} = U_{BE}$ ,  $U_{iz} = U_{CE}$ ,  $I_{ul} = I_B$ ,  $I_{iz} = -I_C$ , a parametri su:  $h_{11} = h_{ie}$ ,  $h_{12} = h_{re}$ ,  $h_{21} = h_{fe}$ ,  $h_{22} = h_{oe}$ . Oznaka  $e$  u "subscriptu"  $h$  parametara ukazuje da se parametri odnose na ZE spoj tranzistora.



Slika 2.29. Bipolarni tranzistor i njegov model s  $h$ -parametrima

Parametri se definiraju iz pokusa kratkog spoja ( $U_{CE} = 0$  V) i otvorenoga kruga ( $I_B = 0$  A):

$$h_{ie} = \frac{U_{BE}}{I_B} \Big|_{U_{CE}=0} \quad [\Omega] \quad \text{ulazni otpor kratkoga spoja}, \quad (0.26)$$

$$h_{re} = \frac{U_{BE}}{U_{CE}} \Big|_{I_B=0} \quad \text{inverzno naponsko pojačanje otvorenoga kruga}, \quad (0.27)$$

$$h_{fe} = \frac{I_C}{I_B} \Big|_{U_{CE}=0} \quad \text{strujno pojačanje kratkoga spoja}, \quad (0.28)$$

$$h_{oe} = \frac{I_C}{U_{CE}} \Big|_{I_B=0} \quad [\Omega^{-1}] \quad \text{izlazna vodljivost otvorenoga kruga}. \quad (0.29)$$

$h$ -parametri su diferencijalni koeficijenti za odabranu radnu točku, a mogu se odrediti iz karakteristika tranzistora ili su navedeni u katalozima za pripadne tranzistore.

Tipične numeričke vrijednosti  $h$  parametara su:

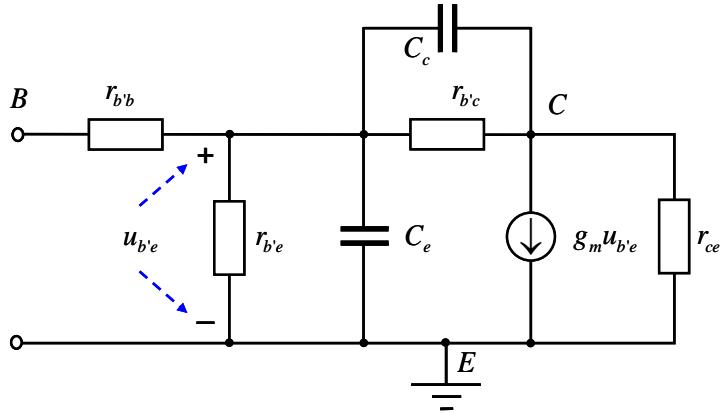
$$h_{ie} = 1,5 \text{ k}\Omega, h_{re} = 10^{-4}, h_{fe} = 100, h_{oe} = 10^{-5} \Omega^{-1}.$$

Kada se zanemare  $h_{re}$  i  $h_{oe}$  čije su vrijednosti obično vrlo male, gornji model s  $h$ -parametrima svodi se na model za male signale prikazan na [slici 2.28.b](#)). Tada postaje jasno zašto se strujno pojačanje za izmjenični signal  $\beta$  označava i s  $h_{fe}$ .

#### Nadomjesni $\pi$ -hibridni sklop tranzistora

Pri analizi sklopa na visokim frekvencijama često se upotrebljava nadomjesni model prikazan na [slici 2.30.](#) i jednadžbom 2.42:

$$g_m = \frac{I_C}{U_T}, r_{b'e} = \frac{h_{fe}}{g_m}, \quad r_{b'b} = h_{ie} - r_{b'e}, \quad r_{b'c} = \frac{r_{b'e}}{h_{re}}, \quad r_{ce} = \frac{1}{h_{oe} - \frac{1}{1+h_{fe}}} \cdot \frac{1}{r_{b'c}}. \quad (0.30)$$

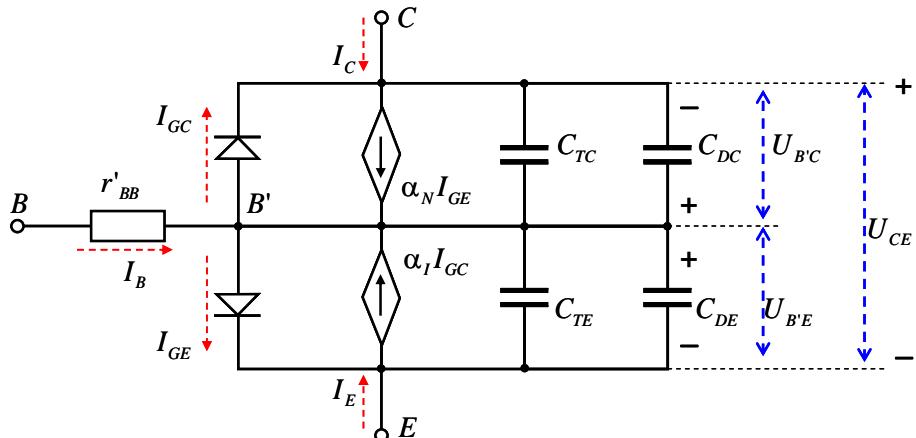


Slika 2.30. Nadomjesni  $\pi$ -hibridni sklop tranzistora

Kondenzatori  $C_e$  i  $C_c$  predstavljaju parazitne kapacitetivnosti koje dolaze do izražaja na visokim frekvencijama. Posljedica toga je da će sklop imati gornju graničnu frekvenciju do koje ispravno funkcioniра.

### Ebers-Mollov model

Za analizu rada tranzistora u svim područjima rada najprikladniji je Ebers-Mollov model prikazan na slici 2.31.



Slika 2.31 . Ebers-Mollov model

$$I_B = I_{GE} - \alpha_N I_{GE} = (1 - \alpha_N) I_{GE}, \quad (0.31)$$

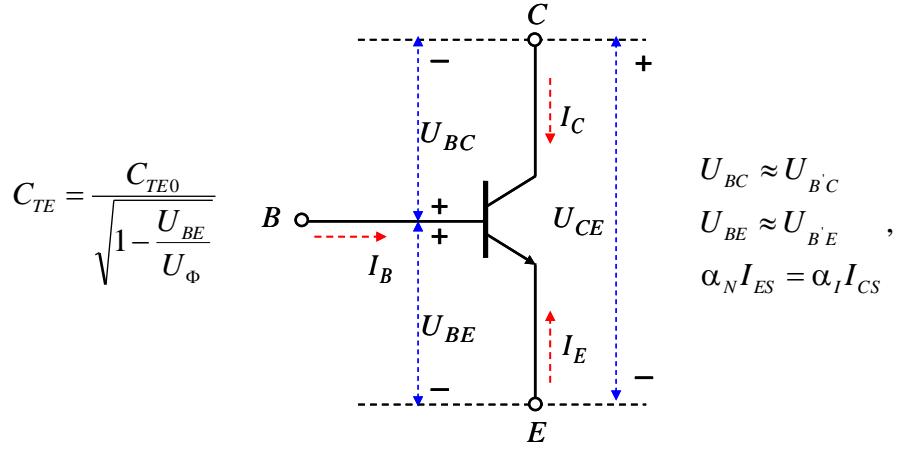
$$I_{GE} = I_{ES} \left( e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1 \right), \quad (0.32)$$

$$C_{DE} = \tau_N \cdot \alpha_N \cdot \frac{I_{ES}}{U_T} \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} = \tau_N \cdot \alpha_N \cdot \frac{I_{GE}}{U_T}, \quad (0.33)$$

$$I_{GC} = I_{CS} \left( e^{\frac{U_{BC}}{U_T}} - 1 \right) \quad (0.34)$$

$$I_{GS} = I_{ES} \left( e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1 \right), \quad C_{DE} = \tau_N \alpha_N \frac{I_{ES}}{U_T} e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} = \tau_N \alpha_N \frac{I_{GE}}{U_T}, \quad (0.35)$$

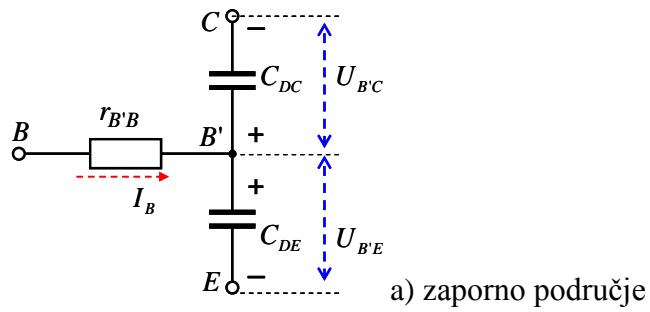
$$C_{TC} = \frac{C_{TC0}}{\sqrt{1 - \frac{U_{BC}}{U_\Phi}}}, \quad C_{DC} = \tau_I \alpha_I \frac{I_{CS}}{U_T} e^{\frac{U_{BC}}{U_T}} = \tau_I \alpha_I \frac{I_{GC}}{U_T}, \quad (0.36)$$



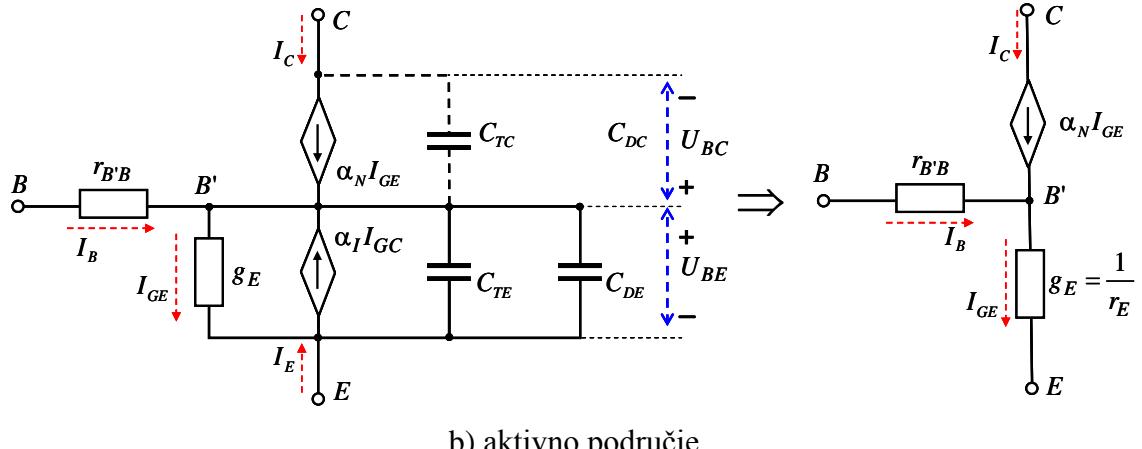
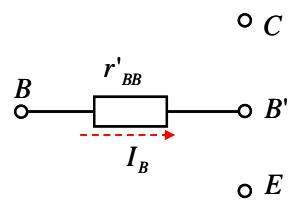
gdje je:

- $I_{ES}$  ... struja zasićenja diode  $B-E$ ,
- $U_{BE}$  ... napon između baze i emitera,
- $C_{TE0}$  ... kapacitivnost barijere pri naponu  $U_{BE} = 0$ ,
- $U_\Phi$  ... napon približno jednak 1 V,
- $\alpha_N$  ... faktor strujnog pojačanja,<sup>1</sup>
- $\tau_N$  ... vremenska konstanta diode  $B-E$ .

Dinamički uvjeti



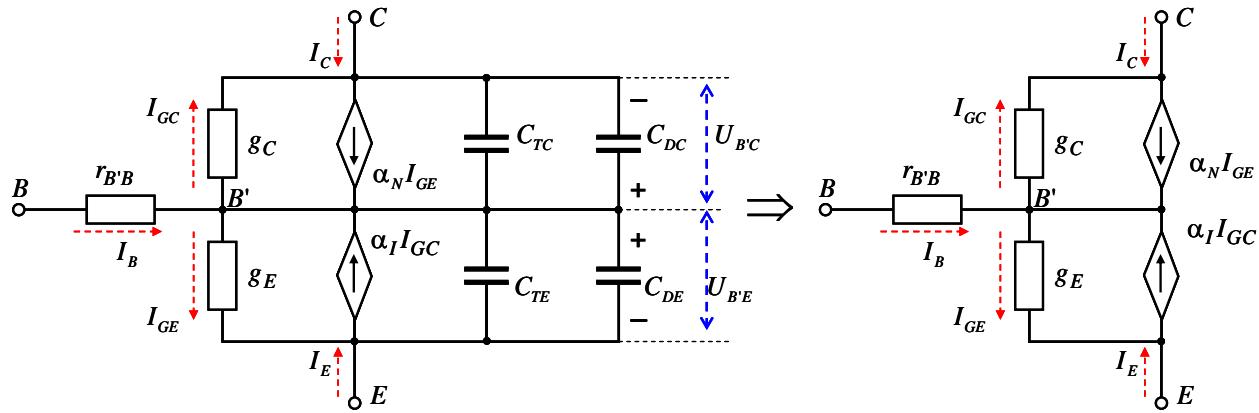
Istosmjerni uvjeti



<sup>1</sup> Tome pripada istosmjerni faktor strujnog pojačanja normalnog smjera  $\alpha_N$ , dosada označivan kao  $\alpha$ . Kad je  $U_{CB} \neq 0$ , a  $U_{EB} = 0$ , govori se o inverznom smjeru struje, kome pripada inverzan faktor strujnoga pojačanja  $\alpha_I$ . Redovito je  $\alpha_N > \alpha_I$ . (Juzbašić)

Dinamički uvjeti

Istosmjerni uvjeti



$$g_E = \frac{1}{r_E} = \frac{dI_{GE}}{dU_{BE}} = \frac{I_{ES}}{U_T} e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} \approx 40I_{GE}$$

c) područje zasićenja

Slika 2.32. Ebers-Mollov model: a) zaporno područje; b) aktivno područje; c) područje zasićenja

$$g_E = \frac{1}{r_E} = \frac{dI_{GE}}{dU_{BE}} = \frac{I_{ES}}{U_T} e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} \approx 40I_{GE}. \quad (0.37)$$

gdje je:

$I_{CS}$  ... struja zasićenja diode B-C,

$U_{BC}$  ... napon između baze i kolektora,

$C_{TC0}$  ... kapacitivnost barijere pri naponu  $U_{BC} = 0$ ,

$\alpha_I$  ... inverzni faktor strujnog pojačanja,

$\tau_N$  ... vremenska konstanta diode B-C,

$\alpha_N I_{ES} = \alpha_I I_{CS}$ .

Tablica 2.5.1. Karakteristični naponi za tranzistore

Tip tranzistora	$U_Z$ [V]	$U_\gamma$ [V]	$U_{BE}$ [V]	$U_{BEzas}$ [V]	$U_{CEzas}$ [V]
Si	0	0,5	0,6	0,7	0,15
Ge	-0,1	0,1	0,2	0,3	0,1

gdje je:

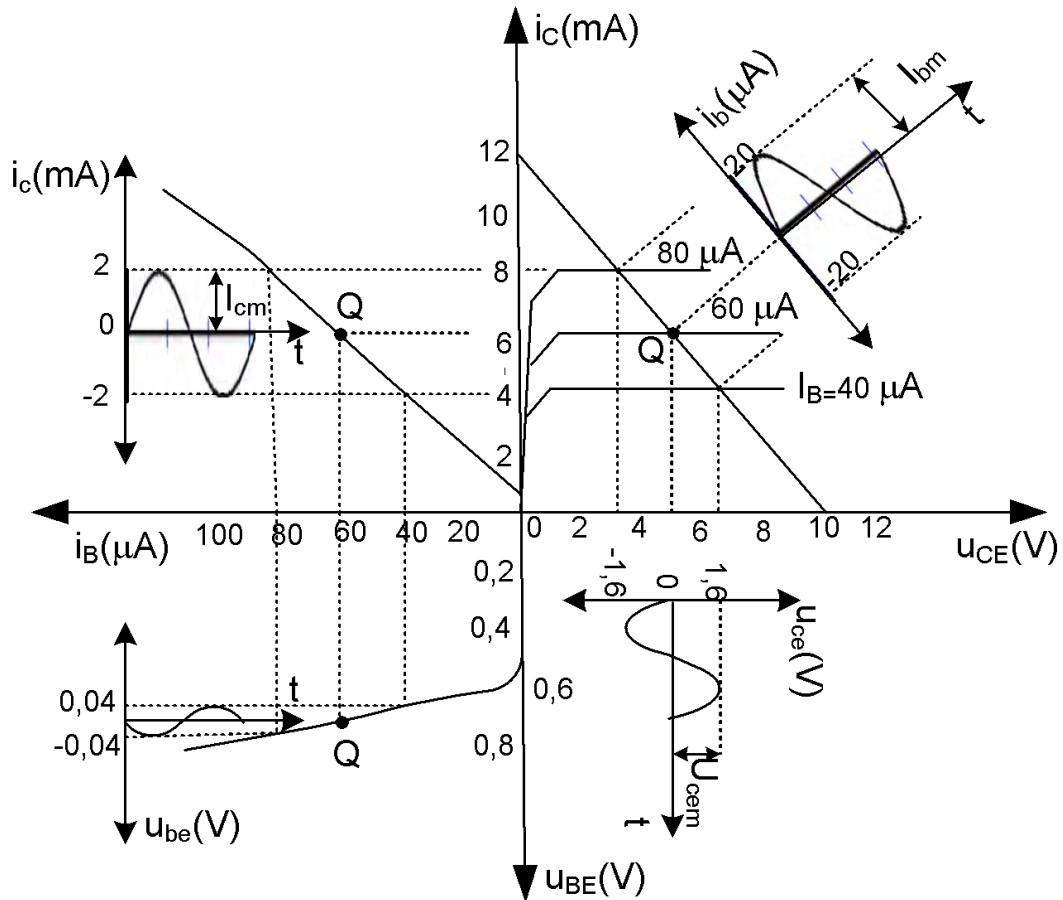
$U_Z$  ... zaporni napon  $U_{BE}$  pri kojem se tranzistor nalazi u zapornom području,

$U_\gamma$  ... napon koljena  $U_{BE}$  pri kojem tranzistor počinje voditi struju,

$U_{BE}$  ... napon  $U_{BE}$  pri kojem teče nominalna struja kroz tranzistor,

$U_{BEzas}$  ... napon  $U_{BE}$  pri kojem se tranzistor nalazi u zasićenju,

$U_{CEzas}$  ... napon  $U_{CE}$  kada se tranzistor nalazi u zasićenju.



Slika 2.33. Analiza rada tranzistora u ZE spoju

## TRANZISTOR KAO SKLOPKA

Električnim sklopkama uključujemo i isključujemo potrošač iz strujnoga kruga. Kada je sklopka uključena, u strujnome krugu teče struja, a pad napona na samoj sklopki je zanemarivo mali. Uz isključenu sklopku strujni krug se prekida (struja ne teče), a sklopka preuzima na sebe sav priključeni napon.

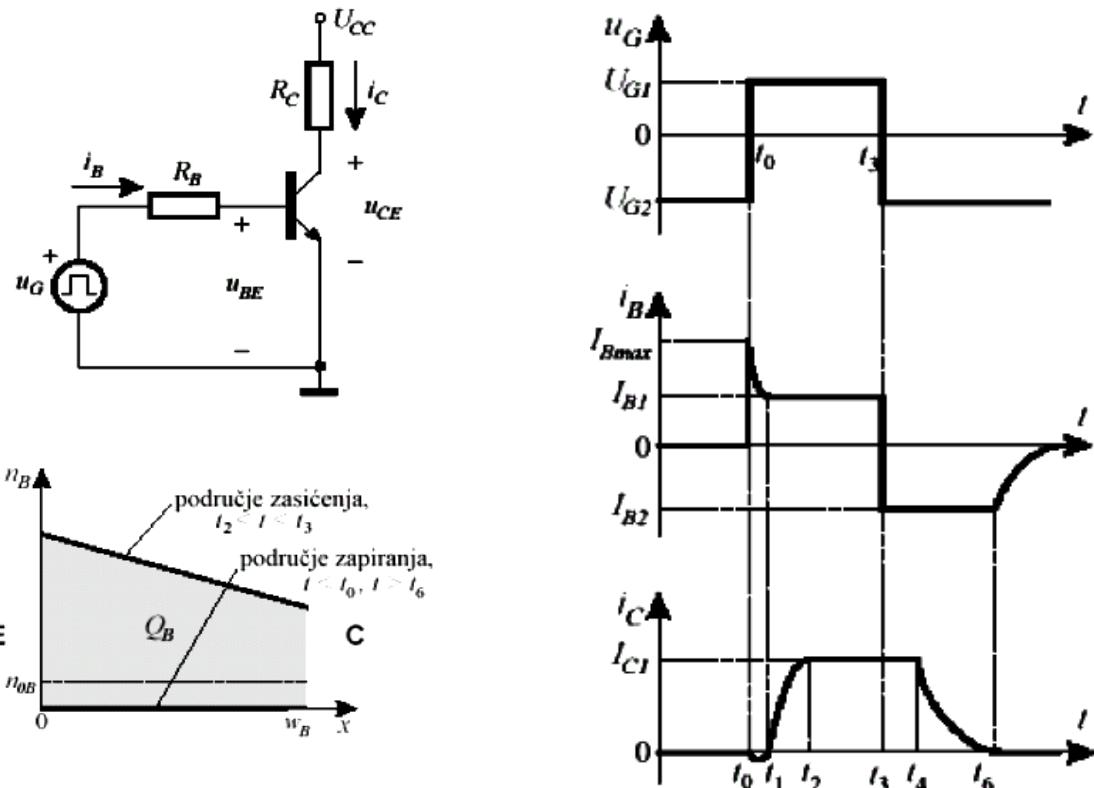
U elektroničkim sklopovima, za uključivanje i isključivanje struje kroz potrošač često se koristi tranzistor. Pri tome se sklopka ne uključuje ili isključuje mehanički, već strujnim impulsima. Da bi pad napona na tranzistorskoj sklopici kada vodi bio što manji, očito je da tranzistor mora biti u području zasićenja. Također, da bi struja kroz sklopku kada je ona isključena bila najmanja, tranzistor mora biti u području zapiranja.

Prema tome strujni impulsi koji upravljavaju tranzistorom, prebacivat će tranzistor iz područja zapiranja (nevođenja) u područje zasićenja (vođenja), i obrnuto. Radi što manjega opterećenja izvora impulsa, potrošnja energije u ulaznom dijelu sklopa mora biti što manja. Stoga se kao najpogodnija konfiguracija nameće spoj zajedničkoga emitera.

Spoj zajedničkoga emitera treba ulaznu baznu struju nekoliko redova veličine manju od izlazne kolektorske struje (za faktor  $\beta$ ).

Kada bi se koristio spoj zajedničke baze, ulazna emiterska struja baze bi bila jednaka izlaznoj kolektorskoj struci, što znači da pobudni impuls mora biti jednake amplitude kao i izlazni.

U spoju zajedničkoga kolektora ulazni  $u_{BC}$  i izlazni napon  $u_{EC}$  su međusobno praktički jednaki, što opet znači da je potrebna ulazna pobuda velike amplitude. Ulazni napon  $u_G$  upravlja strujom baze  $i_B$  i prebacuje tranzistor iz stanja nevođenja u stanje vođenja i obrnuto. Bazna i kolektorska struja ne prate promjenu pobudnoga napona, već nastaje kašnjenje u njihovu odzivu. Do toga kašnjenja u odnosu na pobudni napon dolazi zbog konačnoga vremena potrebnoga za promjenu naboja i uspostavu novoga stacionarnog stanja.



Slika 2.34. Tranzistor kao sklopka, valni oblici i raspored naboja u bazi

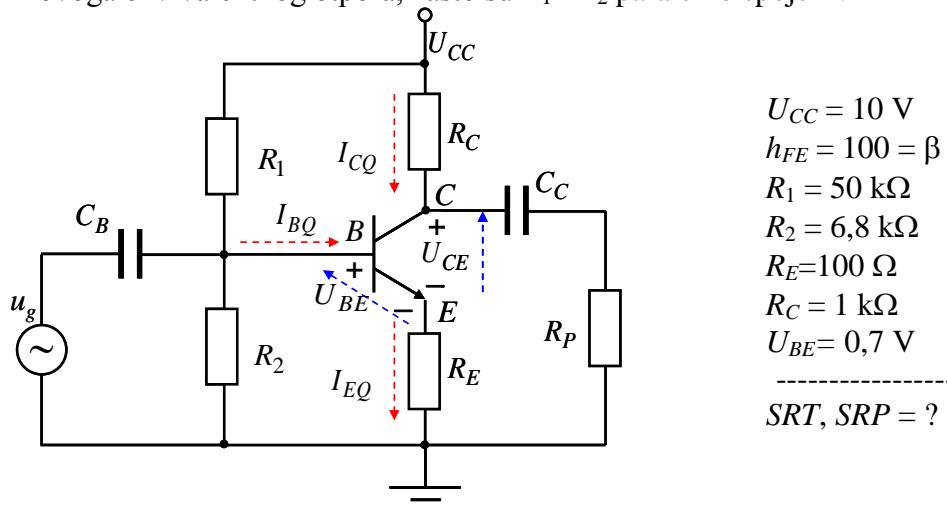
U jednome stacionarnom stanju tranzistor ne vodi (zapiranje). Nakon toga prelazi u drugo stacionarno stanje kada vodi i radna točka tranzistora ulazi u područje zasićenja. Ponovnim isključivanjem radna točka tranzistora vraća se u područje zapiranja.

Očito je da prijelaz iz jednoga stacionarnog stanja u drugo iziskuje ukrcavanje određene količine naboja u bazu (osjenčana ploha), odnosno njezino izvlačenje iz baze, za što je potrebno neko određeno vrijeme.

Struje i naponi u stacionarnome stanju mogu se izračunati korištenjem Ebers-Mollovih relacija. Međutim one nisu dovoljne za objasnjenje prijelaznih pojava - kašnjenje odziva i postupnoga prijelaza iz jednoga stacionarnog stanja u drugo. Struje bi trebalo izraziti u ovisnosti o ukupnomu akumuliranom naboju u tranzistoru.

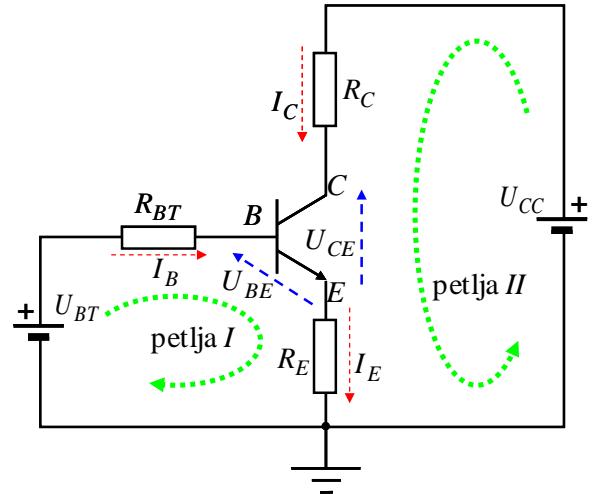
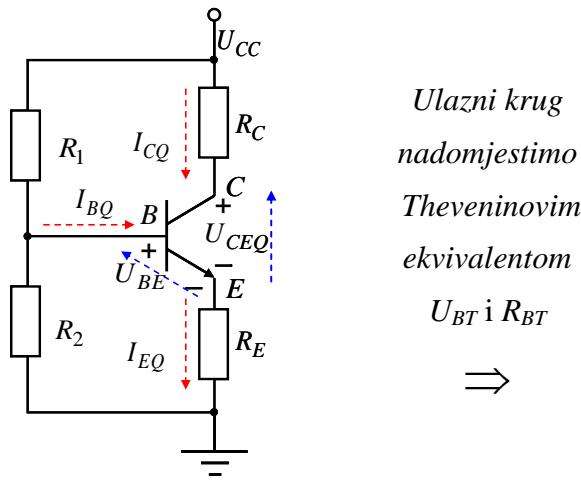
### Zadatak 1

Za krug tranzistorskoga pojačala na slici, zadanim podacima izračunajte **statičku radnu točku (SRT)** i **statički radni pravac (SRP)**, te ih ucratite u polje izlaznih karakteristika. Pri računanju Theveninovoga ekvivalentnog otpora, zašto su  $R_1$  i  $R_2$  paralelno spojeni?



## Rješenje:

U polju izlaznih karakteristika statički uvjeti određeni su s:  $I_B$ ,  $I_C$ ,  $U_{CE}$



$$U_{BT} = U_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 10 \frac{6,8 \cdot 10^3}{47 \cdot 10^3 + 6,8 \cdot 10^3} = \frac{68}{53,8} = 1,2639 \text{ [V]}$$

$$R_{BT} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{47 \cdot 6,8 \cdot 10^6}{53,8 \cdot 10^3} = \frac{319,6 \cdot 10^6}{53,8 \cdot 10^3} = 5,94 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

A. Za **ulazni** krug (petlja I):

I KZ

$$U_{BT} = I_B R_{BT} + U_{BE} + I_E R_E$$

$$I_E = I_B + I_C$$

$$I_B = \frac{U_{BT} - U_{BE}}{R_{BT} + (\beta + 1)R_E} = \frac{1,2639 - 0,7}{5940 + 101 \cdot 100} = \frac{0,5639}{16040} \text{ [\Omega]}$$

$$I_C = \beta I_B \text{ (tranzistorško djelovanje)}$$

$$\boxed{I_B = 3,515586 \cdot 10^{-5} = 35,16 \text{ [\mu A]}} \quad (1)$$

$$I_E = (\beta + 1)I_B = (100 + 1) \cdot 35,16$$

$$I_E = 3551,16 \text{ \mu A} = 3,55 \text{ [mA]}$$

B. Za **izlazni** krug (petlja II):

kako je:

$$U_{CC} = I_C R_C + U_{CE} + I_E R_E$$

$$\beta = 100 \gg 1$$

Jednadžba statičkoga radnog pravca (SRP)

$$I_E = (\beta + 1)I_B \approx \beta I_B = I_C$$

$$U_{CE} = U_{CC} - I_C (R_C + R_E)$$

$$\Rightarrow I_C = I_E$$

$$I_C = \beta I_B$$

$$\boxed{I_C = 100 \cdot 35,16 \text{ [\mu A]} = 3,5 \text{ [mA]}} \quad (2)$$

Statička radna točka  $Q$  određena je sljedećim veličinama:

$$I_B = I_{BQ} = 35 \text{ [\mu A]}; \quad I_C = I_{CQ} = 3,5 \text{ [mA]}; \quad U_{CE} = U_{CEQ} = 6,15 \text{ [V]}$$

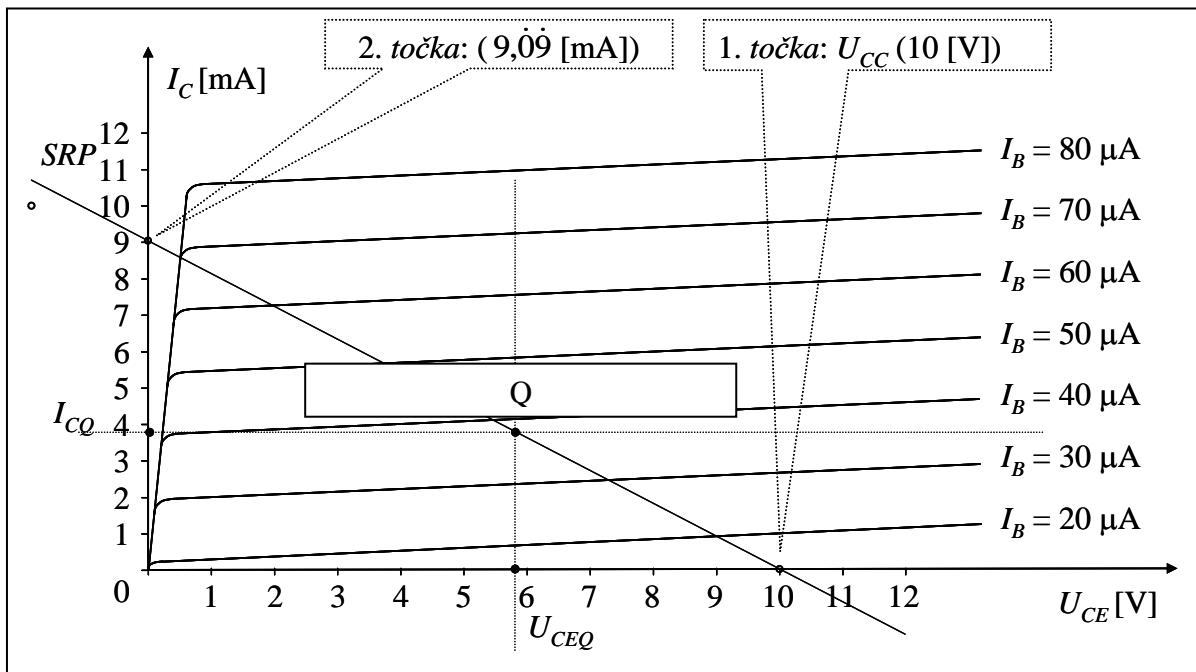
- U isto polje izlaznih karakteristika izračunajte i ucrtajte statički radni pravac (SRP).

Statički radni pravac:

za  $I_C = 0 \Rightarrow U_{CE} = U_{CC} = 10 \text{ [V]}$  ..... 1. točka

$$\text{za } U_{CE} = 0 \dots \Rightarrow I_C = \frac{U_{CC}}{R_C + R_E} \Rightarrow I_C = \frac{U_{CC}}{R_C + R_E} = \frac{10 \text{ [V]}}{1,1 \cdot 10^3 \text{ [\Omega]}} = 9,09 \text{ [mA]} \quad 2. \text{ točka}$$

Sada imamo **dvije točke** pa možemo nacrtati radni pravac:



- Je li statička radna točka smještena optimalno u polje izlaznih karakteristika i zašto?

## 22.6. UNIPOLARNI TRANZISTOR

Pokušaji da se pomoću vanjskog električnog polja upravlja prolaskom struje kroz poluvodič i na taj način postigne efekt pojačanja, starijega su datuma od bipolarnih tranzistora. Ti pokušaji datiraju iz 1934. kada je Heil došao na ideju da pomoću vanjskoga polja okomitoga na površinu nekog poluvodiča (telur, vanadijev-pentoksid, kadmijev sulfid), upravlja iznosom struje kroz poluvodič. Osnovna ideja toga tranzistora zasniva se na zakonima elektrodinamike, tj. na Gaussovom zakonu:

$$\operatorname{div} \vec{D} = \operatorname{div} \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \vec{E} = \sigma. \quad (0.38)$$

Vektor jakosti električnoga polja u izolatorskome materijalu između pločica kondenzatora je  $\vec{E}$ , relativna dielektrična konstanta tog materijala je  $\epsilon_r$ , dok je gustoća inducirana površinska naboja u poluvodiču  $\sigma$  [ $\text{As}/\text{m}^2$ ].

Krajem četrdesetih godina prošloga stoljeća Shockley, Pearson i Bardeen su nastavili pokuse germanijevim poluvodičkim materijalom, ali su nailazili na poteškoće u vezi s površinom. Da bi izbjegao ove poteškoće, Shockley je 1952. godine dao ideju i razradio osnovnu teoriju tranzistora s efektom polja, spojni tranzistor s efektom polja, JFET (*junction field-effect transistor*).

Općenito, postoje dva tipa FET-a:

1. JFET – spojni tranzistor s efektom polja,
2. MOSFET – tranzistor s efektom polja s izoliranim vratima (*Metal-Oxide-Semiconductor field-effect transistor*).

### JFET

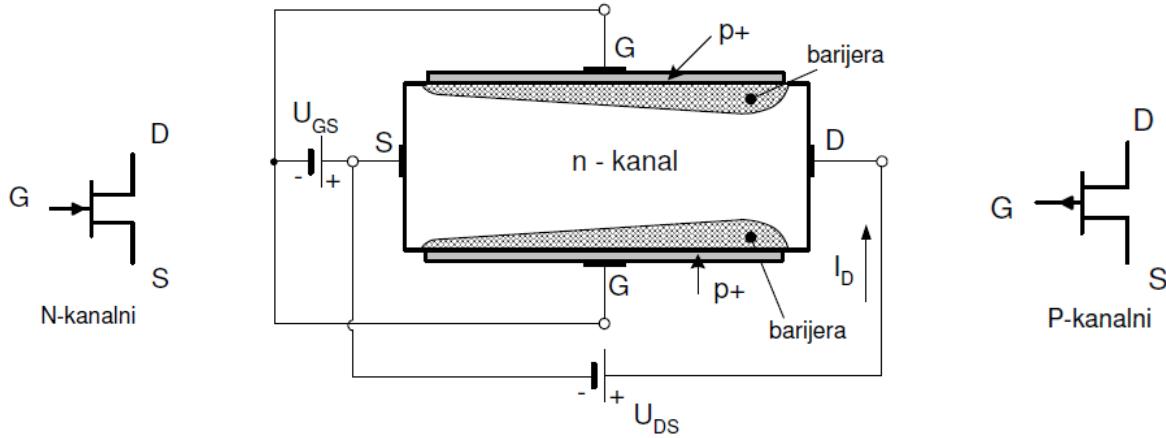
Unipolarni tranzistor je aktivni poluvodički elektronički element s tri elektrode kod kojega u vođenju struje sudjeluju samo većinski nositelji naboja (ili samo elektroni ili samo šupljine), a protjecanjem te struje upravlja se promjenom vanjskoga napona. Posljedica priključivanja toga napona na poluvodič jest postojanje poprečnoga električnog polja koje utječe na vodljivost poluvodiča, pa se uz naziv unipolarni tranzistor obično upotrebljava i naziv tranzistor s efektom polja ili kraće FET (*Field Effect Transistor*).

Za razliku od bipolarnoga tranzistora, kod FET-a nositelji naboja koji čine struju, ne prelaze preko odgovarajuće polariziranih  $P-N$  spojeva među pojedinim elektrodama, već teku kroz dio poluvodiča koji se naziva kanal. Ovisno o tome koji se tip nositelja naboja nalazi u kanalu, unipolarni tranzistori mogu biti  $p$ -kanalni ili  $n$ -kanalni.

Bipolarni tranzistori su strujno upravljeni elementi i s njima je moguće ostvariti veće naponsko pojačanje, te također imaju linearnije područje rada, međutim postoje mnoge prednosti FET-ova u praktičnoj primjeni:

- FET je naponski upravljan elektronički element;
- Posjeduje vrlo veliku ulaznu, a nisku izlaznu impedanciju;
- Ima veoma malu potrošnju, zbog toga što se protok struje kroz kanal kontrolira samo mijenjanjem potencijala upravljačke elektrode FET-a, a u tu svrhu ne troši se gotovo nikakva snaga sve dok su  $P-N$  spojevi nepropusno polarizirani (u tomu slučaju gotovo ne teče struja upravljačke elektrode  $I_G$ , u stvari teče struja reda veličine nA);
- Generira relativno malen šum;
- Temperaturno je stabilniji od bipolarnoga tranzistora.

Na slici 2.35. prikazan je presjek kroz simetrični  $n$ -kanalni spojni FET s označenim elektrodama: uvod  $S$  (*source*), odvod  $D$  (*drain*) i vrata ili upravljačka elektroda  $G$  (*gate*).

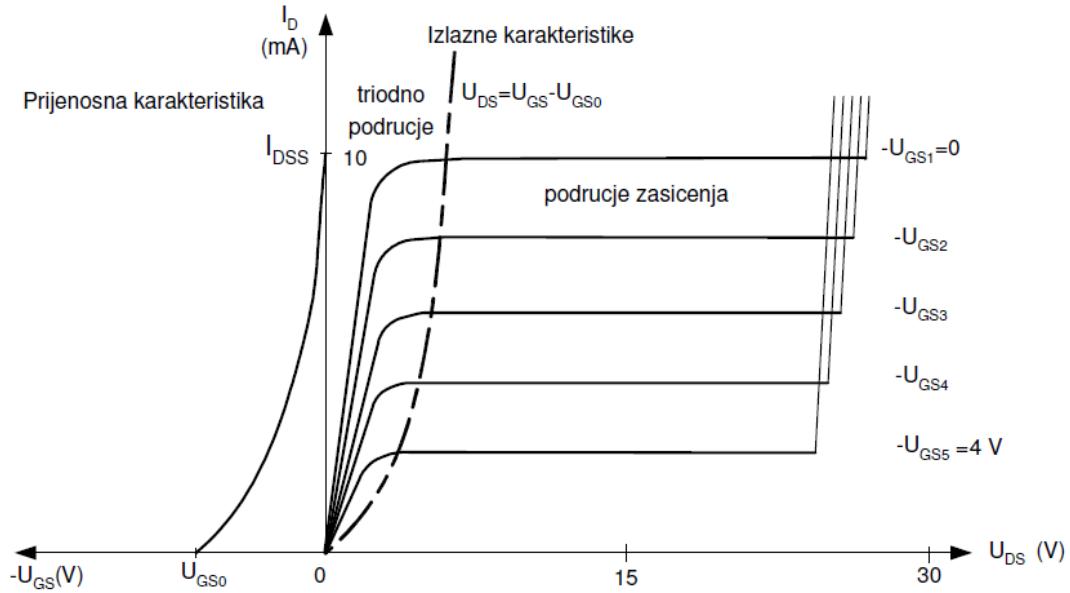


Slika 2.35. Simboli i presjek JFET-a

JFET prikazan na slici 2.35. dobiven je tako da je na podlogu od *n*-tipa poluvodiča difuzijom na dvije suprotne plohe umetnut *p*-tip poluvodiča s izrazito velikom koncentracijom šupljina, *p*<sub>+</sub> područje. Na taj način ostvarena su dva *P-N* spoja i oni se nepropusno polariziraju naponom  $U_{GS}$ . Na krajevima podloge *n*-tipa nanesene su dvije metalne elektrode označene sa *S* i *D*, a između njih je priključen napon  $U_{DS}$ .

Budući da je *n*-područje slabije vodljivo od *p*<sub>+</sub> područja, barijere će se na tim *P-N* spojevima širiti praktički isključivo na *n*-stranu, što je i označeno na slici. Kroz preostali električno neutralni dio poluvodiča *n*-tipa, nazvan kanal, teći će struja  $I_D$  od uvida prema odvodu, a njezin iznos ovisi o naponima napajanja  $U_{DS}$  i  $U_{GS}$ . Za određeni napon  $U_{DS}$  struja će biti to manja što je napon nepropusne polarizacije iznosom viši. Naime, uz veći napon nepropusne polarizacije  $U_{GS}$  kanal će biti uži, odnosno njegov presjek manji, a otpor veći. Pri naponu  $U_{DS} = 0$  i  $U_{GS} = 0$  kanal FET-a ima najveću širinu, dok se pri nekom naponu  $U_{GS}$  i naponu  $U_{DS} = 0$  širina kanala jednako smanji po čitavoj njegovoј dužini. Povećanjem napona nepropusne polarizacije barijere postaju sve šire, tako da kod nekoga određenog napona dolazi do dodira gornje i donje barijere. Napon  $U_{GS}$  pri kojem širina kanala postaje jednaka nuli naziva se **napon dodira** i označava se s  $U_{GS0}$ .

Naponima priključenim između odgovarajućih elektroda određena je radna točka FET-a, a sukladno tim naponima na slici 2.35. je označen i smjer struje odvoda  $I_D$  koji odgovara smjeru gibanja pozitivnoga naboja. Na slici 2.36. prikazane su statičke karakteristike *n*-kanalnoga FET-a.



Slika 2.36. Prijenosna i izlazne karakteristike FET-a

Izlazne karakteristike prikazuju ovisnost struje  $I_D$  o naponu  $U_{DS}$  uz konstantan napon  $U_{GS}$ ,  $I_D = f(U_{DS})$ . Geometrijsko mjesto točaka  $U_{DS} = U_{GS} - U_{GS0}$  na izlaznim karakteristikama za pojedini napon  $U_{GS}$  predstavlja granicu između dvaju područja rada FET-a – triodnoga područja i područja

zasićenja. U triodnome području napon  $U_{DS}$  je nizak i spojni FET ponaša se kao linearni otpor čijim se iznosom može upravljati pomoću napona upravljačke elektrode  $U_{GS}$ . Područje zasićenja karakterizirano je konstantnom strujom  $I_D$  koja u tomu dijelu karakteristika praktički ne ovisi o naponu  $U_{DS}$  (idealizirano). Kod realnoga FET-a postoji vrlo blag porast struje odvoda u području zasićenja. Nagli porast struje odvoda kod viših napona rezultat je proboja  $P-N$  barijere *upravljačka elektroda-kanal* u blizini *odvoda*. Kada se pomoću FET-a želi realizirati pojačalo, radnu točku treba postaviti u područje zasićenja.

Prijenosna karakteristika definirana je ovisnošću struje  $I_D$  o naponu  $U_{GS}$ ,  $I_D = f(U_{GS})$ .

U području zasićenja vrijedi:

$$I_D = I_{DSS} \left( 1 - \frac{U_{GS}}{U_{GSO}} \right)^2. \quad (0.39)$$

Struja  $i_D = i_D(u_{DS}, u_{GS})$  te njezina parcijalna derivacija po  $u_{GS}$  predstavlja vrlo važan parametar FET-a koji se naziva **strmina**:

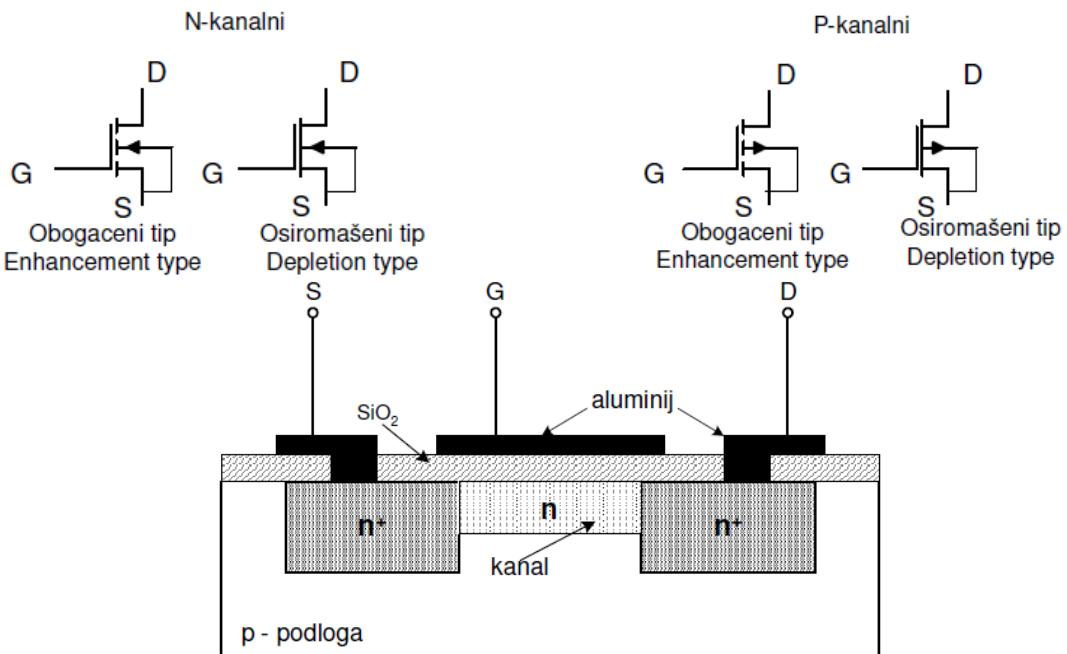
$$g_m = \frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}} \Big|_{u_{DS} = \text{konst.}} = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}}. \quad (0.40)$$

Strmina je vrlo važan parametar FET-a jer je njoj izravno proporcionalno naponsko pojačanje, a može seочitati i iz izlaznih karakteristika kao omjer promjene struje  $I_D$  izazvane promjenom napona  $U_{GS}$  uz konstantni napon  $U_{DS}$ . Ulagani dinamički otpor tranzistora  $r_{GS}$  (*gate-source resistance*) može se smatrati beskonačnim jer je struja upravljačke elektrode praktično zanemariva (reda veličine nano-ampera ili manja), budući da se radi o zaporno polariziranom  $P-N$  spoju.

## MOSFET

Kod MOSFET-a (*Metal-Oxide-Semiconductor field-effect transistor*) ili IGFET-a (*insulated gate field-effect transistor*) upravljačka elektroda je izolirana od podloge tankim slojem silicijevoga dioksida za razliku od JFET-a kod kojega je upravljačka elektroda nanesena izravno na podlogu. Rad MOSFET-a ovisi o nastajanju tzv. inverzijskoga sloja na podlozi. MOSFET može biti izведен s  $p$ -kanalom na podlozi  $n$ -tipa ili s  $n$ -kanalom na podlozi  $p$ -tipa.

Na slici 2.37. prikazan je presjek  $n$ -kanalnoga MOSFET-a.



Slika 2.37. Simboli MOSFET-a i presjek nMOS-a

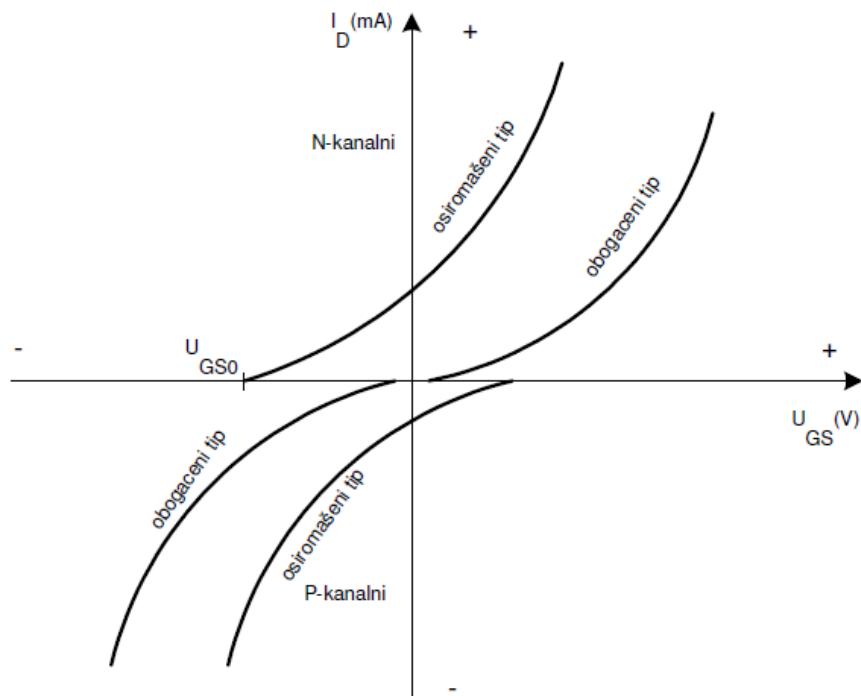
Podloga je silicij *p*-tipa s relativno malom koncentracijom primjesa na koju se nanosi sloj silicijeva dioksida  $\text{SiO}_2$  debljine približno  $0,1 \mu\text{m}$ . Zatim se određenim planarnim postupcima otvaraju tzv. difuzijski prozori u oksidnome sloju kroz koje se unose primjese *n*-tipa vrlo velike koncentracije ( $n+$ ), koje formiraju područja uvoda i odvoda.

Dio poluvodiča između uvoda i odvoda označen je kao kanal, a kroz njega struja može teći jedino ako su u njemu nositelji naboja istoga tipa kao i većinski nositelji područja uvoda i odvoda. To znači da je za *n*-kanalni MOSFET uz površinu između *p*-podloge i izolatora u kanalu nužno stvoriti višak elektrona, odnosno uspostaviti inverzijski sloj između uvoda i odvoda.

Izlazne karakteristike MOSFET-a su istoga oblika kao i za JFET prikazane na slici 2.36. U triodnome području vrijedi:

$$I_D = K \left[ (U_{GS} - U_{GS0}) U_{DS} - \frac{1}{2} U_{DS}^2 \right] \quad \text{za } U_{DS} < U_{GS} - U_{GS0}, \quad (0.41)$$

gdje je  $K = \mu_n \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} \cdot \frac{W}{L}$ ,  $\mu_n$  površinska pokretljivost slobodnih elektrona u kanalu između uvoda i odvoda,  $\epsilon_{ox}$  je dielektrična konstanta,  $t_{ox}$  je debljina sloja silicij-dioksida iznad područja kanala,  $W$  je širina, a  $L$  duljina kanala.



Slika 2.38. Prijenosne karakteristike osiromašenog i obogaćenog tipa

U području zasićenja vrijedi:

$$I_D = \frac{K}{2} (U_{GS} - U_{GS0})^2, \quad U_{DS} \geq U_{GS} - U_{GS0}. \quad (0.42)$$

Također možemo definirati u području zasićenja pri  $U_{GS} = 0$ :

$$I_{DSS} = \frac{K}{2} (-U_{GS0})^2 \quad I_D = I_{DSS} \left( 1 - \frac{U_{GS}}{U_{GS0}} \right)^2. \quad (0.43)$$

Općenito, postoje dva tipa MOSFET-a: obogaćeni i osiromašeni tip. Kod osiromašenoga tipa i pri naponu  $U_{GS} = 0$  postoji formiran inverzijski kanal između uvoda i odvoda. Takav MOSFET može raditi i kad se kanal osiromašuje nositeljima naboja, tj. i za negativne napone  $U_{GS}$  ako se radi o *n*-kanalnom MOSFET-u. Napon  $U_{GS}$  pri kojem kanal prestaje biti vodljiv naziva se **napon praga**  $U_{GS0}$  (*threshold voltage*).

Za  $n$ -kanalni MOSFET osiromašenog tipa napon  $U_{GS0}$  je negativan, a za obogaćeni tip pozitivan.

Značajka  $n$ -kanalnoga MOSFET-a osiromašenoga tipa je u tome što struja  $I_D$  može teći i pri negativnim naponima  $U_{GS}$ , pri čemu mora biti ispunjeno  $U_{GS0} < U_{GS} < 0$ , te pri pozitivnim naponima  $U_{GS}$ . To znači da  $n$ -kanalni MOSFET osiromašenoga tipa može raditi u **osiromašenome modu** ( $U_{GS}$  negativan, *depletion mode*) i u obogaćenome modu ( $U_{GS}$  pozitivan, *enhancement mode*). Za razliku od MOSFET-a osiromašenoga tipa, kroz kanal MOSFET-a obogaćenoga tipa struja  $I_D$  može teći samo uz pozitivne napone  $U_{GS}$ , pri čemu treba biti ispunjeno  $U_{GS} > U_{GS0}$ , što znači da on može raditi samo u **obogaćenome modu** (*enhancement mode*).

Kod  $p$ -kanalnoga MOSFET-a podloga je silicijski poluvodič  $n$ -tipa, a područja uvoda i odvoda  $p+$ -tipa. Napon praga  $p$ -kanalnog MOSFET-a obogaćenoga tipa je negativan što znači da može raditi samo u obogaćenome modu. Za osiromašeni tip napon praga je pozitivan pa osiromašeni tip može raditi i za pozitivne i za negativne napone  $U_{GS}$ .

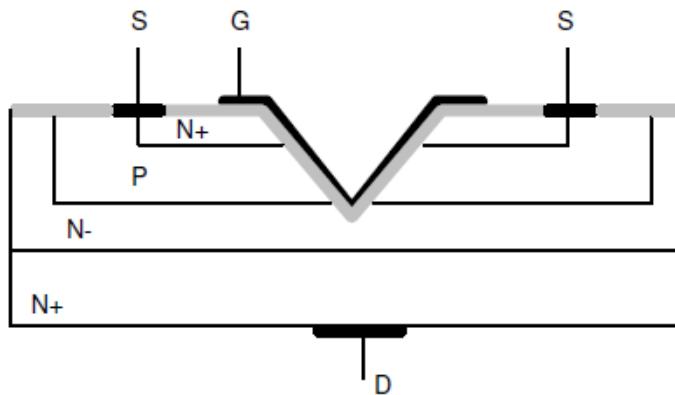
## VFET I VMOS

Vertikalni FET (VFET) je unipolarni tranzistor snage posebne izvedbe namijenjen pojačanju snage.

Kod ovih tranzistora uvod i odvod nalaze se na suprotnim stranama poluvodiča pa je kanal vertikalni. Kod ovih tranzistora struja upravljačke rešetke  $I_G$  nije zanemariva, kreće se u granicama od nekoliko mili-ampera pa do reda veličine ampera kod tranzistora velikih snaga. Ulazni otpor je reda veličine nekoliko kilo-oma. Napon  $U_{DS}$  može iznositi do nekoliko stotina volta, a struja  $I_D$  do nekoliko desetaka ampera uz snage od nekoliko stotina vata.

Isto tako vertikalni MOS (VMOS) je unipolaran tranzistor snage namijenjen pojačanju snage.

Povećanje struje odvoda kod unipolarnoga tranzistora može se postići ako se poveća omjer širine i duljine kanala ( $W/L$ , relacija). Budući da zbog tehnoloških postupaka proizvodnje unipolarnih tranzistora uz dobar prinos u proizvodnji, nije moguće osigurati duljinu kanala bitno manju od  $3 \mu\text{m}$ , visoki iznos omjera  $W/L$  se može postići samo velikom širinom kanala. To je posljedica činjenice da je MOSFET površinski, a ne volumeni element kao bipolarni tranzistor. Ovaj problem je riješen u novije vrijeme pojavom VMOS-a. Za dobivanje VMOS-a primjenjuje se tehnika žlijeba kao što je prikazano na slici 2.39.



Slika 2.39.  $N$ -kanalni VMOS

Radni naponi  $U_{DS}$  ovih tranzistora iznose 1000 V, struje odvoda i do 500 A uz dozvoljeni utrošak snage i do 2500 W.

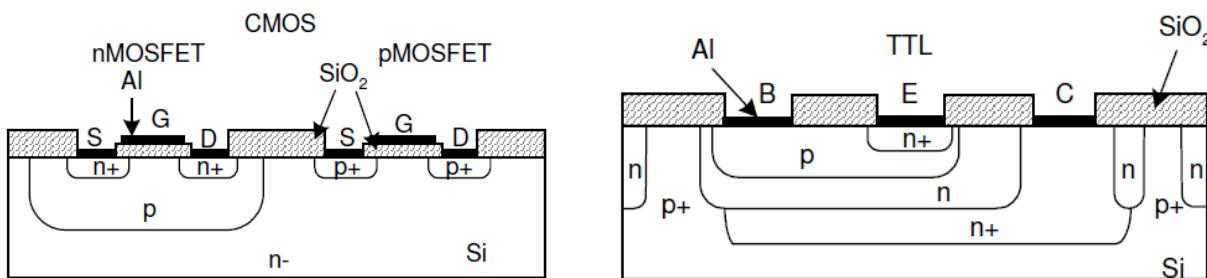
## CMOS

Postoji nekoliko tehnoloških procesa proizvodnje MOSFET tranzistora. To su:

- standardni proces ( $n$ -kanalni i  $p$ -kanalni),
- proces ionskog implementiranja (*Ion-Implantation Process*),
- SGP (*Silicon-Gate Process*) proces,
- SOS (*Silicon on Sapphire*) proces,

- CMOS (*complementary metal-oxide-semiconductor*) proces.

Slika 2.40. prikazuje tehnološki proces za dobivanje CMOS i TTL (tranzistorsko-tranzistorska logika) integriranih krugova.



Slika 2.40. CMOS i TTL procesi

Danas je sigurno najinteresantnija CMOS tehnologija koja čini više od 90% ukupne proizvodnje mikro-elektroničkih sklopova. Poboljšanje svojstava integriranih CMOS krugova je rezultat skaliranja MOS tranzistora. Skaliranjem nazivamo smanjivanje dimenzija tranzistora omogućeno napretkom tehnologije što rezultira manjom površinom, tj. većom gustoćom pakiranja komponenata po mikro-električnom sklopu (čipu), većom brzinom rada i manjom dissipacijom snage po tranzistoru.

No sada se sigurno postavlja logično pitanje: „Do kada će se skaliranje nastaviti?“ Očito taj trend ne može ići u beskonačnost, jer uvijek moramo doći do dimenzija usporedivih s dimenzijama kristalne rešetke materijala u kojem je tranzistor realiziran, te do kvantnih i statističkih efekata koji utječu na fiziku rada tranzistora i njegovu upotrebljivost kao elektroničke sklopke. Današnjom tehnologijom već se mogu realizirati dimenzije od 100 nm, što omogućuje procesiranje integriranih sklopova s više stotina milijuna tranzistora. Litografski postupak je taj koji određuje najmanju dimenziju koja se tehnološki može realizirati, a koja je kod MOS tranzistora dužina upravljačke elektrode (*gate*).

Dužina upravljačke elektrode određuje dužinu kanala tranzistora koja se definira kao razmak između uvođa i odvoda i koja je kontrolirana upravljačkom elektrodom. Dužina kanala je najznačajniji parametar tranzistora i tipično je za faktor 1,5-2 puta manja od minimalne dimenzije litografije. Iz ovoga slijedi da će CMOS generacija procesirana u 100 nm rezoluciji litografije imati efektivnu dužinu kanala oko 50 nm, što će rezultirati frekvencijom jediničnog strujnog pojačanja (*cut-off frequency*) neopterećenog tranzistora iznad 100 GHz i vremenima kašnjenja neopterećenih digitalnih sklopova oko 10 ps. S obzirom da se u tranzistoru moraju sačuvati jednaki relativni odnosi geometrijskih dimenzija kako bi se sačuvalo jednak odnos električnoga polja, skaliranje dužine kanala povlači i skaliranje tankoga oksida (*gate oxide*), te širina između osiromašenih područja između uvođa i podloge te odvoda i podloge.

Ako bi naponi na kojima tranzistor radi ostali nepromijenjeni, električno polje u tankom oksidu i u osiromašenim područjima bi se povećavalo, što bi dovodilo ili do tuneliranja nositelja kroz ta područja ili do probaja. Također, dissipacija snage tranzistora bi se povećala ukoliko bi naponi ostajali isti zbog veće brzine rada pojedinoga tranzistora i većega broja tranzistora u čipu.

Stoga zbog posljedica smanjivanja dimenzija tranzistora potrebno je smanjivati i napone. Neosporno, da bi se efekt kratkoga kanala držao pod kontrolom, potrebno je smanjivati debljinu tankoga oksida proporcionalno dužini kanala. Debljina oksida mora biti 1/50 do 1/25 dužine kanala da bi upravljačka elektroda zadovoljavajuće kontrolirala naboj u kanalu. Drugim riječima, to znači da debljina oksida mora iznositi 1-2 nm za dužinu kanala 50 nm.

### Projektiranje mikro-elektroničkih sklopova

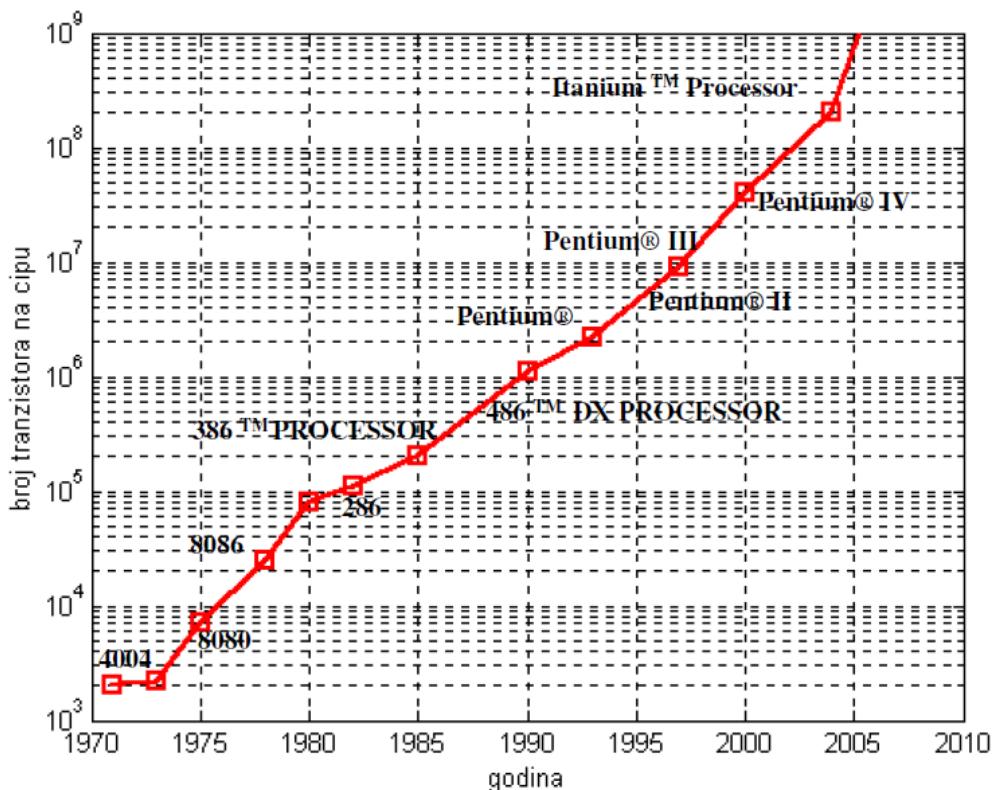
Mikro-elektronički sklopovi danas su glavne sastavne komponente elektroničkih uređaja. Razlikuju se po elektroničkim funkcijama, složenosti i po drugim kriterijima. Po načinu projektiranja mogu se podijeliti u dvije grupe:

1. standardne ili potpuno projektirane (*custom* ili *full custom*),
2. projektirane po narudžbi (*semi custom*).

Metoda potpunoga projektiranja je klasična metoda koja se koristi od početka razvoja mikro-elektroničkih sklopova. Pojedina sklopovska svojstva se optimiziraju prilagodbom dimenzija praktički svih komponenata. Pristup je vrlo zahtjevan i provode ga tvrtke koje su specijalizirane za proizvodnju mikro-elektroničkih sklopova koji su dovoljno univerzalni da se mogu koristiti u velikome broju primjena, te imaju osiguran veliki volumen prodaje.

Osim analognih i digitalnih sklopova nižih stupnjeva integracije (pojačala, komparatori, stabilizatori, multivibratori, logički sklopovi), na ovaj se način projektiraju i sklopovi najvišega stupnja integracije poput mikro-procesora i poluvodičkih memorija. Sklopovi se nazivaju standardnim, proizvode se pod određenim imenom, a na tržištu se prodaju raznim kupcima.

Intenzivan razvoj poluvodičke tehnologije omogućuje udvostručenje broja tranzistora po čipu svake 1,5 do 2 godine. Od svih mikro-elektroničkih sklopova najbrže su se razvijali mikro-procesori, slika 2.41.



Slika 2.41. Moorov zakon rasta složenosti mikro-procesora

U prosjeku se svake dvije godine pojavljuje nova generacija i udvostručuje frekvencija rada.

Uz smanjenje dimenzija pojedinih tranzistora na povećavanje složenosti mikro-procesora utječe i porast veličine čipa prosječno 7 % godišnje. Trenutno mikro-procesori se izvode u 0,13 μm-skoj tehnologiji s minimalnom dužinom kanala od 60 nm i sadrže više stotina milijuna tranzistora na površini čipa  $300 \div 400 \text{ mm}^2$ . Rade s naponom napajanja od 1,3 V na frekvenciji višoj od GHz i disipiraju preko  $100 \Omega$ . Hjерархијски pristup u modularnoj strukturi primjenjuje se pri projektiranju mikro-procesora. Pri projektiranju optimiziraju se parametri poput brzine, snage, površine i sl. U CMOS tehnologiji zadane logičke funkcije mogu se realizirati različitim sklopovskim tehnikama.

Najčešće upotrebljavane tehnike su statički komplementarni i dinamički sklopovi. U statički komplementarnim sklopovima logički složeni sklopovi se realiziraju s istim brojem nMOS i pMOS tranzistora. Statički sklopovi su stabilni jer je izlaz izravno vezan na napon napajanja (logička 1) ili na masu (logička 0), te se odlikuju vrlo malom potrošnjom. Nedostatak im je sporiji rad zbog velikoga broja pMOS tranzistora.

U dinamičkim sklopovima logičku funkciju određuju samo nMOS tranzistori. Rad sklopa upravljuju impulsi ritma preko nMOS i pMOS tranzistora. U određenim uvjetima izlaz je u stanju visokoga otpora i njegov visoki napon podržava isključivo naboje na parazitnome kapacitetu.

Zbog toga su dinamički sklopovi osjetljivi na smetnje, ali su brži od statičkih zbog manjega broja pMOS tranzistora.

Brzinu rada današnjih mikro-procesora bitno određuju prospojne linije. *Lokalne linije* povezuju susjedne sklopove, a *globalne linije* pojedine module. Skaliranjem, lokalne linije se skraćuju, a globalne se produžuju zbog povećavanja dimenzija čipova. Kašnjenje signala po liniji raste porastom njezine *RC* konstante.

Tehnološki se *RC* konstante linija smanjuju primjenom vodljivijih materijala, bakar umjesto aluminija, i dielektrika male dielektrične konstante (*low-k materials*). Kašnjenje na linijama najkritičnije je u vođenju impulsa ritma. Zbog velikoga broja sklopova na koji se razvode impulsi ritma, te su linije opterećene velikim parazitnim kapacitetima. Rezultat je fazni pomak impulsa ritma (*clock skew*) na različitim dijelovima sklopa koji može prouzročiti pogrešan rad, zbog čega je potrebno pri projektiranju sklopa ovome posvetiti posebnu pažnju.

Disipirana snaga mikro-procesorskog čipa može se izraziti relacijom:

$$P = C \cdot U_{DD}^2 \cdot f, \quad (0.44)$$

gdje je  $C$  parazitni kapacitet,  $U_{DD}$  napon napajanja, a  $f$  radna frekvencija. Povećavanjem radne frekvencije raste i disipirana snaga. Održavanje disipirane snage u dopuštenim granicama postiže se smanjenjem napona napajanja, ali to predstavlja kompromisno rješenje, jer smanjenje napona napajanja negativno utječe na brzinu rada sklopa.

Upotreboom velikoga broja tranzistora današnji mikro-procesori osim aritmetičko-logičkih, upravljačkih i ulazno-izlaznih jedinica sadrže sve veće priručne (*cache*) memorije, kojima se postižu veće brzine rada. Kod mikro-procesora upotrebljavaju se upisno-ispisne statičke memorije SRAM (*static random-access memory*), u kojima je jedinična memorijalska ćelija bistabil.

Priručne memorije novih mikro-procesora veće su od MB.

Poluvodičke memorije izvode se i kao samostalni standardni mikro-elektronički sklopovi. Uz statičke, proizvode se i dinamičke memorije (DRAM) u kojima se podatak jedinične ćelije pohranjuje u obliku naboja na kapacitetu. Tehnologija izrade SRAM-ova ista je kao i za mikro-procesore. Pri proizvodnji DRAM-ova upotrebljavaju se specijalni tehnološki postupci koji osiguravaju realizaciju velikoga kapaciteta memorije na maloj površini pločice (1 GB memorije). Uz RAM-ove rade se i ispisne memorije ROM (*read-only memory*). Posebnu skupinu čine programibilni ROM-ovi (EPROM, EEPROM, Flash).

Početkom osamdesetih godina započelo je projektiranje mikro-elektroničkih sklopova po narudžbi za točno određenu primjenu i za određenog korisnika ASIC (*application specific integrated circuit*). U njihovom projektiranju upotrebljavaju se jednostavnije automatizirane metode koje uz primjenu specifičnih programske alata osiguravaju kraće trajanje projektiranja i nižu cijenu sklopa, što je naročito pogodno za projektiranje digitalnih sklopova. U ovu skupinu ubrajaju se programibilni integrirani sklopovi ili električni programibilna logička polja FPGA (*field programmable gate array*).

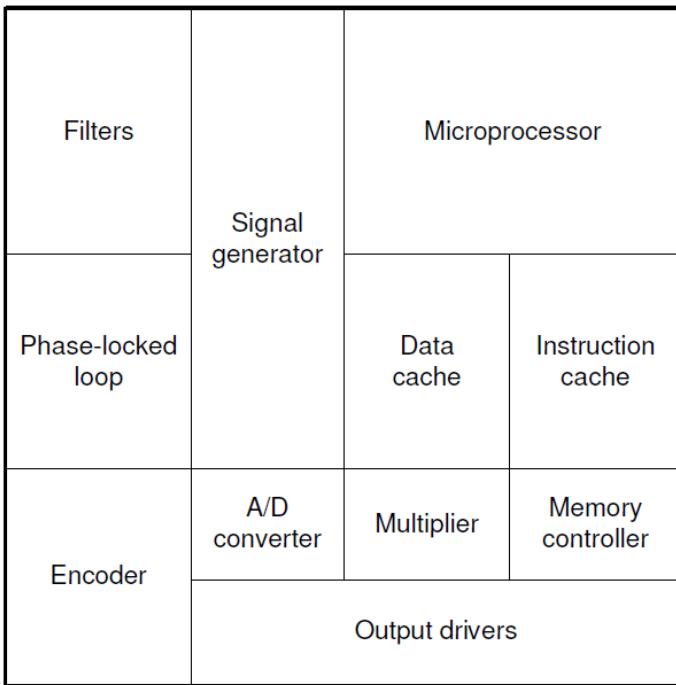
Mikro-elektronički sklopovi s više od 100 milijuna tranzistora po čipu preveliki su za klasične ASIC primjene. Za tako složene sklopove uveden je novi pristup projektiranja koji se naziva sustav na čipu SoC (*System on Chip*). Uz veliki broj tranzistora projektanti se suočavaju s dva problema:

1. kako „zaposliti“ sve tranzistore,
2. kako projektirati složeni sklop u relativno kratkom vremenu.

Naime jedan od glavnih kriterija pri projektiranju mikro-elektroničkog sklopa je vrijeme njegove realizacije i pojava na tržištu (*time to market*). Kod ovoga pristupa složeni sklop ne projektira više jedan tim, već se projekti pojedinih modula kupuju od različitih proizvođača i ugrađuju u sustav.

Ovaj pristup inicirao je pojavu velikog broja malih projektantskih tvrtki koje su se specijalizirale za razvoj modula predviđenih za ugradnju u mikro-elektroničke sustave tipa sustav na čipu. Budući da

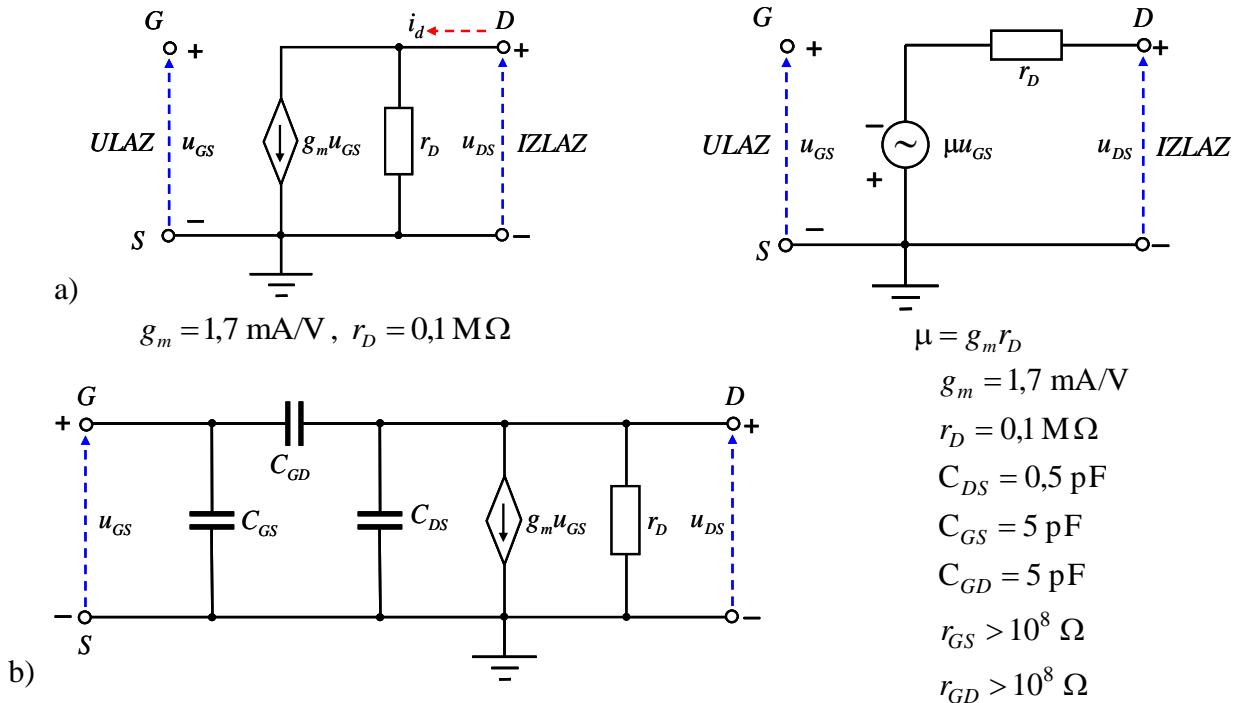
moduli razvijeni u nekoj tvrtki predstavljaju njihovo intelektualno vlasništvo *IP* (*intellectual property*), ta se kratica pojavljuje u nazivima modula, *IP* moduli. Ovim pristupom realiziraju se sklopovi složenih sustava u pojedinim elektroničkim primjenama poput *telekomunikacija, obrade signala (DSP)* i sl., slika 2.42.



Slika 2.42. Modularna struktura sklopa projektiranog pristupom sustava na čipu

Kao što se vidi na slici 2.42, sustavi na čipu sadrže vrlo različite dijelove - digitalne module poput mikro-procesorskih jezgri i ugrađenih memorija, analognih modula poput RF sklopova, ili modula s kombiniranim analognim i digitalnim funkcijama (*mixed signal*). Pojava ovih modula potiče sve više razvoj metodologije projektiranja analognih sklopova.

### NADOMJESNI MODELI UNIPOLARNIH TRANZISTORA



Slika 2.43. Nadomjesni modeli unipolarnih tranzistora: a) nadomjesni model pri niskim frekvencijama u režimu malih signala; b) nadomjesni model pri visokim frekvencijama

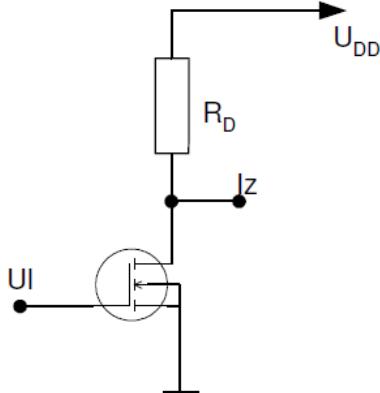
Za nadomjesni model na slici 2.43. a) vrijedi sljedeći izraz za trenutnu struju odvoda:

$$i_d = g_m u_{GS} + \frac{u_{DS}}{r_D}. \quad (0.45)$$

## UNIPOLARNI TRANZISTOR KAO SKLOPKA

### Sklopka s MOSFET-om

Sklopka s MOSFET-om prikazana je na slici 2.44.

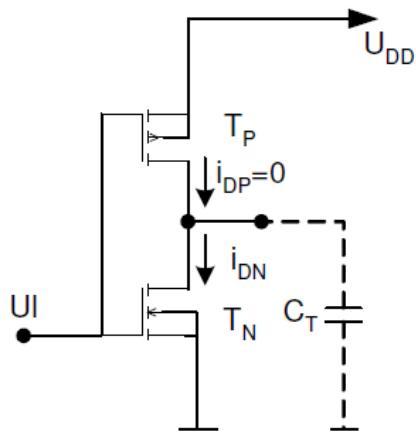


Slika 2.44 Sklopka s MOSFET-om

Na slici je prikazana sklopka s *n*-kanalnim MOSFET-om obogaćenoga tipa. Za ulazni napon 0 V tranzistor ne vodi (isključena sklopka), te je izlazni napon jednak naponu napajanja  $U_{DD}$ . Uz dovoljno veliki pozitivni ulazni napon (reda veličine  $U_{DD}$ ), tranzistor postaje vodljiv i izlazni napon se smanjuje na iznos maloga napona  $U_{DS}$ . Tranzistor se može smatrati uključenom sklopkom.

### CMOS sklopka

U digitalnim sklopovima se umjesto otpora  $R_D$  primjenjuje drugi tranzistor. Ako je taj drugi tranzistor  $T_P$  *p*-kanalni MOSFET koji predstavlja komplement tranzistora  $T_N$ , dobili smo CMOS sklopku, slika 2.45.



Slika 2.45. CMOS sklopka

Ako je ulazni napon 0 V, tranzistor  $T_N$  ne vodi, a tranzistor  $T_P$  vodi jer je između uvoda i odvoda  $T_N$  tranzistora veliki otpor oko  $10^{10} \Omega$ , a između uvoda i odvoda tranzistora otpor je oko  $1 \text{ k}\Omega$ . Izlaz je praktički odspojen od zajedničke točke i spojen na napon napajanja  $U_{DD}$  te sklop djeluje kao isključena sklopka. Kada je ulazni napon  $U_{DD}$ , tada je  $T_P$  (otpornost između uvoda i odvoda) oko  $10^{10} \Omega$ , pa  $T_N$  vodi (otpornost između uvoda i odvoda je oko  $1 \text{ k}\Omega$ ) te sklop djeluje kao uključena sklopka. Ovaj sklop predstavlja CMOS invertor i uz kapacitivno opterećenje brži je od obične MOSFET tehnologije. Kod kapacitivnog opterećenja ovoga sklopa postoji samo dinamička disipacija snage.

Kapacitet se uvijek nabija ili izbjiga kroz samo jedan od tranzistora, te je dinamička disipacija sklopa:

$$P_D = f \cdot C \cdot U^2. \quad (0.46)$$

## BUDUĆI RAZVOJ I DRUGE TEHNOLOGIJE

CMOS sklopovi približavaju se svojim fizičkim ograničenjima, no zalihosti u današnjim tranzistorima dovoljne su da produlje napredak ovih elemenata za još sigurno nekoliko generacija.

Želi li se izvući maksimum iz standardne CMOS tehnologije bit će potrebno upotrijebiti nove složene sheme kao što su: više napona praga na istome čipu, optimiranje nehomogenoga profila primjesa u kanalu, kontrola debljine i tankoga oksida do razine atoma, kontrola raspodjele primjesa u uvodu i odvodu. Neka ograničenja standardne CMOS tehnologije bit će moguće izbjegći uporabom naprednih MOS koncepata.

Upotrebo silicija na izolatoru SOI (*silicon on insulator*) mogu se smanjiti parazitni kapaciteti tranzistora, što povlači manju disipaciju snage i veću brzinu rada uz istu rezoluciju litografije. Isto tako uporabom silicij-germanijevih SiGe (*silicon-germanium*) slojeva može se postići povećavanje pokretljivosti elektrona i šupljina, i time veće brzine rada uz tehnologiju koja je kompatibilna silicijskoj tehnologiji. MOS strukture s dvostrukom upravljačkom elektrodom (*double gate MOS*) mogu potpuno eliminirati efekt kratkog kanala, jer se upravljačka elektroda nalazi s obje strane kanala i sprječava djelovanje odvoda na uvod (vertikalna MOS struktura).

Osim CMOS tehnologije koja je danas tehnologija broj jedan u svijetu, u nekoliko rečenica dat će se kratak osvrt na neke od tehnologija koje su izuzetno bitne u telekomunikacijskim i informatičkim sustavima. Tehnologija tekućih kristala (LC) temelji se na apsorpciji ili refleksiji svjetlosti određene polarizacije.

Kada se na LC uređaj narine napon, pojedini kristali usmjeravaju se pod djelovanjem električnoga polja. Ako su kristali ortogonalni s polarizacijom optičkoga nositelja, svjetlo će se reflektirati, inače prolazi kroz tekuće kristale. Elektroholografska tehnologija, koja se temelji na uporabi preklapajuće matrice koju čine redovi i stupci feroelektričnih kristala, kao što su *litij niobat* (*lithium niobate*) ili *potassium lithium tantalate niobate*. U kristale su utisnuti hologrami koji mijenjaju optička svojstva kristala kada se narine električno polje.

Također u novije vrijeme su sve brojnija istraživanja bazirana na **molekulama** (*molekularne memorije*) i neki znanstvenici smatraju da će to biti "*tehnologija budućnosti*".

*"A molecular computer will enable us to do things we cannot even imagine now."*

James Heath, UCLA.

### Zadatak 1

Za *n-kanalni* obogaćeni tip MOSFET-a s  $K = 1 \text{ [mA/V}^2]$  i  $V_{gs0} = 1,5 \text{ V}$  (*napon praga*), upotreboom Matlab programa nacrtati *I-V* karakteristike za  $V_{GS} = 4,6 \text{ V}$  i  $8 \text{ V}$  i za  $V_{DS}$  između  $0 \text{ V}$  i  $12 \text{ V}$ .

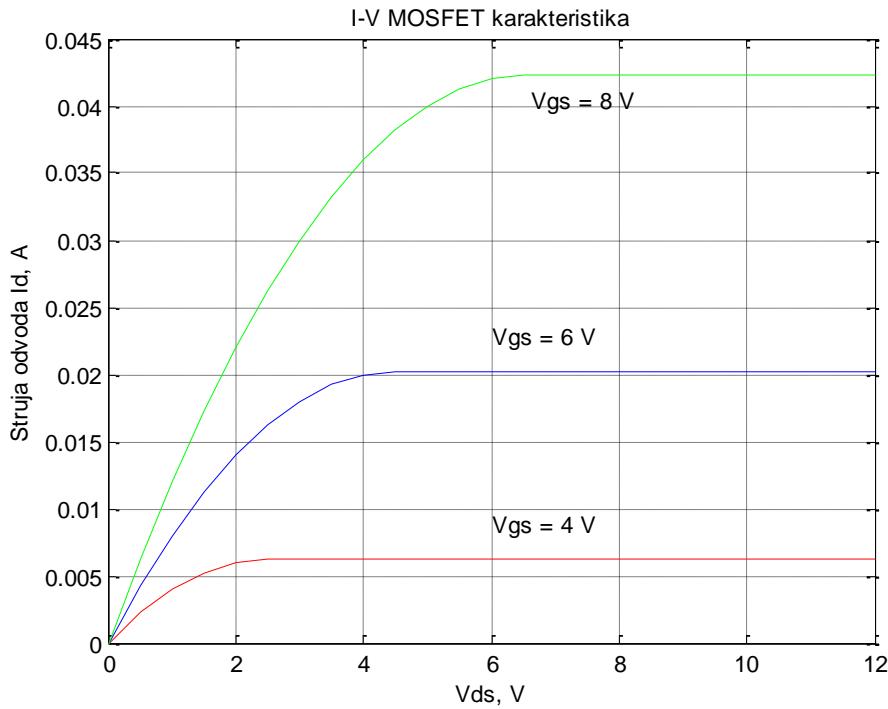
**Rješenje:**

```
% I-V MOSFET karakteristike
%
K=1e-3; %K konstanta ,
Vgs0=1.5; %napon praga
vds=0:0.5:12;
vgs=4:2:8;
m=length(vds);
n=length(vgs);
for i=1:n
for j=1:m
if vgs(i) < Vgs0 %ne može raditi
cur(i,j)=0;
elseif vds(j) >= (vgs(i) - Vgs0)%područje zasićenja
cur(i,j)=K * (vgs(i) - Vgs0)^2;
elseif vds(j) < (vgs(i) - Vgs0) %triodno područje
cur(i,j)=K*(2*(vgs(i)-Vgs0)*vds(j) - vds(j)^2);
end
```

```

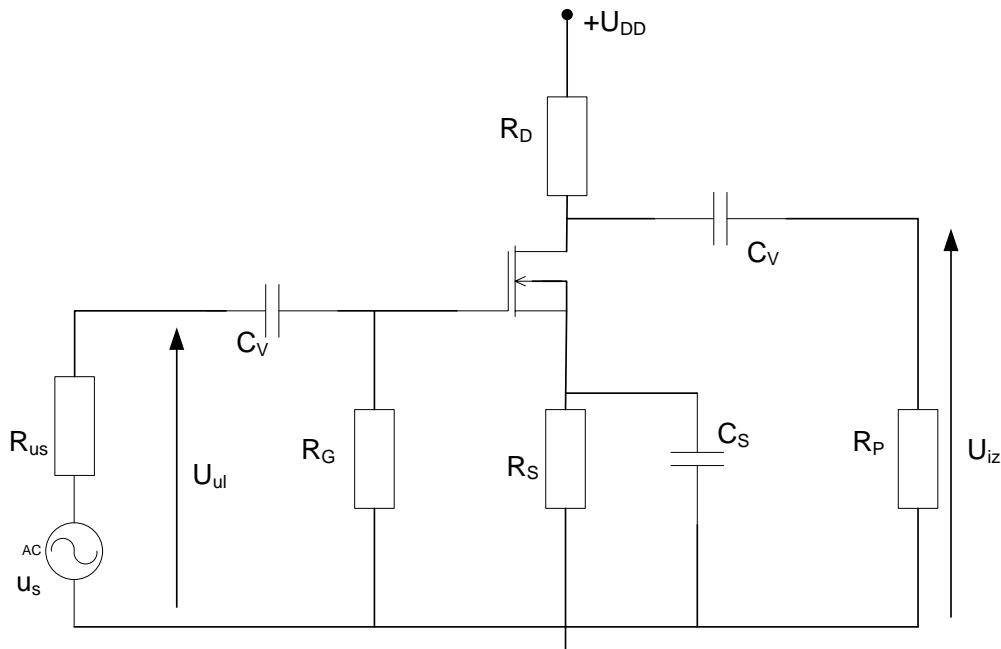
end
end
plot(vds,cur(1,:),'r',vds,cur(2,:),'b',vds,cur(3,:),'g')
xlabel('Vds, V')
ylabel('Struja odvoda Id, A')
title('I-V MOSFET karakteristika' )
text(6, 0.009, 'Vgs = 4 V')
text(6, 0.023, 'Vgs = 6 V')
text(6, 0.045, 'Vgs = 8 V')

```



## Zadatak 2

Za pojačalo na slici izračunajte statičku radnu točku te napišite i nacrtajte jednadžbe statičkog i dinamičkog radnog pravca. Poznato je:  $U_{DD} = 9 \text{ V}$ ,  $R_G = 1,2 \text{ M}\Omega$ ,  $R_D = 4,7 \text{ k}\Omega$ ,  $R_S = 1,5 \text{ k}\Omega$ ,  $R_T = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_g = 600 \Omega$ ,  $U_{GSO} = -2 \text{ V}$ ,  $K = 2 \text{ mA/V}^2$ ,  $\mu = 60$ .



**Rješenje:**

$$0 = U_{GSQ} + R_s \cdot I_{DQ} \quad I_{DQ} = \frac{K}{2} \cdot (U_{GSQ} - U_{GS0})^2$$

$$I_{DQ} = -\frac{U_{GSQ}}{R_s} = \frac{K}{2} \cdot U_{GSQ}^2 - K \cdot U_{GSQ} \cdot U_{GS0} + \frac{K}{2} \cdot U_{GS0}^2$$

$$U_{GSQ}^2 + U_{GSQ} \cdot \left( \frac{2}{K \cdot R_s} - 2 \cdot U_{GS0} \right) + U_{GS0}^2 = 0 \quad U_{GSQ}^2 + 4,6 U_{GSQ} + 4 = 0$$

$$U_{GSQ1} = -1,131 \text{ V}$$

$$\cancel{U_{GSQ2} = -3,535 \text{ V}}$$

Drugo rješenje se odbacuje, jer FET ne vodi.

$$I_{DQ} = 754,3 \mu\text{A}$$

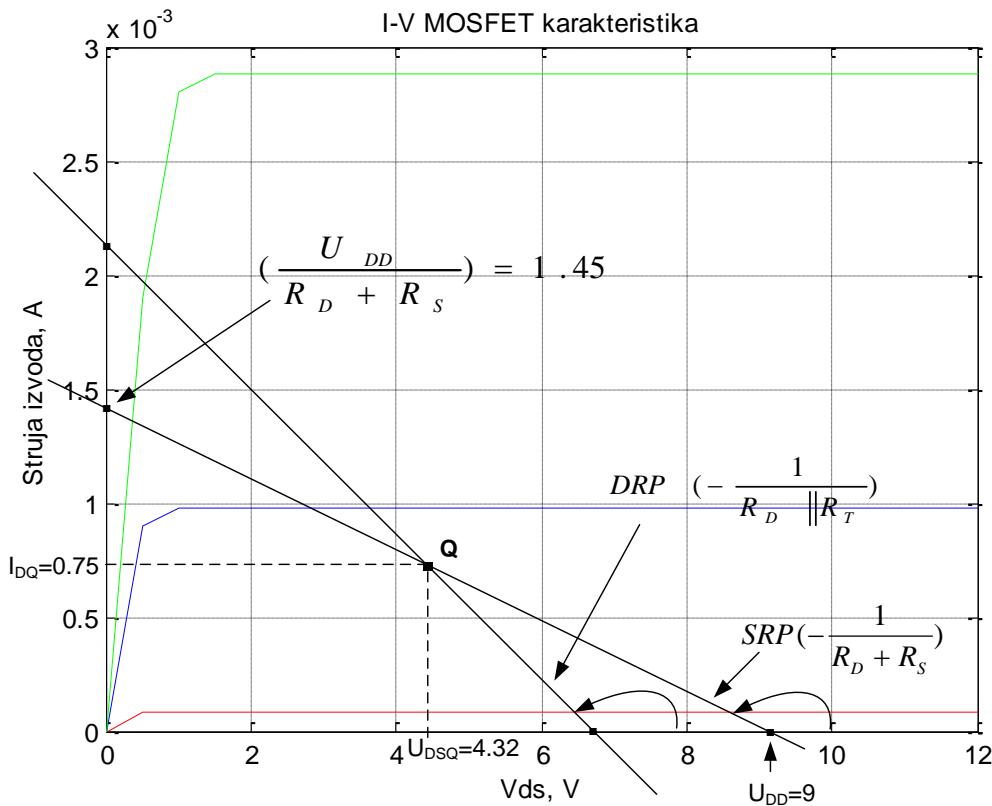
$$U_{DSQ} = U_{DD} - (R_s + R_D) \cdot I_{DQ} = 4,323 \text{ V}$$

Jednadžba SRP:

$$I_D = -\frac{1}{R_D + R_s} \cdot U_{DS} + \frac{U_{DD}}{R_D + R_s} = -161,3 \cdot 10^{-6} \cdot U_{DS} + 1,452 \cdot 10^{-3} \text{ A}$$

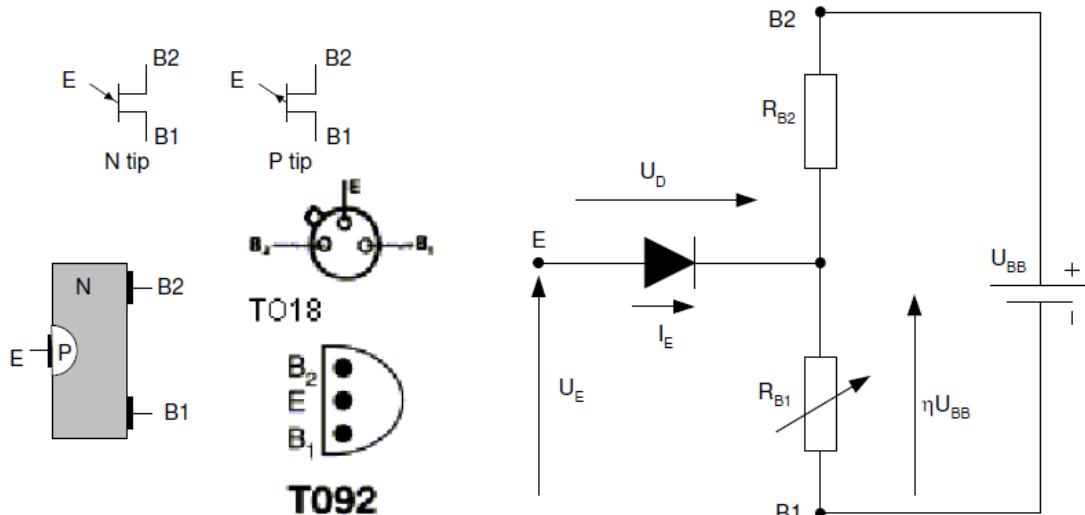
Jednadžba DRP:

$$i_D = I_{DQ} + i_d = I_{DQ} - \frac{u_{ds}}{R_D \| R_T} = -\frac{u_{DS}}{R_D \| R_T} + \frac{U_{DSQ}}{R_D \| R_T} + I_{DQ} = -312,8 \cdot 10^{-6} \cdot u_{DS} + 2,106 \cdot 10^{-3} \text{ A}$$



## 2.7. JEDNOSPOJNI TRANZISTOR

Jednospojni tranzistor, UJT (*unijunction transistor*), ima tri elektrode od kojih se dvije nazivaju bazama  $B_1$  i  $B_2$  (pa zbog ovoga još se upotrebljava naziv tranzistor s dvije baze), a treća se zove emiter  $E$ . Jednospojni tranzistor se može prikazati kao *spoj dvaju otpora* između kojih je spojena dioda. Kada se između baza priključi napon  $U_{BB}$ , kao na slici 2.46, a napon emitera  $U_E = 0$ , dioda je nepropusno polarizirana.



Slika 2.46. Simboli, presjek, primjer izvedbi i nadomjesni spoj jednospojnog tranzistora

Struja emitera  $I_E$  je vrlo maloga iznosa i negativnoga predznaka te predstavlja reverznu struju zasićenja  $I_{EO}$  (reda veličine desetak  $\mu\text{A}$ ). Tada tranzistor predstavlja omski otpor reda veličine desetak kilo-oma. Na dijelu otpora  $R_{B1}$  postoji pad napona  $\eta U_{BB}$ . Faktor  $\eta$  naziva se **unutarnji omjer** (*intrinsic stand-off ratio*) i kreće se u granicama od 0,5 do 0,8. Zbog ovoga, struja emitera  $I_E$  ostaje vrlo mala (približno nula) i kod priključenoga napona  $U_E$  sve dok taj napon ne poprimi vrijednost  $\eta U_{BB}$  uvećanu za pad napona na diodi  $U_D$  (oko 0,6 V).

Kada **napon  $U_E$**  poprimi vrijednost **veću** od  $\eta U_{BB} + U_D$ , ulazna dioda postaje *propusno polarizirana* i tada **teče znatna struja emitera  $I_E$** . Pri tome dolazi do *smanjenja otpora  $R_{B1}$*  i zbog toga se smanjuje i napon  $U_E$  (*svojstvo negativnog otpora*) uz **porast struje emitera**. Kod iznosa **struje dna  $I_V$**  (*valley point current*), napon  $U_E$  ima najmanju vrijednost  $U_V$  (*valley point voltage*). Uz porast struje iznad  $I_V$  jednospojni tranzistor prelazi iz područja negativnoga otpora u područje zasićenja, a napon  $U_E$  lagano raste. Napon emitera kod kojega je jednospojni tranzistor proveo naziva se napon vrha  $U_P$  (*peak point voltage*) kojemu odgovara struja vrha  $I_P$ .

Struja  $I_P$  je reda veličine mikro-ampera. Vrijednost napona vrha ovisi o naponu napajanja spojenom između baza i dana je relacijom:

$$U_p = \eta \cdot U_{BB} + U_D. \quad (0.47)$$

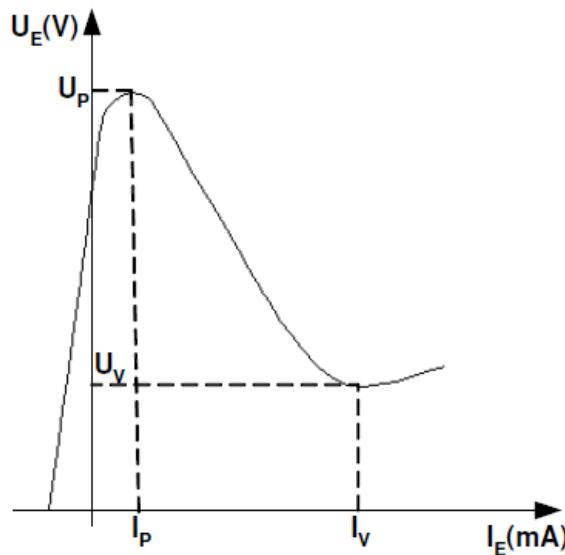
Naponi napajanja iznose do 30 V, a istoga reda veličine iznose i dopušteni naponi emitera.

Dopuštena struja emitera iznosi tipično oko 50 mA.

Jednospojni tranzistori primjenjuju se prvenstveno kao **prekidački elementi**, ali i u vremenskim sklopovima i sklopovima za generiranje impulsa, i kao takvi imaju niz prednosti u odnosu na ostale poluvodičke elemente:

- Napon okidanja jednospojnog tranzistora (napon pri kojem prelazi iz stanja nevođenja u stanje vođenja) predstavlja određeni dio napona napajanja;
- Jednospojni tranzistor posjeduje stabilno područje **negativnog otpora** što mu daje prednost kod realizacije sklopova oscilatora i multivibratora;

- Uporabom jednospojnog tranzistora u određenim sklopovima **broj potrebnih elemenata se smanjuje za više od pola** u usporedbi s istim sklopovima realiziranim bipolarnim tranzistorima;
- **Unutarnji otpor** bipolarnog tranzistora u stanju **nevodenja** je **relativno velik** ( $> 30 \text{ k}\Omega$ ).



Slika 2.47. Ulazna strujno-naponska karakteristika jednospojnog tranzistora

Kao što je vidljivo iz karakteristike prikazane na slici 2.47. rad jednospojnog tranzistora karakteriziran je s dvama područjima:

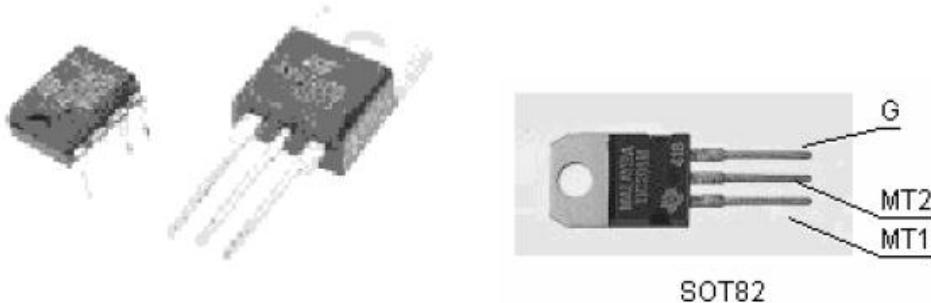
1. **Područje nevodenja** -  $U_{EB1} < U_P$  emitorska dioda je nepropusno polarizirana, teče vrlo mala reverzna struja zasićenja  $I_{E0}$  i UJT ne vodi;
2. **Područje negativnog otpora** -  $U_{EB1} > U_P$  emitorska dioda je propusno polarizirana, struja  $I_E$  raste i UJT vodi.

## 2.8. TIRISTORI

Tiristori (*thyristors*) su četveroslojni *p-n-p-n* poluvodički elementi. Osnovni princip rada tiristora zasniva se na regenerativnosti, tj. oni vode struju dok su ispunjeni određeni uvjeti, a zatim naglo prestaju voditi, što je opet rezultat ispunjenja određenih uvjeta. Kao i *P-N* dioda tiristor ima dva različita stanja, stanje vođenja i stanje nevođenja, te nagle prijelaze iz jednoga stanja u drugo. Osnovnu teoriju rada *četveroslojne diode* (*four-layer diode*) razvio je Shockley. Postoje različite izvedbe koje se razlikuju po broju elektroda pomoću kojih se tiristori priključuju na vanjski električni krug, te prema vođenju struje (vode u jednome ili oba smjera):

- jednosmjerni diodni tiristor,
- dvosmjerni diodni tiristor (DIAC),
- jednosmjerni triodni tiristor (SCR),
- dvosmjerni triodni tiristor (TRIAC).

Tiristori u prvome redu služe kao *ispravljački*, *regulacijski* i *prekidački* elementi (pretvorba i upravljanje električnom energijom), a najveća prednost u odnosu na ostale poluvodičke elemente je iskazana u njihovoј sposobnosti **upravljanja signalima velikih iznosa snage** uz istovremeno **malu potrošnju**, odnosno izrazito malu snagu potrebnu za upravljanje radom tiristora.



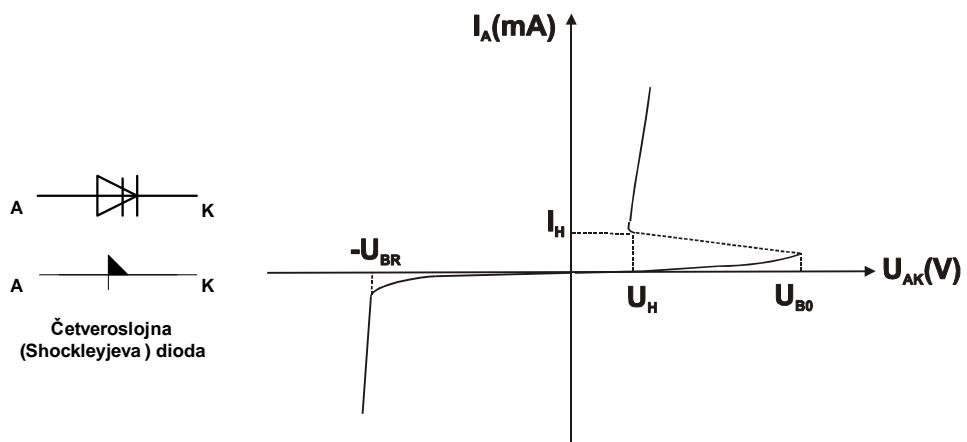
Slika 2.48. Primjeri izvedbe tiristora

Strujno-naponske karakteristike tiristora prikazane su u tablici 2.8.1. Kod jednosmjernog diodnog tiristora, uz pozitivan napon na anodi, struja kroz tiristor bit će vrlo mala dok anodni napon ne prekorači određenu vrijednost koja se naziva **prijelomni napon**  $U_{B0}$  (*break-over voltage*). Iznos ovoga napona ovisi o konstrukciji tiristora i može se kretati u granicama od nekoliko volti do nekoliko tisuća volti. Nakon uključivanja, napon na tiristoru pada na vrlo mali iznos od  $1 \div 2$  V. Struja može doseći vrlo velike iznose (preko 1000 A) koji se ograničavaju pomoću otpora u anodnome krugu. Područje rada u kojem je anodni napon pozitivan, naziva se **propusno područje** (prvi kvadrant). Iz karakteristike je vidljivo da postoje dva stabilna stanja:

1. nevodljivo ili isključeno stanje - vrlo mala anodna struja uz veliki anodni napon,
2. vodljivo ili uključeno stanje - velika anodna struja i mali anodni napon.

Dioda ostaje u vodljivome stanju sve dok se struja kroz nju ne smanji ispod određene vrijednosti  $I_H$  koja se naziva struja držanja (*holding current*). Vrijednosti ove struje kreću se u granicama od nekoliko mA do nekoliko desetaka mA, a naponi držanja su između 0,5 V i 1 V.

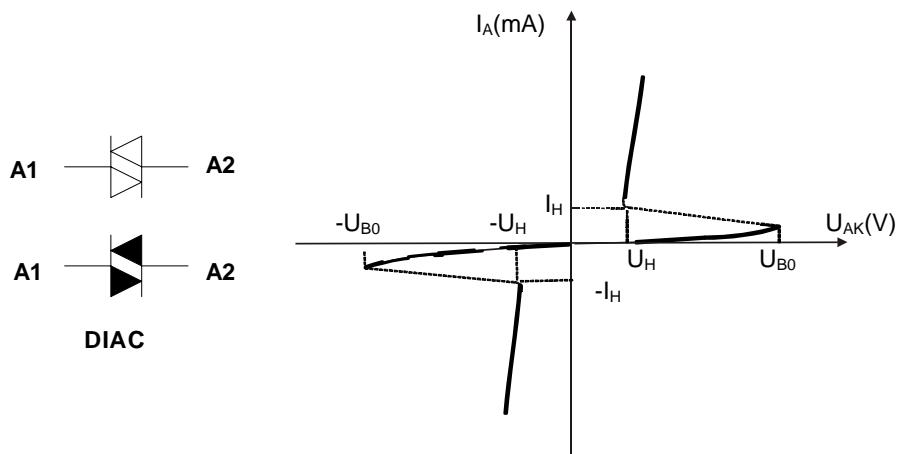
Prijelaz iz jednoga stanja u drugo je vrlo brz i ide preko područja negativnoga otpora. Kada je na anodi negativan napon, tiristor se nalazi u nepropusnome ili reverznom području. Anodna struja je vrlo mala i istoga reda veličine kao i anodna struja u propusnoum neuključenom stanju. Kad anodni napon dosegne vrijednost probognoga napona  $U_{BR}$ , struja počinje naglo rasti. Ovdje se uočava isto ponašanje kao i kod obične *P-N* diode. Praktične izvedbe tiristora su obično takve da su naponi  $U_{BR}$  i  $U_{B0}$  približno jednaki.



Slika 2.49. Simbol i strujno-naponska karakteristika četveroslojne diode

U nepropusnome području ne postoji uključeno stanje koje je karakterizirano malim padom napona i velikom anodnom strujom, zbog čega se prikazani tiristor ne ponaša kao sklopka u nepropusnome području. Svi tiristori (diodni ili triodni), koji mogu biti u isključenome stanju samo uz pozitivan anodni napon, nazivaju se jednosmjerni tiristori. Četveroslojna dioda može se upotrijebiti za generiranje impulsa.

Postoje također i diodni ili triodni tiristori, koji u oba kvadranta mogu biti u uključenom i isključenom stanju. Ovi tiristori nazivaju se dvosmjerni, slika 2.50.

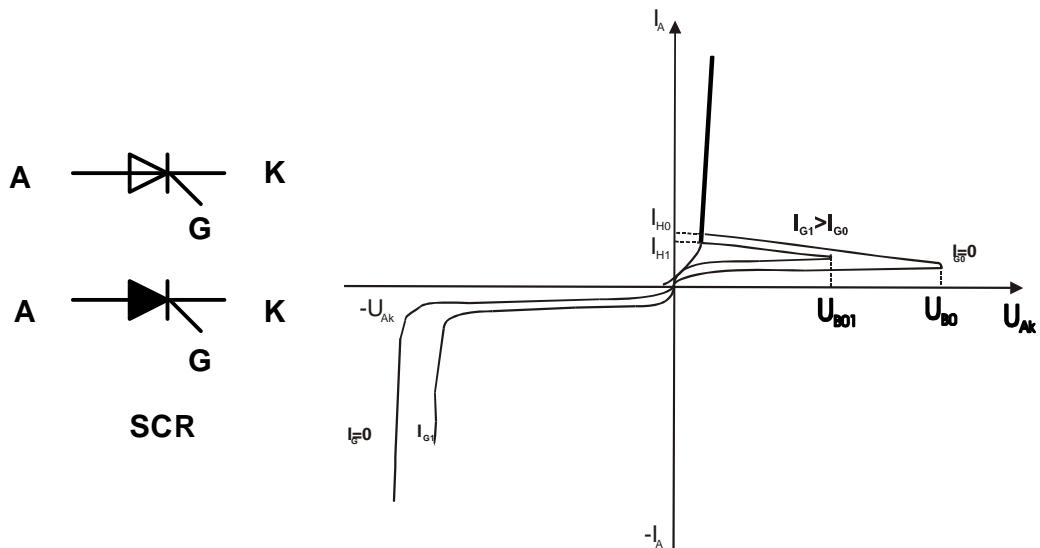


Slika 2.50. Simbol i strujno-naponska karakteristika DIAC-a

Na slici je prikazana karakteristika dvosmjernoga diodnog tiristora DIAC-a (*diode alternating current switch*) za koji se još upotrebljava skraćenica SSS (*silicon symmetric switch*). Princip rada ovog tiristora može se objasniti pomoću dvaju paralelnih nasuprot spojenih jednosmjernih tiristora.

U praksi su najviše u upotrebi jednosmjerni triodni tiristor, koji se često označava sa SCR (*silicon controlled rectifier*), te dvosmjerni triodni tiristor TRIAC (*triode alternating current switch*). Njihova velika primjena je u uređajima za regulirano pretvaranje energije iz jednoga oblika u drugi, odnosno za ispravljanje i pretvaranje izmjenične struje u izmjeničnu struju druge frekvencije ili efektivne vrijednosti. Za razliku od diodnih tiristora, kod ovih tiristora postoji i treća elektroda koja se naziva upravljačka elektroda (*gate*).

Prebacivanje SCR-a iz isključenoga u uključeno stanje obavlja se pomoću pozitivnoga napona (odnosno struje) na upravljačkoj elektrodi. Na ovaj način postiže se sniženje prijelomnoga napona, kao što se vidi na slici 2.51.

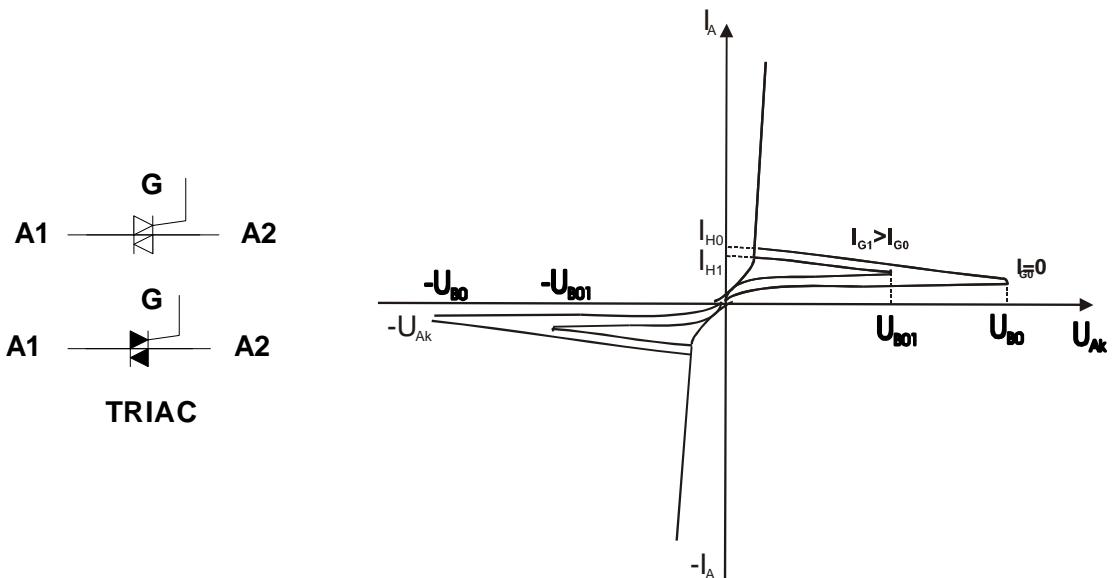


Slika 2.51 Simbol i strujno-naponska karakteristika SCR-a

Što je iznos struje upravljačke elektrode  $I_G$  veći, prijelomni napon će biti manji. Za vrijednost struje  $I_G = 0$ , prijelomni napon je  $U_{B0}$  i naziva se prijelomni napon praznoga hoda. U ovome slučaju triodni tiristor reducira se u diodni.

SCR će prijeći iz uključenoga stanja u isključeno ako se anodni napon snizi na tako nisku vrijednost da anodna struja padne na iznos koji je manji od **struje pridržavanja**  $I_H$ , ili ako se promjeni polaritet anodnoga napona. Kada je tiristor priključen u izmjenični krug, do uključivanja (paljenja) i isključivanja (gašenja) tiristora dolazi svaki put kada izmjenični signal prolazi kroz nulu, jer tada anodna struja padne na iznos manji od iznosa struje pridržavanja  $I_H$ .

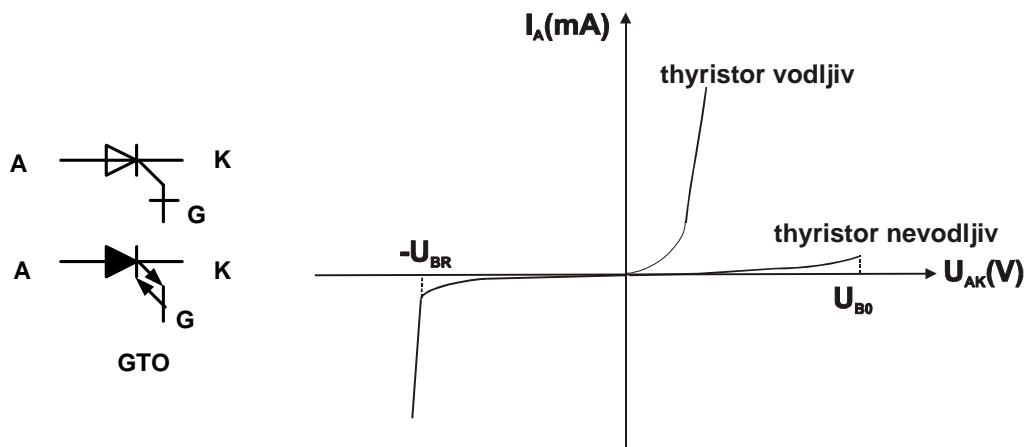
Kod TRIAC-a, napon upravljačke elektrode kojim se postiže uključivanje, može biti pozitivan ili negativan, bez obzira na polaritet anodnoga napona, slika 2.52.



Slika 2.52. Simbol i strujno-naponska karakteristika TRIAC-a

Kad je tiristor u stanju vođenja, struja  $I_G$  može se po volji smanjiti ili se izvor napona  $U_G$  može u potpunosti isključiti iz strujnoga kruga, a da to ne poremeti stanje vođenja tiristora.

Thyristori za manje snage (maksimalna struja do 10 A) mogu se iz uključenoga stanja prebaciti u isključeno i pomoću negativne struje upravljačke elektrode. Ovi tiristori nazivaju se tiristori s isključivanjem na upravljačkoj elektrodi, GTO (gate turn-off transistor), slika 2.53.

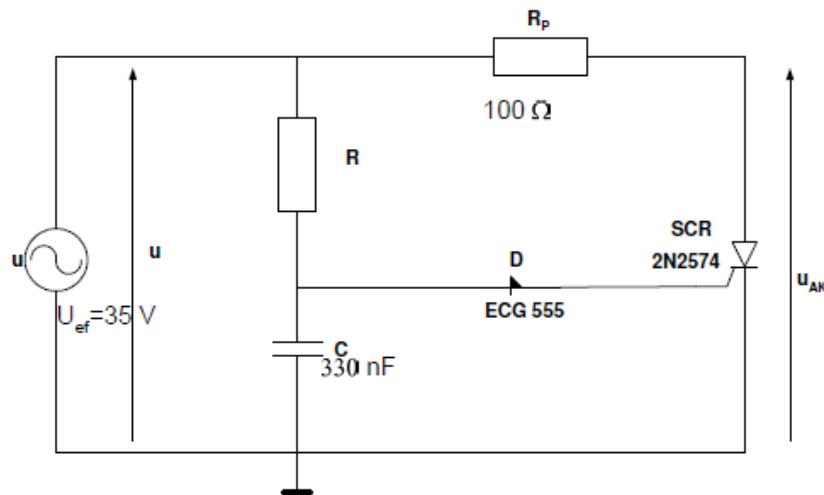


Slika 2.53. Simbol i strujno-naponska karakteristika GTO-a

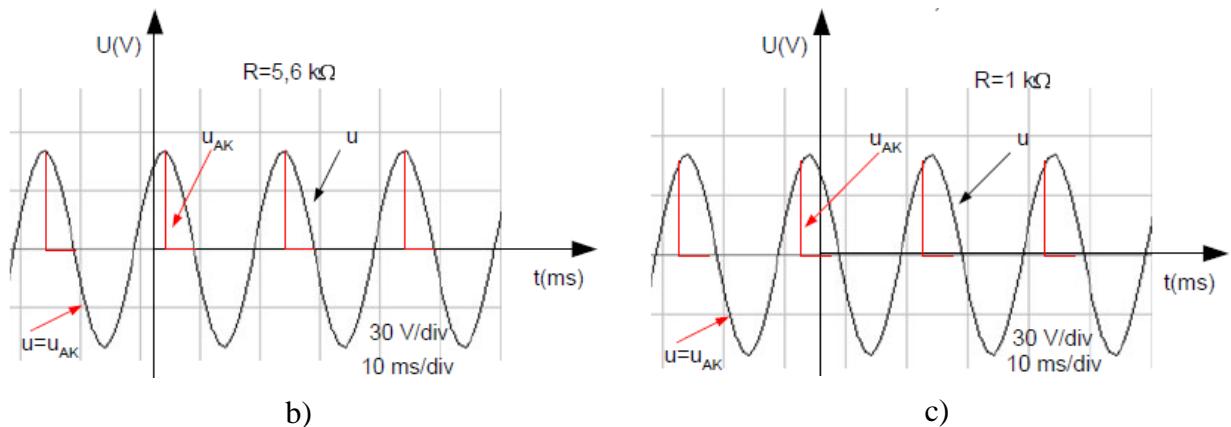
Isklopivi tiristori upotrebljavaju se osobito u sklopovima energetske elektronike za pretvorbu istosmjernoga napona u izmjenični.

#### Primjer regulacije struje pomoću SCR-a

Sa SCR-ima može se regulirati *trenutak početka vođenja* (vrijeme vođenja), a to znači i *jakost struje*, oni se često primjenjuju u *sklopovima za regulaciju struje* u različitim uređajima, slike 2.54. i 2.55.



Slika 2.54. Sklop za regulaciju struje primjenom četveroslojne diode i SCR-a



Slika 2.55. Izlazni valni oblici  $u_{AK}$  sklopa sastavljenog od četveroslojne diode i SCR-a

Za regulaciju struje trošilo i SCR spajaju se serijski kao što je prikazano na slici 2.49. SCR se odabire tako da provede tek dovođenjem *okidnoga impulsa* na upravljačku elektrodu.

**Jakost struje** trošila regulira se **promjenom vremena okidanja**. Struja kroz trošilo je veća ako se okidni impuls dovede prije. Padom napona na vrijednost 0 V tiristor se gasi. Ulazni izmjenični napon kojime se napaja trošilo, dovodi se preko RC-mreže na četveroslojnu diodu. Fazni pomak i veličina napona na kondenzatoru, tj. četveroslojnoj diodi ovise o veličini otpora  $R$ .

Promjenom vrijednosti ovoga otpora također se mijenja i trenutak vođenja četveroslojne diode koja okida SCR. Većim otporom  $R$  dolazi do kasnijega vođenja četveroslojne diode, a time i SCR-a ([slika 2.50.](#)). Manji otpor omogućuje ranije vođenje SCR-a ([slika 2.51.](#)).

Impulsi potrebni za okidanje SCR-a u spojevima za regulaciju struje mogu se dobiti iz posebnih izvora okidnih impulsa (npr. primjenom jednospojnoga tranzistora), ili iz istoga izvora kojime se napaja trošilo kojemu se regulira struja. U sklopu prikazanome na slici 2.54, SCR se okida pomoću **četveroslojne diode** iz istoga izvora kojim se napaja trošilo.

Za dijagrame na slici 2.55. nacrtaj dijagrame vremenske ovisnosti napona na potrošaču  $R_p$ .

### 3. OZNAČAVANJE I ISPITIVANJE POLUVODIČA

Europski način označavanja poluvodiča (Pro-electron) ima sljedeći oblik (tablica 3.1):

**dva slova (opcija treće slovo), serijski broj.**

Elementi u uređajima široke potrošnje označavaju se pomoću dvaju slova i dvoznamenkastoga ili troznamenkastog broja. Elementi za profesionalnu i posebnu primjenu označavaju se trima slova i dvoznamenkastim brojem.

*Tablica 3.1. Europski način označavanja poluvodiča*

1. Slovo označava poluvodički materijal	2. Slovo označava tip komponente	Opcija 3. slovo	Serijski broj
A Germanij	A Dioda, male snage ili signalna B Dioda, promjenjivi kapacitet C Tranzistor male snage, za audio frekvencije D Tranzistor, snažni za audio frekvencije E Dioda, tunel F Tranzistor, visokofrekventni, male snage G Razne komponente H Dioda osjetljiva na magnetsko polje L Tranzistor, visokofrekventni, snažni N Optocoupler	Treće slovo označava da je komponenta namijenjena za industrijsku ili profesionalnu uporabu. Obično je to slovo: W, X, Y ili Z.	Znakovi koji prate ova dva slova predstavljaju serijski broj za vrstu komponente.
B Silicij	P Svetlosni detektor		Potrošačka elektronika ima troznamenkastu brojku (100 –999).
C Galijum Arsenid	Q Svetlosno emitiranje		
R Složeni materijali	R Prekidačka komponenta, male snage, tiristor, diak, UJT tranzistor S Tranzistor male snage, prekidački T Prekidačka komponenta snage, tiristor, triak U Tranzistor za prekidačko napajanje (switching) W Komponenta površinskog akustičnog vala X Kapacitivna dioda Y Ispravljačka dioda Z Dioda za referentni napon (stabilizatorski element, Zener dioda)		Komercijalna primjena obično ima jedno slovo i dvije brojke (W10 – Z99).

**Primjer I:**

1. BC 547... silicijski tranzistor male snage za niske frekvencije
2. RPY 61 ... svjetlosni detektor (fotootpornik) za industrijske potrebe (treće slovo označava posebnu namjenu)

Američki način označavanja, JEDEC (*Join Electron Device Engineering Council*), ima sljedeći oblik (tablica 3.2):

**brojka, slovo, serijski broj, (sufiks).**

Tablica 3.2. Američki način označavanja poluvodiča

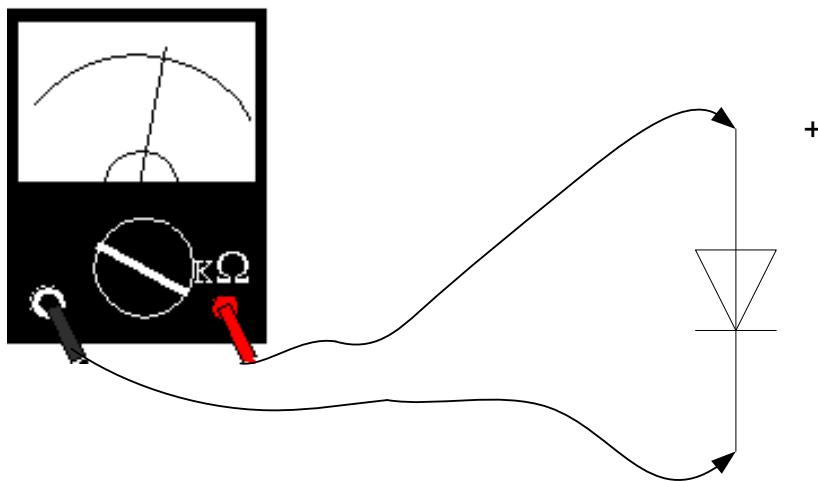
1. Broj označava vrstu komponente	2. Slovo	3. Prateće znamenke	Sufiks (opcija slovo)
1. Diode			Inačica istog tipa elementa:
2. Tranzistori			A malo pojačanje
3. Tetrodni tranzistori			B srednje pojačanje
4. Fotovezivni elementi	N za sve poluvodiče	Serijski broj komponente koji ne označava funkciju ili specifikacije nego redni broj proizvoda. <sup>2</sup>	C visoko pojačanje

**Primjer II:**

1. 1N4007 ... silicijska dioda opće namjene
2. 2N3819 ... n-kanalni unipolarni tranzistor

Iz navedenih se primjera vidi da se iz oznaka ne može zaključiti o kakvim se svojstvima pojedinog elementa radi. Kako bi se utvrdila ostala svojstva, treba vidjeti tehničke karakteristike pojedinog elementa koje daje proizvođač (*data sheet*), vidi priloge!

Kod ispitivanja ispravnosti dioda analognim instrumentom koristi se skala za manji otpor (do  $2\text{ k}\Omega$ ). Dioda treba pokazati mali otpor (tipično 2/3 skale ili nekoliko stotina  $\Omega$ ) u jednom smjeru, dok u drugom treba pokazati beskonačni otpor (slika 3.1.).

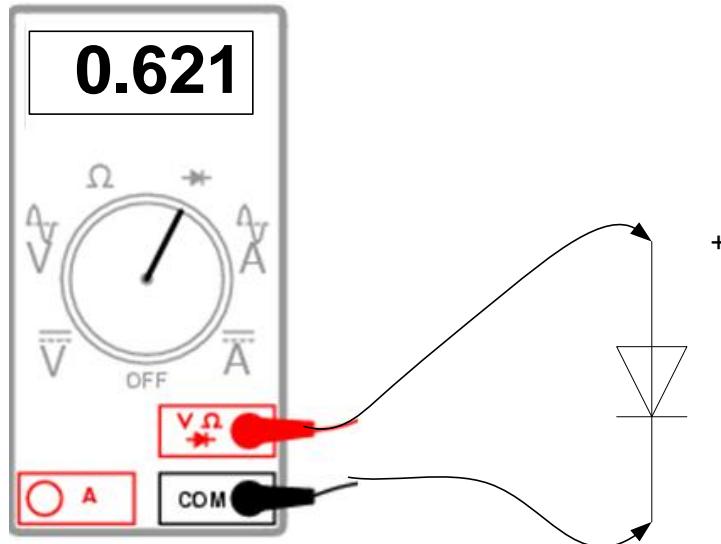


Slika 3.1 Ispitivanje diode analognim instrumentom

Ovaj otpor ne bi smio biti blizu  $0\ \Omega$  (kratki spoj) ili u prekidu u oba smjera. Germanijeva dioda će pokazati niži otpor zbog nižeg pada napona na njoj.

Na digitalnom multimtru obično postoji mod za ispitivanje dioda (slika 3.2.).

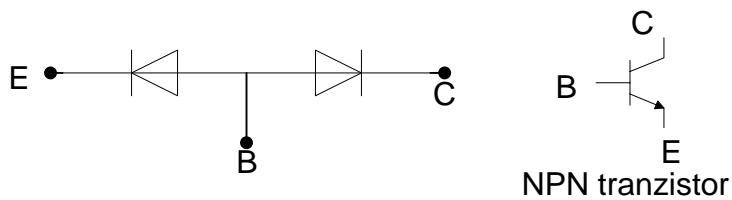
<sup>2</sup> Dva elementa s brojevima jedan do drugoga mogu se potpuno razlikovati po namjeni.



*Slika 3.2 Ispitivanje diode digitalnim instrumentom*

Silicijska dioda će pri tom pokazati 0,5 do 0,8 V u propusnom smjeru i prekid u nepropusnom smjeru. Germanijeva dioda će pokazati manji napon, između 0,2 i 0,4 V u propusnom smjeru. Većina dioda (oko 99 %) su u kratkom spoju kada su neispravne.

Ispitivanje bipolarnih tranzistora se zasniva na činjenici da se može smatrati kao da je tranzistor sastavljen od dviju u seriju suprotno spojenih dioda (slika 3.3.), te se kontrolira ispravnost dioda emiter-baza i baza-kolektor.



*Slika 3.3. Prikaz tranzistora pomoću dviju serijskih suprotno spojenih dioda*

#### *Pitanja za provjeru:*

1. Objasni način označavanja poluvodičkih elemenata?
2. Kako se analognim instrumentom ispituje ispravnost diode?
3. Kako se digitalnim instrumentom ispituje ispravnost diode?

## 4. PRILOG – TEHNIČKI PODACI



May 2009

### 1N4001 - 1N4007 General Purpose Rectifiers

#### Features

- Low forward voltage drop.
- High surge current capability.



#### Absolute Maximum Ratings \* $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value								Units
		4001	4002	4003	4004	4005	4006	4007		
$V_{RRM}$	Peak Repetitive Reverse Voltage	50	100	200	400	600	800	1000		V
$I_{F(AV)}$	Average Rectified Forward Current .375 * lead length @ $T_A = 75^\circ\text{C}$					1.0				A
$I_{FSM}$	Non-Repetitive Peak Forward Surge Current 8.3ms Single Half-Sine-Wave					30				A
$I^2t$	Rating for Fusing ( $t < 8.3\text{ms}$ )					3.7				$\text{A}^2\text{sec}$
$T_{STG}$	Storage Temperature Range					-55 to +175				$^\circ\text{C}$
$T_J$	Operating Junction Temperature					-55 to +175				$^\circ\text{C}$

\* These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

#### Thermal Characteristics

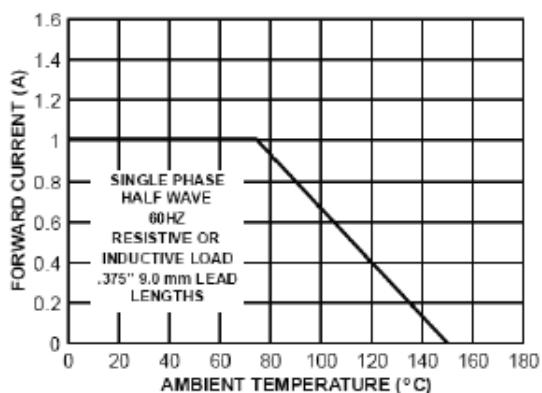
Symbol	Parameter	Value	Units
$P_D$	Power Dissipation	3.0	W
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient	50	$^\circ\text{C}/\text{W}$

#### Electrical Characteristics $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

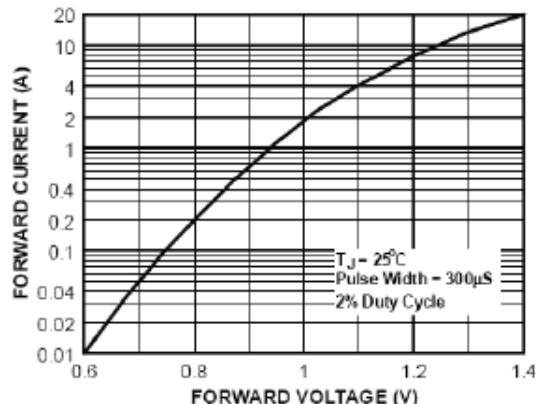
Symbol	Parameter	Value	Units
$V_F$	Forward Voltage @ 1.0A	1.1	V
$I_{rr}$	Maximum Full Load Reverse Current, Full Cycle $T_A = 75^\circ\text{C}$	30	$\mu\text{A}$
$I_R$	Reverse Current @ Rated $V_R$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = 100^\circ\text{C}$	5.0 50	$\mu\text{A}$
$C_T$	Total Capacitance $V_R = 4.0\text{V}$ , $f = 1.0\text{MHz}$	15	pF

## Typical Performance Characteristics

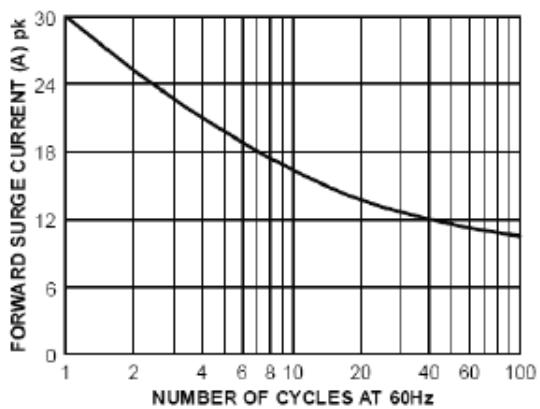
**Figure 1. Forward Current Derating Curve**



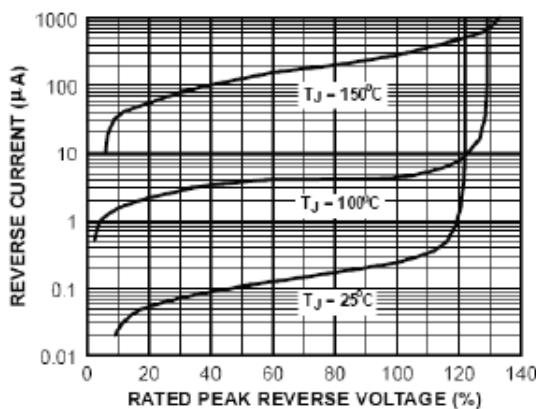
**Figure 2. Forward Characteristics**



**Figure 3. Non-Repetitive Surge Current**



**Figure 4. Reverse Characteristics**



## Zeners 1N746A - 1N759A

### Absolute Maximum Ratings\* T<sub>A</sub> = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
P <sub>D</sub>	Power Dissipation	500	mW
T <sub>STO</sub>	Storage Temperature Range	-65 to +200	°C
T <sub>J</sub>	Operating Junction Temperature	+ 175	°C
	Lead Temperature (1/16" from case for 10 seconds)	+ 230	°C

\* These ratings are limiting values above which the serviceability of the diode may be impaired.

NOTES:

- 1) These ratings are based on a maximum junction temperature of 200 degrees C.
- 2) These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.

Tolerance: A = 5%



### Electrical Characteristics T<sub>A</sub> = 25°C unless otherwise noted

Device	V <sub>Z</sub> (V)	Z <sub>Z</sub> (Ω) @ I <sub>Z</sub> (mA)	I <sub>R1</sub> (μA) @ V <sub>S</sub> (V)	I <sub>R2</sub> (μA) @ V <sub>S</sub> (V)	V <sub>R</sub> (V) @ T <sub>A</sub> =150°C	T <sub>C</sub> (°C/°C)	I <sub>ZRM</sub> * (mA)
1N746A	3.3	28	20	10	1.0	- 0.070	110
1N747A	3.6	24	20	10	1.0	- 0.065	100
1N748A	3.9	23	20	10	1.0	- 0.060	95
1N749A	4.3	22	20	2.0	1.0	+/- 0.055	85
1N750A	4.7	19	20	2.0	1.0	+/- 0.030	75
1N751A	5.1	17	20	1.0	1.0	+/- 0.030	70
1N752A	5.6	11	20	1.0	1.0	+ 0.038	65
1N753A	6.2	7.0	20	0.1	1.0	+ 0.045	60
1N754A	6.8	5.0	20	0.1	1.0	+ 0.050	55
1N755A	7.5	6.0	20	0.1	1.0	+ 0.058	50
1N756A	8.2	8.0	20	0.1	1.0	+ 0.062	45
1N757A	9.1	10	20	0.1	1.0	+ 0.068	40
1N758A	10	17	20	0.1	1.0	+ 0.075	35
1N759A	12	30	20	0.1	1.0	+ 0.077	38

\* I<sub>ZRM</sub> (Maximum Zener Current Rating) Values shown are based on the JEDEC rating of 400 milliwatts. Where the actual zener voltage (V<sub>Z</sub>) is known at the operating point, the maximum zener current may be increased and is limited by the derating curve.

**AM variable capacitance diode****BB130****FEATURES**

- Matched to 3%
- Leaded plastic package
- C2B: 18 pF; ratio: 27.

**APPLICATIONS**

- Electronic tuning in AM radio applications
- VCO.

**DESCRIPTION**

The BB130 is a variable capacitance diode, fabricated in planar technology, and encapsulated in the SOD69 (TO-92 variant) leaded plastic package.

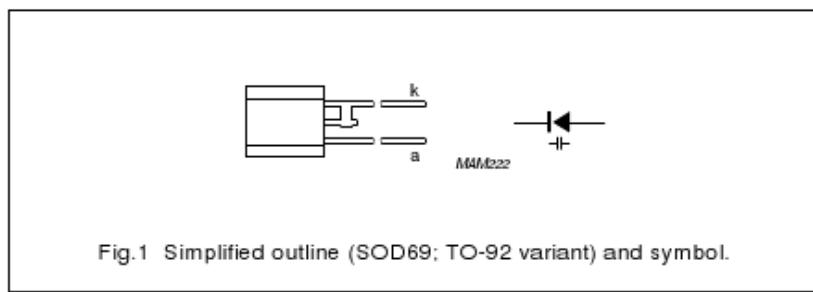


Fig.1 Simplified outline (SOD69; TO-92 variant) and symbol.

**LIMITING VALUES**

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	MIN.	MAX.	UNIT
$V_R$	continuous reverse voltage	–	30	V
$I_F$	continuous forward current	–	50	mA
$T_{stg}$	storage temperature	-55	+125	°C
$T_j$	operating junction temperature	-55	+85	°C

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS**

$T_j = 25$  °C; unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$I_R$	reverse current	$V_R = 30$ V; see Fig.3	–	–	50	nA
		$V_R = 30$ V; $T_j = 85$ °C; see Fig.3	–	–	300	nA
$r_s$	diode series resistance	$f = 1$ MHz; note 1	–	–	2	Ω
$C_d$	diode capacitance	$V_R = 1$ V; $f = 1$ MHz; see Figs 2 and 4	450	–	550	pF
		$V_R = 28$ V; $f = 1$ MHz; see Figs 2 and 4	12	–	21	pF
$\frac{C_d(1V)}{C_d(28V)}$	capacitance ratio	$f = 1$ MHz	23	–	–	
$\frac{\Delta C_d}{C_d}$	capacitance matching	$V_R = 1$ to 28 V; note 2	–	–	3	%

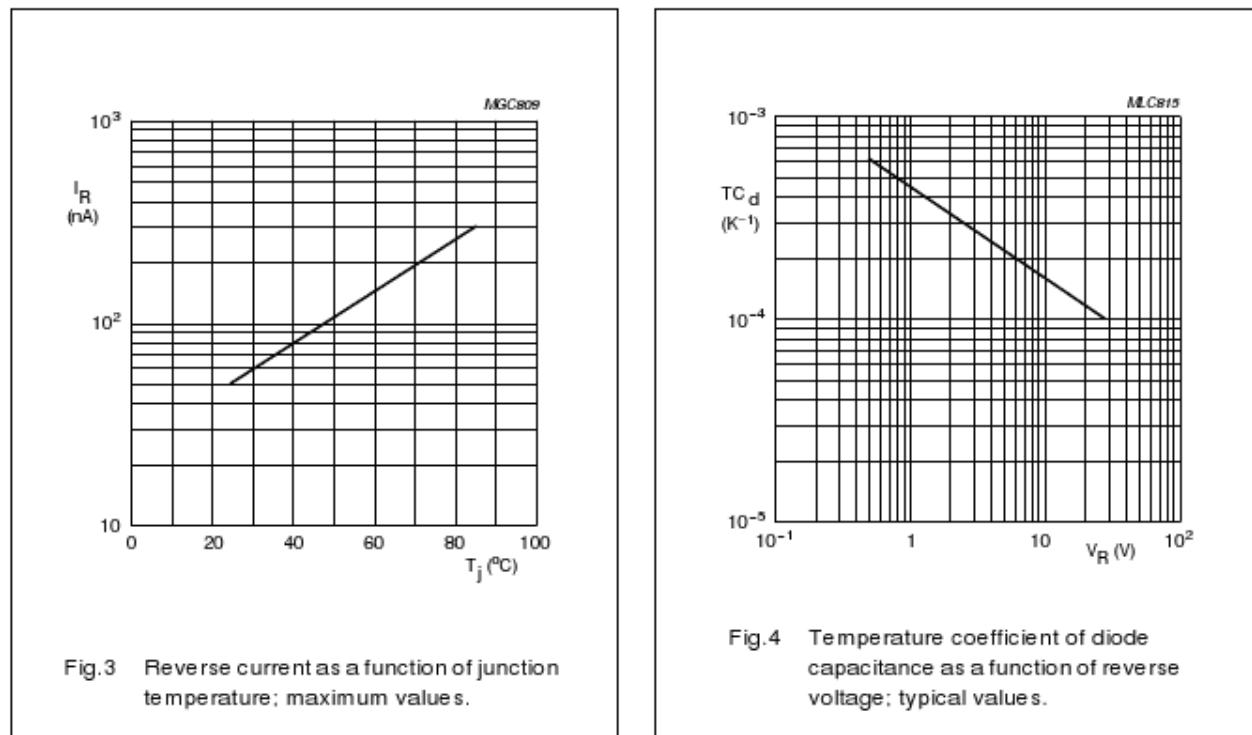
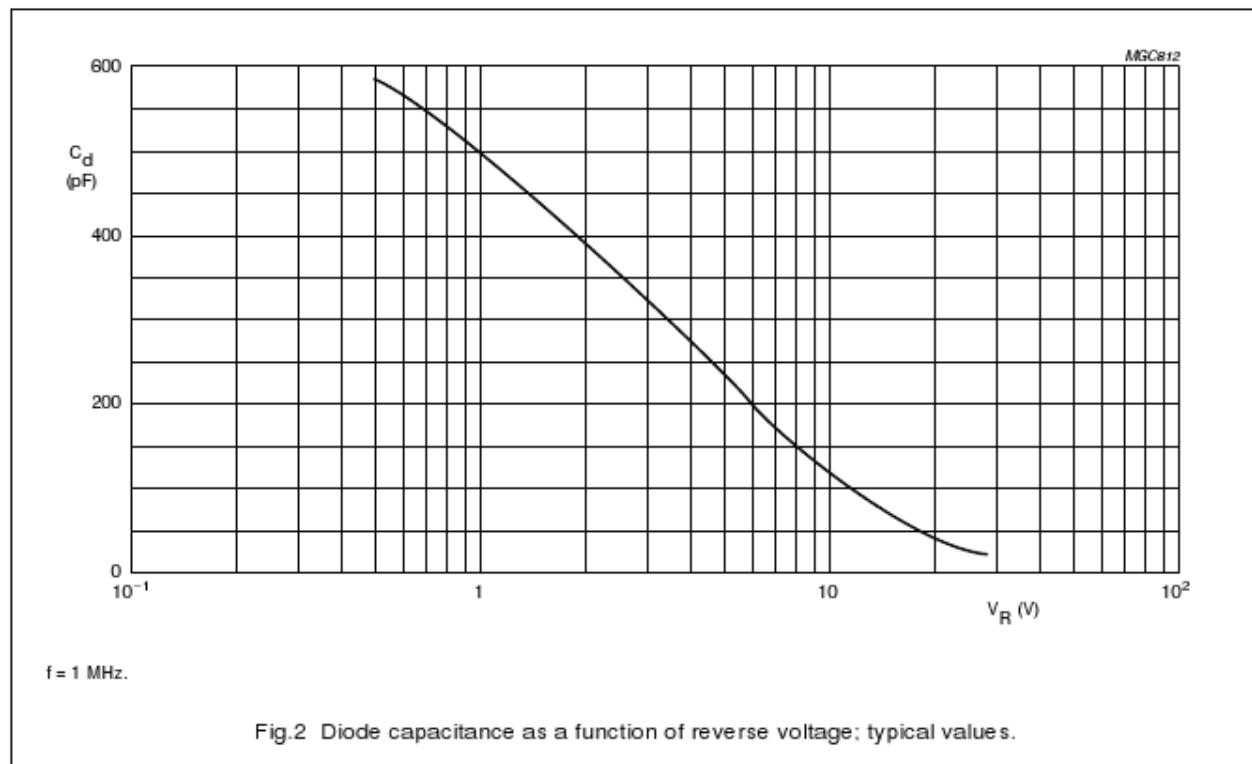
**Notes**

1.  $V_R = 1$  V.
2. For a set of 2 diodes.

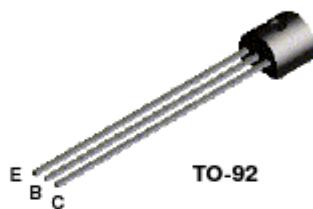
## AM variable capacitance diode

BB130

## GRAPHICAL DATA



## BC547 BC547A BC547B BC547C



### NPN General Purpose Amplifier

This device is designed for use as general purpose amplifiers and switches requiring collector currents to 300 mA. Sourced from Process 10. See PN100A for characteristics.

#### Absolute Maximum Ratings\*

TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
$V_{CEO}$	Collector-Emitter Voltage	45	V
$V_{CES}$	Collector-Base Voltage	50	V
$V_{EBO}$	Emitter-Base Voltage	6.0	V
$I_C$	Collector Current - Continuous	500	mA
$T_J, T_{Stg}$	Operating and Storage Junction Temperature Range	-55 to +150	°C

\* These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

**NOTES:**

- 1) These ratings are based on a maximum junction temperature of 150 degrees C.
- 2) These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.

#### Thermal Characteristics

TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Characteristic	Max	Units
		BC547 / A / B / C	
$P_D$	Total Device Dissipation Derate above 25°C	625 5.0	mW mW/°C
$R_{TJC}$	Thermal Resistance, Junction to Case	83.3	°C/W
$R_{TJA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient	200	°C/W

# NPN General Purpose Amplifier

(continued)

## Electrical Characteristics

$T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Max	Units
<b>OFF CHARACTERISTICS</b>					
$V_{BVCEO}$	Collector-Emitter Breakdown Voltage	$I_C = 1.0 \text{ mA}, I_B = 0$	45		V
$V_{BVCEO}$	Collector-Base Breakdown Voltage	$I_C = 10 \mu\text{A}, I_E = 0$	50		V
$V_{BVCES}$	Collector-Base Breakdown Voltage	$I_C = 10 \mu\text{A}, I_E = 0$	50		V
$V_{BVESB}$	Emitter-Base Breakdown Voltage	$I_E = 10 \mu\text{A}, I_C = 0$	6.0		V
$I_{CBO}$		Collector Cutoff Current	$V_{CB} = 30 \text{ V}, I_E = 0$ $V_{CB} = 30 \text{ V}, I_E = 0, T_A = +150^\circ\text{C}$	15 5.0	nA $\mu\text{A}$

## ON CHARACTERISTICS

$h_{FE}$	DC Current Gain	$V_{CE} = 5.0 \text{ V}, I_C = 2.0 \text{ mA}$	547 547A 547B 547C	110 110 200 420	800	
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 10 \text{ mA}, I_B = 0.5 \text{ mA}$ $I_C = 100 \text{ mA}, I_B = 5.0 \text{ mA}$			0.25 0.60	V V
$V_{BE(on)}$	Base-Emitter On Voltage	$V_{CE} = 5.0 \text{ V}, I_C = 2.0 \text{ mA}$ $V_{CE} = 5.0 \text{ V}, I_C = 10 \text{ mA}$		0.58	0.70 0.77	V V

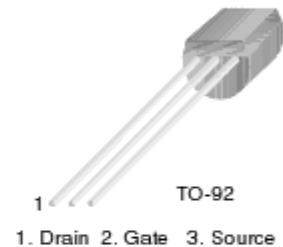
## SMALL SIGNAL CHARACTERISTICS

$h_{ie}$	Small-Signal Current Gain	$I_C = 2.0 \text{ mA}, V_{CE} = 5.0 \text{ V}, f = 1.0 \text{ kHz}$	125	900	
NF	Noise Figure	$V_{CE} = 5.0 \text{ V}, I_C = 200 \mu\text{A}, R_S = 2.0 \text{ k}\Omega, f = 1.0 \text{ kHz}, B_W = 200 \text{ Hz}$		10	dB

## 2N3819

### N-Channel RF Amplifier

- This device is designed for RF amplifier and mixer applications operating up to 450MHz, and for analog switching requiring low capacitance.
- Sourced from process 50.



### Epitaxial Silicon Transistor

#### Absolute Maximum Ratings\* $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Ratings	Units
$V_{DG}$	Drain-Gate Voltage	25	V
$V_{GS}$	Gate-Source Voltage	-25	V
$I_D$	Drain Current	50	mA
$I_{GF}$	Forward Gate Current	10	mA
$T_{STG}$	Storage Temperature Range	-55 ~ 150	°C

\* These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

NOTES:

- These rating are based on a maximum junction temperature of 150 degrees C.
- These are steady limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.

#### Electrical Characteristics $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Units
<b>Off Characteristics</b>						
$V_{(BR)GSS}$	Gate-Source Breakdown Voltage	$I_G = 1.0\mu\text{A}, V_{DS} = 0$	25			V
$I_{GSS}$	Gate Reverse Current	$V_{GS} = -15\text{V}, V_{DS} = 0$			2.0	nA
$V_{GS(\text{off})}$	Gate-Source Cutoff Voltage	$V_{DS} = 15\text{V}, I_D = 2.0\text{nA}$			8.0	V
$V_{GS}$	Gate-Source Voltage	$V_{DS} = 15\text{V}, I_D = 200\mu\text{A}$	-0.5		-7.5	V
<b>On Characteristics</b>						
$I_{DSS}$	Zero-Gate Voltage Drain Current	$V_{DS} = 15\text{V}, V_{GS} = 0$	2.0		20	mA
<b>Small Signal Characteristics</b>						
$g_{fs}$	Forward Transfer Conductance	$V_{DS} = 15\text{V}, V_{GS} = 0, f = 1.0\text{KHz}$	2000		6500	μmhos
$g_{oss}$	Output Conductance	$V_{DS} = 15\text{V}, V_{GS} = 0, f = 1.0\text{KHz}$			50	μmhos
$y_{fs}$	Forward Transfer Admittance	$V_{DS} = 15\text{V}, V_{GS} = 0, f = 1.0\text{KHz}$	1600			μmhos
$C_{iss}$	Input Capacitance	$V_{DS} = 15\text{V}, V_{GS} = 0, f = 1.0\text{KHz}$			8.0	pF
$C_{rss}$	Reverse Transfer Capacitance	$V_{DS} = 15\text{V}, V_{GS} = 0, f = 1.0\text{KHz}$			4.0	pF

#### Thermal Characteristics $T_A=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Max.	Units
$P_D$	Total Device Dissipation Derate above 25°C	350 2.8	mW mW/°C
$R_{eJC}$	Thermal Resistance, Junction to Case	125	°C/W
$R_{eJA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient	357	°C/W

\* Device mounted on FR-4 PCB 1.5" x 1.6" x 0.06"

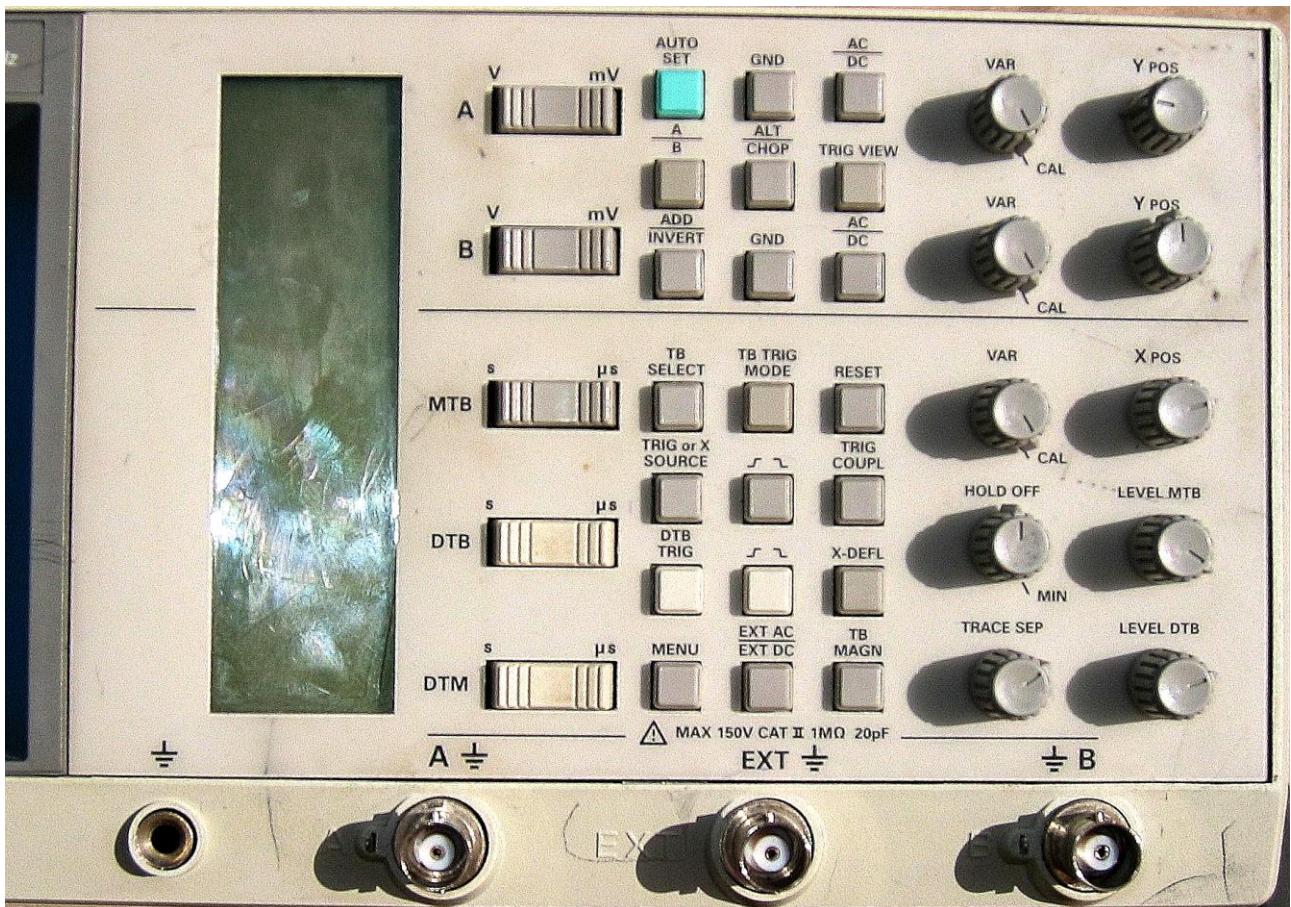
## 5. PRILOG – osciloskopi

### **Kratke upute za uporabu osciloskopa u laboratoriju 1**

Vrste osciloskopa u laboratoriju:

1. Fluke PM 3070 100 MHz,
2. Fluke PM 3082 100 MHz,
3. Philips PM 3209 40 MHz,
4. Fluke PM 3384B 100 MHz Combiscope 10 GS/s Repetitive, 200 MS/s Single Shot,
5. Fluke PM 3394B 200 MHz Combiscope 25 GS/s Repetitive, 200 MS/s Single Shot,
6. Fluke Scope Meter Series II 92B/96B/99B/105B.
7. Analogni osciloskop PM 3094
8. Digitalni osciloskop FLUKE PM 3394A
9. Opisuje se ugađanje osciloskopa za **Vježbu 2, Zener dioda**, iz kolegija: **Elektronički elementi** i **Vježbu F, Protutaktno pojačalo**, iz kolegija **Elektronički sklopovi**:
  - a) kalibracija,
  - b) raspored probi  $Y_1$  i  $Y_2$  na komponentama (R/D),
  - c) isključenje vremenske baze,
  - d) invertiranje signala,
  - e) namještanje 0-točke i y-pravca,
  - f) odabir vrste mjerenih signala (AC/DC),
  - g) proširenje mjernoga opsega po vertikali.

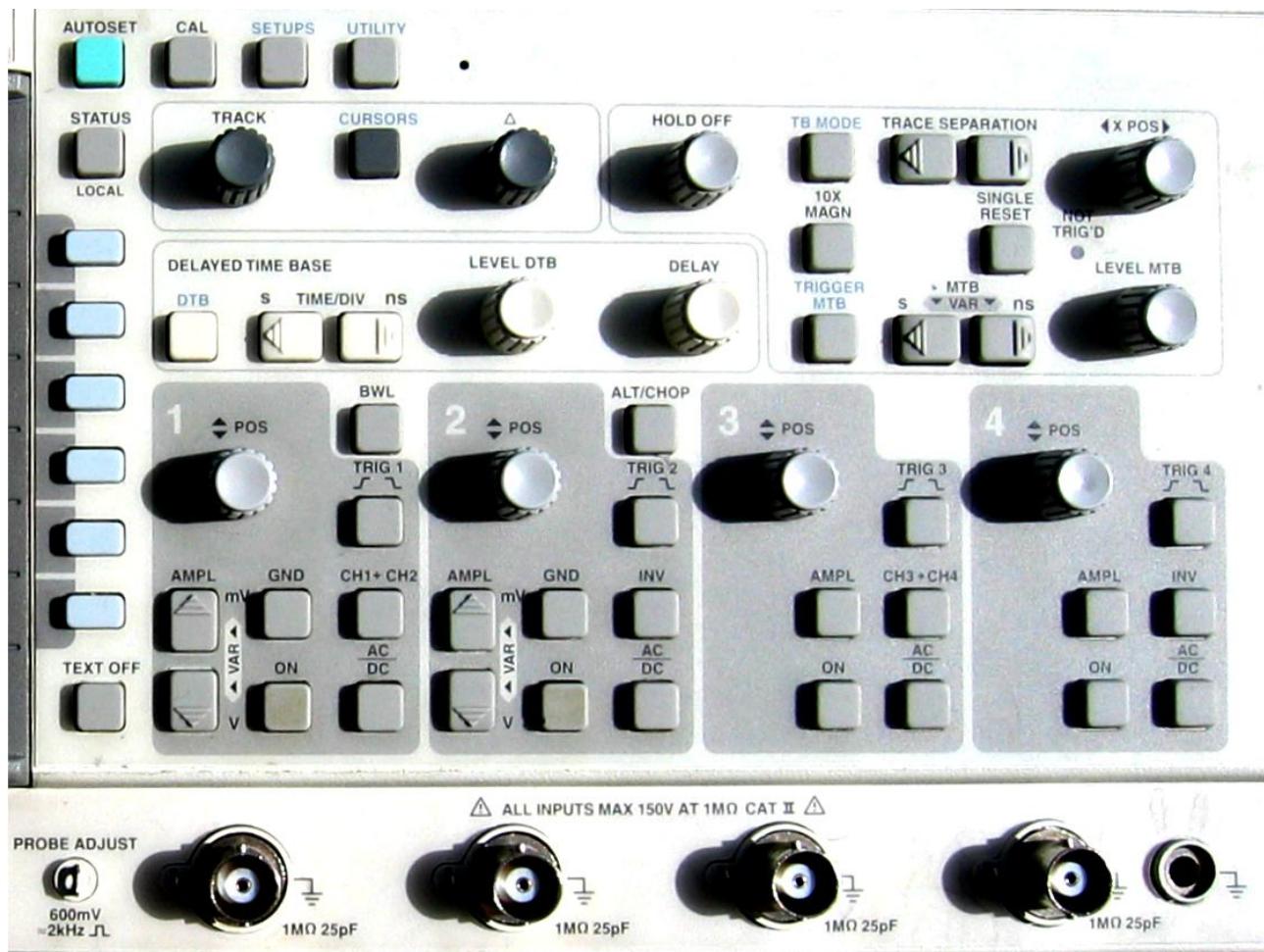
# Fluke PM 3070 100 MHz



- Kalibracija:** zakrenuti dugme **VAR** potpuno udesno do položaja **CAL**.
- Raspored probi:** A i B na komponentama [R (otpornik)/D (Zener dioda)],  

$$A \rightarrow D, B \rightarrow R$$
- Isključenje vremenske baze B-kanala:**  $\rightarrow$  **X-DEFL**
- Invertiranje signala:** na B-ulazu  $\rightarrow$  **ADD**  
**INVERT**
- Odabir vrste mjereneh signala:** (AC/DC)  $\rightarrow$  **DC**
- Namještanje 0-točke:** Za odrediti nulu koordinatnoga sustava, koristiti dugme **GND** na oba kanala, te pomoću dugmeta **X POS** i **Y POS** (za B-kanal) namjestiti točku na željeno mjesto.
- Pritisnuti tipku** **A**  
**B** **da se ukloni prikaz pravca s ekrana.**

# Fluke PM 3082 100 MHz



- a) **Raspored probi:** CH1 i CH2 na komponentama ( $R$  - otpornik/ $D$  - dioda),

$$\text{CH1} \rightarrow D, \text{CH2} \rightarrow R$$

- b) **Isključenje vremenske baze:** dugmetom TB MODE aktivirati prozorčić na ekranu te šestim dugmetom odozgo (desno od ekrana) za X-DEFL osvijetliti on poziciju (isključiti vremensku bazu). Pritisom na TEXT OFF «očistiti» ekran od dodatnog prozorčića.

- c) **Invertiranje signala drugog kanala (CH2):** na CH2-ulazu pritisnuti  $\rightarrow$  INV dugme (na ekranu, lijevo od oznake kanala  $\downarrow$  CH2, prikaže se strelica okrenuta dolje  $\downarrow$ ).

- d) **Odabir vrste mjereneih signala:**  $\frac{AC}{DC} \rightarrow DC$  (uz oznaku kanala stoe označke CH1= i CH2=)

- e) **Namještanje 0-točke i y-pravca:**

Koristiti dugme GND na oba kanala

- f) Pritisnuti ON prvog kanala da se ukloni pravac s ekrana.

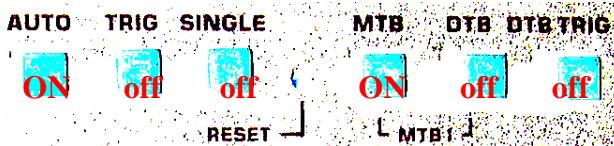
- g) **Proširenje mjernoga opsega po vertikali:** istovremeno pritisnuti i držati oba dugmeta AMPL odgovarajućega kanala, a nakon toga držanjem samo donjega dugmeta AMPL povećati mjerni opseg toga kanala (u blizini željene vrijednosti mjernog opsega – 10 V – otpustiti dugme, a onda postupnim pritiskanjem donjega i gornjeg dugmeta AMPL fino ugoditi željenu vrijednost).

# Philips PM 3209 40 MHz



- Kalibracija:** zakrenuti svu dugmad **CAL** potpuno udesno do položaja **CAL**.
- Raspored probi:** A i B na komponentama (*R* - otpornik/*D* - Zener dioda),  
 $A \rightarrow D, B \rightarrow R$
- Isključenje vremenske baze:** Najveće dugme (**MTB** - vremenska baza) postaviti u **krajnji lijevi** položaj **X DEFL**, polugu **TRIG or X DEFL** postaviti u **krajnji lijevi** položaj (**DC**), a polugu **EXT LINE B A** u krajnjem desnom kutu postaviti u **krajnji desni** položaj (**A**).

Prekidače prikazane na donjoj slici postaviti kako je označeno (**ON/off**)



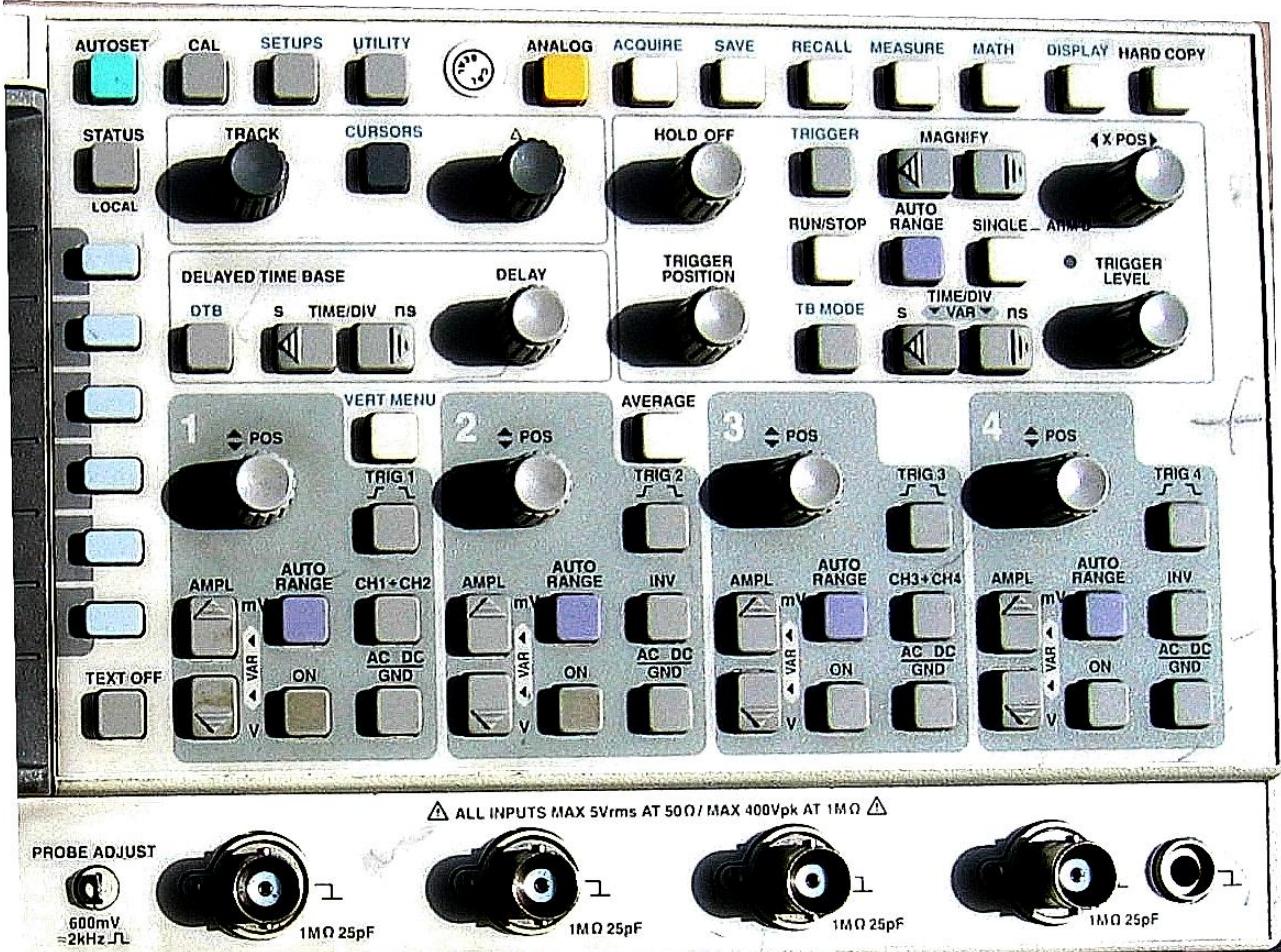
- Invertiranje signala B-kanala:** povući prema sebi dugme **POSITION** **PULL TO INVERT**
- Odabir vrste mjenih signala:** (AC/DC)  $\rightarrow$  **DC**
- Namještanje 0-točke i y-pravca:**  
 Koristiti dugme **GND** na oba kanala te **X-POSITION** ODNOSNO **POSITION** na B-kanalu
- Pritisnuti dugme **A** da se ukloni prikaz pravca s ekrana.**

# Fluke PM 3384B 100 MHz



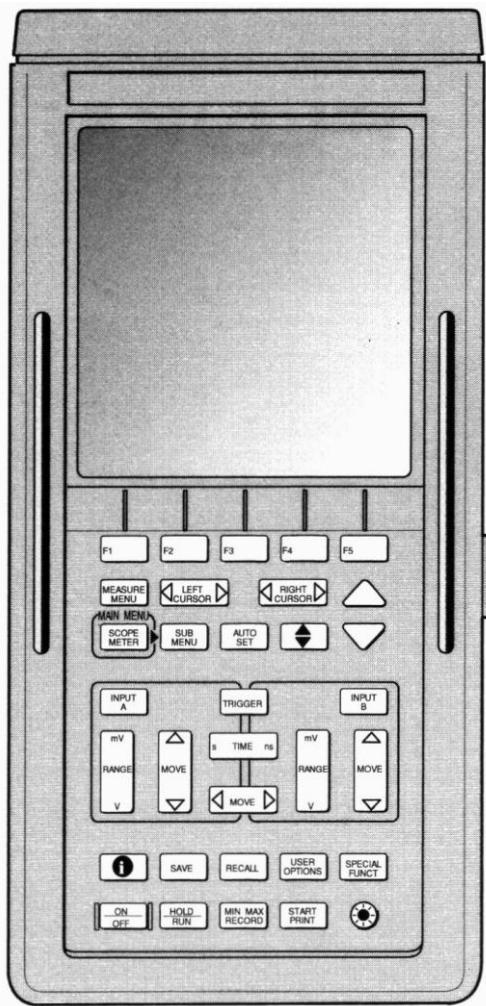
- Raspored probi:** CH1 i CH2 na komponentama ( $R$  - otpornik/ $D$  - Zener dioda),  
CH1 → **D**, CH2 → **R**
- Isključenje vremenske baze:** dugmetom **DISPLAY** aktivirati prozorčić na ekranu, pritisnuti **četvrti sivo dugme** odozgo (desno od ekrana) za **X-DEFL** te **prvim sivim dugmetom** odozgo osvijetliti **on** poziciju (isključiti vremensku bazu), zatim «očistiti» ekran od dodatnoga prozorčića pritiskom na dugme **TEXT OFF**.
- Invertiranje signala drugog kanala (CH2):** na CH2-ulazu pritisnuti → **INV** dugme (na ekranu, lijevo od oznake kanala **↓CH2**, prikaže se strelica okrenuta dolje **↓**).
- Odabir vrste mjereneh signala:** **AC DC** → **DC** (uz oznaku kanala stoje oznake **CH1=** i **CH2=**).
- Namještanje 0-točke i y-pravca:**  
Koristiti dugme **AC DC** na oba kanala te s dugmadi **POS** i **NEG POS** (za CH2)
- Pritisnuti dugme **ON** prvoga kanala (CH1) da se ukloni pravac s ekrana.
- Proširenje mjernoga opsega po vertikali:** istovremeno pritisnuti i držati oba dugmeta **VAR** odgovarajućega kanala, a nakon toga **držanjem** samo **donjega** dugmeta **VAR** povećati mjerni opseg toga kanala (u blizini željene vrijednosti mjernog opsega – 10 V – otpustiti dugme, a onda postupnim pritiskanjem donjega i gornjeg dugmeta **VAR** fino ugoditi željenu vrijednost).

# Fluke PM 3394B 200 MHz



- a) **Raspored probi:** CH1 i CH2 na komponentama ( $R$  - otpornik/ $D$  - Zener dioda),  
 $\text{CH1} \rightarrow D$ ,  $\text{CH2} \rightarrow R$
- b) **Isključenje vremenske baze:** dugmetom DISPLAY aktivirati prozorčić na ekranu, pritisnuti četvrti sivo dugme odozgo (desno od ekrana) za X-DEFI te prvim sivim dugmetom odozgo osvijetliti on poziciju (isključiti vremensku bazu). Ekran «očistiti» od dodatnog prozorčića pritiskom na dugme TEXT OFF.
- c) **Invertiranje signala drugog kanala (CH2):** na CH2-ulazu pritisnuti  $\rightarrow \text{INV}$  dugme (na ekranu, lijevo od oznake kanala  $\checkmark \text{CH2}$ , prikaže se strelica okrenuta dolje  $\downarrow$ ).
- d) **Odabir vrste mjerenih signala:**  $\boxed{\text{AC DC}}$   $\rightarrow \boxed{\text{DC}}$  (uz oznaku kanala stoje oznake  $\text{CH1} =$  i  $\text{CH2} =$ ).
- e) **Namještanje 0-točke i y-pravca:**  
 Koristiti dugme  $\boxed{\text{AC DC}}$   $\boxed{\text{GND}}$  na oba kanala dok se na ekranu ne pokaže oznaka  $\perp$  te pomoću dugmadi  $\boxed{\text{POS}}$  i  $\boxed{\text{POS}}$  (za CH2), namjestiti 0-točku.
- f) Pritisnuti dugme ON prvoga kanala (CH1) da se ukloni pravac s ekrana.
- g) **Proširenje mjernoga opsega po vertikali:** istovremeno pritisnuti i držati oba dugmeta VAR odgovarajućega kanala, a nakon toga držanjem samo donjega dugmeta VAR povećati mjerni opseg toga kanala (u blizini željene vrijednosti mjernog opsega – 10 V – otpustiti dugme, a onda postupnim pritiskanjem donjega i gornjeg dugmeta VAR fino ugoditi željenu vrijednost).

# Fluke Scope Meter Series II 99B



- a) **Raspored probi:** A i B na komponentama [R (otpornik)/D (Zener dioda)],  $A \rightarrow R$ ,  $B \rightarrow D$
- b) **Invertiranje A kanala i isključenje vremenske baze:** Pritisnuti **INPUT A** → **F1**, odnosno **F5**, tipkama  $\triangle$  i  $\nabla$  odabrati opcije **INVERT** pa potvrditi s **F5**, zatim pomoću tipki  $\triangle$  i  $\nabla$  odabrati **COMBINE A&B**, pritisnuti **F5** i odabrati **A versus B** te potvrditi s **F5**, a zatim s **F1** zatvoriti prozor.
- c) Pritisnuti **INPUT B** te provjeriti status (mora biti u statusu **on**).
- d) Pritisnuti **INPUT A** (označen u crnome polju na ekranu) i isključimo ga s **F2**. Pritisnuti **INPUT B** (označen u crnome polju na ekranu) i isključimo ga s **F2**, tako da na ekranu ostane x-y prikaz.
- e) **Namještanje 0-točke i y-pravca:** **INPUT B** Prebacivanjem s **F3** na **GND** vidljiva je y-os, koju s **INPUT B**  $\triangle$  pomicemo po x-osi, a s **INPUT A**  $\triangle$  pomicemo po y-osi.
- f) **Odabir vrste mjereneh signala:** ... a zatim treba vratiti na **DC**

## **6. LITERATURA**

- [1] T. Kovačević: *Električni elementi, Repetitorij s laboratorijskim vježbama*, Split, veljača 2007.
- [2] hps SystemTechnik: *Semiconductor Components*, 3. Edition
- [3] S. Bovan: *Električni elementi, laboratorijske vježbe*, Split, 2001.
- [4] P. Slapničar, S. Gotovac: *Električni sklopovi*, Split, veljača 2000.
- [5] I. Zulim, P. Biljanović: *Električni sklopovi*, Zagreb, 1994.
- [6] B. Juzbašić: *Električni elementi*, Zagreb, 1994.
- [7] J. Štribar, J. Divković-Pukšec: *Električni elementi, zbirka riješenih zadataka i izvoda I dio*, Zagreb, 1996
- [8] J. Štribar, J. Divković-Pukšec: *Električni elementi, zbirka riješenih zadataka i izvoda II dio*, Zagreb, 1996.
- [9] Ž. Butković, T. Suligoj: *Mikroelektronika*, Automatika 43, 2002.
- [10] V. Anić: *Rječnik hrvatskoga jezika*, Novi Liber, Zagreb, 1994.
- [11] L. Badurina, I. Marković, K. Mićanović: *Hrvatski pravopis*, Matica hrvatska , Zagreb, 2007.