

STOJAN RISTIĆ

# ELEKTRONSKE KOMPONENTE

• PREDAVANJA •

Godina: I

Semestar: II



Elektronski fakultet Niš  
2011.



# SADRŽAJ

<b>1. UVOD</b>	7
<b>2. KOMPONENTE SA IZVODIMA I KOMPONENTE ZA POVRŠINSKO MONTIRANJE (SMD)</b>	9
2.1. KOMPONENTE SA IZVODIMA	9
2.2. KOMPONENTE ZA POVRŠINSKO MONTIRANJE – SMD	10
2.3. KUĆIŠTA	13
2.4. LEMLJENJE KOMPONENTA	18
<b>3. OTPORNICI</b>	25
3.1. OPŠTE O OTPONICIMA	25
3.1.1. Vrste otpornika	25
3.1.2. Osnovne karakteristike otpornika	26
3.1.3. Nizovi nazivnih vrednosti otpornosti i klase tačnosti	28
3.1.4. Označavanje otpornika	29
3.1.5. Stabilnost karakteristika otpornika	31
3.1.6. Frekventna svojstva otpornika	33
3.2. NENAMOTANI OTPORNICI STALNE OTPORNOSTI	35
3.2.1. Ugljenični otpornici	37
3.2.2. Metalslojni otpornici	38
3.2.3. Slojni kompozitni otpornici	39
3.2.4. Maseni kompozitni otpornici	40
3.2.5. Čip otpornici	40
3.2.6. Otpornički moduli (otporničke mreže)	41
3.3. NAMOTANI OTPORNICI STALNE OTPORNOSTI	42
3.3.1. Temperaturna kompenzacija	43
3.4. OTPORNICI PROMENLJIVE OTPORNOSTI (POTENCIOMETRI)	44
3.4.1. Osnovne karakteristike potenciometara	44
3.4.2. Vrste potenciometara	46
3.4.3. Regulacioni otpornici (trimeri)	47
3.5. OTPORNICI SA NELINEARNOM PROMENOM OTPORNOSTI	48
3.5.1. NTC otpornici	48
3.5.2. PTC otpornici (pozistori)	52
3.5.3. Varistori	53
3.5.4. Fotootpornici	55
<b>4. KONDENZATORI</b>	58
4.1. OPŠTE O KONDENZATORIMA	58
4.1.1. Kapacitivnost kondenzatora	58
4.1.2. Klase tačnosti; označavanje kondenzatora	60
4.1.3. Dielektrici i dielektrična konstanta	61
4.1.4. Otpornost izolacije i vremenska konstanta kondenzatora	61

4.1.5. Frekventna svojstva kondenzatora	63
4.1.6. Gubici u kondenzatoru	64
4.1.7. Stabilnost kondenzatora	66
4.2. KONDENZATORI STALNE KAPACITIVNOSTI	67
4.2.1. Papirni kondenzatori	68
4.2.2. Kondenzatori sa plastičnim i metaliziranim plastičnim folijama	68
4.2.3. Liskunski kondenzatori	71
4.2.4. Stakleni kondenzatori	72
4.2.5. Keramički kondenzatori	72
4.2.6. Elektrolitski kondenzatori	75
4.2.7. UltraCap kondenzatori	80
4.3. KONDENZATORI PROMENLJIVE KAPACITIVNOSTI	82
4.3.1. Obrtni kondenzatori	82
4.3.2. Polupromenljivi kondenzatori – trimeri	82
4.3.3. Varikap diode	83
<b>5. KALEMOVI</b>	85
5.1. OPŠTE O KALEMOVIMA	85
5.1.1. Induktivnost kalemova	85
5.1.2. Kalemska tela i vrste namotaja	86
5.1.3. Frekventna svojstva kalemova	89
5.1.4. Faktor dobrote kalemova	90
5.2. KALEMOVI BEZ JEZGRA	92
5.3. KALEMOVI SA JEZGROM	93
<b>6. TRANSFORMATORI I PRIGUŠNICE</b>	98
6.1. KONSTRUKCIJA I PRORAČUN	98
6.1.1. Materijali za magnetna jezgra	98
6.1.2. Oblici magnetnih jezgara	100
6.1.3. Osnovne relacije kod transformatora	102
6.2. MREŽNI TRANSFORMATORI	104
6.2.1. Dimenzionisanje jezgra	105
6.2.2. Namotaji	106
6.3. PRIGUŠNICE	107
<b>7. OSNOVNE OSOBINE POLUPROVODNIKA</b>	108
7.1. ELEMENTARNI POLUPROVODNICI I POLUPROVODNIČKA JEDINJENJA	108
7.2. SLOBODNI ELEKTRONI I ŠUPLJINE U POLUPROVODNICIMA	111
7.3. PRIMESNI POLUPROVODNICI	114
7.3.1. Poluprovodnici <i>n</i> -tipa	115
7.3.2. Poluprovodnici <i>p</i> -tipa	116
7.4. ENERGETSKE ZONE	116
7.5. TRANSPORT NOSILACA NAELEKTRISANJA	121
7.5.1. Drift nosilaca nanelektrisanja	121
7.5.2. Specifična otpornost i provodnost homogenih poluprovodnika; driftovska struja	124
7.5.3. Difuzija u poluprovodnicima; difuziona struja	125
7.5.4. Uкупna struja	126

<b>8. DIODE</b>	127
8.1. <i>p-n</i> I <i>n-p</i> SPOJEVI	127
8.1.1. Ravnotežno stanje na <i>p-n</i> spoju	131
8.1.2. Kapacitivnost prostornog nanelektrisanja	135
8.2. STRUJA DIODE	136
8.2.1. Testiranje ispravnosti dioda	139
8.3. PROBOJ <i>p-n</i> SPOJA	141
8.3.1. Zenerov probaj	141
8.3.2. Lavinski probaj	142
8.4. KONTAKT METAL-POLUPROVODNIK	143
8.5. PRIMENA DIODA U IZVORIMA NAPAJANJA	144
<b>9. BIPOLARNI TRANZISTORI</b>	150
9.1. VRSTE TRANZISTORA	150
9.1.1. Način rada tranzistora	153
9.2. KOEFICIJENT STRUJNOG POJAČANJA	156
9.3. STATIČKE STRUJNO-NAPONSKE KARAKTERISTIKE	157
9.3.1. Statičke strujno-naponske karakteristike tranzistora sa uzemljenom bazom	157
9.3.2. Statičke strujno-naponske karakteristike tranzistora sa uzemljenim emitorm	157
9.4. PRIMENA TRANZISTORA	161
9.5. ELEKTRIČNI MODEL TRANZISTORA	163
9.6. TESTIRANJE ISPRAVNOSTI TRANZISTORA	164
<b>10. MOS TRANZISTORI</b>	165
10.1. VRSTE MOS TRANZISTORA	166
10.1.1. Osnovni principi rada MOS tranzistora	167
10.2. IZLAZNE KARAKTERISTIKE MOS TRANZISTORA	169
10.3. PRENOSNE KARAKTERISTIKE MOS TRANZISTORA	174
<b>11. OSNOVI FOTOELEKTRONSKIH KOMPONENTA</b>	176
11.1. FOTODIODA	177
11.2. FOTOGENERATOR (SOLARNA ĆELIJA)	178
11.3. FOTOTRANZISTOR	181
11.4. SVETLEĆE DIODE (LED)	181
11.6. KOMPONENTE SA SVETLOSnom SPREGOM	183
11.6. POLUPROVODNIČKE LASERSKE DIODE	184
<b>12. OSNOVI INTEGRISANIH KOLA</b>	188
12.1. VRSTE INTEGRACIJE	188
12.2. VRSTE INTEGRISANIH KOLA	193
12.2.1. Monolitna integrisana kola	193
12.2.2. Tankoslojna i debeloslojna integrisana kola	197
12.2.3. Hibridna integrisana kola	198

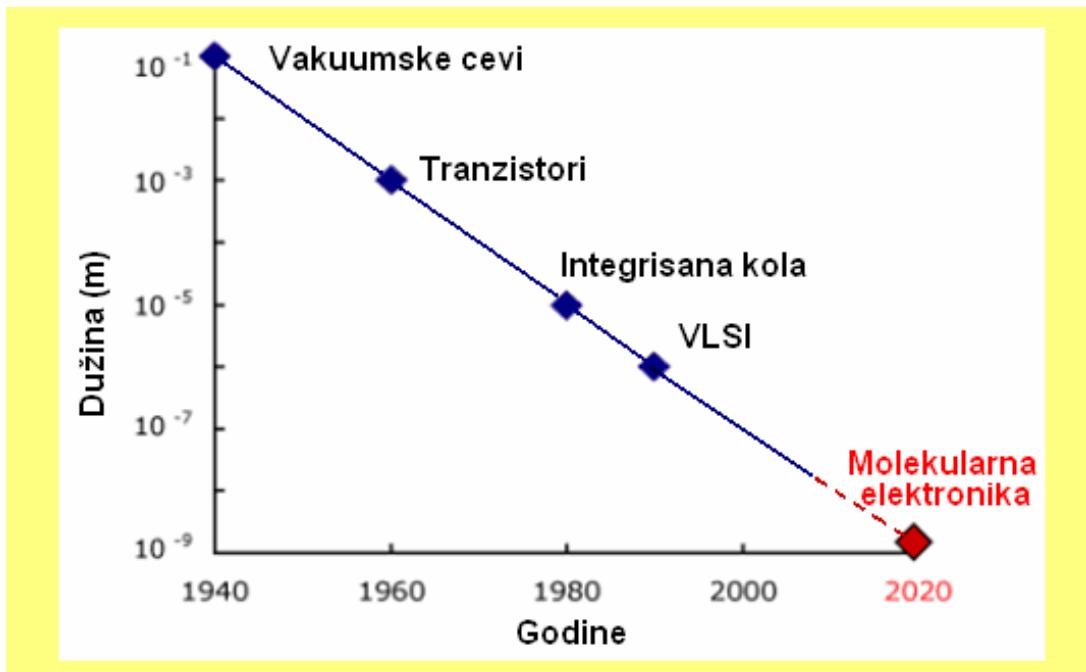
<b>13. ŠTAMPANE PLOČE</b>	201
13.1. JEDNOSLOJNE ŠTAMPANE PLOČE	202
13.1.1. Izrada crteža štampanog kola	203
13.1.2. Prenošenje crteža na pločicu	206
13.1.3. Nagrizanje pločice	210
13.1.4. Dvostrano štampana ploča	211
13.2. VIŠESLOJNE ŠTAMPANE PLOČE	212
13.3. ŠTAMPANE PLOČE ZA POVRŠINSKU MONTAŽU	214

# 1. UVOD

Danas se već pouzdano može tvrditi da smo savremenici elektronske revolucije. Uvođenje pojma „elektronska revolucija“ ima i stvarni smisao, s obzirom da se kod nje mogu izdvojiti nekoliko faktora bitnih za svaku revoluciju. Prvi od njih je veličina i raspon promene: elektronska revolucija je iz osnova promenila društvo, zahvatajući pojedinca, njegov dom i radno mesto, obrazovanje, životni vek, pa čak i način rađanja i smrti. Druga osobina elektronske revolucije je brzina kojom je osvojen svet, iako vreme njenog najjačeg uticaja traje svega tridesetak godina. Najzad, posle pokretanja, elektronsku revoluciju ništa više nije moglo zaustaviti.

Svake godine u elektronici nas impresionira sve veći broj tehnoloških inovacija, koje su, prvenstveno, posledica intenzivnog razvoja elektronskih komponenata. Ipak, s pravom se može reći da su ta tehnološka „čuda“ veoma skromna u odnosu na ono što tek dolazi. Pogled na samo deo budućnosti tehnologije izrade elektronskih komponenata i elektronskih naprava fascinira da je, praktično, nezahvalno prognozirati šta će se sve i kako u budućnosti proizvoditi.

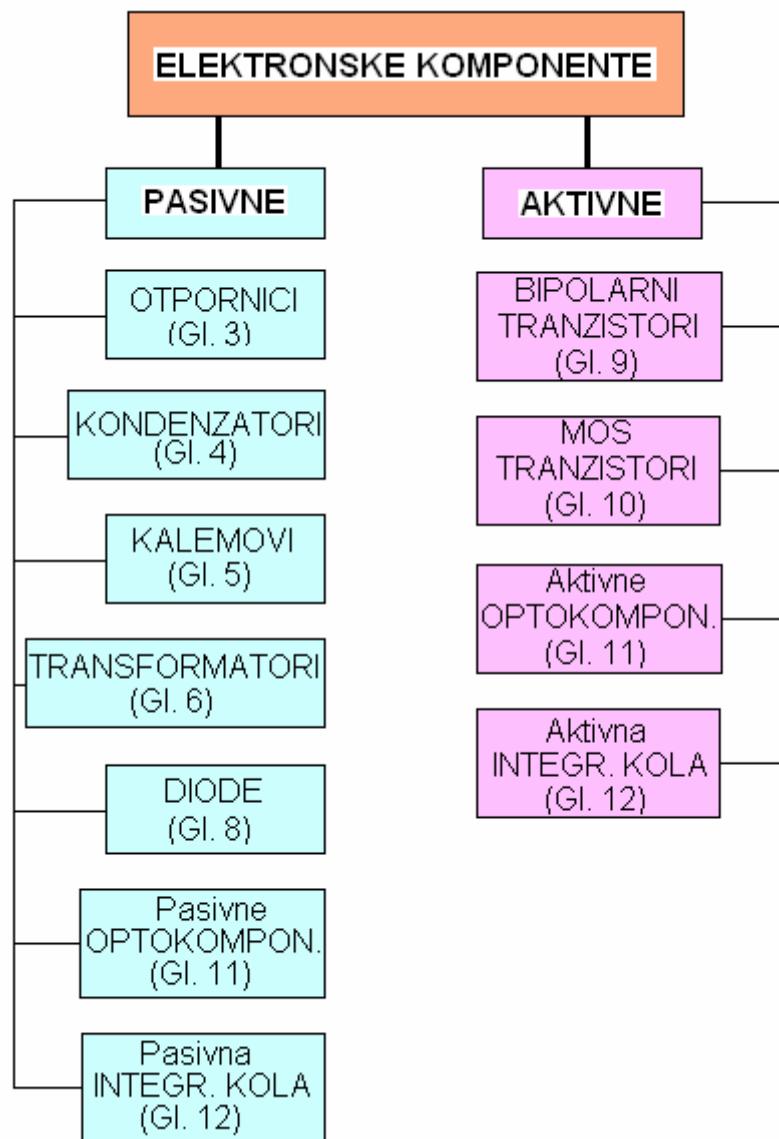
Kada je reč o elektronskim komponentama, osnovni cilj će i dalje biti smanjivanje dimenzija istih, sve do nivoa molekula, pa, čak, i atoma. Elektronika bazirana na takvim komponentama već sada se zove **molekularna elektronika**. Pored znatno većeg stepena integracije, odnosno izuzetno većeg broja komponenata po čipu, smanjivanje dimenzija komponenata dovešće do daljeg povećanja brzine njihovog rada. Naravno, postojeći materijali biće zamjenjeni drugim, tako da će i principi rada sadašnjih komponenata biti drugačiji. Na sl. 1.1 prikazano je kako su se tokom godina smanjivale dimenzije (konkretno dužina) komponenata.



Sl. 1.1. Smanjivanje dimenzija komponenata tokom godina i predviđanje do 2020. godine.

Elektronske komponente se mogu podeliti u dve osnovne grupe: **pasivne** i **aktivne**. Pod pasivnim komponentama se podrazumevaju one komponente koje nisu u stanju da pojačavaju neki električni signal; suprotno njima, komponente koje pojačavaju električni signal jesu aktivne

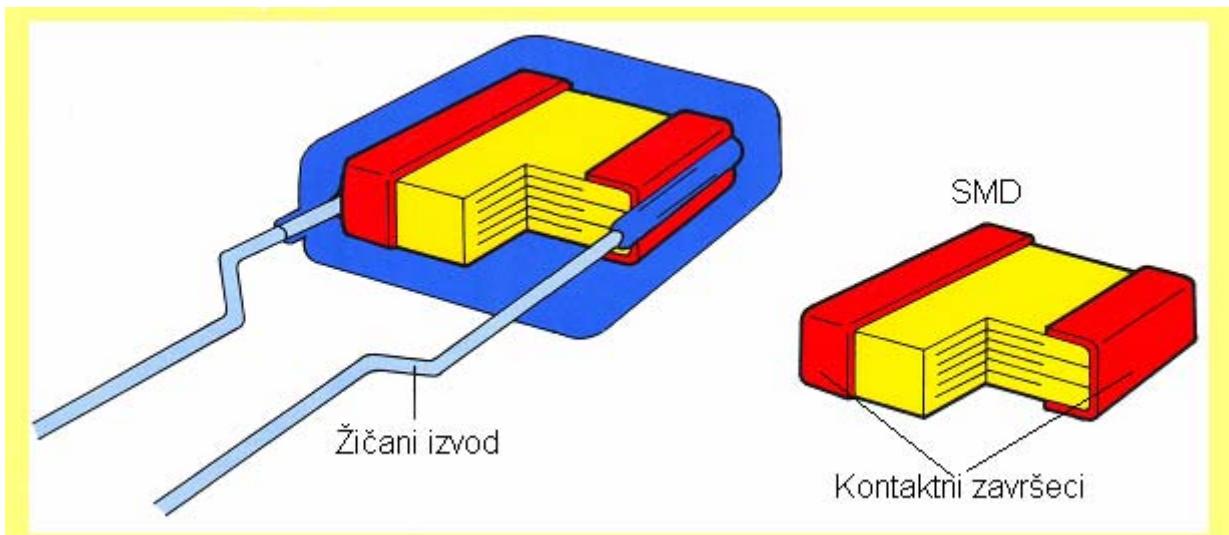
komponente. Treba napomenuti da se, pored toga što osnovu savremene elektronike čine poluprovodničke komponente i integrisana kola, pasivne elektronske komponente i dalje masovno proizvode i ugrađuju u elektronske uređaje, ali da je, zbog velikog broja i raznovrsnosti, praktično nemoguće opisati sve postojeće komponente. Na sl. 1.2 su prikazane osnovne pasivne i aktivne elektronske komponente kojima će biti posvećena pažnja u okviru ovoga predmeta, sa naznakom glave u kojoj će biti razmatrane.



Sl. 1.2. Osnovne pasivne i aktivne elektronske komponente kojima će biti posvećena pažnja u okviru kursa koji sledi, sa naznakom glave u kojoj će biti razmatrane.

## 2. KOMPONENTE SA IZVODIMA I KOMPONENTE ZA POVRŠINSKO MONTIRANJE (SMD)

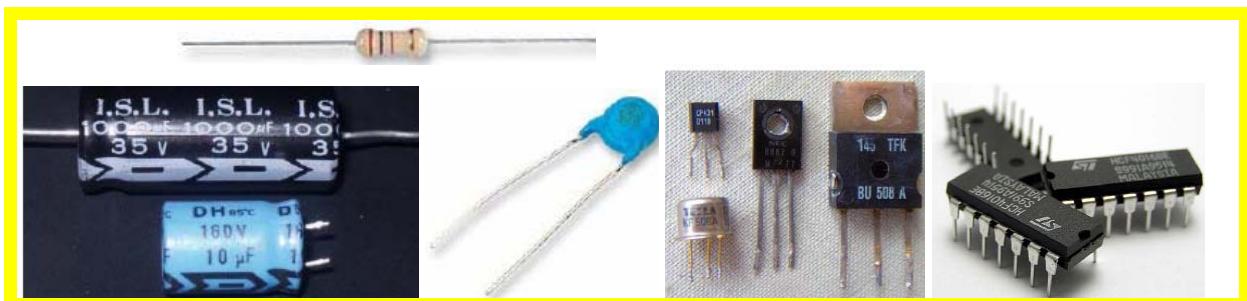
Svaka elektronska komponenta mora da poseduje električni priključak kojim se povezuje sa drugim komponentama u električnom kolu. Prema izgledu tih električnih priključaka elektronske komponente se dele na **komponente sa izvodima** (to su tzv. „klasične“ komponente) i na **komponente za površinsko montiranje**, ili **SMD** (od Surface Mounted Devices). Vizuelna razlika između ovih dve vrste komponenata može se uočiti sa sl. 2.1, na kojoj je predstavljen višeslojni keramički kondenzator u obe verzije.



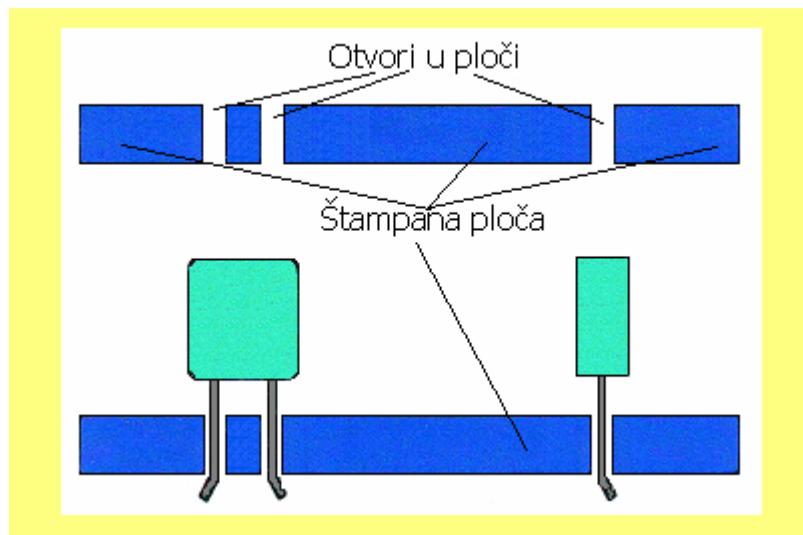
Sl. 2.1. Višeslojni keramički kondenzator sa žičanim izvodima i u SMD izvedbi.

### 2.1. KOMPONENTE SA IZVODIMA

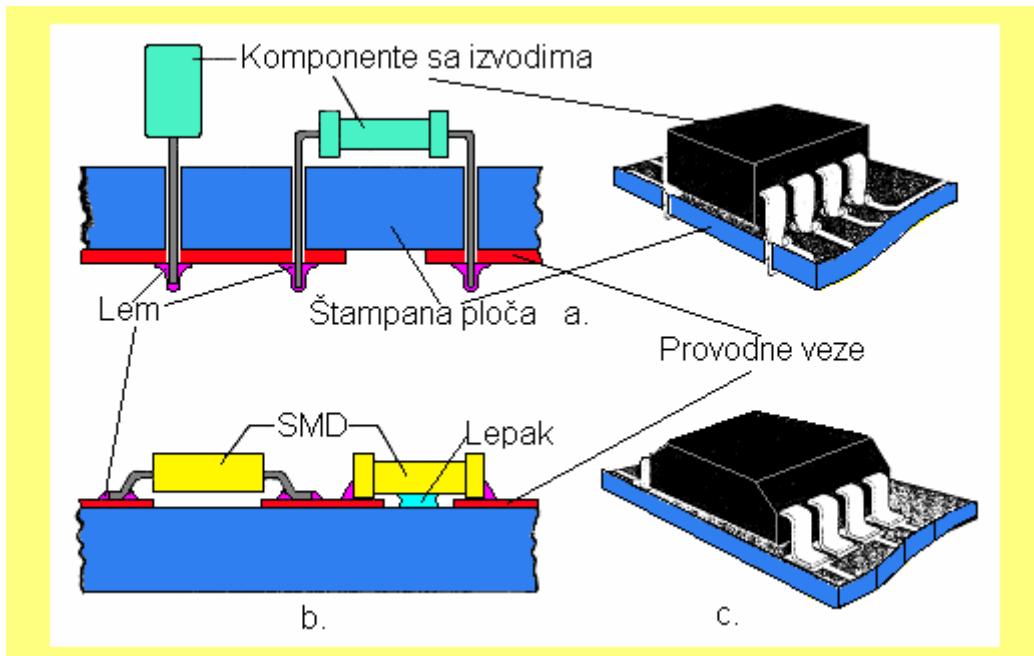
Da bi se, u cilju oformljenja unapred definisanih elektronskih kola, komponente sa izvodima (sl. 2.2) nanosile na štampane ploče neophodno je da te ploče poseduju **otvore** (sl. 2.3) kroz koje se uvlače izvodi komponenata, koji se sa suprotne strane ploče leme (sl. 2.3 i sl. 2.4 a).



Sl. 2.2. Komponente sa izvodima (tzv. „klasične“ komponente).



Sl. 2.3. Štampana ploča sa otvorima (rupama) za montiranje komponenata sa izvodima.



Sl. 2.4. a – Montiranje komponenata sa izvodima; b, c – površinsko montiranje komponenata.

## 2.2. KOMPONENTE ZA POVRŠINSKO MONTIRANJE – SMD

Odmah treba reći da SMD (sl. 2.5) nisu „bezizvodne“ komponente, već su kod njih izvodi takvog oblika (nekada su to samo kontaktni završeci) da omogućuju površinsko montiranje komponenata. Dakle, površinski montirane komponente, za koje se odmah naglašava da su veoma malih dimenzija (sl. 2.6 i sl. 2.7), jesu komponente koje se direktno leme za štampanu ploču, a ne ubacuju se u nju ili neku drugu podlogu (sl. 2.4 b, sl. 2.4c i sl. 2.8).

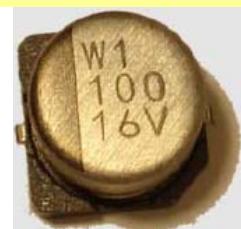
SMD tehnologija ima nekoliko prednosti u odnosu na montiranje komponenata sa izvodima. Prva i najočiglednija prednost jeste **drastično povećanje raspoloživog prostora** na štampanoj ploči, s obzirom da su komponente za površinsko montiranje izuzetno malih dimenzija. Na taj način SMD tehnologija pruža mogućnost da se prevaziđu ograničenja u pogledu veličine i težine i daje dopunski stepen slobode pri projektovanju novih minijaturnih elektronskih kola.



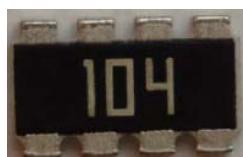
Otpornik



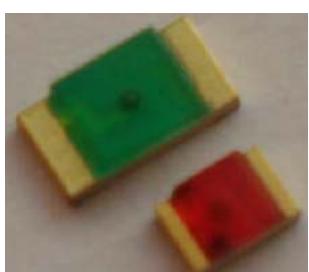
Keramički kondenzator



Elektolitski Al  
kondenzator



Otpornički modul



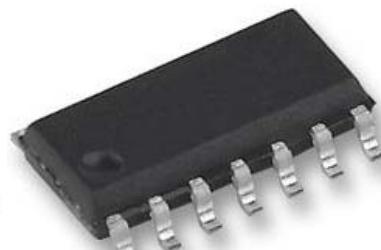
Svetleće diode (LED)



Tranzistor (SOT 23)

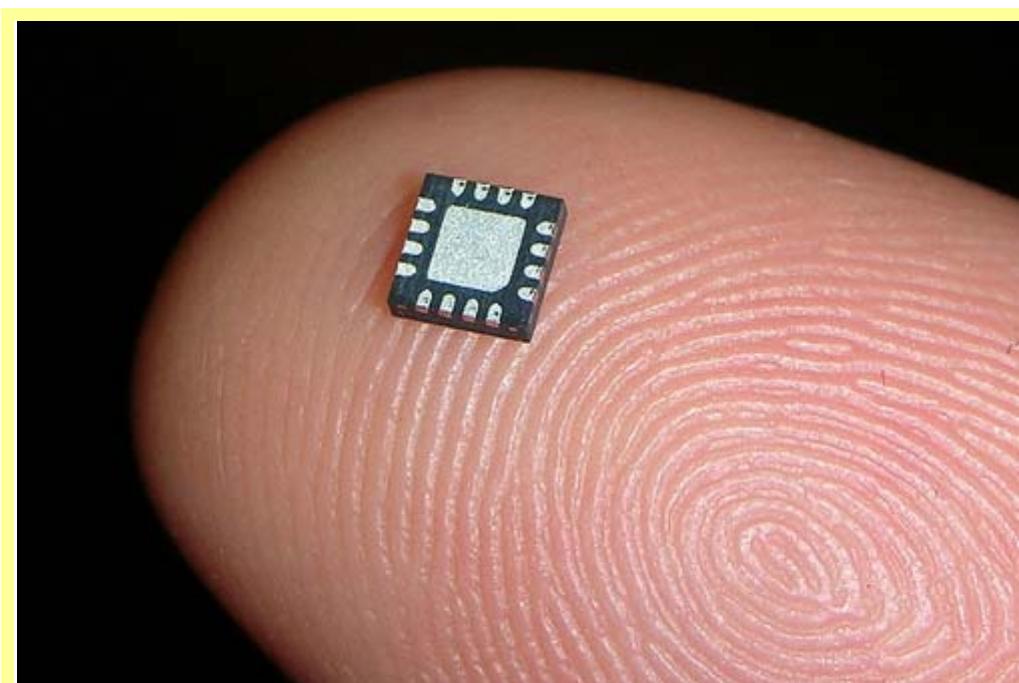


Diode (SOD 80C)



Integrисана кола

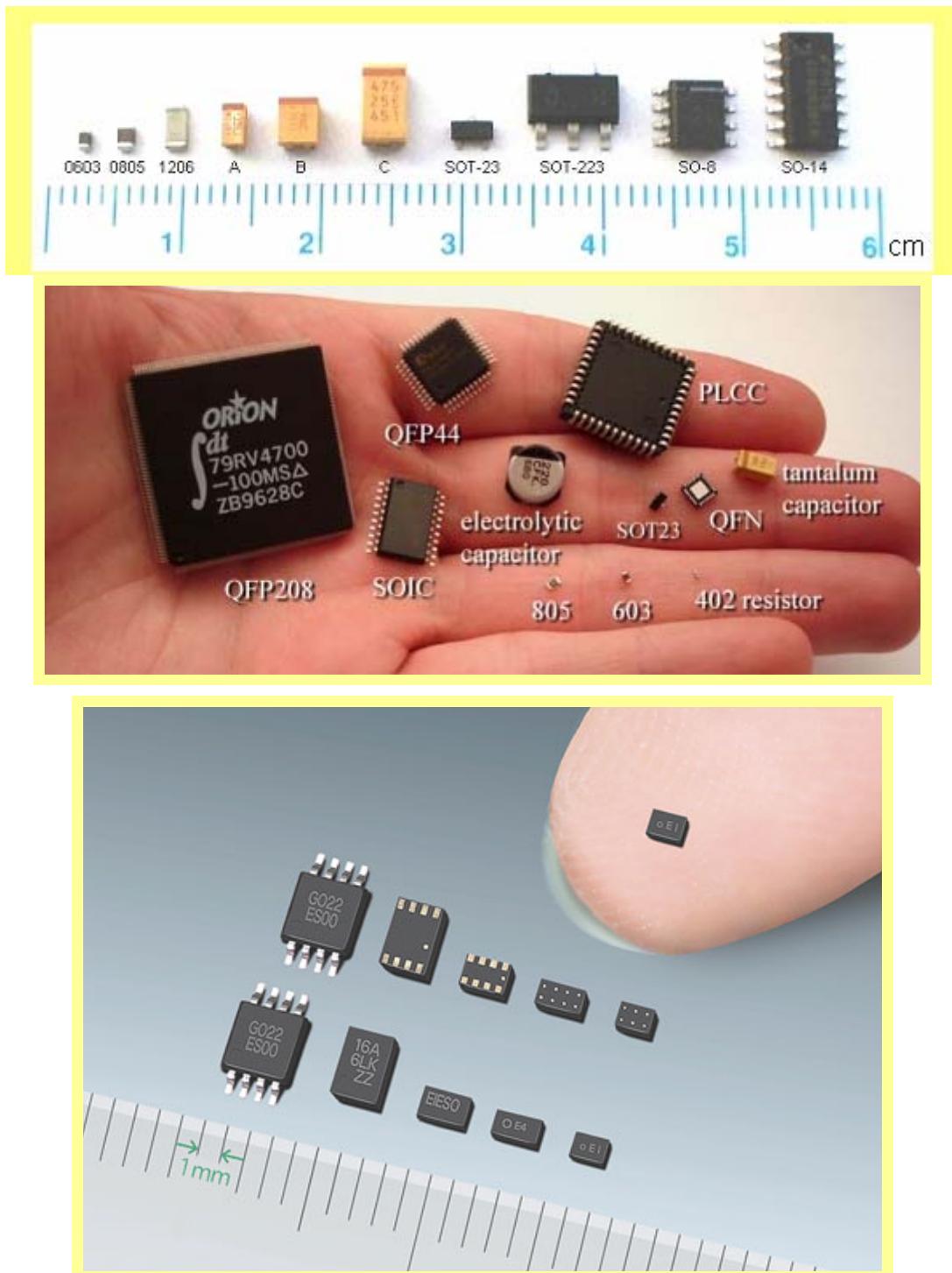
Sl. 2.5. Komponente za površinsko montiranje – SMD.



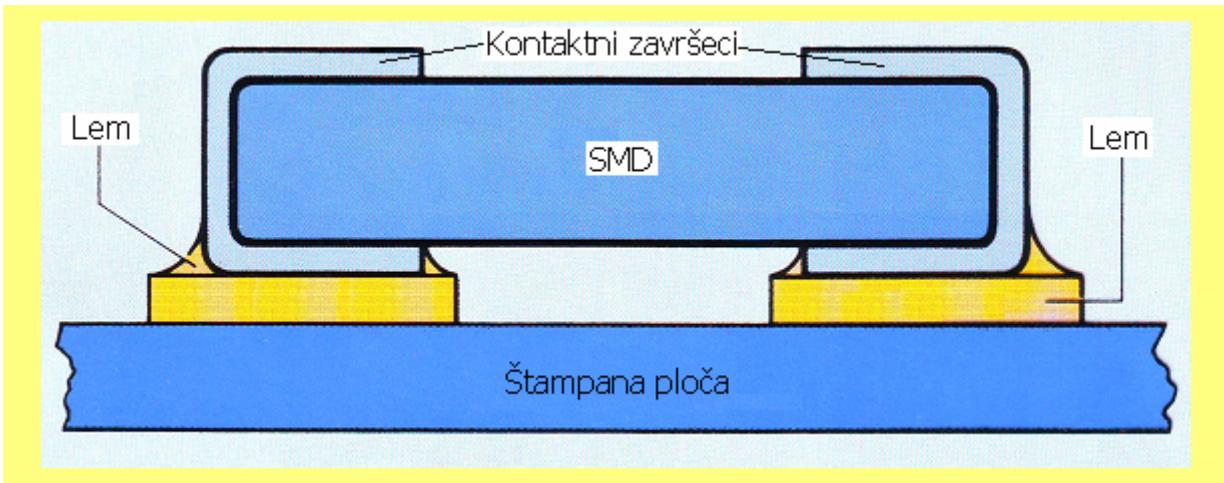
Sl. 2.6. Jedno integrisano kolo u SMD izvedbi u poređenju sa vrhom prsta.

Druga velika prednost je **ekonomска**. Naime, površinskim montiranjem komponenata može da se uštedi do 50% ukupnih troškova sklapanja štampanih ploča, a to se postiže automatskim uređajima za montažu. Istina, i kod komponenata sa izvodima se koristi automatsko ubacivanje izvoda u otvore na štampanoj ploči, ali ta tehnika, iako je brza i pouzdana, zahteva približno 30% više prostora na ploči u poređenju sa ručnom montažom.

Treća prednost je u **brzini nanošenja**, s obzirom da se u SMD tehnologiji mogu da koriste najsavremenije metode lemljenja, kao što su talasno lemljenje i lemljenje razlivnjem, uz napomenu da je lakše smeštati komponente na supstrat nego ubacivati njihove izvode u otvore na štampanoj ploči. Na taj način su SMD sistemi brži od ma kojeg uređaja za montažu.



Sl. 2.7. Uz prikaz veličine SMD-a.



Sl. 2.8. SMD na štampanoj ploči.

Četvrta prednost je u **povećanju nivoa pouzdanosti** gotovih ploča, uz istovremeno njihovo kraće testiranje i značajno smanjeni škart. Izuzetno mali škart kod SMD tehnologije posledica je nepostojanja otvora u štampanoj ploči, odnosno eliminacije otkaza koji nastaju prilikom formiranja i korišćenja tih otvora, a takođe i nemogućnosti pogrešnog smeštanja komponenata, s obzirom da je montaža kontrolisana računaram.

Peta dobra osobina SMD tehnologije jeste što su, zbog nepostojanja izvoda, odnosno veoma kratkih izvoda, parametri **parazitnih elemenata svedeni na minimalne** vrednosti. To, pak, znači da su takva kola sa boljim električnim karakteristikama i sa **većom brzinom** rada.

Bolje **mehaničke karakteristike**, odnosno veća izdržljivost na udarce i vibracije jeste šesta prednost kola u SMD tehnologiji.

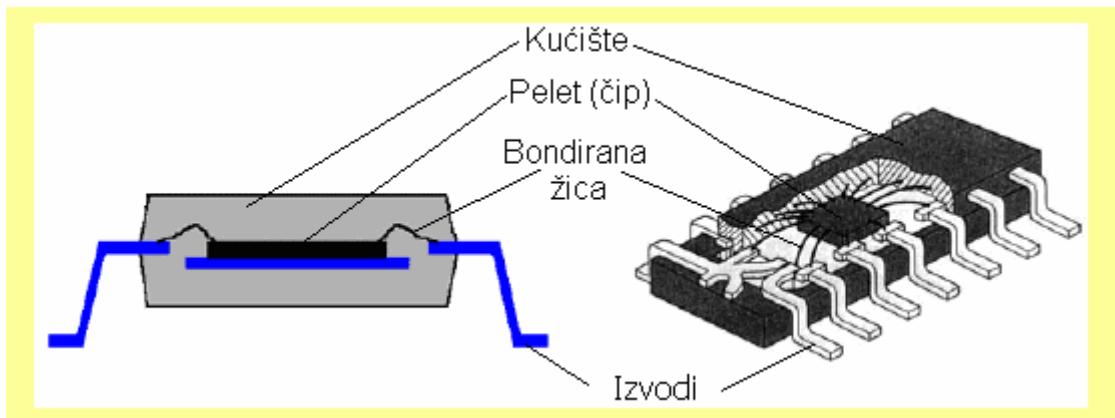
I konačno, SMD mogu da imaju veći broj izvoda i kontaktnih završetaka od klasičnih komponenata sa izvodima.

Nedostaci SMD tehnologije ogledaju se u složenijim tehnološkim postupcima lemljenja (posebno kada je reč o ručnom lemljenju), težem ispitivanju usled slabije pristupačnosti kontaktima, odnosno kontaktnim završecima komponenata, kao i u nepostojanju nekih (posebno pasivnih) komponenata sa izrazito visokim nazivnim vrednostima (otpornika veoma velikih otpornosti, kondenzatora sa velikim vrednostima kapacitivnosti).

## 2.3. KUĆIŠTA

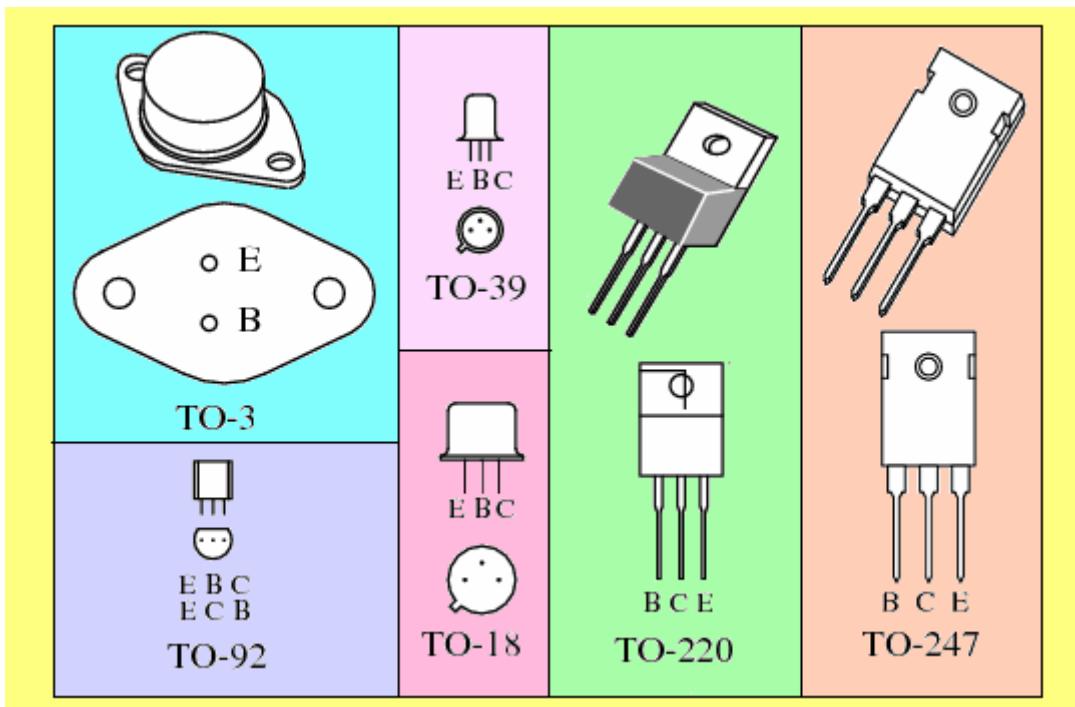
Velika većina komponenata, o kojima će nadalje biti reči, inkapsulirana je u određena kućišta. Kućišta su, prvenstveno, neophodna da bi se sama komponenta, odnosno njen funkcionalni deo – pelet (čip) (sl. 2.9), zaštitio od spoljašnjih uticaja (vlage, temperature, mehaničkih oštećenja). Pored toga, sama kućišta su tako izvedena da se preko njih komponenta vezuje (lemljenjem) u određeno elektronsko kolo; drugim rečima, kućišta omogućuju da se preko njih (sl. 2.9) pričvrste električni izvodi kojima se ostvaruje električna veza između peleta i ostalog dela elektronskog kola, odnosno drugih komponenata. Električna veza između peleta i izvoda ostvaruje se žicom koja se sa jedne strane bondira za pelet, a sa druge strane na izvod (sl. 2.9).

Često se prema vizuelnom izgledu kućišta može prepoznati vrsta elektronske komponente; to se posebno može reći za komponente sa izvodima, sl. 2.10. Međutim, kod SMD-a, kada su komponente paralelopipednog (sl. 2.1a), odnosno cilindričnog oblika (sl. 2.11b), vrlo je teško vizuelno razlikovati otpornik od kondenzatora, odnosno otpornik ili kondenzator od diode.



Sl. 2.9. Položaj peleta unutar kućišta.

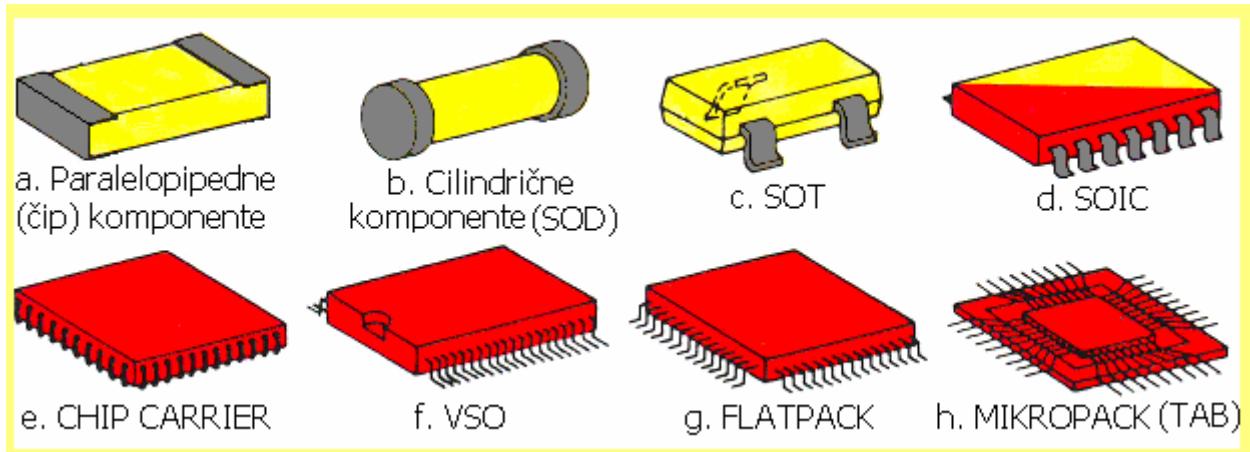
Na sl. 2.10 prikazana su najčešće korišćena kućišta za standardene („klasične“) diskretne poluprovodničke komponente sa izvodima, konkretno za bipolarne tranzistore. Napominje se da kućišta za komponente sa povećanom dissipacijom („komponente snage“) – TO-3, TO-220 i TO-247, imaju otvore kroz koje se zavrtnjima pričvršćuju za hladnjake, čime se poboljšavaju uslovi hlađenja tih komponenata.



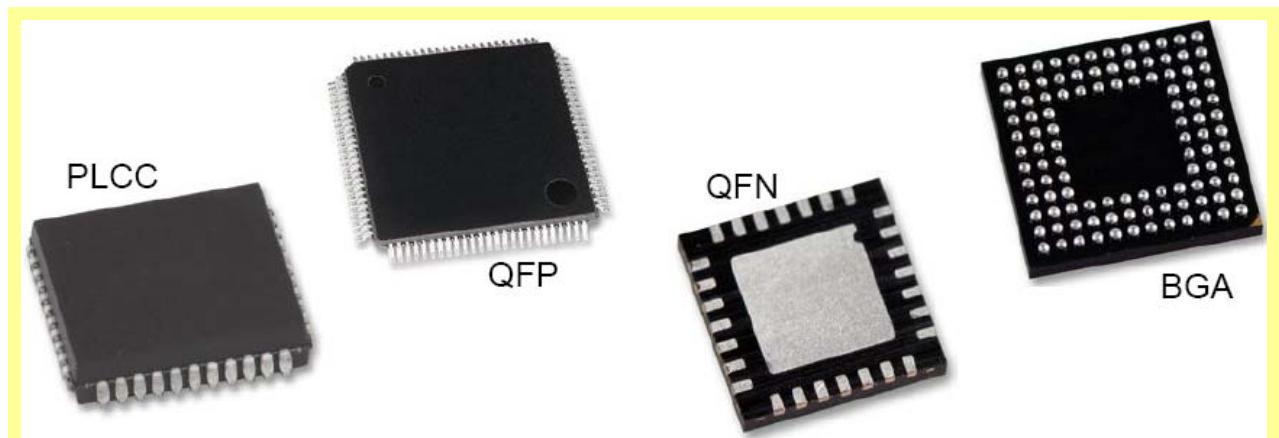
Sl. 2.10. Najčešće korišćena kućišta bipolarnih tranzistora sa izvodima; diode su u sličnim kućištima (samo sa dva izvoda), i tada nose oznake DO.

Najčešće korišćeni tipovi i kućišta SMD-a prikazani su na sl. 2.11. Paralelopipedni oblik, tzv. čip-komponente (sl. 2.11a), imaju otpornici, kondenzatori, pa čak i neki kalemovi. Otpornici, takođe, mogu biti i cilindričnog oblika (sl. 2.11b). Cilindrični oblik kućišta se koristi i za diode, a označava se sa SOD (skraćenica od Small Outline Diodes – niskoprofilne diode). Kućišta diskretnih poluprovodničkih komponenata, prvenstveno se misli na tranzistore (i bipolarne i unipolarne), označavaju se sa SOT (od Small Outline Transistors – niskoprofilni tranzistori), sl. 2.11c.

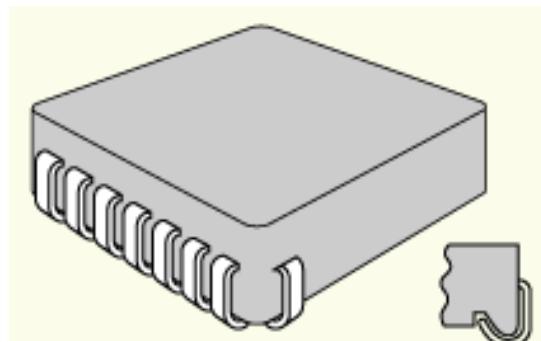
Integrirana kola u SMD izvedbi se pakuju na više načina. Kućišta SOIC (od Small Integrated Circuits – niskoprofilna integrisana kola), sl. 2.11d, koriste se za integrisana kola sa relativno malo izvoda (od 6 do 28). Najčešća integrisana kola tipa „CHIP CARRIER“ (nosač čipa), sl. 2.11e, jesu PLCC (Plastic Leaded Chip Carrier, sl. 2.12); napominje se da je kod njih izvod sa donje strane savijen ka unutrašnjosti kućišta (u obliku slova „J“), sl. 2.13. Na sl. 2.11f VSO označava kućišta za veoma niskoprofilna integrisana kola (od Very Small Outline). U kućišta FLATPACK (ravna) sa sl. 2.11g spadaju veoma često korišćena kvadratna QFP (Quad Flat Pack, sl. 2.12 i sl. 2.14a) i bezizvodna kvadratna QFN (Quad Flat Pack Non-lead, sl. 2.12 i 2.14b) kućišta. MICROPACK (sl. 2.11h) ili TAB (od Tape Automated Bonding) interisana kola se koriste za automatsko bondiranje sa trake.



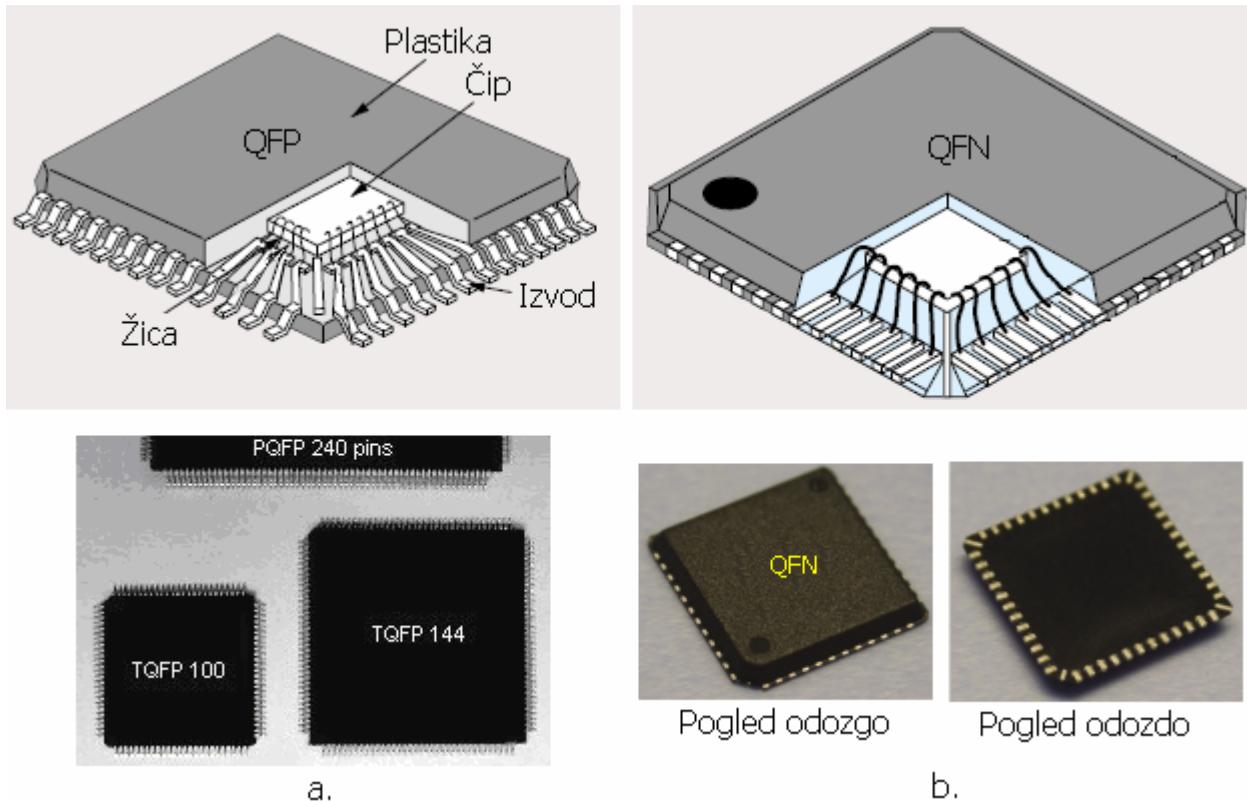
Sl. 2.11. Najčešće korišćeni tipovi i kućišta komponenata za površinsku montažu.



Sl. 2.12. Podtipovi i kućišta integrisanih kola za površinsku montažu.

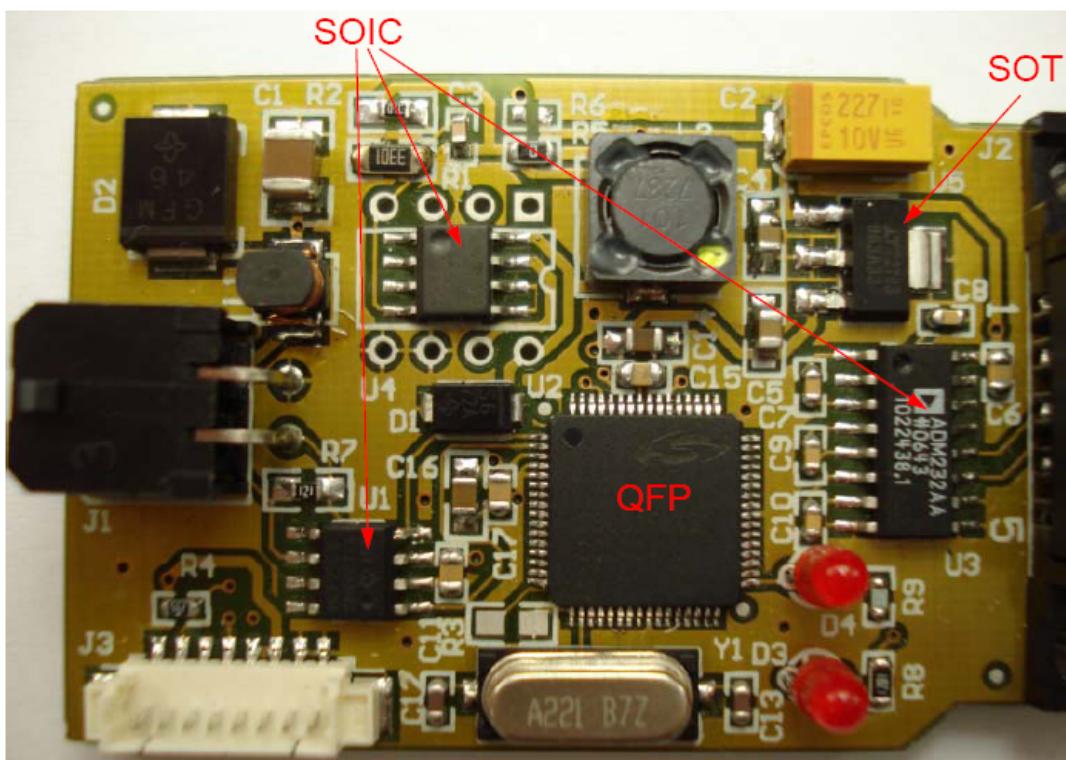


Sl. 2.13. Izvodi (u obliku slova „J“) kod integrisanih kola sa kućištima tipa „Chip carrier“.



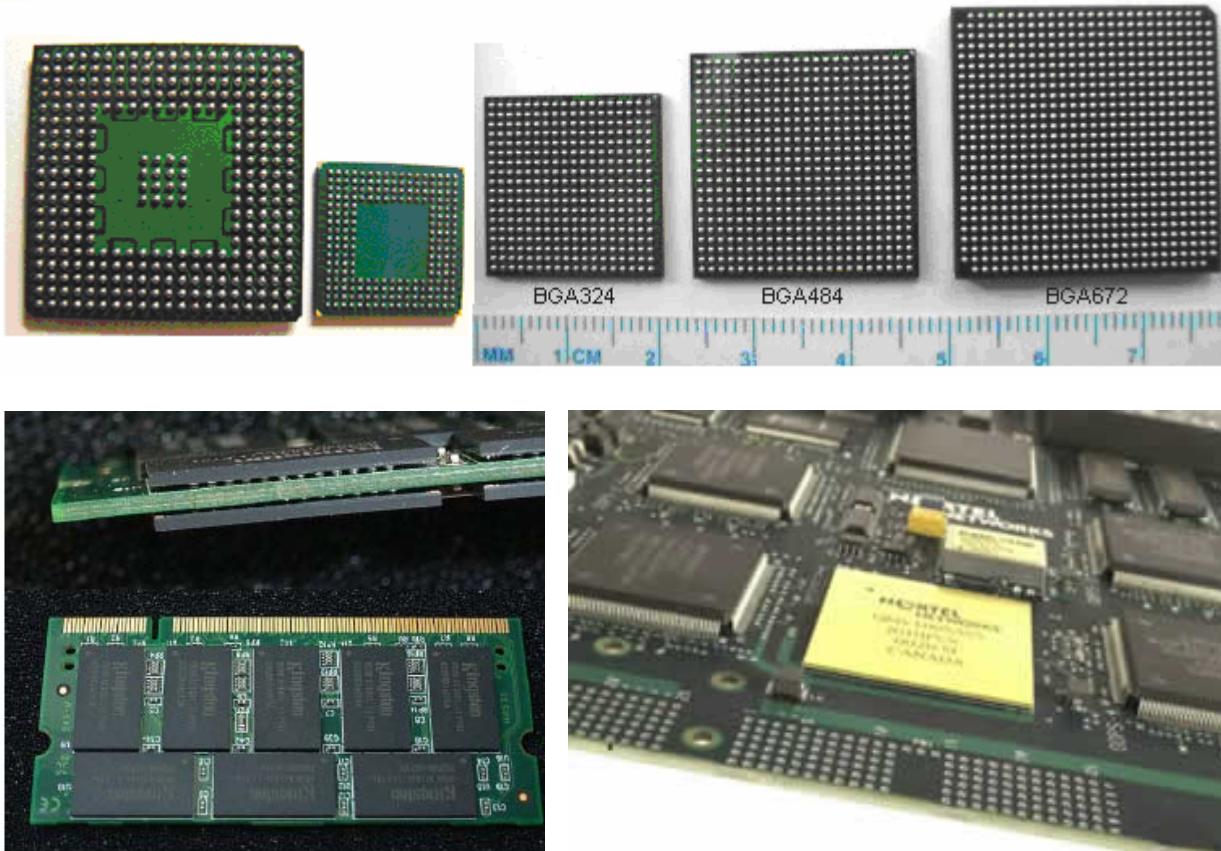
Sl. 2.14. a. – Kvadratna QFP (Quad Flat Pack) kućišta; (TQFP: Thin Quad Flat Pack; PQFP: Plastic Quad Flat Pack; cifra iza QFP označava broj izvoda);  
b – bezizvodna kvadratna QFN (Quad Flat Pack Non-lead) kućišta.

Na sl. 2.15 prikazana je štampana ploča jednog elektronskog uređaja sa površinski montiranim komponentama, na kojoj se vide komponente u SOIC, SOT i QFP kućištima.

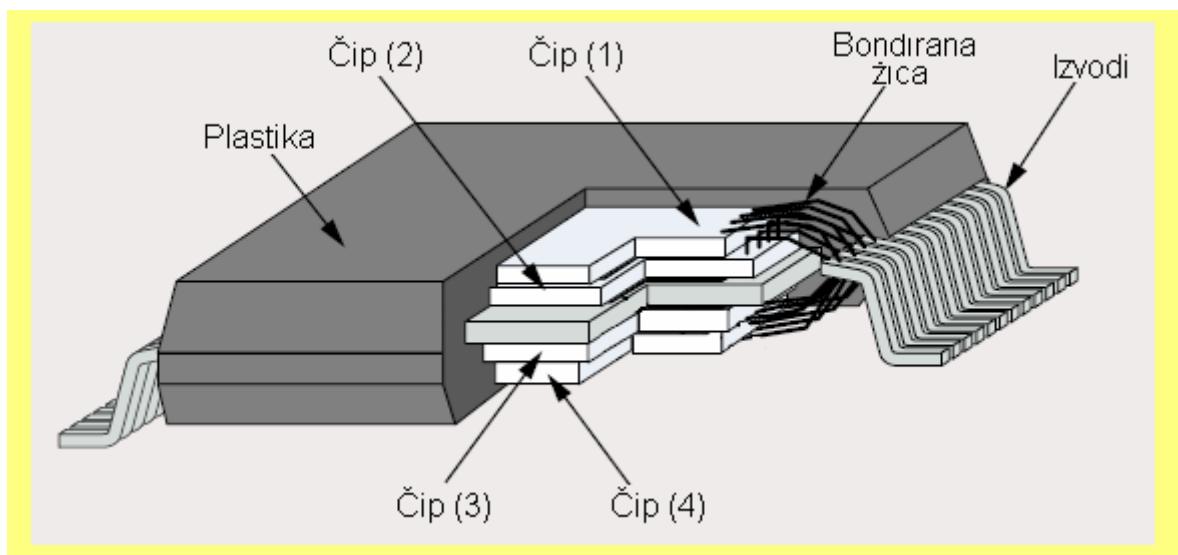


Sl. 2.15. Deo jednog elektronskog uređaja sa naznakom komponenata sa SOIC, SOT i QFP kućištima.

Za integrisana kola sa veoma velikim brojem izvoda (bolje reći kontaktnih završetaka) pokazalo se da su najpogodnija tkzv. BGA (od Ball Grid Array) kućišta, sl. 2.12 i sl. 2.16. Prednosti BGA kućišta ogledaju se u sledećem: imaju svojstvo samocentriranja, imaju kraće električne veze (a to znači manje parazitne kapacitivnosti i induktivnosti, pa samim tim veću brzinu rada), imaju manju mehaničku osetljivost izvoda, imaju veći razmak između lemnih tačaka i imaju bolja termička svojstva u odnosu na ostala SMD kućišta.

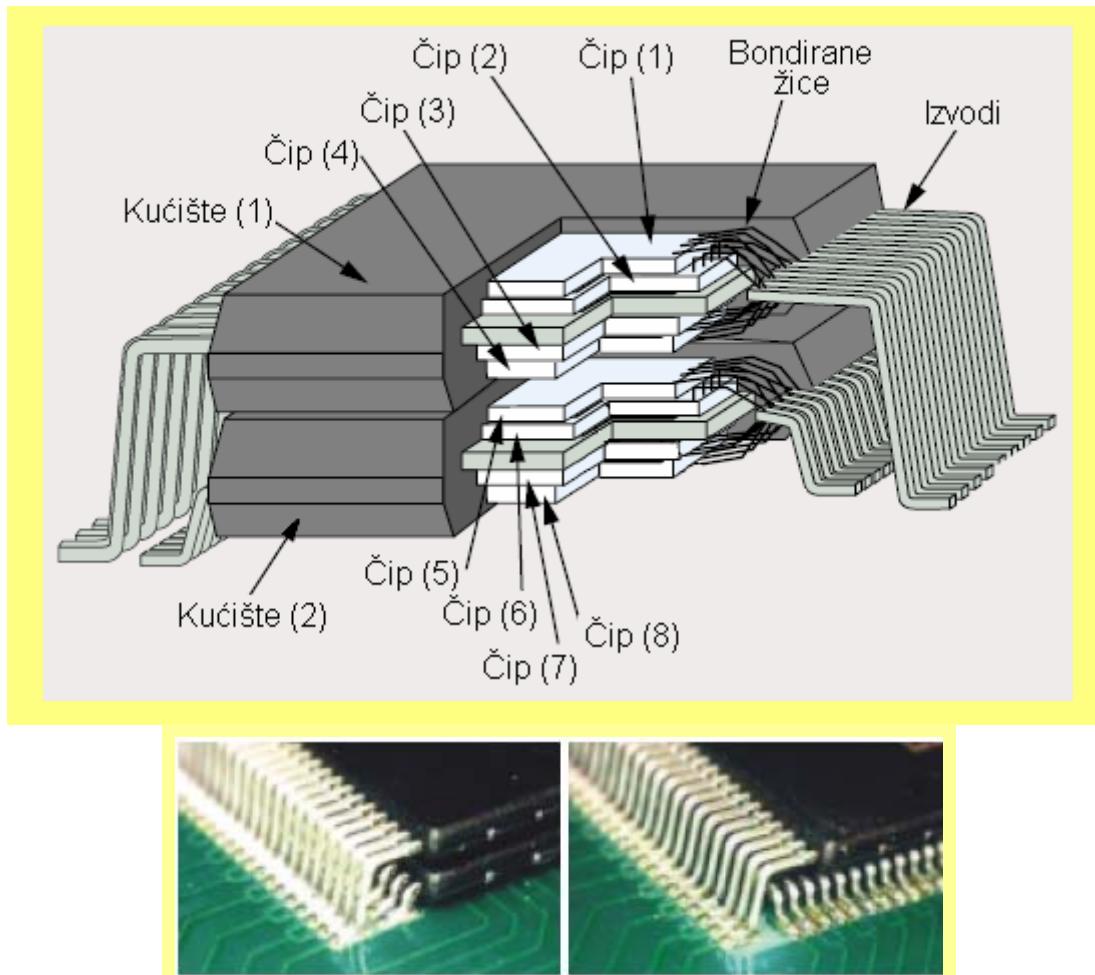


Sl. 2.16. Integrисана кола у BGA кућишима.



Sl. 2.17. Višečipna MCP (Multi Chip Package) kućišta.

Na ovom mestu interesantno je pomenuti da postoje, kao na sl. 2.17, višečipna kućišta koja u sebi sadrže više međusobno razdvojenih i naslaganih čipova, kao i dvojna kućišta (sl. 2.18), gde se, praktično, jedno kućište nalazi u drugom.



Sl. 2.18. Dvojna POP (Package on Package) kućišta.

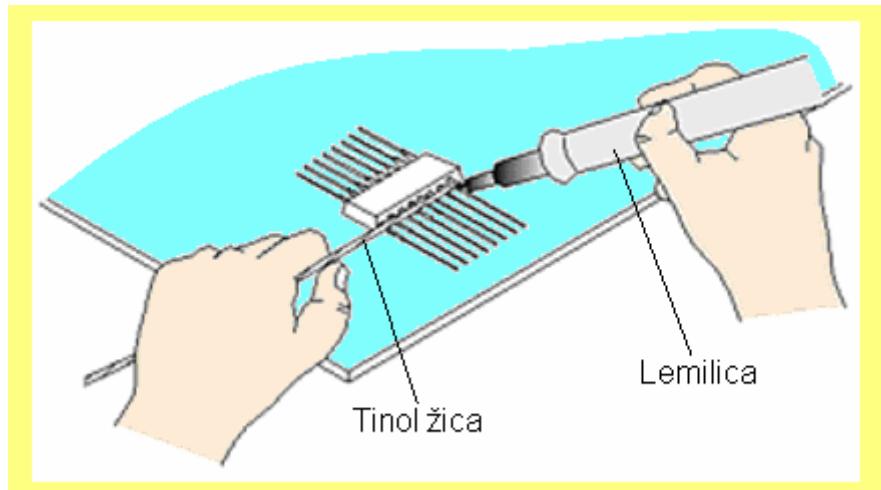
## 2.4. LEMLJENJE KOMPONENTA

Pod lemljenjem se podrazumeva postupak kojim se, pomoću rastopljenog dodatnog materijala (lema), izvodi komponenata spajaju sa provodnim vezama na štampanoj ploči (ili sa izvodima drugih komponenata) u nerazdvojnu celinu. Pri lemljenju se izvodi i metal na štampanoj ploči samo zagrevaju, ali ne tope, a topi se samo materijal za lemljenje, s obzirom da ima nisku tačku topljenja (reda  $180^{\circ}\text{C}$ ).



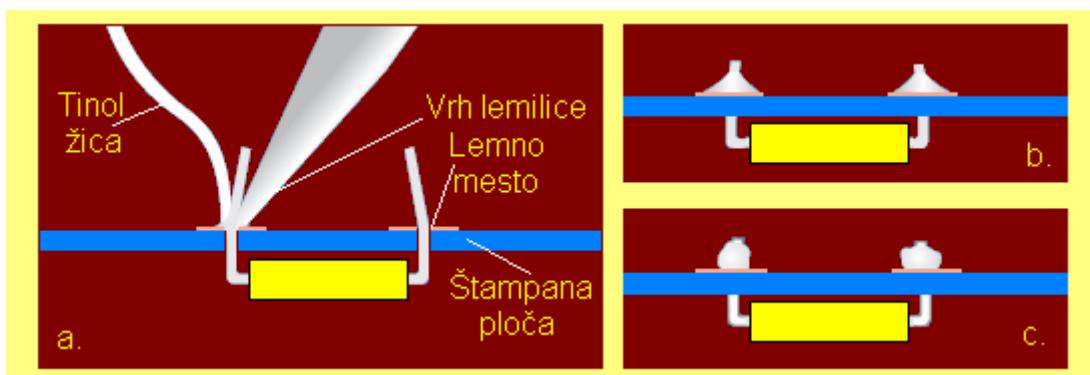
Sl. 2.19. Koturovi žice za lemljenje (tinol žice).

Za ručno lemljenje elektronskih komponenata materijal za lamljenje je najčešće tinol žica, sl. 2.19, prečnika ne većeg od 1 mm (optimalni prečnik ovakve žice je 0,7 mm). Dosadašnje tinol žice, koje su se pokazale izuzetno efikasne u praksi, najčešće su sadržale 60% kalaja i 40% olova (tačka topljenja  $178^{\circ}\text{C}$ ). Međutim, svi elektronski uređaji koji će se proizvoditi u zemljama evropske unije ili koji će se u te države uvoziti moraju da, u skladu sa direktivama RoHS (Restriction of Hazardous Substances), eliminišu iz proizvodnje tih uređaja olovo (Pb), kadmijum (Cd), živu (Hg), hrom (Cr) i brom (Br). Stoga se proces lemljenja u proizvodnji elektronskih uređaja preusmerava na žice za lemljenje koje ne koriste olovo. U praksi to znači više temperature topljenja (što ima za posledicu i povećanje radne temperature opreme), slabiji, tj. sporiji temperaturni odziv – potrebno je dodatno vreme za rad bez olova, pojavljivanje „mostova“ koji ne obezbeđuju dobar kontakt, a takođe površina lema je hrapava, što otežava pregled spojeva.



Sl. 2.20. Ručno lemljenje komponenata.

Kod **ručnog** lemljenja komponenata sa izvodima (sl. 2.20), neophodno je prvo dobro očistiti sve delove koji će se lemiti, a zatim vrh lemilice nasloniti na lemno mesto tako da dodiruje i provodni sloj na štampanoj ploči i metalni izvod komponente koji se lemi. Odmah potom treba prisloniti tinol žicu na tačku koja predstavlja tromedu vrha lemilice, metalnog sloja pločice i lemnog vrha komponente, sl. 2.21a. Ako je lemilica dobro zagrejana (na oko  $300^{\circ}\text{C}$ ) i ako su lemne površine čiste, vrh tinola će se trenutno istopiti i, zahvaljujući adheziji, početi da obuhvata sve metalne površine. Bez prekida treba nastaviti da se „uvodi“ tinol i, kad se proceni da ga je dovoljno, skloniti tinol žicu i nastaviti sa držanjem lemilice na istom mestu još oko jedne sekunde, odnosno lem se ne sme dugo grejati – može doći do uništenja komponente ili odvajanja bakarne folije sa pločice. Posle toga se ukloni lemilica i procenjuje kvalitet uradenog lema. Ohlađeni i oformljeni tinol treba da ima oblik kupe kao na nožici koja je na sl. 2.21b.



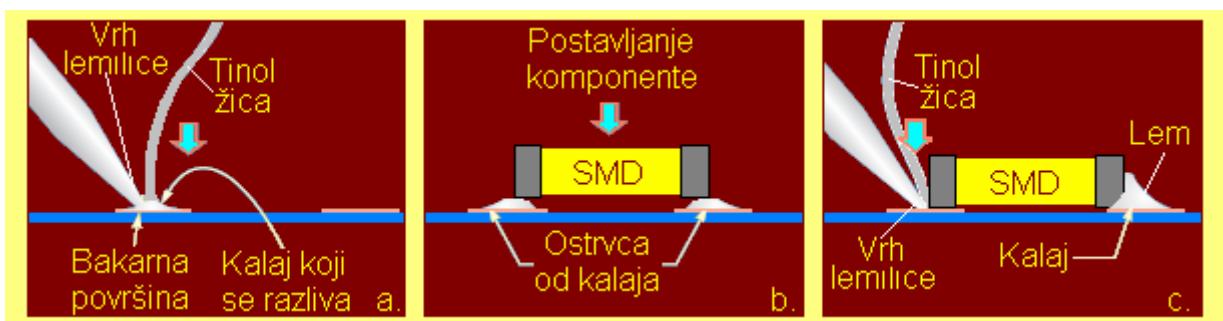
Sl. 2.21. Ručno lemljenje komponenata sa izvodima.

Treba napomenuti da, iako postoji posebna pasta za lemljenje, nju ne treba koristiti, s obzirom da se u samoj tinol žici nalazi sredstvo koje pospešuje proces lemljenja. Međutim, to sredstvo deluje samo u prvom trenutku, kad se tinol rastapa, a posle hlađenja postaje potpuno neaktivno. Ovo sredstvo je neophodno, odnosno lemljenje je bez njega nemoguće, ali ako lemljenje nije uspelo iz prvog pokušaja (npr. ako tinol nije u celosti obuhvatio lemne površine), ništa se neće popraviti samo lemilicom, bez novog tinola. Pored toga, kada delovi koji se leme (bakarna folija na štampanoj ploči i izvodi komponente) nisu čisti, ili je sam proces lemljenja loše izveden, spojevi mogu da dobiju jedan od oblika kao na sl. 2.21c. U tom slučaju nije preporučljivo dalje dodavanje tinola, iako se njegovim upornim nanošenjem mogu ostvariti spojevi koji liče na one sa sl. 2.21b – to su tzv. **hladni** spojevi, tj. spojevi koji vizuelno izgledaju kao dobri, a u stvari su neispravni, jer ne obezbeđuju električnu vezu na mestima lemljenja. Tada, kao i u slučaju da tinola ima previše na lemnom mestu, bolje ga je ukloniti pomoću vakuum pumpice (sl. 2.22), ponovo dobro očistiti lemne površine, pa ponoviti proces lemljenja od početka. Vrh lemilice potrebno je s vremena na vreme obrisati vlažnim sunđerčićem, da bi se održao uvek čistim, ali se ne sme koristiti sintetički sunđer (onaj koji se obično koristi u domaćinstvu za pranje), jer će se istopiti.



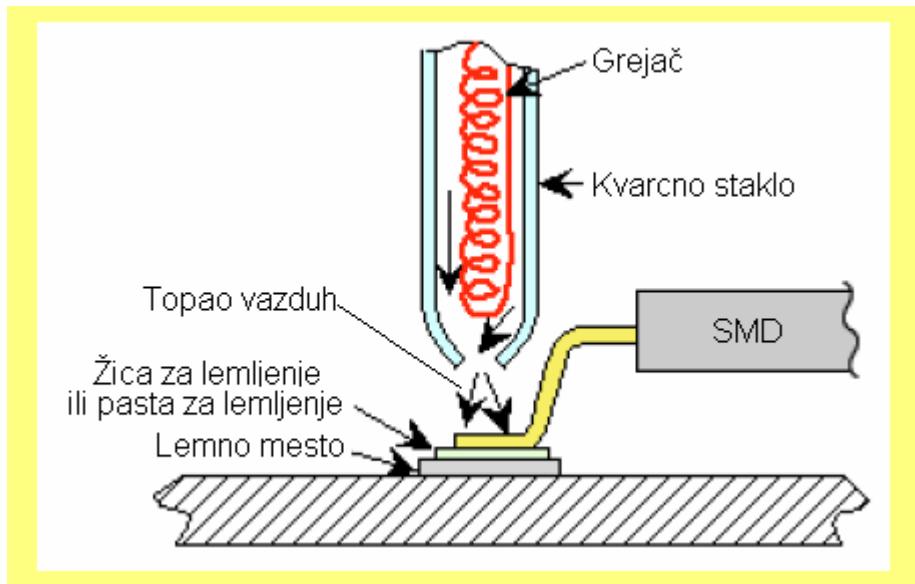
Sl. 2.22. Vakuum pumpica za uklanjanje viška tinola sa lemnog mesta.

Ručno lemljenje komponenata za površinsku montažu (SMD-a) se obavlja lemilicama male snage (12 W do 18 W) sa izuzetno uzanim vrhom. U tu svrhu se na mesto lemljenja na štampanoj ploči prvo lemilicom nanese malo lemnog materijala iz tinola (sl. 2.23a), a zatim se na ta ostrvca postavi SMD (sl. 2.23b). Potom se vrh lemilice zajedno sa tinol žicom prisloni na to ostrvce (sl. 2.23c), tako da se lejni materijal rastopi, a SMD lagano pritiska na dole sve dok ne „legne“ na svoje mesto, a lem dobije oblik kao na sl. 2.23c (desno).



Sl. 2.23. Ručno lemljenje komponenata za površinsko montiranje (SMD-a).

Za ručno lemljenje SMD-a, uz izuzetnu spretnost izvršioca lemljenja, pored opisanog lemljenja lemilicom, koriste se i duvaljke toplog vazduha, koje u principu izgledaju kao na sl. 2.24.



Sl. 2.24. Duvaljke toplog vazduha za lemljenje SMD-a.

Pored opisanog načina lemljenja SMD-a, postoji i lemljenje **selektivnim grejačem**. Name, posebno oblikovani zagrejani grejač se postavlja samo na izvode komponenata, tako da se svi izvodi (samo jedne komponente) istovremeno leme; ovaj način lemljenja je posebno pogodan za lemljenje integrisanih kola sa ravnim kućištima. Izvodi (ili kontaktni završeci) ostaju pritisnuti grejačem sve dok se mesto lemljenja ne ohladi. Nedostaci ovog lemljenja jesu što se na taj način ne mogu lemiti svi tipovi komponenata (npr. integrisana kola sa keramičkim kućištima) i što se istovremeno ne može lemiti više komponenata, već samo jedna po jedna.

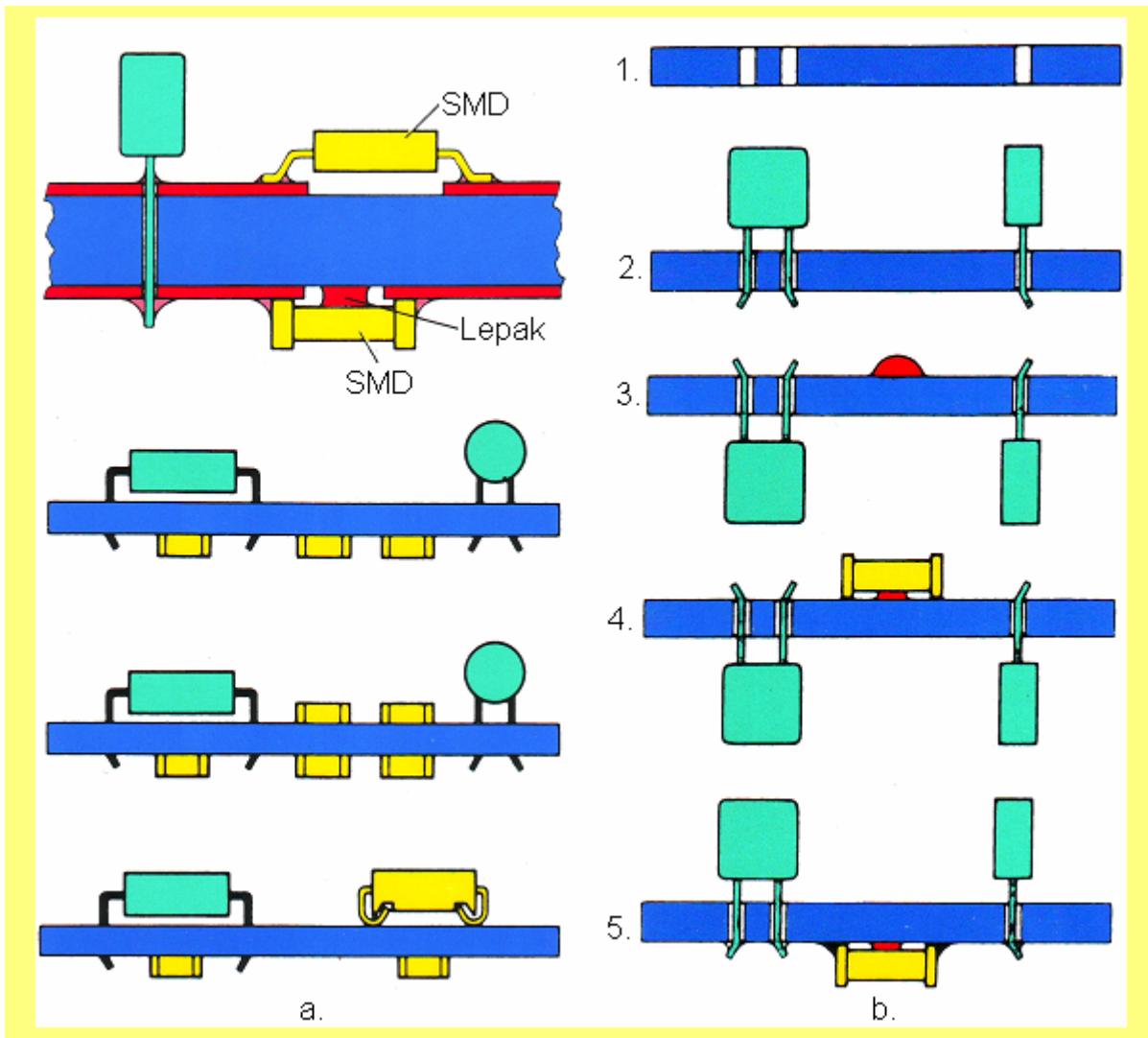
Pored štampanih ploča samo sa komponentama sa izvodima i isključivo sa komponentama za površinsku montažu, postoje i štampane ploče mešovitog tipa, sl. 2.25a. Osnovni koraci sklapanja (montaže) štampanih ploča mešovitog tipa prikazani su na sl. 2.25b. Prvo se ubacuju komponente sa izvodima u otvore na ploči i krajevi pričvrste; zatim se ploča okreće i nanosi lepak (adheziv) na ploču ili na komponentu. Posle nanošenja adheziva postavljaju se SMD i, da bi adheziv formirao dobru vezu pri lemljenju, ploča se suši. Nakon toga se komponente leme. Napominje se da je, takođe, moguće montiranje na istoj strani štampane ploče i SMD-a i komponenta sa izvodima.

Metode koje su našle široku primenu pri lemljenju SMD komponenata, posebno pri automatskoj montaži SMD-a, jesu lemljenje razlivanjem i talasno lemljenje, sl. 2.26.

Za lemljenje razlivanjem neophodno je korišćenje paste za lemljenje. Pasta za lemljenje je mešavina osnovnog sredstva za lemljenje (obično srebro-paladijuma), vezivnog sredstva i tečnog materijala. Ova pasta se nanosi na štampanu ploču, a zatim se komponente postavljaju tako da se izvodi, odnosno kontaktni završeci, praktično urone u pastu. Nakon toga se i štampana ploča i komponente zagrevaju, pri čemu se lem razliva i ostvaruje istovremeno lemljenje svih komponenata; tipične temperature pri ovom načinu lemljenja su  $(215 \div 230)^{\circ}\text{C}$ .

Kod **talasnog lemljenja** komponente se pričvršćuju za štampanu ploču lepkom, odnosno adhezivom i, nakon sušenja, šalje se velika količina lema u obliku talasa preko ploče i komponenta. Za razliku od klasičnog talasnog lemljenja koje se široko primenjuje u konvencionalnoj tehnici montaže štampanih ploča sa komponentama sa izvodima, kod SMD talasnog lemljenja se, najčešće, koristi dvostruki talas: najpre se turbulentnim talasom nanosi lem na sve kritične

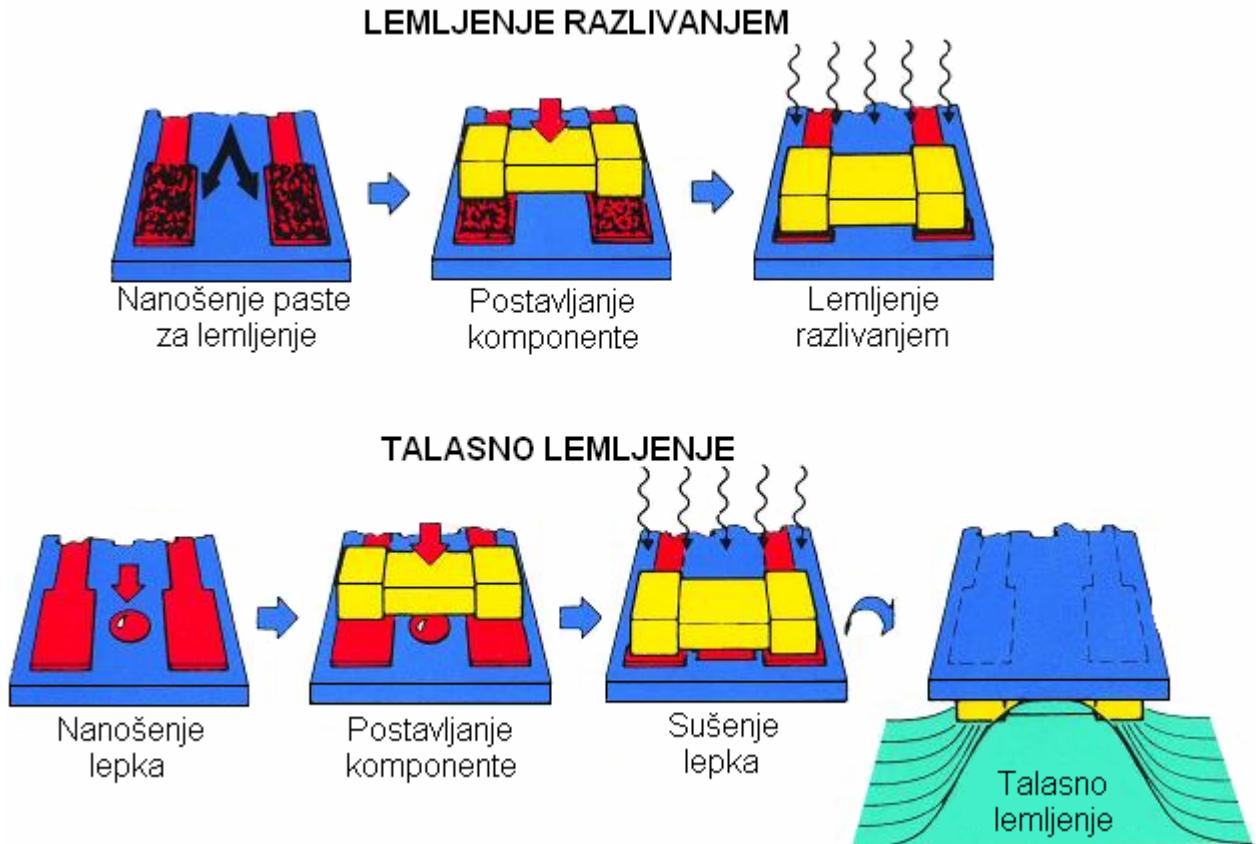
tačke štampane ploče, a potom se laminarnim talasom sa tih mesta uklanja suvišni lem. Nedostatak ovog načina lemljenja je potrebno relativno veliko rastojanje između komponenata.



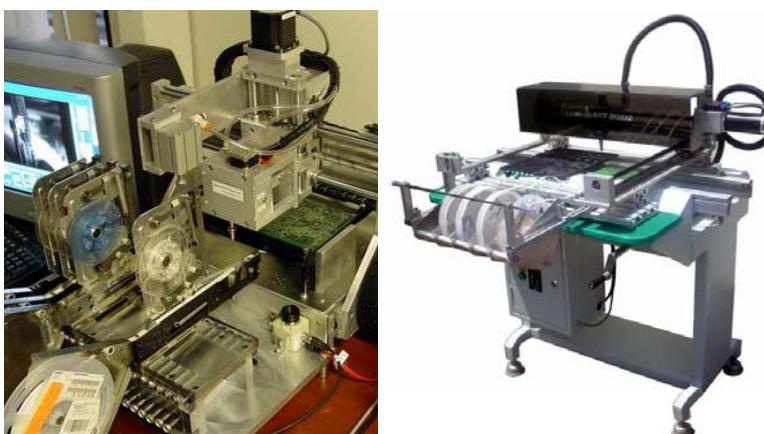
Sl. 2.25. a – Mešoviti tipovi štampanih ploča; b – način montaže ploča mešovitog tipa:

1. – formiranje otvora (rupa) u ploči;
2. – ubacivanje komponenata sa izvodima;
3. – okretanje ploče i nanošenje adheziva;
4. – nanošenje komponenta za površinsko montiranje;
5. – gotove ploče, sa talasno zalemljenim komponentama.

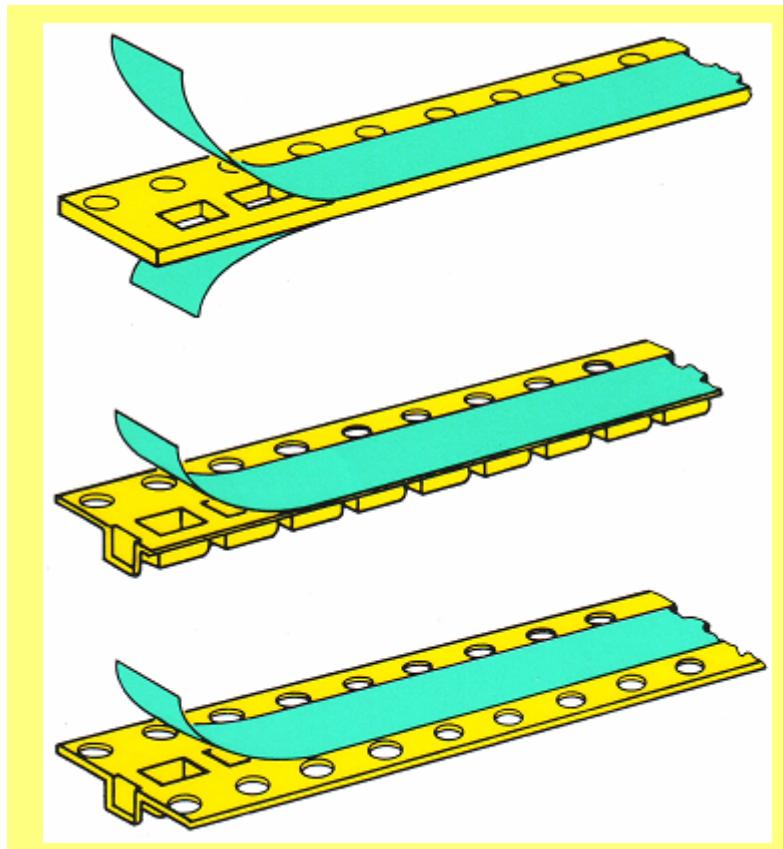
Za uređaje automatske montaže (sl. 2.27) komponente za površinsko montiranje su najčešće pakovane u reljefne trake sa udubljenjima za smeštaj komponenata, sl. 2.28. Reljefne trake su od papira ili kartona i namotavaju se u koture, slično filmskim trakama (sl. 2.29). Sa ovih traka komponente se uzimaju pomoću „pipetnih jedinica“. Pipetne jedinice za podizanje (uzimanje) i postavljanje komponente predstavljaju osnovni deo uredaja za montažu SMD-a na štampanu ploču. Njihova izvođenja mogu biti različita, ali kod svih njih same pipete imaju par mehaničkih vilica i njima hvataju komponente iz ležišta u traci, a zatim ih kompjuterom upravljano spuštaju na određena mesta na štampanoj ploči.



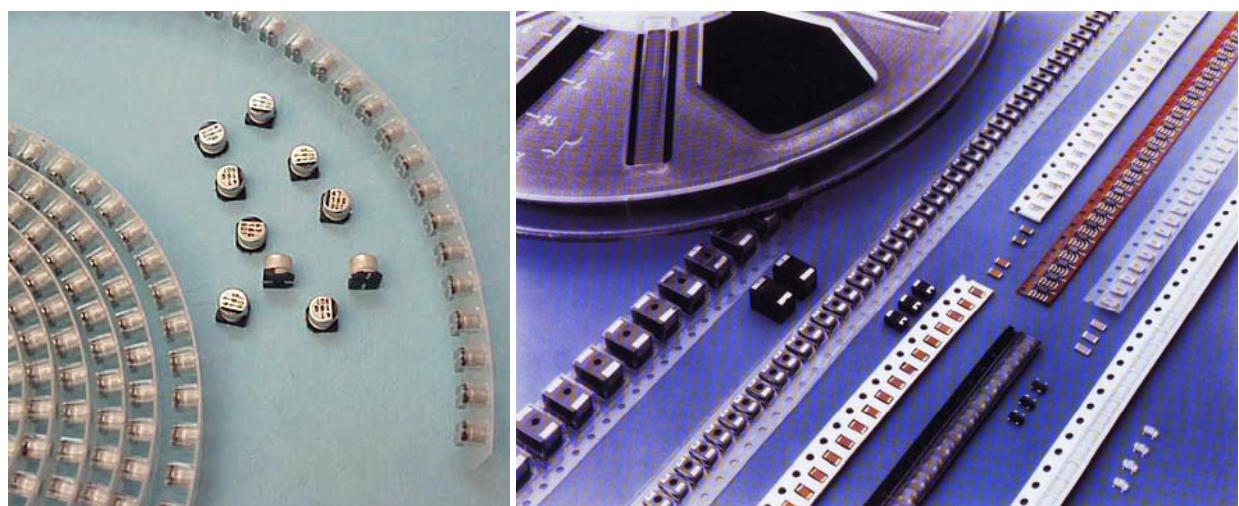
Sl. 2.26. Prikaz osnovnih koraka pri lemljenju razlivanjem i talasnom lemljenju.



Sl. 2.27. Laboratorijski uređaji za montažu SMD-a.



Sl. 2.28. Reljefne trake sa udubljenjima za smešta SMD-a.

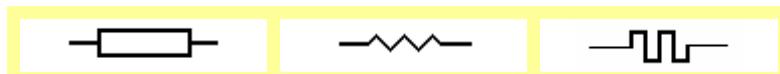


Sl. 2.29. Trake sa komponentama za površinsko moniranje (na slici levo su prikazani elektrolitski kondenzatori).

## 3. OTPORNICI

Pod otpornikom se podrazumeva komponenta koja poseduje tačno određenu vrednost otpornosti, a koja se koristi za regulaciju raspodele električne energije između komponenata elektronskog kola.

Na sl. 3.1 su prikazani simboli kojima se označavaju otpornici u šemama elektronskih kola.



Sl. 3.1. Simboli kojima se označavaju otpornici u šemama elektronskih kola.

### 3.1. OPŠTE O OTPORNICIMA

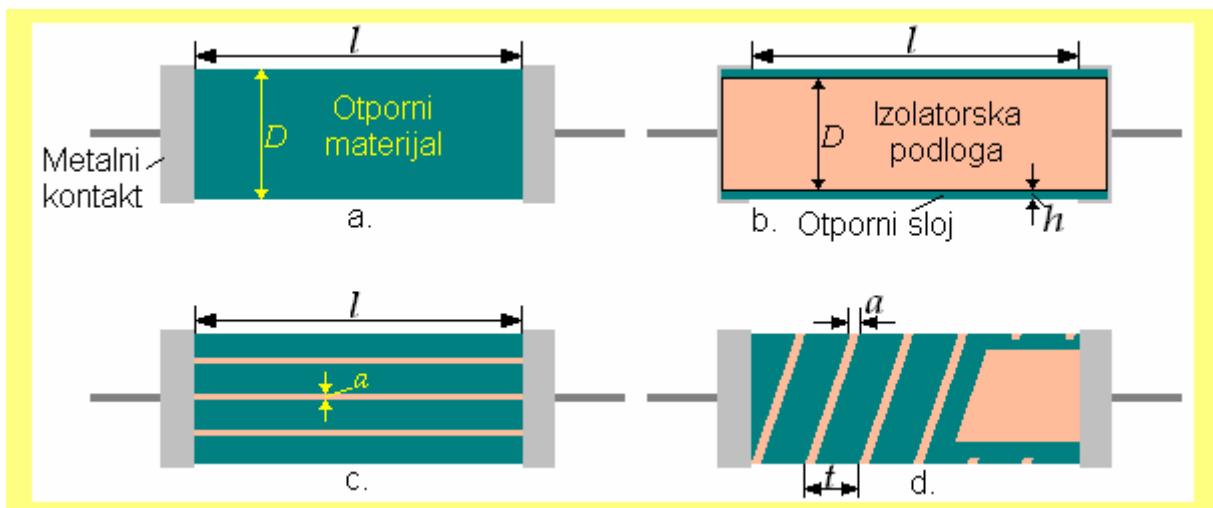
#### 3.1.1. Vrste otpornika

Sa aspekta otpornosti postoje tri osnovne grupe otpornika; to su: otpornici **stalne** otpornosti, otpornici **promenljive** otpornosti (potenciometri) i **nelinearni** otpornici. Ako se dele po konstrukciji, otpornici mogu biti **slojni**, od **mase** i **žičani**. U zavisnosti od namene dele se na otpornike opšte i posebne namene.

U otpornike **opšte** namene spadaju otpornici od kojih se ne traže povišeni zahtevi u odnosu na tačnost njihove proizvodnje i stabilnost njihovih karakteristika pri eksploataciji. Oni se koriste u različitim oblastima elektronike (najviše u uređajima široke potrošnje).

U otpornike **posebne** namene spadaju visokoomski, visokofrekventni, otpornici povišene stabilnosti (precizni i poluprecizni) i neki drugi tipovi otpornika sa posebnim zahtevima.

Konstruktivni izgled otpornika stalne otpornosti prikazan je na sl. 3.2.



Sl. 3.2. Konstruktivni izgled otpornika stalne otpornosti: a – otpornik od mase (cilindrični); b – slojni; c – slojni sa prorezima; d – slojni sa spiralnim narescima.

### 3.1.2. Osnovne karakteristike otpornika

**1. Nazivna otpornost.** Pod nazivnom otpornošću, koja se još zove i **nominalna otpornost**, podrazumeva se otpornost otpornika pri normalnim radnim uslovima. Nazivna otpornost i dopušteno odstupanje otpornosti od nizivne vrednosti (tolerancija) najčešće su označeni na samom otporniku.

Otpornost otpornika konstantnog preseka površine  $S$  i dužine  $l$  data je izrazom:

$$R = \rho \frac{l}{S}, \quad (3.1)$$

pri čemu je  $\rho$  specifična otpornost otpornog materijala, koja se izražava u  $\Omega\text{mm}^2/\text{m}$ ,  $\Omega\text{m}$  ili  $\Omega\text{cm}$ .

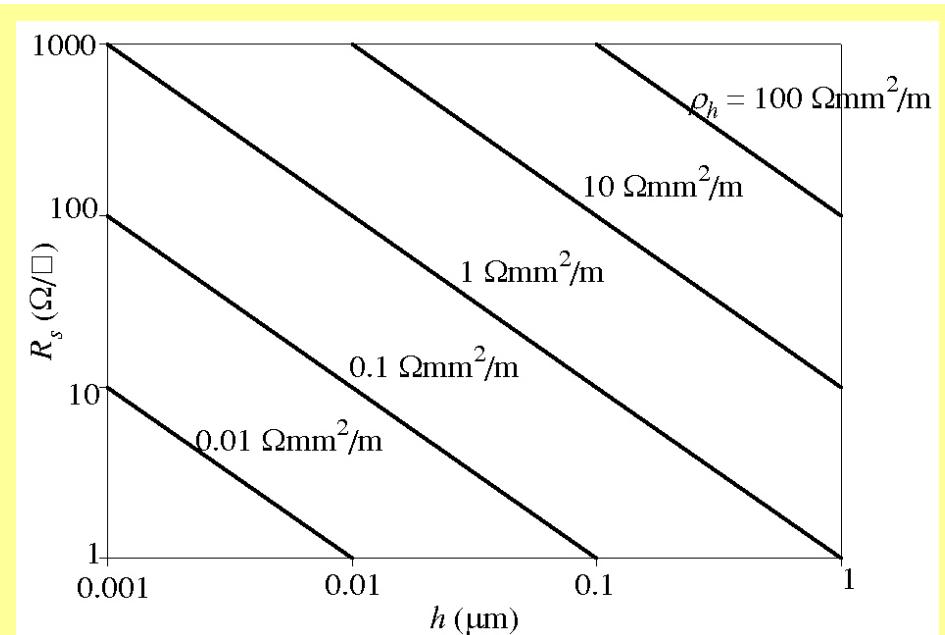
Otpornost cilindričnog otpornika čija je zapremina od otporne **mase** prečnika  $D$ , prikazanog na sl. 3.2a, iznosi:

$$R = \rho \frac{4l}{\pi D^2}. \quad (3.2)$$

S obzirom da kod **slojnih** otpornika (o kojima će više biti reči u delu 3.2.2) debljina otpornog sloja može biti veoma mala, često znatno ispod  $1 \mu\text{m}$ , to je kod njih u velikoj meri poremećena idealna atomska struktura, usled čega je specifična otpornost  $\rho_h$  takvih slojeva veća od zapreminske specifične otpornosti  $\rho_v \equiv \rho$ . Stoga se za karakterizaciju tankog otpornog sloja koristi slojna otpornost  $R_s$  jednaka odnosu specifične otpornosti tankog sloja  $\rho_h$  i njegove debljine  $h$ :

$$R_s = \frac{\rho_h}{h} \quad (3.3)$$

i izražava se u  $\Omega/\square$  (čita se oma po kvadratu).



Sl. 3.3. Zavisnost slojne otpornosti od debljine filma, uz specifičnu otpornost filma  $\rho_h$  kao parametar.

Dakle, slojna otpornost  $R_s$  zavisi od debljine filma i njegove specifične površinske otpornosti. To znači, a što se i vidi sa sl. 3.3, da bi se, na primer, dobila slojna otpornost  $R_s = 100 \Omega/\square$ , moguće je koristiti materijale specifičnih otpornosti  $\rho_h = 0,1 \Omega\text{mm}^2/\text{m}$ ,  $\rho_h = 1 \Omega\text{mm}^2/\text{m}$ ,  $\rho_h = 10 \Omega\text{mm}^2/\text{m}$  ili  $\rho_h = 100 \Omega\text{mm}^2/\text{m}$  sa debljinama filma  $h = 0,001 \mu\text{m}$ ,  $h = 0,01 \mu\text{m}$ ,  $h = 0,1 \mu\text{m}$  ili  $h = 1 \mu\text{m}$ , respektivno. Treba napomenuti da se veća stabilnost karakteristika osigurava debljim otpornim slojevima, pa je bolje za istu vrednost slojne otpornosti koristiti materijal veće specifične otpornosti  $\rho_h$ .

Otpornost slojnih otpornika cilindričnog oblika (jedan od takvih je prikazan na sl. 3.2b), kod kojih je debljina otpornog sloja  $h$  znatno manja od prečnika tela otpornika ( $h \ll D$ ), data je izrazom:

$$R = \rho_h \frac{l}{\pi Dh} = \frac{\rho_h}{h} \cdot \frac{l}{\pi D} = R_s \cdot \frac{l}{\pi D}. \quad (3.4)$$

Da bi se povećala otpornost tankoslojnog otpornika, otporni sloj je ponekad prezezan nizom neprovodnih crta (pruga) širine  $a$ , sl. 3.2c. Otpornost takvog otpornika određena je širinom neprovodne trake i njihovim brojem  $N$  i iznosi:

$$R = \frac{R_o}{1 - \frac{Na}{\pi D}}, \quad (3.5)$$

gde je  $R_o$  otpornost nenarezanog slojnog otpornika, data sa (3.4).

Povećanje otpornosti tankoslojnih otpornika cilindričnog oblika još više se postiže spiralnim narezivanjem neprovodnih traka, sl. 3.2d. Na ovaj način može se postići povećanje otpornosti i nekoliko hiljada puta u odnosu na otpornost otpornika kada nema ovih traka. Otpornost takvih otpornika je:

$$R = R_o \cdot \frac{t^2 + \pi^2 D^2}{t(t-a)}, \quad (3.6)$$

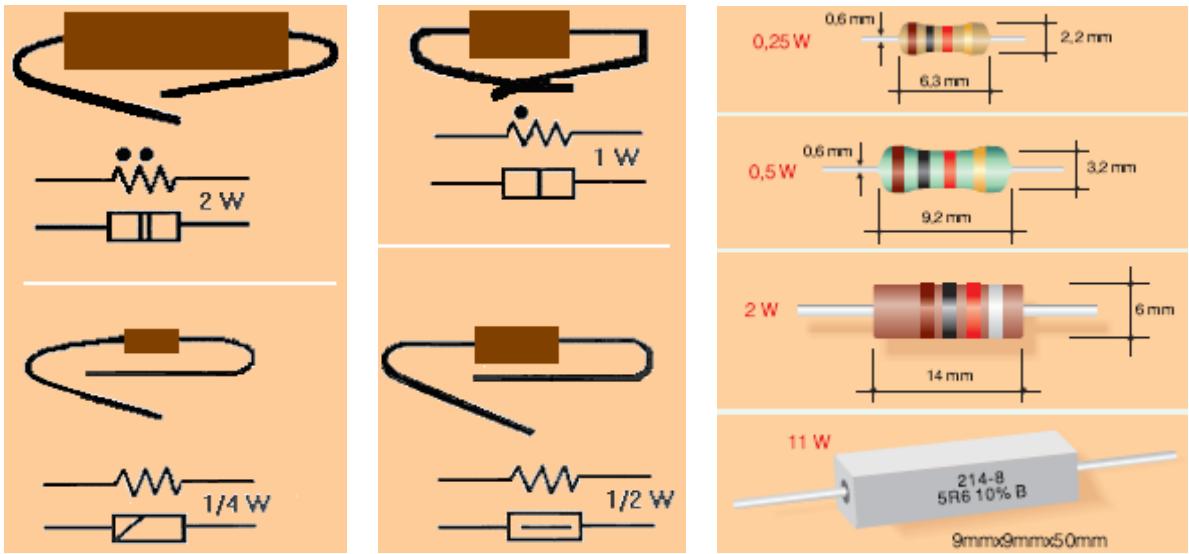
pri čemu su:  $t$  – korak narezane spirale (sl. 3.2d);  $a$  – širina neprovodne trake;  $R_o$  – otpornost otpornika pre nego što su narezane neprovodne trake.

**2. Nazivna (nominalna) snaga  $P_n$ .** To je maksimalna dopustiva snaga koja se razvija na otporniku u toku relativno dugog vremenskog perioda pri neprekidnom opterećenju i određenoj temperaturi okolne sredine, pri čemu parametri otpornika ostaju u određenim granicama.

Pri opterećenju otpornika snagama koje su iznad nazivne dolazi do razaranja otpornog materijala, čime se smanjuje vek otpornika, ili, čak, do pregorevanja istog. Ova snaga se zasniva na maksimalnoj temperaturi koju ne sme da pređe nijedno mesto na otporniku. Nazivna snaga zavisi od dimenzija otpornika i uslova hlađenja, kao i od uslova eksploracije. Ovom snagom određena je i maksimalna vrednost struje kroz otpornik:

$$I_{\max} = \sqrt{\frac{P_n}{R}}. \quad (3.7)$$

Vrednosti nazivnih snaga određene su standardom. Na sl. 3.4 prikazani su, ako se to želi posebno da naznači, način obeležavanja nazivnih snaga otpornika snage od 0,25 W do 2 W i dimenzije pojedinih otpornika zavisno od njihove nazivne snage.



Sl. 3.4. Obeležavanje nazivnih snaga otpornika (tamo gde se to želi da istakne) i dimenziije pojedinih otpornika odgovarajuće nazivne snage.

### 3.1.3. Nizovi nazivnih vrednosti otpornosti i klase tačnosti

U cilju svrstavanja otpornika stalne otpornosti i kondenzatora nepromenljive kapacitivnosti u grupe sa tačno utvrđenim vrednostima otpornosti, odnosno kapacitivnosti, kao i zbog uniformnosti u proizvodnji i korišćenju otpornika i kondenzatora, koriste se nizovi nazivnih (nominalnih) vrednosti otpornosti i kapacitivnosti, koje je ustanovila Međunarodna elektrotehnička komisija. Ovi nizovi se označavaju slovom E. Tako, postoje nizovi E6, E12, E24...E192 i kazuju da u navedenim nizovima respektivno ima u jednom redu veličine 6, 12, 24...192 nazivnih vrednosti otpornosti, odnosno kapacitivnosti. Nizovi su dobijeni zaokrugljanjem vrednosti koje slede iz  $10^{n/q}$ , pri čemu je  $n$  ceo pozitivan ili negativan broj, a  $q = 6, 12, 24, \dots, 192$  (npr. niz E12 se dobija iz  $10^{n/12}$ ), što se najbolje vidi iz T3.1. Numeričke vrednosti navedene u T3.1 pomnožene sa  $10^m$  ( $m = 0, 1, 2, 3, \dots$ ) čine nizove otpornika i kondenzatora čije su otpornosti izražene u  $\Omega$ , a kapacitivnosti u pF (zaključno sa  $10^6$  pF).

T3.1. E nizovi nazivnih vrednosti otpornosti nepromenljivih otpornika i kapacitivnosti nepromenljivih kondenzatora

Oznaka niza	Nazivne vrednosti						Tolerancija
E6	1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8	$\pm 20\%$
E12	1,0 1,2	1,5 1,8	2,2 2,7	3,3 3,9	4,7 5,6	6,8 8,2	$\pm 10\%$
E24	1,0 1,1 1,2 1,3	1,5 1,6 1,8 2,0	2,2 2,4 2,7 3,0	3,3 3,6 3,9 4,3	4,7 5,1 5,6 6,2	6,8 7,5 8,2 9,1	$\pm 5\%$

**Klase tačnosti.** U procesu proizvodnje komponenata dobijaju se i komponente kod kojih postoji odstupanje otpornosti, kapacitivnosti, induktivnosti, itd. od nazivne vrednosti. Maksimalno dozvoljeno odstupanje otpornosti, kapacitivnosti ili induktivnosti od nazivne vrednosti, tj.  $\delta = \Delta N_{i\max}/N_i$  određeno je klasom tačnosti, odnosno **tolerancijom**. Tolerancija se obično izražava u procentima. Za otpornike i kondenzatore opšte namene propisane su tolerancije:  $\pm 0,1\%$ ,  $\pm 0,25\%$ ,  $\pm 0,5\%$ ,  $\pm 1\%$ ,  $\pm 2\%$ ,  $\pm 5\%$ ,  $\pm 10\%$  i  $\pm 20\%$ .

Nazivne vrednosti veličina i tolerancija međusobno su povezane tako da se maksimalna stvarna vrednost veličine  $N_{i\max}$  pri nazivnoj vrednosti  $N_i$  poklopi sa minimalnom stvarnom vrednošću parametra  $N_{(i+1)\min}$  sledeće nazivne vrednosti  $N_{(i+1)}$ , tj.  $N_{i\max} \equiv N_{(i+1)\min}$ . Na primer, za niz E6 je tolerancija  $\delta = 0,2$ . Pri nazivnoj vrednosti otpornosti  $R_i = 2,2 \text{ k}\Omega$  je  $R_{i\max} = 2,2(1 + 0,2) = 2,64 \text{ k}\Omega$ . Za sledeću nazivnu vrednost (T3.1) je  $R_{(i+1)} = 3,3 \text{ k}\Omega$  i  $R_{(i+1)\min} = 3,3(1 - 0,2) = 2,64 \text{ k}\Omega$ . Kao što se vidi, dobija se potpuno poklapanje vrednosti otpornosti. Zbog toga, dakle, nema smisla proizvoditi otpornike sa nazivnim vrednostima otpornosti većim od  $2,2 \text{ k}\Omega$  i manjim od  $3,3 \text{ k}\Omega$  sa tolerancijom  $\pm 20\%$ .

### 3.1.4. Označavanje otpornika

Otpornik mora sadržati sledeće podatke: nazivnu otpornost (u  $\Omega$ ,  $\text{k}\Omega$  ili  $\text{M}\Omega$ ), toleranciju nazivne otpornosti, nazivnu snagu (u W), granični napon (u V), itd. Ovi podaci se na otporniku označuju datim redosledom, a ako na telu otpornika nema mesta za sve podatke, onda prvenstvo imaju oznake po nabrojanom redosledu.

Vrednosti nazivnih otpornosti, kao i tolerancija te otpornosti, nanose se na telo otpornika ispisivanjem cifara i slova, ili boja. Otpornost čip otpornika obično se označava pomoću tri cifre; treća cifra kazuje koliko nula ima iza prve i druge cifre. Na primer:  $220 \Omega \equiv 221$ ;  $47 \Omega \equiv 470$ ;  $5600 \Omega \equiv 562$ . Kada se označavanje vrši ciframa i slovima koristi se skraćena notacija kao u T3.2.

T3.2. Skraćeno označavanje otpornika ciframa i slovima

Jedinica merenja	Označavanje jedinice merenja	Primer skraćenog označavanja	Odgovarajuće značenje
Omi ( $\Omega$ )	E ili R	E47 ili R47 4E7 ili 4R7 47E ili 47R	$0,47 \Omega$ $4,7 \Omega$ $47 \Omega$
Kiloomi ( $\text{k}\Omega$ )	K	K47 4K7 47K	$0,47 \text{ k}\Omega \equiv 470 \Omega$ $4,7 \text{ k}\Omega$ $47 \text{ k}\Omega$
Megaomi ( $\text{M}\Omega$ )	M	M47 4M7 47M	$0,47 \text{ M}\Omega \equiv 470 \text{ k}\Omega$ $4,7 \text{ M}\Omega$ $47 \text{ M}\Omega$
Gigaomi ( $\text{G}\Omega$ )	G	G47 4G7 47G	$0,47 \text{ G}\Omega \equiv 470 \text{ M}\Omega$ $4,7 \text{ G}\Omega$ $47 \text{ G}\Omega$
Teraomi ( $\text{T}\Omega$ )	T	T47 1T0	$0,47 \text{ T}\Omega \equiv 470 \text{ G}\Omega$ $1,0 \text{ T}\Omega$

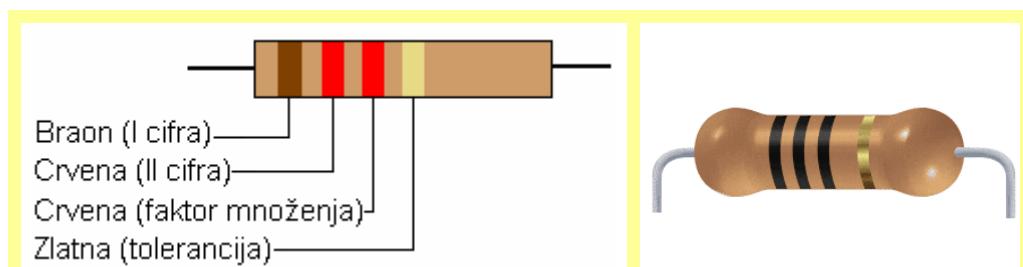
Označavanje bojama vrši se prema T3.3, sa napomenom da označavanje počinje prvom bojom (odnosno trakom) koja je bliža jednom (levom) kraju otpornika. Oznakom sa četiri trake označavaju se otpornici sa dvocifrenom osnovnom vrednošću otpornosti i sledećim vrednostima tolerancije otpornosti:  $\pm 1\%$ ,  $\pm 2\%$ ,  $\pm 5\%$ ,  $\pm 10\%$  i  $\pm 20\%$ . Sa pet traka označavaju se otpornici koji imaju trocifrenu osnovnu vrednost otpornosti, sa tolerancijom otpornosti  $\pm 0,1\%$ ,  $\pm 0,25\%$ ,  $\pm 0,5\%$ ,  $\pm 1\%$  i  $\pm 2\%$ . Znači, označavanje otpornika sa tolerancijama otpornosti  $\pm 1\%$  i  $\pm 2\%$  može biti i sa četiri boje i sa pet boja. Na sl. 3.5a dat je primer označavanja otpornika sa četiri boje, a na sl. 3.5b sa pet boja.

Pored ovoga, prema publikaciji IEC 115-1 (klauzula 4.5), za otpornike kod kojih je bitna mala temperaturna promena otpornosti, pri označavanju bojama mogu se koristiti i šest traka; u tom slučaju, šesta traka, koja je dvostruko šira od ostalih, označava vrednost temperaturnog koeficijenta otpornosti, T3.3.

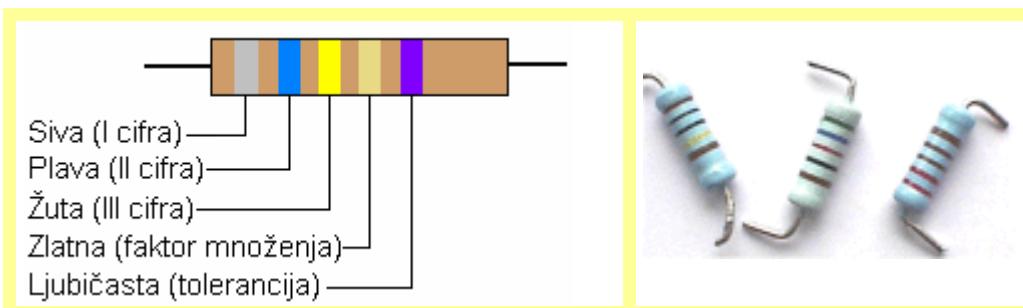
T3.3. Označavanje otpornika bojama

Boja	Osnovni broj	Faktor množenja	Tolerancija (%)	$\alpha_R (10^{-6} / ^\circ C)$
Sistem sa: 4 trake 5 i 6 traka	1. i 2. traka 1., 2. i 3 traka	3. traka 4. traka	4. traka 5. traka	6. traka
Srebrna	-	$10^{-2}$	$\pm 10$	-
Zlatna	-	$10^{-1}$	$\pm 5$	-
Crna	0	1	-	200
Braon	1	10	$\pm 1$	100
Crvena	2	$10^2$	$\pm 2$	50
Narandžasta	3	$10^3$	-	15
Žuta	4	$10^4$	-	25
Zelená	5	$10^5$	$\pm 0.5$	-
Plava	6	$10^6$	$\pm 0.25$	10
Ljubičasta	7	$10^7$	$\pm 0.1$	5
Grao (siva)	8	$10^8$	-	1
Bela	9	$10^9$	-	-
Bez boje	-	-	$\pm 20$	-

Napomena: umesto  $10^{-6}$  često se koristi oznaka ppm, tako da je  $10^{-6} / ^\circ C \equiv ppm / ^\circ C$ .



Sl. 3.5a. Primer označavanja otpornika sa dvocifrenim osnovnim brojem: otpornik otpornosti  $1200 \Omega$  sa dozvoljenim odstupanjem otpornosti  $\pm 5\%$  i jedan takav otpornik.



Sl. 3.5b. Primer označavanja otpornika sa trocifrenim osnovnim brojem: otpornik otpornosti  $86,4 \Omega$  sa dozvoljenim odstupanjem otpornosti  $\pm 0,1\%$  i nekoliko takvih otpornika; napomena: da ne bi došlo do zabune, peta traka može biti šira od ostalih 1,5 do 2 puta.

### 3.1.5. Stabilnost karakteristika otpornika

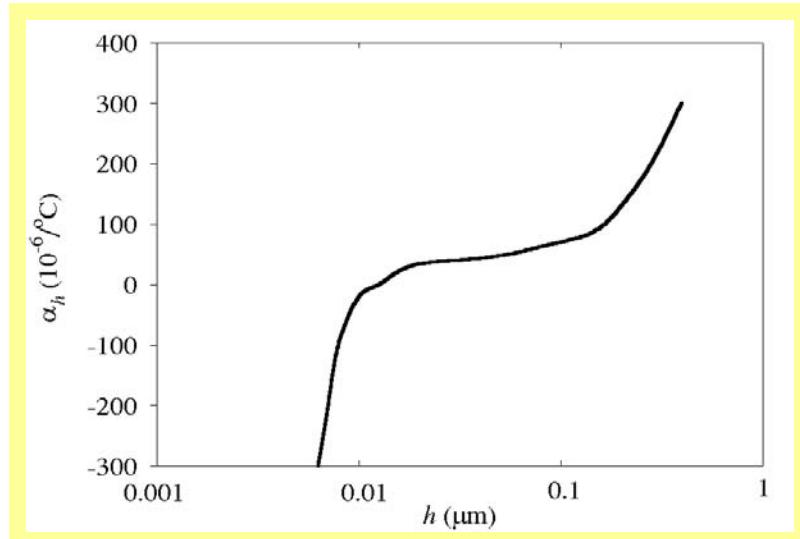
Pod dejstvom različitih spoljašnjih uticaja, kao što su toplota (hladnoća), vlažnost, pritisak, potresi, radijacija, itd., parametri otpornika su podložni promenama, pri čemu te promene mogu biti povratne ili nepovratne, tj. posle ukidanja dejstva spoljašnjih faktora nazivne vrednosti mogu imati ili nemati prvočitnu vrednost.

**1. Temperaturna stabilnost otpornosti.** Povratne promene otpornosti otpornika pri porastu temperature karakterišu se temperaturnim koeficijentom otpornosti  $\alpha_R$ , koji je jednak relativnoj promeni otpornosti pri promeni temperature:

$$\alpha_R = \frac{1}{R} \cdot \frac{dR}{dT} \left( \frac{1}{^{\circ}\text{C}} \right). \quad (3.8)$$

Temperaturni koeficijent otpornosti, koji zavisi i od same vrednosti otpornosti, kod nena-motanih otpornika ima vrednosti  $\alpha_R = \pm(1 \div 10) \cdot 10^{-4} \text{ } ^{\circ}\text{C}$ , a kod namotanih otpornika  $\alpha_R = (0 \pm 2) \cdot 10^{-4} \text{ } ^{\circ}\text{C}$ .

Treba napomenuti da vrednost temperaturnog koeficijenata otpornosti  $\alpha_h$  tankih slojeva zavisi od debljine sloja, sastava legure, načina nanošenja filma, vrste podloge i temperature. Jedna tipična zavisnost temperaturnog koeficijenata otpornosti  $\alpha_h$  nihromskog (nihrom – legura nikla i hroma) tankog filma od debljine filma prikazana je na sl. 3.6. Sa slike se vidi da vrlo tanki filmovi nihroma imaju  $\alpha_h < 0$ , a da je kod određene debljine sloja  $\alpha_h = 0$ .



Sl. 3.6. Temperaturni koeficijent otpornosti  $\alpha_h$  nihromskog tankog filma naparenog na staklenu podlogu kao funkcija debljine filma  $h$ .

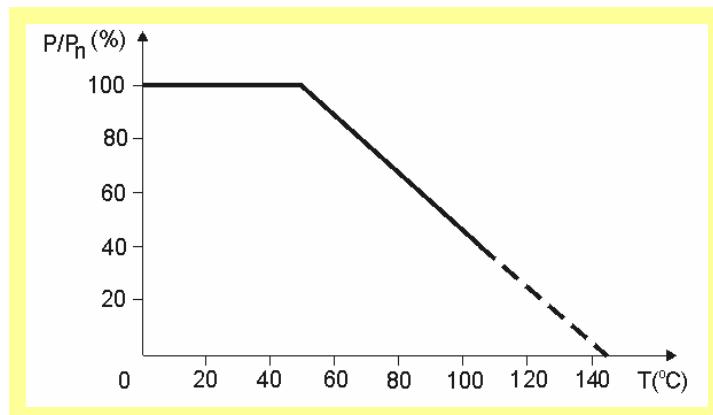
Za opseg radnih temperatura  $\Delta T$  otpornost otpornika stalne otpornosti na nekoj temperaturi  $T$  vrlo približno jednaka je:

$$R = R_o (1 + \alpha_R \Delta T), \quad (3.9)$$

pri čemu je  $R_o$  otpornost otpornika pri temperaturi  $T_o$ , a  $\Delta T = T - T_o$ .

Dugotrajno dejstvo povišene temperature može dovesti do nepovratnih promena otpornosti ili oštećenja otpornika, a ove promene posebno su izražene kod nena-motanih otpornika.

Zbog toga, za svaki tip otpornika postoji maksimalna temperatura okolne sredine pri kojoj se sme otpornik da optereti nazivnom snagom. Kada otpornik treba da radi pri višim temperaturama, onda se mora opteretiti snagom koja je manja od nazivne, sl. 3.7.



Sl. 3.7. Zavisnost dopustive snage otpornika od temperature okolne sredine.

Kada se otpornik zgreje iznad temperature okoline  $T_0$  za vrednost  $\Delta T = T - T_0$ , to se ova toplota mora preneti na okolinu. Ovo prenošenje toplote se, uglavnom, odvija preko spoljašnje površine otpornika. U tom slučaju, snaga koju otpornik odaje spoljašnjoj sredini iznosi:

$$P = \alpha S \Delta T , \quad (3.10)$$

pri čemu je  $S$  spoljašnja površina otpornika (površina hlađenja), a  $\alpha$  koeficijent prenošenja topline, čija je vrednost  $\alpha = (1\div 2) \cdot 10^{-3} \text{ W}/^\circ\text{C m}^2$ .

**2. Vlažnost.** Otpornost otpornika može biti izmenjena u slučaju da je on pod uticajem vlage. Ova promena otpornosti nastupa zbog toga što se usled vlažne površine otpornika stvara provodni „most“, te se šantira otpornik (ova pojava je izraženija kod otpornika velike otpornosti), ili se usled oksidacije i elektrohemihskih procesa razara otporni sloj otpornika. Zbog toga se vrši zaštita površine otpornika kvalitetnim lakovima, emajlima ili, pak, ulaganjem u plastične mase. Na taj način se, pored zaštite od vlage, otporni sloj štiti i od mehaničkih povreda. Savremeni otpornici mogu raditi u sredinama sa relativnom vlažnošću i do 98%.

**3. Električno opterećenje.** Za razliku od metalnih provodnika, otpornost nenamotanih otpornika ne ostaje konstantna kada su oni priključeni na određeni napon. Naime, kod otpornika, čak i pri neznatno malom porastu napona na njemu, otpornost toga otpornika počinje da opada, a sama pojava ima nelinearan karakter. Nelinearnost otpornosti otpornika sa zrnastom strukturom uslovljena je promenom provodnosti kontakata između čestica, što je posledica neravnomernog zagrevanja istih. Kod kompozitnih otpornika sa vrlo grubom krupnozrnastom strukturom može doći do lokalnog stapanja zrnaca, usled čega se menja otpornost otpornika; kod čisto metalnih slojeva se ne primećuje nelinearnost otpornosti.

Kao mera nelinearnosti otpornosti može poslužiti **naponski koeficijent otpornosti**. Ovaj koeficijent, čija je vrednost negativna, označava promenu otpornosti otpornika kada se na njega priključi napon  $V$  i jednak je:

$$\alpha_V = \frac{1}{V} \cdot \frac{\Delta R}{R} \cdot 100 \text{ (%/V)}. \quad (3.11)$$

Kod žičanih i metalslojnih otpornika vrednost koeficijenta  $\alpha_U$  je zanemarljiva, dok se kod otpornika od mase i slojnih kompozitnih otpornika o ovom koeficijentu mora voditi računa.

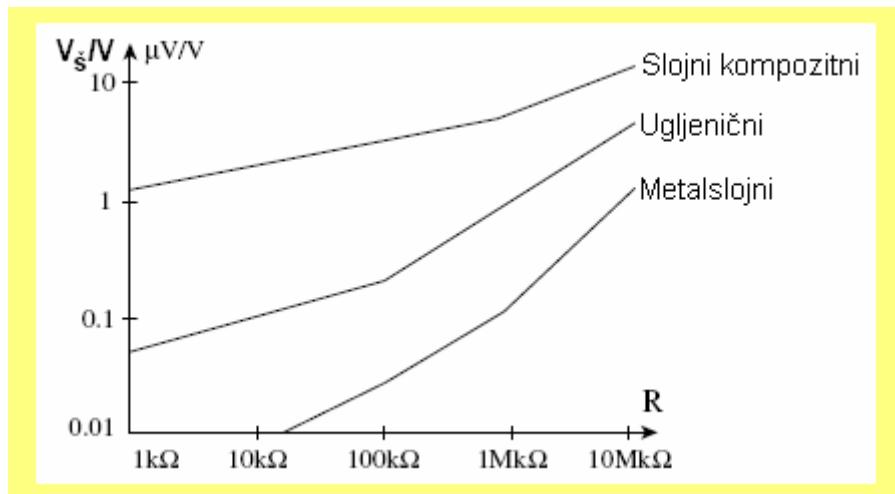
**4. Šumovi.** U otpornicima su od značaja dve vrste šumova: termički i strujni. **Termički** ili **Džonsonov šum** je posledica termičke fluktuacije nosilaca nanelektrisanja i nezavisan je od vrste materijala od koga je izrađen otpornik. Napon ovoga šuma  $V_{ter\check{s}}$  se računa na osnovu:

$$V_{ter\check{s}} = \sqrt{4kTR\Delta f} \text{ (V)}, \quad (3.12)$$

pri čemu su:  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  J/K – Boltzmanova konstanta,  $T$  (K) – apsolutna temperatura,  $R$  ( $\Omega$ ) – otpornost otpornika,  $\Delta f$  (Hz) – širina frekventnog područja u kome se meri šum.

**Strujni šum**, koji je posebno izražen kod nenamotanih otpornika, javlja se samo kada protiče struja kroz otpornik. On je posledica promene površine kontakata između zrna otpornog materijala pri proticanju struje kroz otpornik. Usled toga ovaj šum zavisi od fizičkih osobina materijala i načina izrade otpornika, te se čak menja od jednog do drugog uzorka iste vrste otpornika. Intenzitet strujnog šuma, kao i termičkog, izražen preko napona  $V_{str\check{s}}$  proporcionalan je kvadratnom korenu iz otpornosti otpornika, ali, za razliku od termičkog šuma, zavisi od struje koja protiče kroz otpornik i slabo zavisi od temperature. Nivo ovoga šuma se smanjuje sa povećanjem dužine otpornika i sa smanjenjem veličine zrna otpornog materijala. Na sl. 3.8 prikazan je strujni šum (kao odnos  $V_{str\check{s}}/V$ ) u funkciji vrednosti otpornosti tri tipa otpornika (videti odeljak 3.2). Vidi se da slojni kompozitni otpornici imaju nivo šuma približno za dva reda veći nego što ga imaju metalslojni otpornici.

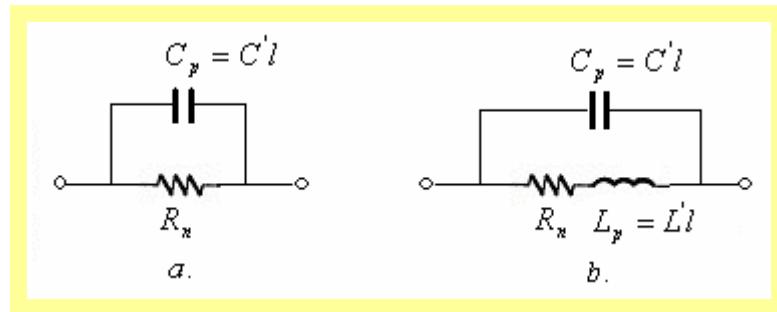
Ukupan napon šuma ( $V_s = V_{ter\check{s}} + V_{str\check{s}}$ ) definiše **nivo sopstvenih šumova**, izražen preko  $V_s/V$ . Po nivou sopstvenih šumova standardni otpornici se dele na dve grupe. Prvu grupu čine otpornici kod kojih nivo šumova nije veći od  $1 \mu\text{V}/\text{V}$ , a drugu – otpornici sa nivoom šuma ne većim od  $5 \mu\text{V}/\text{V}$  u frekventnom opsegu od  $(60 \div 6000)$  Hz.



Sl. 3.8. Zavisnost strujnog šuma od otpornosti tri tipa otpornika.

### 3.1.6. Frekventna svojstva otpornika

Otpornik, kao i svaka druga komponenta, poseduje reaktivne parazitne elemente, u ovom slučaju parazitnu induktivnost  $L_P$  i parazitnu kapacitivnost  $C_P$ . Na frekvencijama na kojima se uticaj reaktivnih elemenata može zanemariti, a to su niske frekvencije, otpornost otpornika se može smatrati aktivnom. Međutim, na visokim frekvencijama, pored aktivne komponente otpornosti postoji i reaktivni deo, tj. otpornik se ponaša kao impedansa. Uzimajući aktivne i reaktivne elemente, uticaj frekvencije na karakteristike otpornika može se razmatrati na osnovu uprošćenih ekvivalentnih šema prikazanih na sl. 3.9.



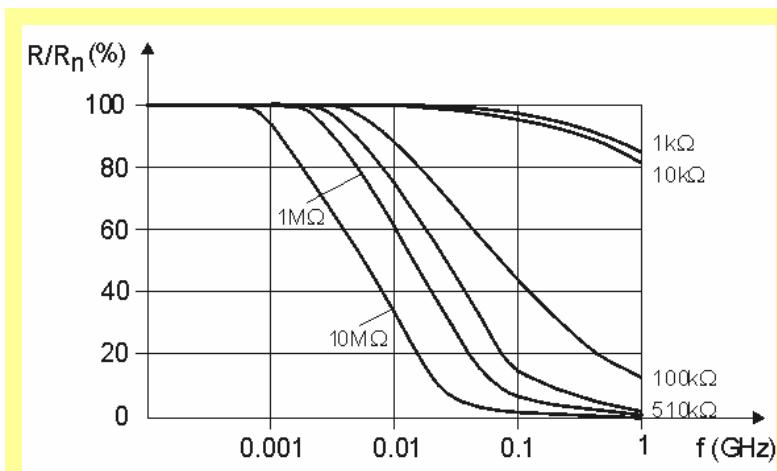
Sl. 3.9. Uprošćene ekvivalentne šeme otpornika: *a* – velike otpornosti (visokoomskog); *b* – male otpornosti (niskoomskog).

Kod otpornika **velike otpornosti**, kod kojih je  $R^2 > L_p/C_p$ , može se zanemariti induktivnost otpornika i ekvivalentna šema je predstavljena paralelnom vezom  $R_n$  i  $C_p$ , sl. 3.9*a*, tako da je aktivna komponenta kompleksne otpornosti jednaka:

$$R_a = \frac{R_n}{1 + (\omega C_p R_n)^2} , \quad (3.13)$$

pri čemu je  $R_n$  nazivna otpornost otpornika. Iz (3.13) se vidi da se pri malim vrednostima  $\omega C_p R_n$  aktivna komponenta  $R_a$  malo razlikuje od  $R_n$ .

Smanjenje aktivne otpornosti otpornika na visokim frekvencijama zavisi, takođe, i od površinskih efekata, skin efekta i dielektričnih gubitaka (u telu otpornika, keramici, zaštitnom sloju, itd.). Uzimanje svih ovih efekata pri proračunu uticaja frekvencije na karakteristike otpornika je veoma kompleksno. Zbog toga se u praksi najčešće koriste zavisnosti promene otpornosti od frekvencije dobijene eksperimentalnim putem, sl. 3.10. Iz ovih zavisnosti je evidentno da se na visokim frekvencijama aktivna komponenta otpornika velike otpornosti može da smanji i nekoliko puta, o čemu se mora voditi računa pri upotrebi određenog otpornika.

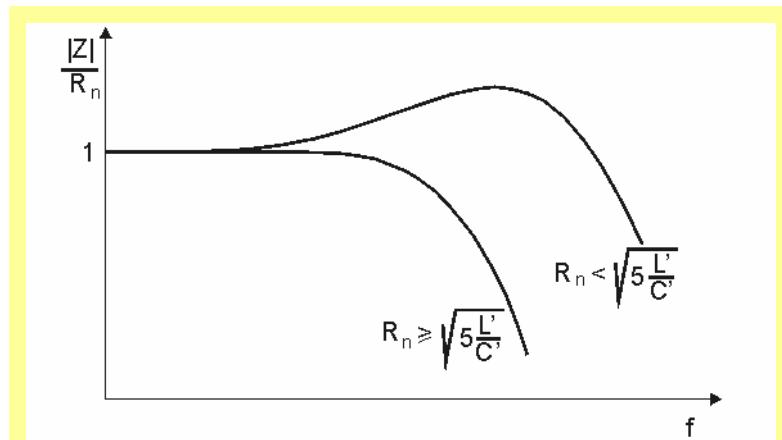


Sl. 3.10. Promena aktivne otpornosti visokoomskih ugljeničnih otpornika sa frekvencijom.

S obzirom da otpornost otpornika zavisi od frekvencije, to će i dozvoljeni napon, takođe, zavisiti od frekvencije. Naime, pri održavanju stalne vrednosti napona, usled postojanja parazitne kapacitivnosti, na višim frekvencijama struja kroz prethodno kolo bila bi uvećana. Da do toga ne bi došlo, na visokim frekvencijama se napon ograničava na vrednost ( $V_{\max} = V_n$  kada  $\omega$  teži nuli>):

$$V_{doz} = V_{\max} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega C_p R_p)^2}}. \quad (3.14)$$

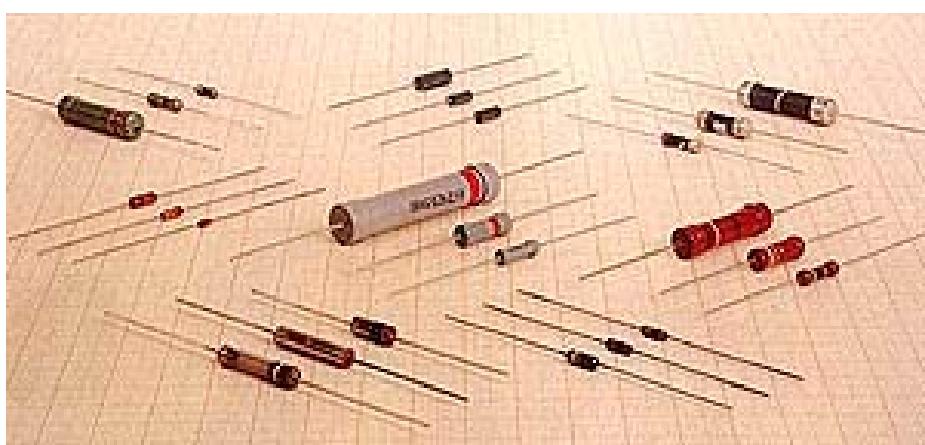
Za razliku od visokoomskih otpornika, koji obično imaju spiralni narezak, **niskoomski** otpornici se izrađuju od glatkih površina. Uprošćena ekvivalentna šema otpornika male otpornosti prikazana je na sl. 3.9b. Kod ovih otpornika, sa nazivnim otpornostima manjim od  $300 \Omega$ , uticaj parazitne kapacitivnosti je znatno manji od parazitne induktivnosti. Sa porastom frekvencije impedansa raste i na nekoj frekvenciji može nastupiti rezonansa. Zavisnost modula impedanse otpornika od frekvencije ima oblik kao na sl. 3.11. Pri vrlo malim vrednostima nazivne otpornosti otpornika (pri  $R^2 < 5L_p/C_p$ ) moduo impedanse otpornika može imati maksimum (obično na frekvencijama iznad 100 MHz).



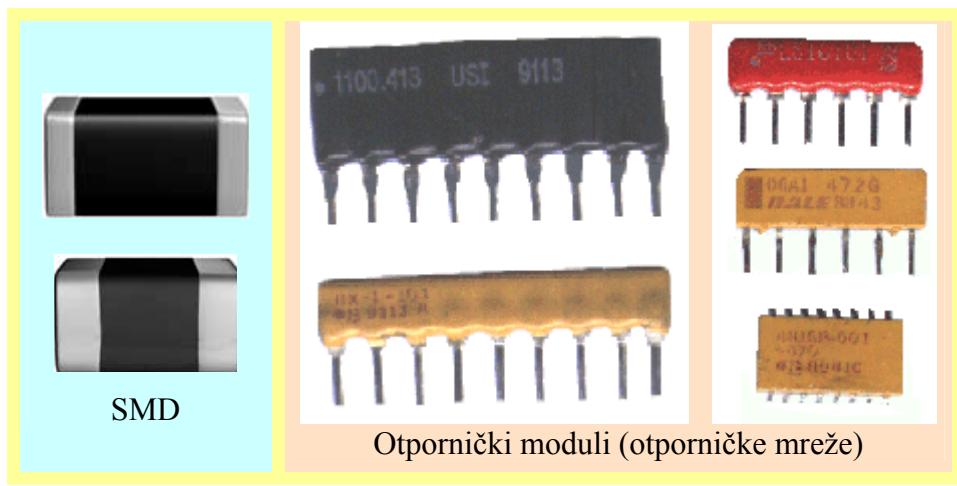
Sl. 3.11. Zavisnost modula impedanse niskoomskog otpornika od frekvencije.

## 3.2. NENAMOTANI OTPORNICI STALNE OTPORNOSTI

Konstrukcija otpornika je uslovljena njegovom primenom, tipom otpornog materijala i za većinu otpornika je relativno prosta. Na sl. 3.12 su prikazani nenamotani otpornici sa izvodima, a na sl. 3.13 otpornici za površinsku montažu (SMD) i različite kombinacije otpornika konstantne otpornosti, poznate pod nazivom otpornički moduli (otporničke mreže).

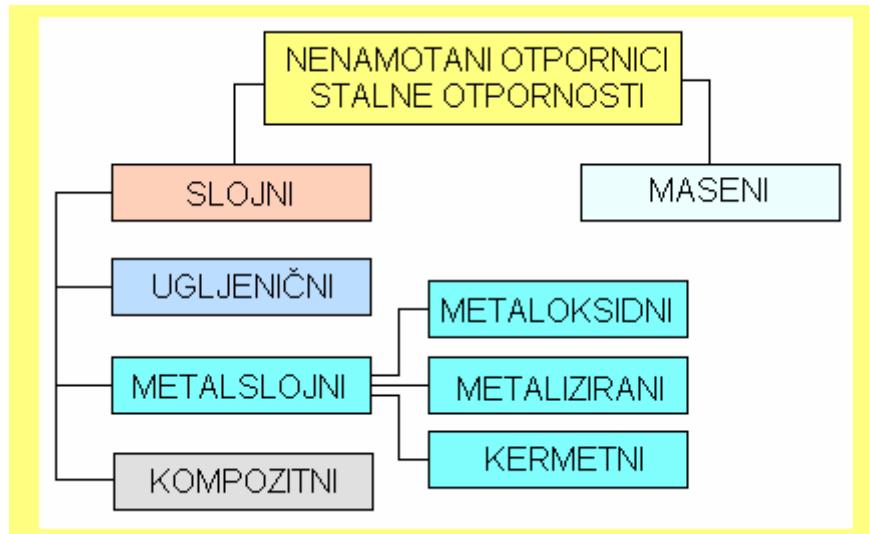


Sl. 3.12. Spoljašnji izgled nenamotanih otpornika sa izvodima konstantne otpornosti.



Sl. 3.13. Otpornici za površinsku montažu (SMD) i otpornički moduli.

Nenamotani otpornici stalne otpornosti se mogu podeliti na način prikazan na sl. 3.14.



Sl. 3.14. Podela nenamotanog otpornika stalne otpornosti.

Nadalje će ukratko biti date osnovne osobenosti različitih tipova otpornika konstantne otpornosti. Pre svega biće reči o **slojnim** otpornicima, koji se sastoje od otpornog sloja (filma) nanetog na izolacionu podlogu, na primer na keramički štapić ili cevčicu na čijim su krajevima učvršćeni kontakti. Ovi otpornici su stabilnih električnih karakteristika, malih dimenzija, dugog veka eksploatacije, itd.

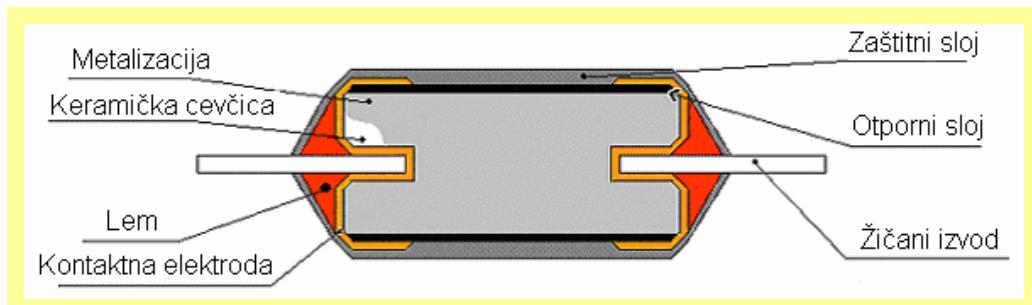
Za nanošenje otpornih materijala u obliku tankih slojeva (filmova) koristi se ili vakuumsko naparavanje ili katodno raspršavanje. **Vakuumsko naparavanje** je metoda kod koje se, u uslovima pritiska reda ( $10^{-7} \div 10^{-4}$ ) Pa, otporni materijal zagreva do temperature isparenja i koji se, zatim, naparava na izolatorsku podlogu. Sa druge strane, metoda **katodnog raspršavanja** ne zahteva vakuum, već se to raspršavanje odvija u uslovima niskog pritiska, reda ( $0,02 \div 0,1$ ) Pa i u prisustvu nekog inertnog gasa, npr. argona. Kod ove metode egzistira jako električno polje između katode i anode, ostvareno potencijalnom razlikom od ( $3 \div 5$ ) kV. Katoda je od materijala koji treba da se nanese u tankom sloju na podlogu, dok je sama podloga u blizini anode. Pozitivni joni, koji se generišu između katode i anode, dobijaju dovoljnu kinetičku energiju da, udarivši u katodu, izbacuju iz nje atome, odnosno jone materijala koji se naparava i koji se potom, pod uticajem električnog polja, talože na izolacionu podlogu.

Svaka od ovih metoda ima prednosti i nedostatke. Tako, katodnim raspršavanjem se dobiju homogeniji slojevi teškotopljivih, i po hemijskom sastavu, složenijih materijala na većoj površini. Istovremeno, pri procesu katodnog raspršavanja, nastaje reakcija raspršenog materijala sa ostacima gasova u komori, što ozbiljno pogoršava osnovna svojstva tako dobijenih slojeva. Vakuumskim naparavanjem se dobijaju najčistiji slojevi. Stepen zagađenja slojeva se kontroliše pritiskom zaostalih gasova; za sniženje pritiska praktično nema ograničenja. Sa druge strane, pak, vakuumskim naparavanjem se mogu dobiti samo otporni slojevi relativno prostog hemijskog sastava.

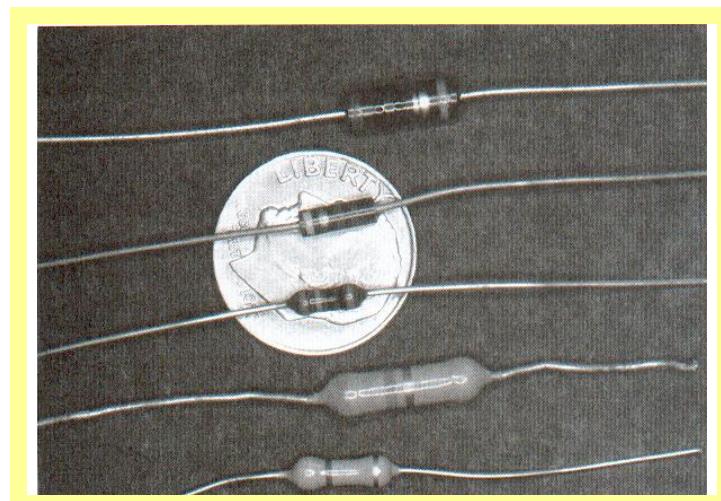
### 3.2.1. Ugljenični otpornici

Ugljenični otpornici kao otporni materijal imaju sloj pirolitickog ugljenika na keramičkoj cevčici ili štapiću. Debljina ovakvih slojeva, čija je otpornost znatno veća od otpornosti legura metala, iznosi od  $0,001 \mu\text{m}$  do  $1 \mu\text{m}$ . Poprečni presek slojnog ugljeničnog otpornika prikazan je na sl. 3.15, a na sl. 3.16 spoljašnji izgled takvih otpornika.

Ove otpornike odlikuju jednostavnost proizvodnje, relativno mali **negativni** temperaturni koeficijent otpornosti, mali nivo šuma, mala zavisnost otpornosti od frekvencije i dovedenog napona, povišena stabilnost. Stabilnost se povećava primenom debljih slojeva, posebnih zaštitnih prekrivača, smanjenjem opterećenja i radnih napona i dodavanjem male količine bora.



Sl. 3.15. Presek slojnog ugljeničnog otpornika.

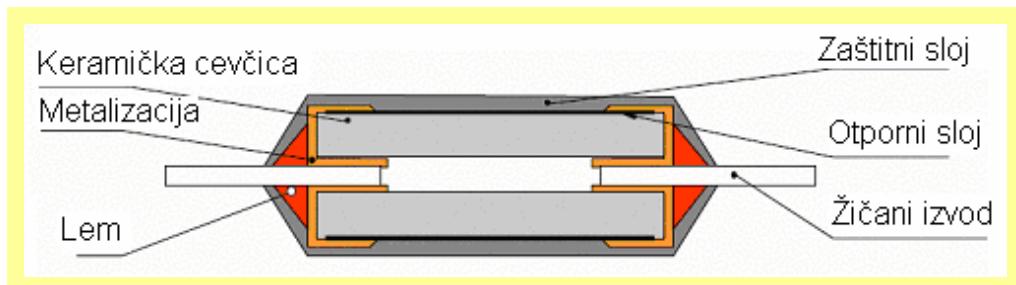


Sl. 3.16. Spoljašnji izgled nekih slojnih ugljeničnih otpornika.

Otpornici sa **dodatkom bora** predstavljaju posebnu grupu ugljeničnih otpornika i često se zovu otpornici od sloja karbida bora. Oni su veoma stabilnih karakteristika, čija je stabilnost istog reda veličine kao i stabilnost žičanih otpornika.

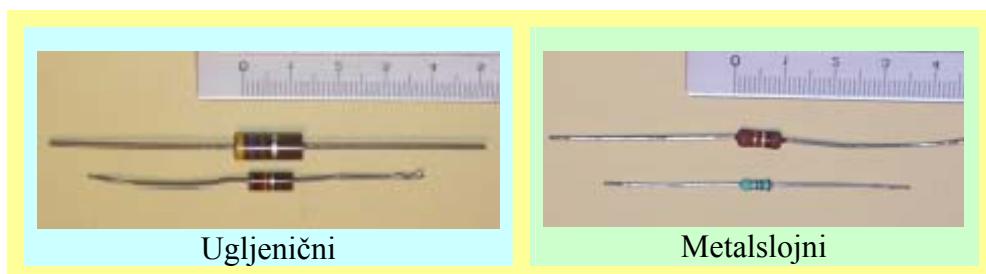
### 3.2.2. Metalslojni otpornici

Otporni sloj ovih otpornika, čija je debljina reda  $(0,1 \div 0,5) \mu\text{m}$ , a kao što se vidi sa sl. 3.14, može biti sastavljen od legura metala (metalizirani), od oksida metala i od mešavine metala i dielektrika. Poprečni presek jednog metalslojnog otpornika prikazan je na sl. 3.17.



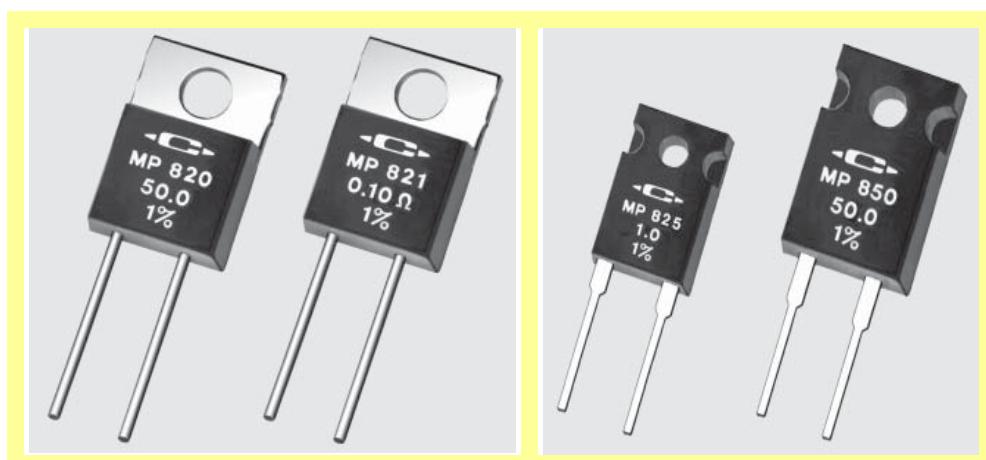
Sl. 3.17. Presek metalslojnog otpornika.

Metalslojni otpornici su  $2 \div 3$  puta manjih dimenzija od odgovarajućih ugljeničnih otpornika opšte namene pri istoj nazivnoj snazi, sl. 3.18.



Sl. 3.18. Uporedni prikaz dimenzija ugleničnih i metalslojnih otpornika.

Pored otpornika sa „klasičnim“ aksijalnim izvodima, danas metalslojni otpornici poprimaju i drugačije oblike, posebno kada je reč o otpornicima koji omogućavaju njihov mehanički kontakt sa hladnjacima. Tako, na sl. 3.19 su prikazani otpornici sa jednostranim izvodima i mogućnošću vezavina za hladnjake.



Sl. 3.19. Metalslojni otpornici pogodni za hladnjake sa jednostranim izvodima.

## ***Metalizirani otpornici***

Kod metalslojnih otpornika sa otpornim slojem od **legura** metala (metalizirani) legure su obično sastavljene od više metala; one mogu biti veome velike specifične otpornosti. Jedan od često upotrebljavanih otpornih materijala za metalizirane otpornike jeste legura hroma i nikla, poznata i kao **nihrom**. Površinska otpornost slojeva nihroma se reguliše promenom odnosa hroma i nikla u leguri, a kada im se dodaju male količine bakra i alumunijuma, dobija se materijal koji ima vrednost temperaturnog koeficijenta otpornosti približno jednak nuli na sobnoj temperaturi (videti sl. 3.6).

Uopšte, metalizirani otpornici imaju neke bolje, a neke lošije karakteristike od odgovarajućih ugljeničnih otpornika opšte namene pri istoj nazivnoj snazi. Naime, oni imaju bolje temperaturne karakteristike i stabilniji su i otporniji na klimatske uslove (posebno vlagu), što se postiže dugotrajnom termičkom i električnom stabilizacijom otpornog sloja. Nedostatak metaliziranih otpornika jeste manja pouzdanost pri većim disipacijama, posebno pri impulsnom radu, što je posledica lokalnog pregrevanja nehomogenog otpornog sloja. Takođe, ovi otpornici imaju lošije frekventne osobine od ugljeničnih otpornika.

## ***Metaloksidni otpornici***

Metaloksidni otpornici imaju otporni sloj od topotnootpornih oksida metala, najčešće dioksida kalaja ili oksida rutenijuma nanešenih obično na staklenu podlogu (a ne na keramičku kao kod metaliziranih otpornika). U poređenju sa metaliziranim otpornicima, proizvodnja metaloksidnih otpornika je prostija, karakteristike su im slične, dimenzijski identične, imaju izrazito nizak nivo šuma, imaju veći temperaturni koeficijent otpornosti, ali su stabilniji pri impulsnim opterećenjima i mehaničkim dejstvima.

## ***Kermetni otpornici***

Otpornici sa mikrokompozitnim filmovima od dielektrika i metala zovu se kermetni otpornici (naziv kermet potiče od KERamika i METal). Kermetni slojevi se odlikuju vrlo velikom slojnom otpornošću. Za tankoslojne otpornike najbolje karakteristike od kermetnih materijala pokazuje smesa hroma i silicijum monoksida. Taj kermet je homogen, ima visoko atheziono svojstvo, visoku temperaturnu stabilnost i dobre mehaničke osobine.

### **3.2.3. Slojni kompozitni otpornici**

Ovo su, praktično, debeloslojni otpornici. Kod njih se otporni materijal, koji je sastavljen od mehaničkih smesa prahova provodnih materijala i organskih ili neorganskih dielektrika (kao vezivnih sredstava), u relativno debelom sloju od  $7 \mu\text{m}$  do  $20 \mu\text{m}$ , nanosi na keramičku podlogu. Jedan od takvih tipova otpornika jeste onaj kod koga se otporni sloj sastoji od smese stakla i mešavine provodnih materijala.

Zato što je otporni sloj kompozitnih otpornika veći nego kod tankoslojnih ugljeničnih i metalslojnih otpornika, to su ovi otpornici vrlo visoke pouzdanosti. Ostale dobre osobine su, po red pomenutog, jednostavnost izrade i, uprkos retkim i skupim metalima (koji se dodaju u malom procentu), niska cena. Nedostaci su niska stabilnost, visoki nivo šumova, znatna zavisnost otpornosti od priključenog napona i relativno loša frekventna karakteristika.

### 3.2.4. Maseni kompozitni otpornici

Otpornici od mase izrađuju se od smese otpornih materijala i vezivnih sredstava. Ove smese se na povišenoj temperaturi najčešće presuju u obliku štapića. Proizvodnja je jeftina, ali su veoma nestabilni, imaju relativno veliki šum, otpornost im znatno zavisi od snage opterećenja i temperature okoline. Otpornost i snaga im je približno ista kao kod slojnih otpornika.

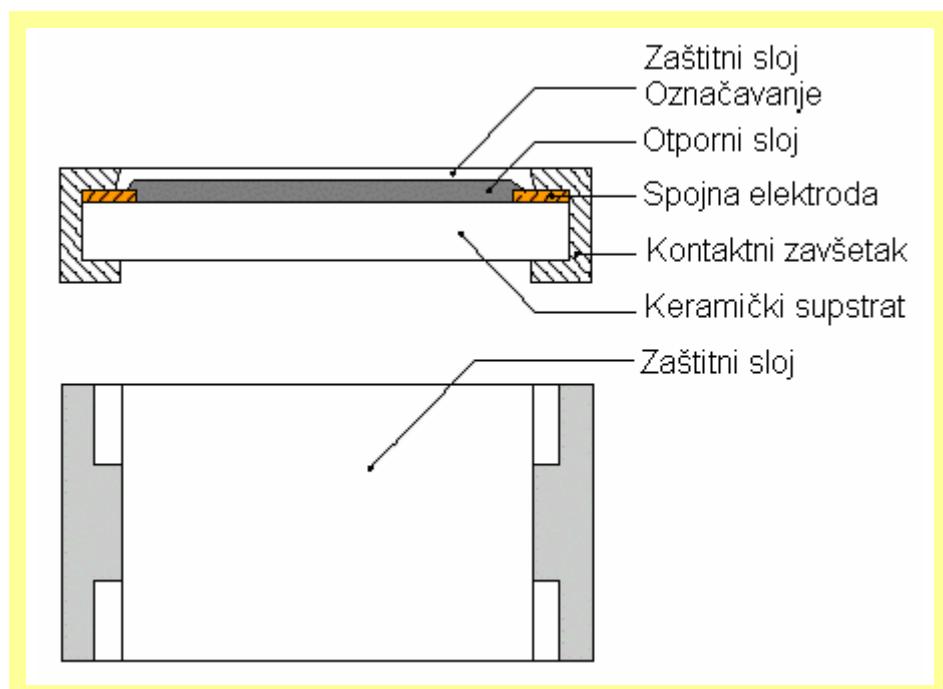
Ovi otpornici se proizvode kao kompozitni i to na keramičkoj bazi i na bazi laka. Otporni materijal na **keramičkoj bazi** je od smese ugljenika i peska (zato se ovi otpornici često i zovu **ugljenični kompozitni otpornici**).

Otporni materijali na **bazi laka** su smese grafita ili čadi sa vezivnim sredstvima, kao što su ugljovodonici i različite vrste veštačkih smola, sa dodatkom neorganskih materijala za ispunu (azbestno brašno ili liskunsko brašno). Pri presovanju otpornog materijala na povišenoj temperaturi, najčešće u obliku štapića, umeću se sa obe strane žičani izvodi za priključke.

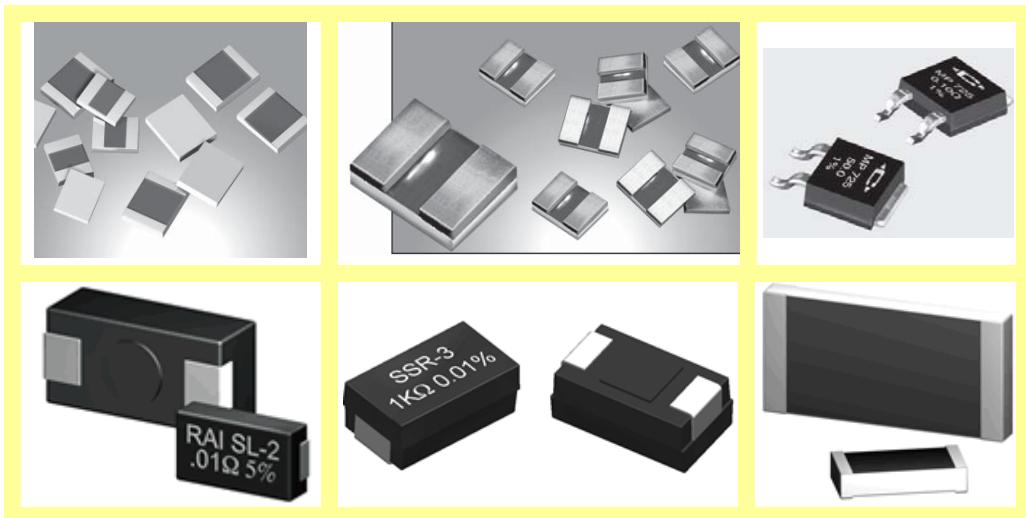
### 3.2.5. Čip otpornici

Čip otpornici, koji se koriste za površinsko montiranje, mogu biti sa tankim (tankoslojni SMD) i debelim (debeloslojni SMD) otpornim slojem. Na sl. 3.20 su prikazani osnovni delovi jednog tankoslojnog čip otpornika za površinsku montažu: na supstrat, koji je od alumine, keramike ili stakla, nanešen je tanak sloj otpornog materijala. Tipični otporni materijali su: nihrom, legura hroma i kobalta i tantalnitrid. Otporni sloj i kontaktna elektroda (kontaktni završetak) spajeni su metalnim filmom, odnosno spojnom elektrodom.

Pored već „klasičnih“ čip otpornika za površinski montirane štampane ploče, danas metalslojni otpornici poprimaju i drugačije oblike, posebno kada je reč o veoma preciznim otporcicima (sl. 3.21).



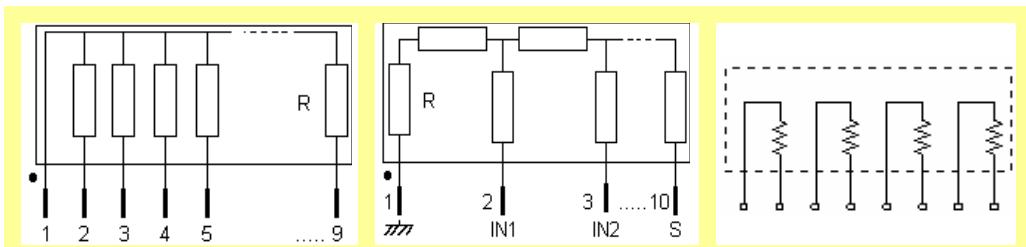
Sl. 3.20. Tankoslojni čip otpornik za površinsku montažu.



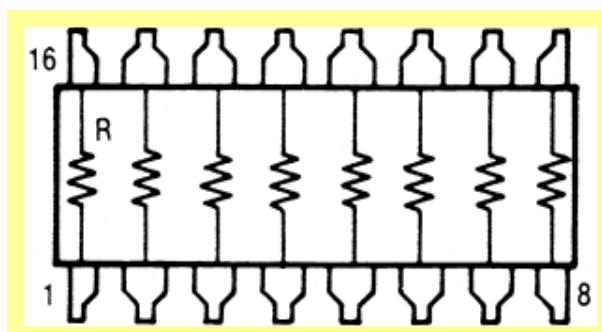
Sl. 3.21. Precizni metalslojni otpornici za površinsku montažu.

### 3.2.6. Otpornički moduli (otporničke mreže)

Otpornički moduli se sastoje od više otpornika smeštenih u jedno kućište sa više izvoda. Izvodi mogu biti samo sa jedne strane (sl. 3.22) i tada se zovu SIL moduli (od single-in-line), i sa obe strane (sl. 3.23), tzv. DIL moduli (od dual-in-line), u kućištima sličnim onim koja se koriste za integrisana kola. Moduli se mogu sastojati iz više individualnih otpornika, ili su otpornici u njima tako povezani da čine otporničke mreže (stoga se ovi moduli zovu i **otporničke mreže**).

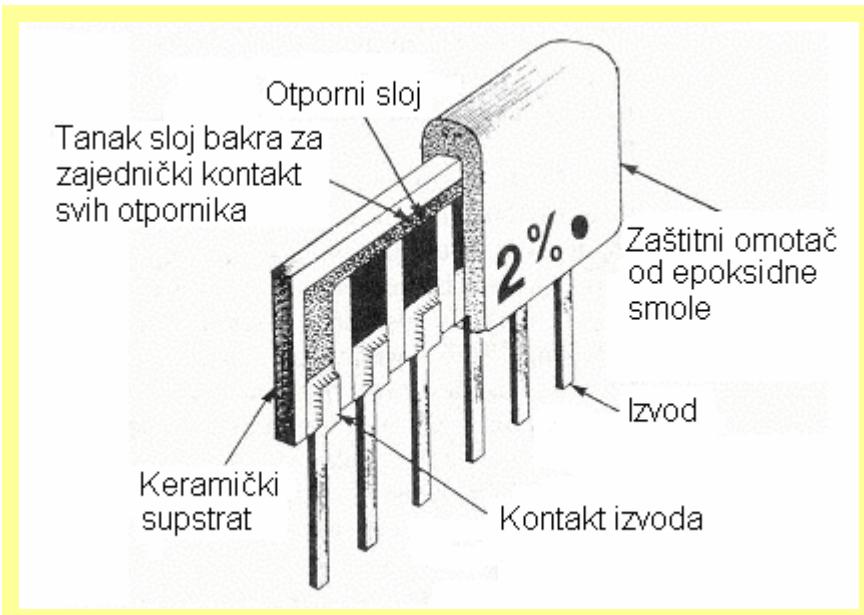


Sl. 3.22. SIL (single-in-line) otpornički moduli (otporničke mreže).



Sl. 3.23. DIL (dual-in-line) otpornički modul.

Na sl. 3.24 prikazan je presek otporničkog modula sa jednostranim izvodima i zajedničkim izvodom (tipa prvog modula na sl. 3.22). Sami otpornici u otporničkim modulima najčešće su dobijeni ili tankoslojnom ili debeloslojnom tehnologijom.



Sl. 3.24. Presek otporničkog modula sa zajedničkim izvodom.

### 3.3. NAMOTANI OTPORNICI STALNE OTPORNOSTI

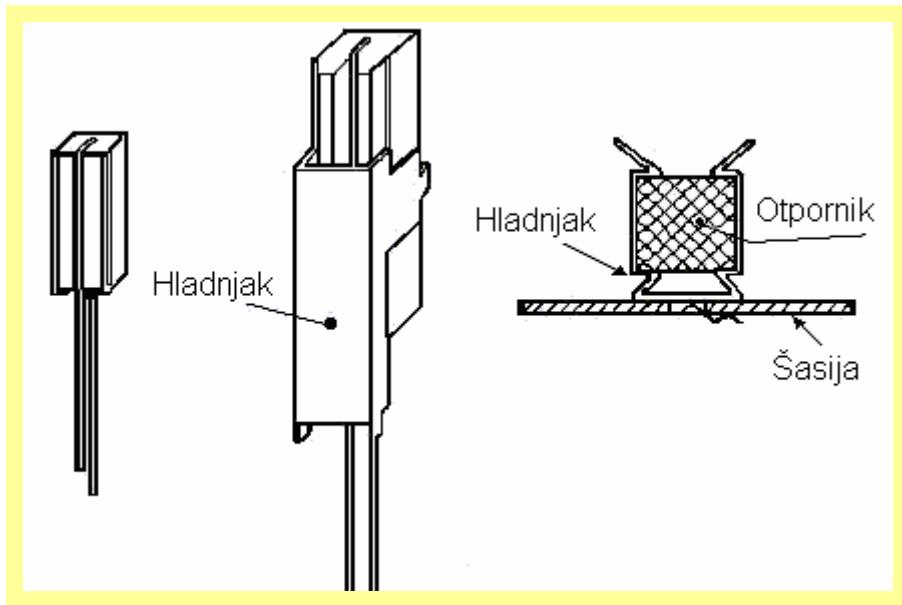
Namotani ili **žičani** otpornici se koriste svuda gde je neophodna velika snaga otpornika. Ako se porede sa nenamotanim otpornicima, oni su od njih skuplji, proizvodnja je složenija, imaju veće dimenzije (sl. 3.25) i nisu pogodni za rad na višim frekvencijama. Ipak, za posebne primene ovi otpornici imaju bolje karakteristike od nenamotanih otpornika, jer se mogu koristiti pri višim temperaturama, imaju veoma nizak nivo šuma, veoma su stabilni i mogu se izrađivati za veće nazivne snage sa malim odstupanjem otpornosti od nazivne vrednosti. Neki tipovi žičanih otpornika su standardizovani, ali se mnogi od njih rade van standarda za konkretnе prime-не u elektronskim uređajima.



Sl. 3.25. Spoljašnji izgled žičanih otpornika sa i bez hladnjaka.

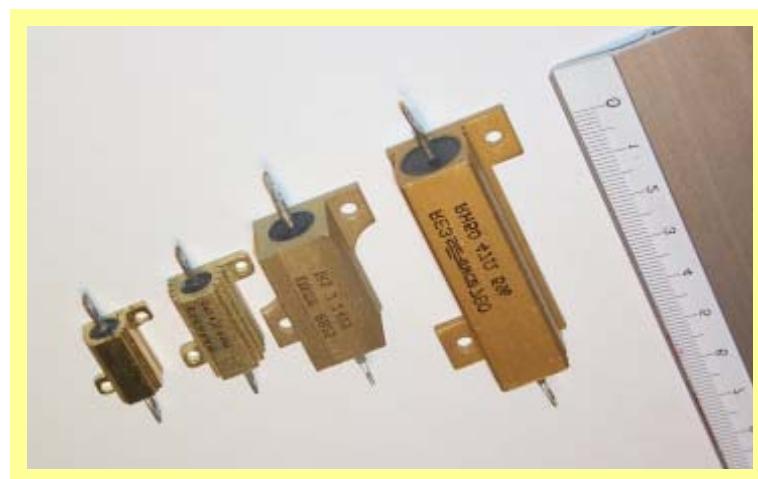
Ovi otpornici se dobijaju namotavanjem na izolacionu podlogu izolovane ili neizolovane žice od legura velike specifične otpornosti (hromnikal, hromaluminijum, manganin, konstantan –

ima negativan temperaturni koeficijent otpornosti  $\alpha_R$ , kazma, evanom, itd). Žice su različitih prečnika. Izborom dužine, prečnika i legure od koje je otporna žica načinjena mogu se dobiti otpornici od  $0,1 \Omega$  do  $1 M\Omega$  i snaga znatno iznad  $10 W$ .



Sl. 3.26. Oklopljavanje žičanih otpornika keramičkim kućišta, postavljanje hladnjaka na iste i vezivanje hladnjaka za šasije.

S obzirom da žičani otpornici rade sa velikim snagama, razvijajući, pri tom, visoke temperature, neki od njih se ugrađuju u keramička kućišta sa žlebovima, koja omogućavaju da se na njih relativno lako postave metalni hladnjaci, koji su ili slobodni, ili se, u cilju efikasnijeg hlađenja, vezuju za same šasije (sl. 3. 26). Na sl. 3.27 prikazan je spoljašnji izgled žičanih otpornika sa hladnjacima.



Sl. 3.27. Spoljašnji izgled žičanih otpornika sa hladnjacima.

### 3.3.1. Temperaturna kompenzacija

Pogodna osobina žičanih otpornika jeste mogućnost temperaturne kompenzacije, koja se postiže namotavanjem osnovnog i kompenzacionog namotaja suprotnih znakova temperaturnih

koeficijenata otpornosti. Neka su  $R_{1o}$  i  $R_{2o}$  otpornosti osnovnog i kompenzacionog namotaja pri temperaturi  $T_o$ , a  $\alpha_1$  i  $\alpha_2$  odgovarajući temperaturni koeficijenti otpornosti. Otpornost ovakve redne veze, pri promeni temperature za  $\Delta T$ , na osnovu (3.9) je:

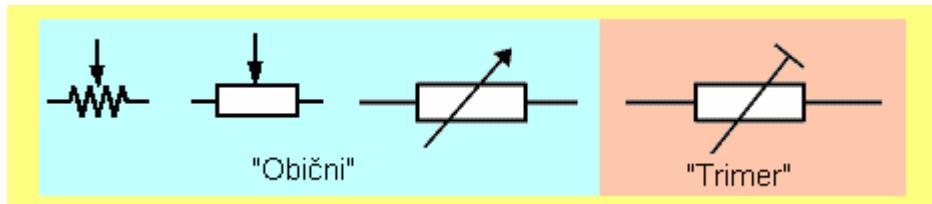
$$R = R_o(1 + \alpha_u \Delta T) = (R_{1o} + R_{2o}) \left( 1 + \frac{\alpha_1 R_{1o} + \alpha_2 R_{2o}}{R_{1o} + R_{2o}} \Delta T \right). \quad (3.15)$$

Potpuna temperaturna kompenzacija biće kada je  $dR/dT = 0$ , odnosno kada je ukupni temperaturni koeficijent otpornosti ove veze jednak nuli, odakle sledi uslov temperaturne kompenzacije:

$$\frac{R_{1o}}{R_{2o}} = \left| \frac{\alpha_2}{\alpha_1} \right|. \quad (3.16)$$

### 3.4. OTPORNICI PROMENLJIVE OTPORNOSTI (POTENCIOMETRI)

Potenciometri se primenjuju za ručnu regulaciju struja i napona u elektronskim kolima. Na sl. 3.28 prikazani su simboli kojima se oni označavaju u šemama elektronskih kola. Po obliku, potenciometri mogu biti kružni i pravolinijski. Na sl. 3.29a prikazan je slojni kružni potenciometar sa osnovnim delovima, a na sl. 3.29b pravolinijski („šiber“) potenciometar.



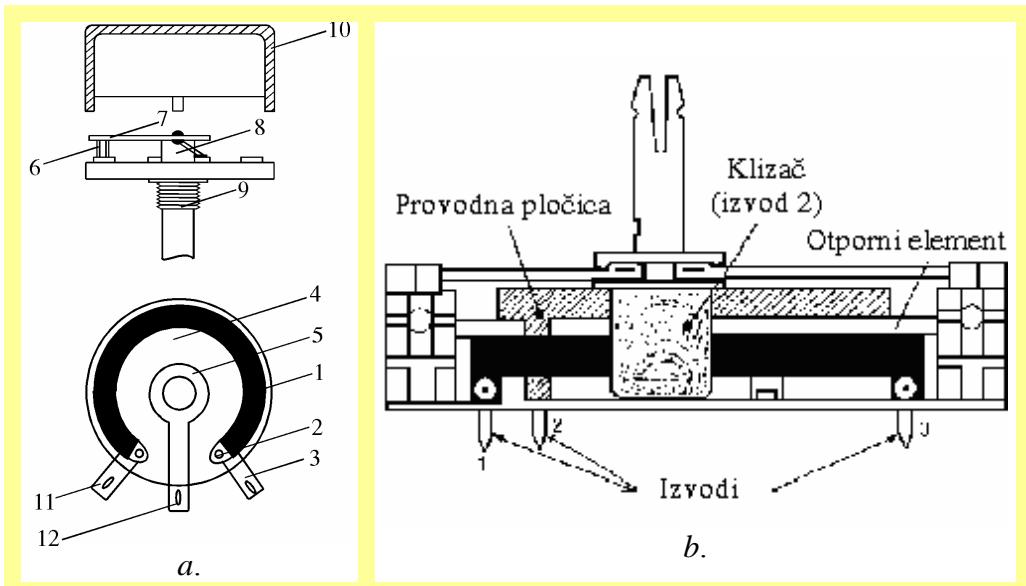
Sl. 3.28. Simboli kojima se označavaju potenciometri u šemama elektronskih kola.

#### 3.4.1. Osnovne karakteristike potenciometara

Pored osnovnih parametara koji definišu otpornike konstantne otpornosti, potenciometre karakterišu još i sledeće osobine: nazivna vrednost ukupne otpornosti, minimalna otpornost, početni skok otpornosti, postojanost na habanje, dopunski kontaktne šum i zakon promene otpornosti.

**Nazivna vrednost ukupne otpornosti** potenciometra jeste otpornost između nepokretnog (11) i pokretnog (12) izvoda (sl. 3.29a), pri maksimalnom uglu obrtanja  $\alpha_m$  pokretnog sistema ( $\alpha = 270^\circ \div 300^\circ$ ) obrtnih potenciometara, odnosno pri maksimalnom položaju klizača kod šiber potenciometara.

**Početni skok otpornosti** predstavlja minimalnu vrednost otpornosti od koje počinje ravnomerna promena otpornosti potenciometra. Ova vrednost obično iznosi  $(1 \div 2)\%$  ukupne otpornosti za potenciometre sa logaritamskom promenom, odnosno  $(5 \div 10)\%$  za potenciometre sa linearnom promenom otpornosti.

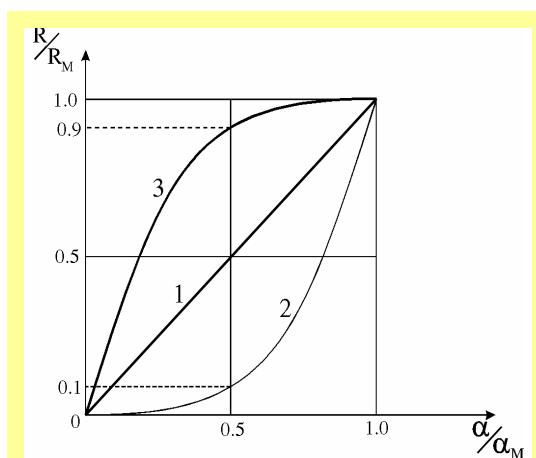


Sl. 3.29. a – Slojni kružni potenciometar: 1 – otporni sloj; 2 – zakivka; 3, 11, 12 – izvodi; 4 – osnova od plastične mase ili pertinaksa; 5 – izvod struje; 6 – kontaktna četkica; 7 – držač četkice; 8 – osovina; 9 – nosač zavrtnja; 10 – metalni poklopac. b – Pravolinijski („šiber“) potenciometar.

**Postojanost na habanje** je okarakterisana sposobnošću potenciometra da sačuva nepromjene karakteristike pri višestrukom korišćenju pokretnih delova potenciometra. Ona se ocjenjuje brojem korišćenja tih pokretnih delova, a da pri tom karakteristike potenciometra ostanu u dozvoljenim granicama. Ovaj broj korišćenja iznosi kod potenciometara opšte namene do 50000, a kod potenciometara za profesionalnu upotrebu  $10^5 \div 10^7$ .

**Dopunski kontaktni šum** nastaje između otpornog elementa i pokretnog kontakta kako pri pomeranju pokretnog sistema (šum pomeranja), tako i pri fiksiranom položaju istog. Nivo šuma pomeranja je znatno veći od nivoa termičkog i strujnog šuma.

**Funkcionalna karakteristika** otpornosti predstavlja zakon promene otpornosti između nepokretnog (12) i pokretnog (11) kontakta potenciometra (sl. 3.29a) pri pomeranju pokretnog sistema, a zavisi od načina konstrukcije potenciometra. Najčešće se primenjuju potenciometri sa linearnom (kriva 1 na sl. 3.30), logaritamskom (kriva 2) i inverzno-logaritamskom (kriva 3) promenom otpornosti. Pored njih, postoje potenciometri i sa drugačijom promenom otpornosti, na primer sa sinusnom, kosinusnom i drugim funkcionalnim zavisnostima.



Sl. 3.30. Funkcionalne karakteristike potenciometara:  
1 – linearna; 2 – logaritamska; 3 – inverzno-logaritamska.

Otpornost kružnih potenciometara sa linearnom promenom otpornosti (linearnih potenciometara) zavisi od ugla obrtanja pokretnog sistema, tako da je:

$$R = R_{\min} + \frac{\alpha}{\alpha_m} (R_{\max} - R_{\min}), \quad (3.17)$$

gde je  $R_{\min}$  početna otpornost potenciometra, a  $R_{\max}$  njegova ukupna otpornost.

Kod potenciometra sa logaritamskom promenom otpornosti („logaritamskih“ potenciometara) logaritam relativne promene otpornosti je proporcionalan relativnom pomeranju pokretnog kontakta:

$$\log \frac{R}{R_{\min}} = k \frac{\alpha}{\alpha_m}. \quad (3.18)$$

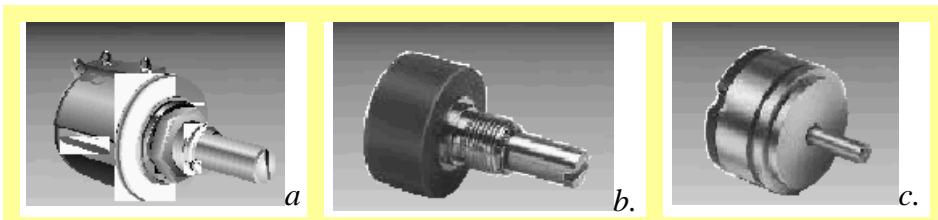
Logaritamski potenciometri se primenjuju za regulaciju jačine zvuka, s obzirom da se sa njima može postići proporcionalnost ugla obrtanja sa jačinom zvuka (u decibelima). Inverzno-logaritamska promena otpornosti (kriva 3 na sl. 3.30) koristi se kod potenciometara od kojih se zahteva ravnomernija promena otpornosti pri većim uglovima obrtanja; obično se primenjuju za regulaciju boje tona kod prijemnih i pojačavačkih audio uređaja.

### 3.4.2. Vrste potenciometara

Kao i otpornici konstantne otpornosti, i potenciometri mogu biti **nenamotani** i **namotani**. Nenamotani potenciometri najčešće imaju otporni materijal u obliku sloja (slojni potenciometri). Namotani ili žičani potenciometri se najčešće proizvode za veće snage i reostate.

**Slojni** potenciometri imaju otporni sloj od ugljenika, oksida metala, različitih kompozicija, kermeta i provodnih plastičnih masa. Nedostatak ugljeničnih i kompozitnih potenciometara je što imaju relativno slabu temperaturnu stabilnost. Boljom temperaturnom stabilnošću odlikuju se potenciometri sa otpornim slojem od oksida metala; oni su veoma stabilni, ali imaju nazivne vrednosti otpornosti najviše do  $100 \text{ k}\Omega$ . Korišćenjem kermeta i provodnih plastičnih masa kao otpornih materijala, poslednjih godina su dobijeni potenciometri sa izuzetno dobrim eksploracionim karakteristikama, dobrom regulacijom otpornosti, niskim nivoom strujnih šumova i relativno malim dimenzijama.

**Motani** potenciometri se dobijaju motanjem žice od otpornih legura na bazi nikla, hroma, bakra, mangana, a takođe i od žica prevučenih provodnom plastikom („hibritron“ potenciometri). Ovi potenciometri imaju ograničenu oblast nazivnih otpornosti, povećanu parazitnu kapacitivnost i induktivnost, vrlo visoku stabilnost, imaju nizak nivo strujnih šumova i mali temperaturni koeficijent otpornosti. Pri manjim snagama se motani potenciometri ređe koriste od nenamotanih; obično se primenjuju za obezbeđenje povećanih zahteva u pogledu tačnosti i stabilnosti električnih i eksploracionih karakteristika elektronskih uređaja. Naprotiv, pri velikim snagama, isključivo se koriste motani, i to žičani, potenciometri.

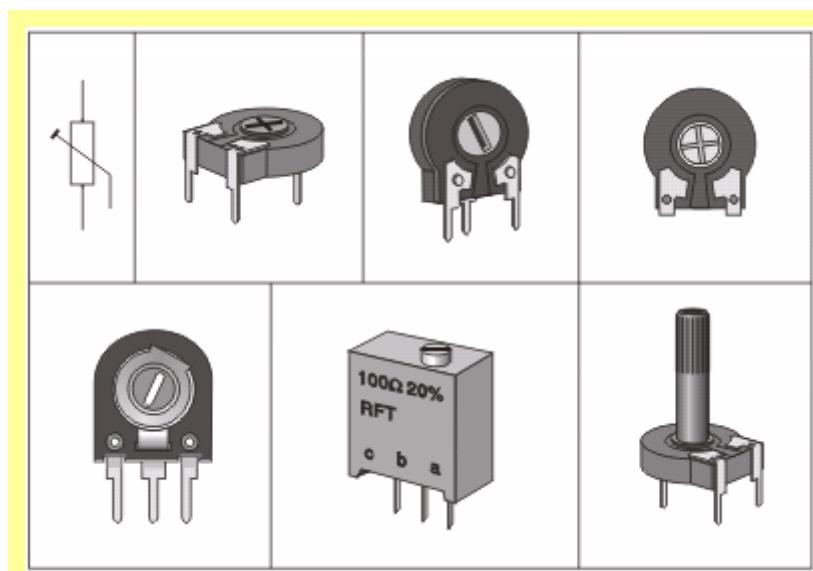


Sl. 3.31. Spoljašnji izgled nekih višeokretnih (helikoidalnih) potenciometara.

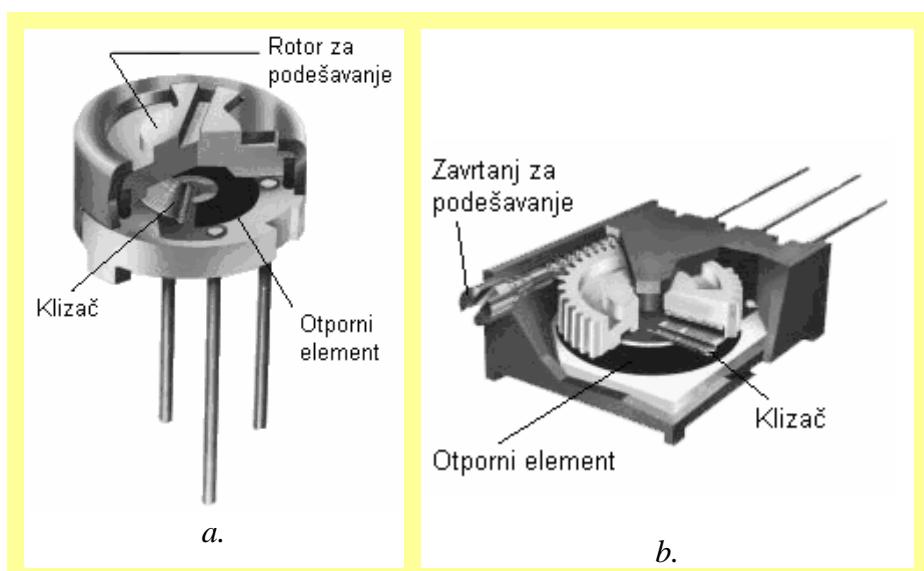
Posebnu grupu motanih potenciometara čine vrlo precizni **višeokretni** (helikoidalni) potenciometri (sa tolerancijom otpornosti do  $\pm 1\%$ ), sl. 3.31; kod njih, da bi se dobila maksimalna vrednost otpornosti, klizač treba okrenuti (po  $360^\circ$ ) 2-, 3-, 5- ili 10-puta. Mogu biti za direktnu ili servo ugradnju (preko kaišnika, sl. 3.31c).

### 3.4.3. Regulacioni otpornici (trimeri)

Trimeri se koriste u kolima kada otpornost treba tačno odrediti u toku njihovog podešavanja i koju ne treba često menjati u toku eksploracije. Po konstrukciji se ne razlikuju mnogo od standardnih potenciometara, sem što su manjih dimenzija i, kao i oni, mogu biti jednookretni i višeokretni, sa nenamotanim (ugljeničnim, kermetnim) ili namotanim otpornim elementom. Na sl. 3.32 prikazano je nekoliko različitih oblika regulacionih otpornika, a na sl. 3.33 dva proizvodnje *BOURNS*.



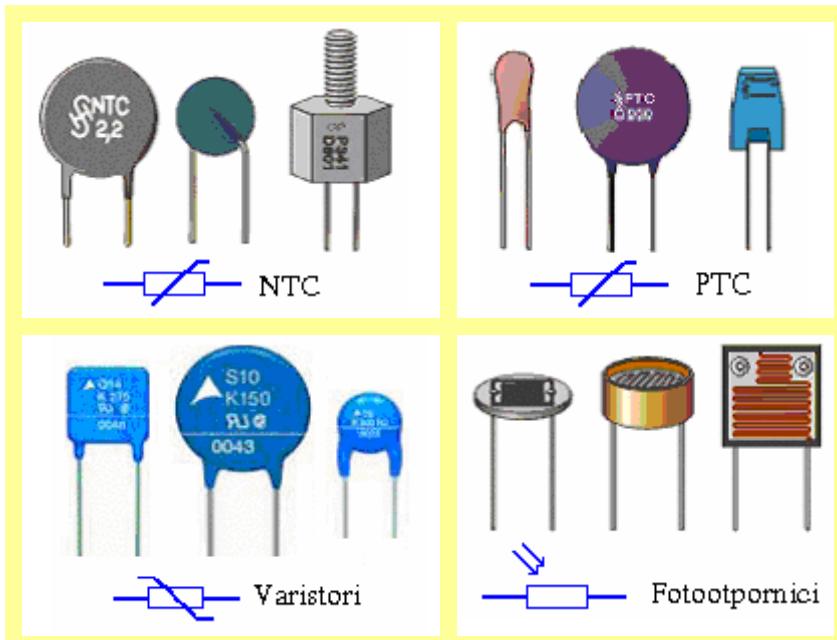
Sl. 3.32. Regulacioni otpornici (trimeri).



Sl. 3.33. Regulacioni otpornici (trimeri) proizvodnje *BOURNS*: a – jednoobrtni trimer; b – trimer sa pužastim zupčanikom za pomeranje klizača (kružna putanja klizača).

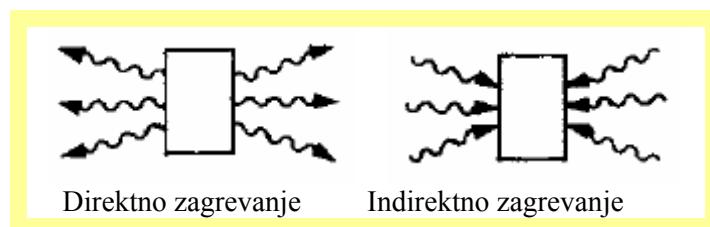
### 3.5. OTPORNICI SA NELINEARNOM PROMENOM OTPORNOSTI

Poslednjih godina sve veću primenu u elektronskim uređajima imaju otpornici čija otpornost zavisi od spoljašnjih uticaja, kao što su temperatura, svetlost, električno polje, mehanička sila, itd. S obzirom da karakteristike ovih otpornika nisu linearne funkcije promene otpornosti sa uzrokom promene otpornosti, to se ovi otpornici zajedničkim imenom zovu **nelinearni otpornici**. Na sl. 3.34 su prikazani osnovni tipovi nelinearnih otpornika.



Sl. 3.34. Osnovni tipovi nelinearnih otpornika.

Kada se otpornost otpornika menja sa temperaturom, takvi otpornici se zovu **termistori** i u zavisnosti od načina zagrevanja (sl. 3.35), ovi otpornici se dele na termistore sa *direktnim* i *indirektnim* zagrevanjem. Razlikuju se dve osnovne vrste termistora: sa negativnim temperaturnim koeficijentom otpornosti (NTC otpornici) i sa pozitivnim temperaturnim koeficijentom otpornosti (PTC otpornici, ili kako se još zovu, pozistori). Otpornici kod kojih se otpornost nelinearno menja pod uticajem električnog polja zovu se varistori ili VDR otpornici, a oni koji menjaju otpornost pod uticajem svetlosti jesu fotootpornici (sl. 3.34).

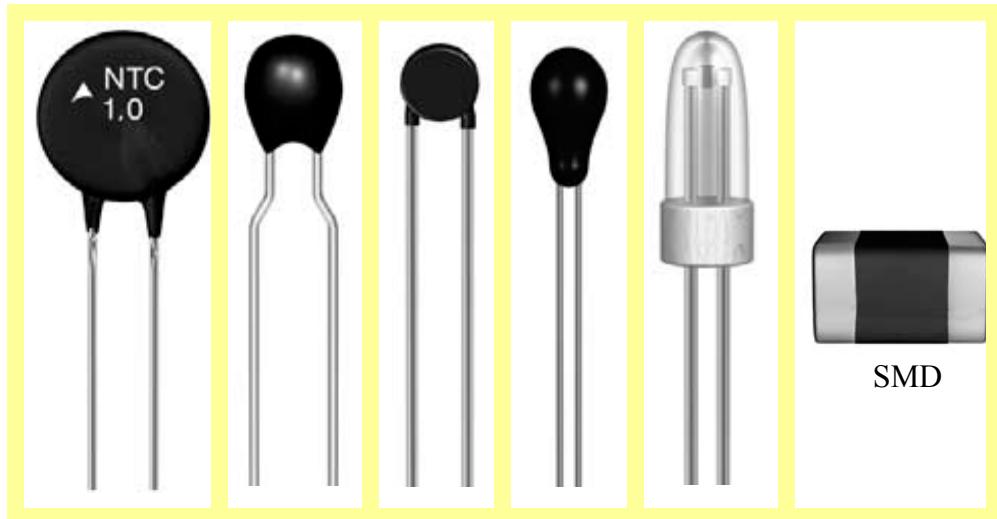


Sl. 3.35. Načini zagrevanja termistora (NTC i PTC otpornika).

#### 3.5.1. NTC otpornici

NTC otpornici su termistori sa relativno velikim negativnim temperaturnim koeficijentom otpornosti. Najčešće se izrađuju od polikristalnih oksidnih poluprovodničkih materijala –

oksida prelaznih metala (od titana do cinka u Mendeljejevom sistemu). Veliku primenu su našli oksidi kobalta ( $\text{Co}_2\text{O}_3$ ), titana ( $\text{TiO}_2$ ), aluminijuma ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ ), nikla ( $\text{NiO}$ ), mangana ( $\text{Mn}_2\text{O}_3$ ), cinka ( $\text{ZnO}$ ), bakra ( $\text{CuO}$  i  $\text{Cu}_2\text{O}$ ), hroma ( $\text{Cr}_2\text{O}_3$ ), kalaja ( $\text{SnO}$ ), itd. Obično se upotrebljavaju smese nekoliko oksida, od kojih se, metodom keramičke tehnologije, dobijaju NTC otpornici različitog oblika, sl. 3.36.



3.36. Različiti tipovi NTC otpornika (napomena: 2, 3, 4. i 5. termistor su sa znatno dužim izvodima nego što je prikazano na slici).

Radno telo NTC otpornika se pravi u obliku štapića, diska (tablete) i perlice (bisera). Ponekad se minijaturni NTC otpornici oblika perlice smeštaju u staklene ampule (sl. 3.36). NTC otpornici oblika štapića imaju maksimalnu snagu od više vati, snaga NTC otpornika u obliku diska (tablete, pločice) dostiže jedva 1 W, a minijaturni NTC otpornici oblika perlice su snaga od nekoliko mW.

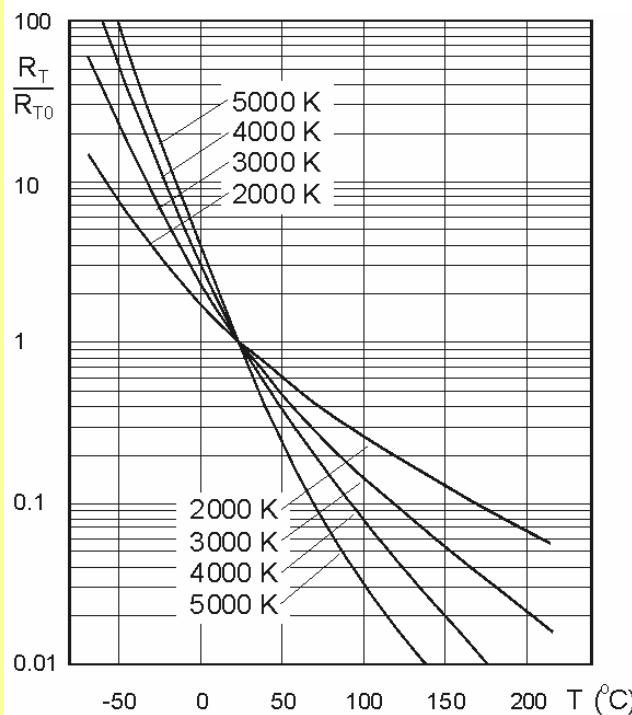
Nadalje će se razmatrati samo NTC otpornici sa direktnim zagrevanjem. Kod takvih NTC otpornika promena otpornosti nastaje pod dejstvom topline koja se razvija u telu termistora usled struje koja protiče kroz njega, ili kao rezultat promene temperature NTC otpornika usled promene toplotnog režima termistora (npr. pri izmeni temperature okolne sredine). Njihove najznačajnije karakteristike su:

**1. Temperaturna karakteristika NTC otpornika** – to je zavisnost otpornosti NTC otpornika od temperature. Primer temperaturnih karakteristika različitih NTC otpornika dat je na sl. 3.37. U opsegu radnih temperatura zavisnost otpornosti NTC otpornika od temperature može se predstaviti sledećim izrazom:

$$R = R_{\infty} \exp\left(\frac{B}{T}\right), \quad (3.19)$$

gde je  $B$  – koeficijent temperaturne osetljivosti, ili kratko, **temperaturna osetljivost** i izražava se u Kelvinovim stepenima (K),  $T$  – apsolutna temperatura (K) i  $R_{\infty}$  – konstanta koja zavisi od materijala i dimenzija NTC otpornika (to je uslovna otpornost termistora na beskonačno visokoj temperaturi).

**2. Nazivna otpornost NTC otpornika** – to je njegova otpornost pri određenoj temperaturi (obično  $20^{\circ}\text{C}$ ). Nazivne otpornosti različitih tipova NTC otpornika kreću se od nekoliko  $\Omega$  do nekoliko  $\text{k}\Omega$ .



Sl. 3.37. Temperaturne karakteristike različitih NTC otpornika;  
 $R_{T0}$  je nazivna otpornost NTC otpornika pri  $T = 20^\circ\text{C}$ .

**3. Koeficijent temperaturne osetljivosti  $B$**  – to je konstanta koja se nalazi u eksponentu izraza kojim je definisana temperaturna karakteristika NTC otpornika, jedn. (3.19). Vrednost ovog koeficijenta, koji zavisi od svojstava materijala od kojeg je NTC otpornik načinjen, praktično je konstantna za dati termistor u opsegu radnih temperatura i za različite tipove NTC otpornika iznosi od  $B = 700 \text{ K}$  do  $B = 15000 \text{ K}$ .

**4. Koeficijent disipacije NTC otpornika  $H$**  – brojno je jednak snazi koju treba dovesti NTC otporniku da bi se on zagreao za  $1^\circ\text{C} = 1\text{K}$ . Ovaj koeficijent se izražava u  $(\text{mW/K})$  ili, kada se računa po jedinici površine, u  $(\text{mW/m}^2\text{K})$ . Vrednost koeficijenta disipacije zavisi od tipa NTC otpornika i iznosi  $H = (0,5 \div 30) \text{ mW/K}$ .

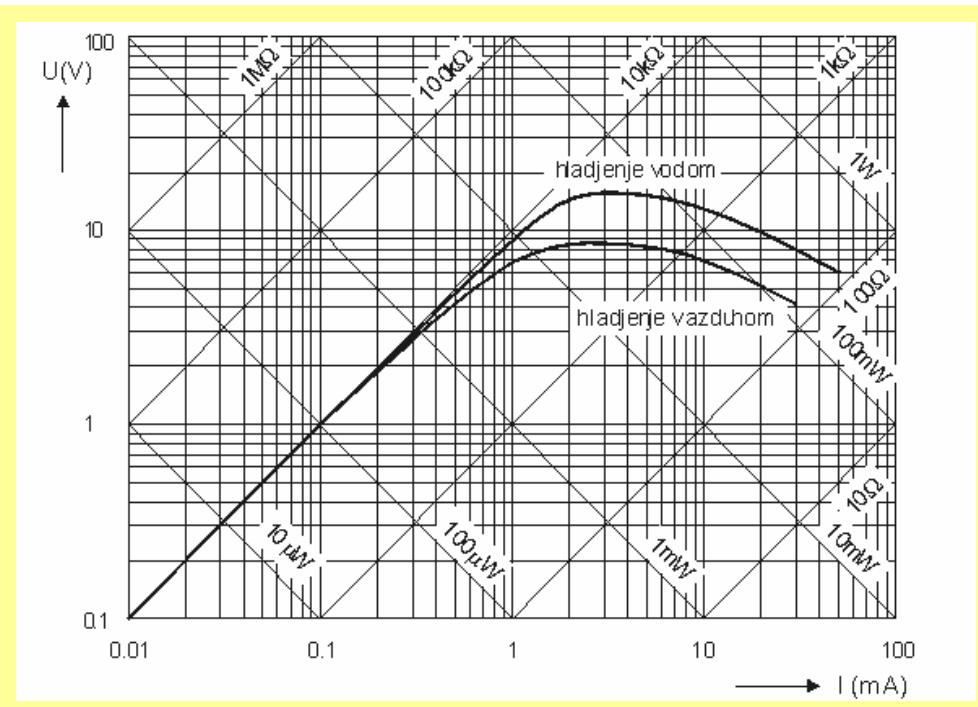
**5. Statička strujno-naponska karakteristika NTC otpornika** – to je zavisnost pada napona na NTC otporniku od struje koja protiče kroz njega u uslovima termičke ravnoteže između termistora i okolne sredine.

Na sl. 3.38 prikazana je statička strujno-naponska karakteristika NTC otpornika u dvostrukoj logaritamskoj razmeri, čija nazivna otpornost iznosi  $10 \text{ k}\Omega$  pri  $20^\circ\text{C}$ ; za druge vrednosti nazivnih otpornosti dobijaju se slične krive. Ova karakteristika se eksperimentalno snima pri konstantnoj temperaturi okolne sredine.

Za svaku tačku statičke strujno-naponske karakteristike NTC otpornika postoji topotna ravnoteža. Naime, u ustaljenom režimu zagravanja NTC otpornika strujom koja protiče kroz njega, sva snaga koja se razvija u termistoru predaje se okolnoj sredini, tako da je:

$$P = \frac{V^2}{R} \equiv \frac{U^2}{R} = I^2 R = H(T - T_{os}), \quad (3.20)$$

gde je  $T$  – temperatura NTC otpornika, a  $T_{os}$  – temperatura okolne sredine.



Sl. 3.38. Statička strujno-naponska karakteristika NTC otpornika.

Iz (3.19) i (3.20) moguće je dobiti jednačinu strujno-naponske karakteristike NTC otpornika u parametarskom obliku:

$$V \equiv U = \sqrt{HR_{\infty}(T - T_{os}) \exp\left(\frac{B}{T}\right)}; \quad (3.21)$$

$$I = \sqrt{\frac{H}{R_{\infty}}(T - T_{os}) \exp\left(-\frac{B}{T}\right)}. \quad (3.22)$$

Dakle, oblik statičke strujno-naponske karakteristike NTC otpornika određen je samo koeficijentom disipacije  $H$ , njegovom otpornošću na temperaturi  $T$  i temperaturom okolne sredine. Iz jedn. (3.21) i (3.22) moguće je odrediti ekstremume statičke strujno-naponske karakteristike uz uslov da su konstantni koeficijent temperaturne osetljivosti i koeficijent disipacije:

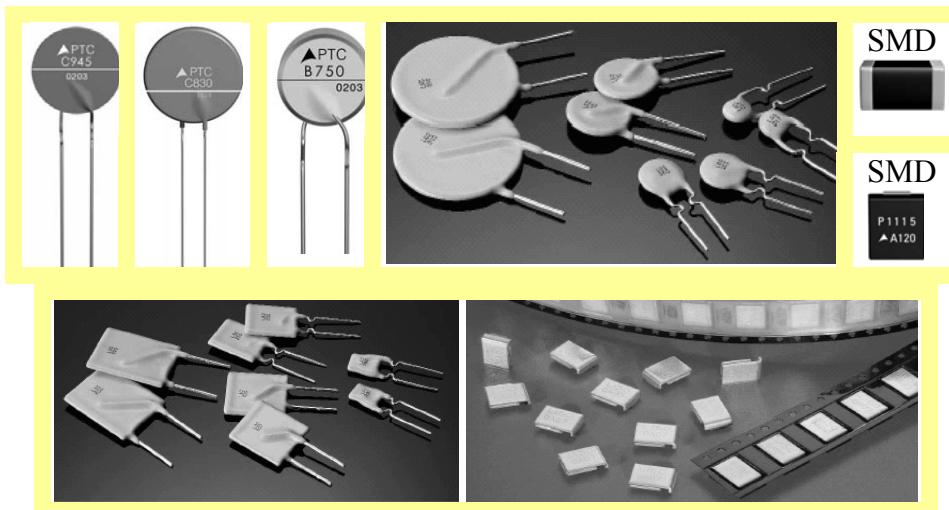
$$T_{eks} = \frac{B \pm \sqrt{B(B - 4T_{os})}}{2}, \quad (3.23)$$

pri čemu je  $T_{eks}$  – temperatura pri ekstremnoj vrednosti strujno-naponske karakteristike, tj. pri  $dU/dI = 0$ . Iz jedn. (3.23) sledi:

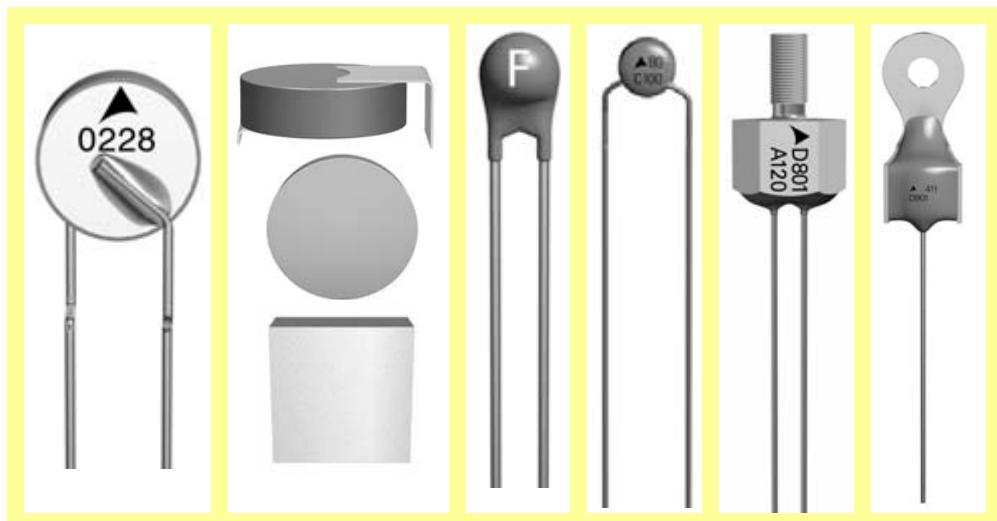
- statička strujno-naponska karakteristika NTC otpornika imaće ekstremnu vrednost napona samo ako je ispunjen uslov  $B > 4T_{os}$ ;
- temperatura, a to znači i otpornost NTC otpornika, pri ekstremnim vrednostima napona određeni su samo vrednostima  $B$  i  $T_{os}$ . Temperatura NTC otpornika pri ekstremnim vrednostima napona ne zavisi, na primer, od koeficijenta disipacije, a to znači da će maksimumi (i minimumi) statičkih strujno-naponskih karakteristika NTC otpornika biti tačno pri jednoj te istoj vrednosti otpornosti NTC otpornika, nezavisno od njegovog oblika i dimenzija.

### 3.5.2. PTC otpornici (pozistori)

Termistori sa velikom pozitivnom vrednošću temperaturnog koeficijenta otpornosti se drugim imenom zovu **pozistori**. Koriste se kao ograničavači struje (za prekostrujnu zaštitu, sl. 3.39) i kao limitatori temperature (sl. 3.40), zatim za demagnetizaciju kolor-katodnih cevi, za zaštitu motora, za regulaciju struja u telefoniji (sl. 3.40), za zaštitu telefonskih linija, itd.



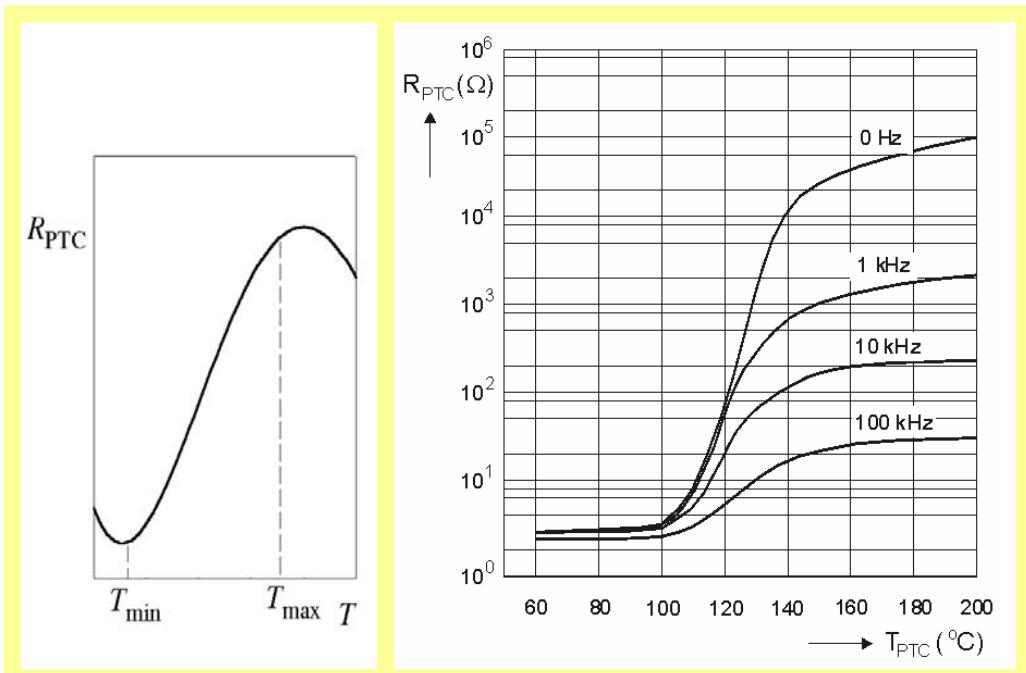
Sl. 3.39. PTC za prekostrujnu zaštitu.



Sl. 3.40. PTC za prekostrujnu zaštitu u telefonskoj aplikaciji (prva četiri) i kao senzorski limitatori temperature (poslednja četiri).

Osnovne karakteristike PTC otpornika su:

1. Temperaturni koeficijent otpornosti pozistora ima pozitivnu vrednost ( $\alpha_T > 0$ ) samo u određenom intervalu temperature, a van tog opsega je  $\alpha_T < 0$  (sl. 3.41);
2. najčešće je vrednost temperaturnog koeficijenta otpornosti pozistora znatno veća od apsolutne vrednosti  $\alpha_T$  NTC otpornika;
3. promena otpornosti termistora sa temperaturom znatno zavisi od frekvencije; ova promena je najveća pri jednosmernoj polarizaciji i opada sa porastom frekvencije signala koji se priključuje na pozistor, sl. 3.41.



Sl. 3.41. Promena otpornosti pozistora sa temperaturom i frekvencijom.

U najvećem broju slučajeva pozistori se izrađuju na bazi keramike od barijum titanata sa polikristalnom strukturom, čija se otpornost znatno smanjuje ako se doda izvesna količina primesa. Naime, barijum titanat ( $\text{BaTiO}_3$ ) je dielektrik sa specifičnom otpornošću pri sobnoj temperaturi od  $(10^{10} \div 10^{12}) \Omega\text{cm}$ . Ako se u barijum titanat unese mala količina ((0,1÷0,3)% ) primesa, kao što su lantan, niobijum, itrijum, specifična otpornost se smanjuje na vrednost  $(10 \div 10^2) \Omega\text{cm}$ .

U delu karakteristične promene otpornosti sa temperaturom, u kome je pozitivna vrednost temperaturnog koeficijenta otpornosti, a za slučaj jednosmerne polarizacije (kriva 0 Hz na sl. 3.41), otpornost se može aproksimirati izrazom:

$$R_{PTC} = A + C \cdot \exp(BT), \quad (3.24)$$

gde su  $A$ ,  $B$  i  $C$  konstante.

### 3.5.3. Varistori

Varistori ili **VDR otpornici** (sl. 3.42) su otpornici kod kojih se otpornost nelinearno menjaju sa promenom jačine električnog polja, odnosno napona na njima (sl. 3.43). Koriste se za naponsku stabilizaciju, posebno većih vrednosti napona.

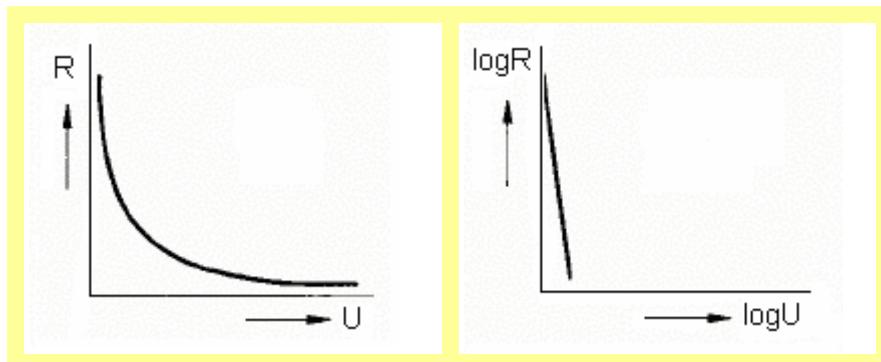
Varistori se najčešće izrađuju od cink oksida. Nelinearnost otpornosti od električnog polja uslovljava nelinearnost i naponsko-strujne karakteristike varistora, sl. 3.44. Strujno-naponska karakteristika varistora data je izrazom:

$$I = K \cdot V^\alpha \equiv K \cdot U^\alpha, \quad (3.25)$$

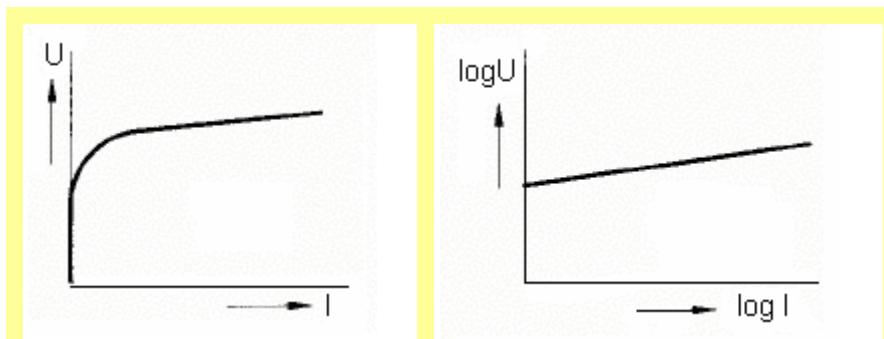
gde je  $K$  konstanta, a  $\alpha$  koeficijent nelinearnosti varistora, čija vrednost (npr. proizvodnje SIE-MENS) iznosi  $\alpha = 30 \div 55$ .



Sl. 3.42. Različiti tipovi varistora.



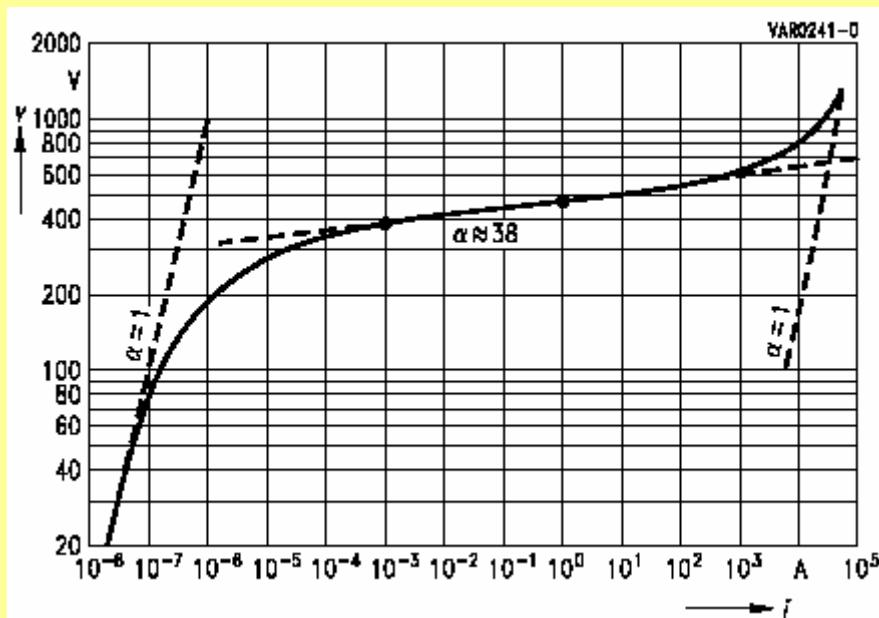
Sl. 3.43. Promena otpornosti varistora u lin-lin i log-log razmeri.



Sl. 3.44. Naponsko-strujna karakteristika varistora u lin-lin i log-log razmeri.

Iako je izrazom (3.25) definisana strujno-naponska karakteristika, proizvođači merene vrednosti struja i napona predstavljaju u obliku naponsko-strujne karakteristike; na sl. 3.45 je prikazana jedna takva realna zavisnost. Sa slike se vidi da je u radnoj oblasti koeficijent nelinearnosti  $\alpha \approx 38$  ( $U-I$  karakteristika u log-log razmeri na sl. 3.45 je data za radnu oblast), a dobija se na osnovu (3.25):

$$\alpha = \frac{\log I_2 - \log I_1}{\log U_2 - \log U_1} = \frac{\log 1 - \log 10^{-3}}{\log 470 - \log 390} = \frac{0 - (-3)}{2.67 - 2.59} = \frac{3}{0.08} \approx 38.$$



Sl. 3.45. Realna naponsko-strujna karakteristika varistora.

### 3.5.4. Fotootpornici

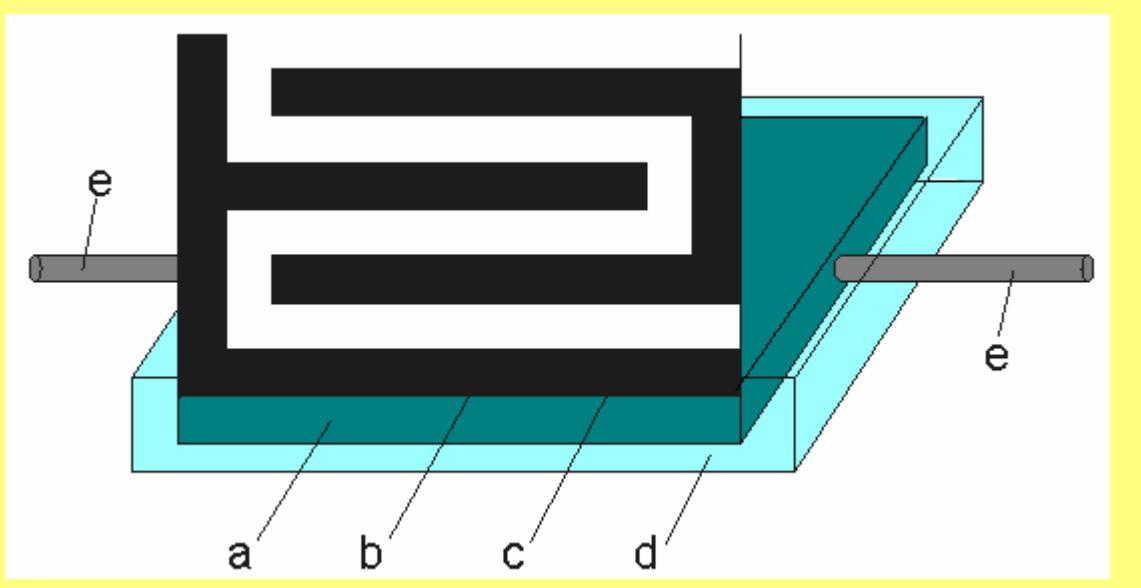
Jedan tip fotootpornika prikazan je na sl. 3.46. Fotootpornici su poluprovodnički otpornici kod kojih se otpornost smanjuje pod uticajem svetlosti. Rad poluprovodničkih fotootpornika zasnovan je na efektu fotoprovodnosti (unutrašnjem fotoelektričnom efektu). Izrađuju se od kadmijum sulfida (CdS), kadmijum selenida (CdSe), kadmijum sulfoselenida (CdSSe), cink sulfida (ZnS), a za oblast infracrvenog zračenja od olovo sulfida (PbS), indijum antimonida (InSb), kadmijum telurida (CdTe), itd. U najvećem broju slučajeva otporni materijal se nanosi na izolacionu podlogu, a preko toga se prekriva providnim materijalom, sl. 3.47.



Sl. 3.46. Jeden od mogućih spoljašnjih izgleda fotootpornika (uvećano).

Osnovne karakteristike i svojstva fotootpornika su:

**1. Statička strujno-naponska karakteristika** – predstavlja zavisnost jednosmerne struje koja protiče kroz fotootpornik od napona na njemu pri konstantnom osvetljaju, sl. 3.48a. Razlika između struje koja protiče kroz fotootpornik kada je on osvetljen i struje neosvetljenog fotootpornika (struje tame) zove se **fotostruja**. Strujno-naponska karakteristika fotootpornika je u većini slučajeva linearna ili bliska linearnoj, sl. 3.48a.



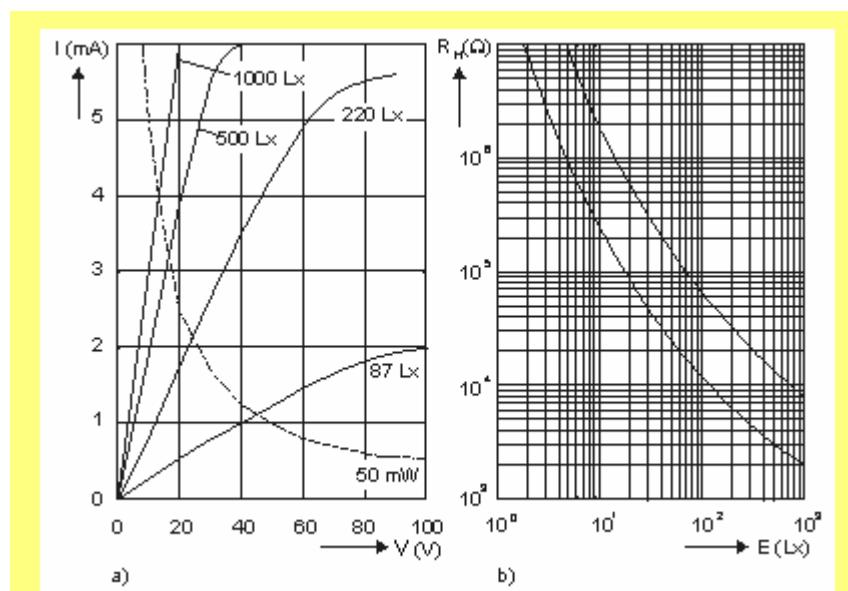
Sl. 3.47. Konstruktivni izgled fotootpornika: a—pločica od steatita; b—fotoosetljivi otporni sloj (CdS); c—elektrode za kontakt (ovde su u obliku češlja); d—providno kućište od epoksidne smole; e—izvodi.

**2. Promena otpornosti sa osvetljajem**, sl. 3.48b, meri se pri različitom osvetljenju otpornika svetlošću složenog spektralnog sastava. Ova promena otpornosti iznosi  $10^4 \div 10^5$  puta.

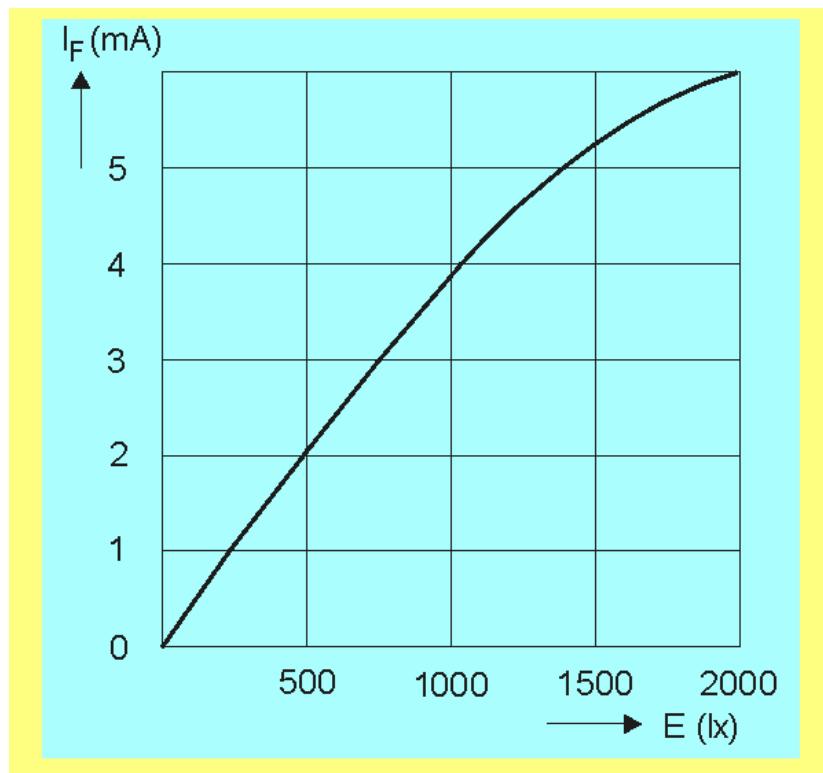
**3. Svetlosna karakteristika** – predstavlja zavisnost fotostruje  $I_F$  od osvetljenosti  $E$ , pri konstantnom naponu, sl. 3.49. U nekoj oblasti promene osvetljenosti za svetlosnu karakteristiku se koristi zavisnost:

$$I_F = A \cdot E^\chi, \quad (3.26)$$

gde su:  $A$  – konstanta koja zavisi od tipa fotootpornika;  $\chi$  – konstanta koja zavisi od talasne dužine svetlosti i tipa fotootpornika;  $E$  – osvetljenost.

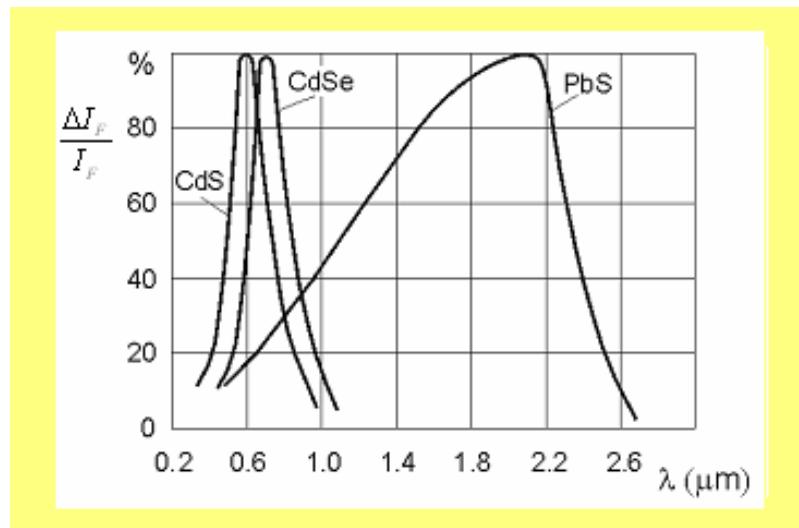


Sl. 3.48. a – Strujno-naponska karakteristika fotootpornika; b – promena otpornosti dva fotootpornika sa osvetljajem.



Sl. 3.49. Svetlosna karakteristika fotootpornika.

**4. Spektralna karakteristika** (sl. 3.50) izražava relativnu promenu fotostruje u zavisnosti od talasne dužine svetlosti koja pada na fotootpornik. Karakteristično je za sve fotootporne da postoji talasna dužina  $\lambda_{opt}$ , zavisno od materijala od koga je sačinjen fotootpornik, pri kojoj je najveća promena fotostruje. To je tzv. maksimalna spektralna osetljivost.

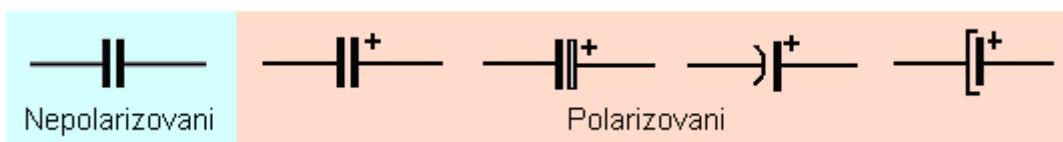


Sl. 3.50. Spektralna karakteristika fotootpornika.

## 4. KONDENZATORI

Kondenzator predstavlja sistem od najmanje dva provodna tela (ploče, folije, metalizirane folije) razdvojena dielektrikom, a koji ima sposobnost akumulacije električne energije.

Na sl. 4.1 su prikazani simboli kojima se označavaju kondenzatori u šemama elektronskih kola.



Sl. 4.1. Simboli kojima se označavaju kondenzatori u šemama elektronskih kola.

### 4.1. OPŠTE O KONDENZATORIMA

#### 4.1.1. Kapacitivnost kondenzatora

Osnovna veličina kondenzatora je njegova električna kapacitivnost  $C$ , koja je određena odnosom količine nanelektrisanja  $Q$  i napona  $V (\equiv U)$  na oblogama kondenzatora:

$$C = \frac{Q}{V}. \quad (4.1)$$

**Nazivna kapacitivnost** jeste kapacitivnost pri normalnim radnim uslovima i označena je na samom kondenzatoru. Nazivne kapacitivnosti kondenzatora sa dozvoljenim tolerancijama bivaju se iz nizova E6, E12... datih u T3.1. Kapacitivnost se izražava u faradima (F). Međutim, s obzirom da je farad vrlo velika jedinica, kapacitivnost se obično izražava u mikrofaradima ( $\mu\text{F}$ ), nanofaradima ( $\text{nF}$ ) i pikofaradima ( $\text{pF}$ ).

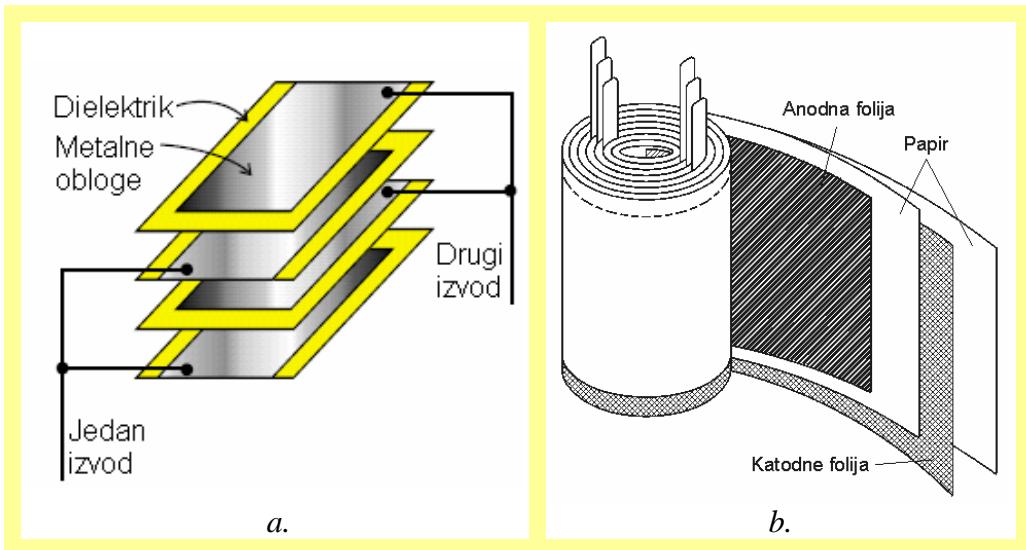
Kapacitivnost kondenzatora zavisi od vrste dielektrika, geometrijskog oblika, dimenzija, itd. Uticaj dielektrika na kapacitivnost je uslovjen intenzitetom polarizacije samog dielektrika. Kao što je poznato, sposobnost dielektrika da se polarizuje u električnom polju karakteriše se dielektričnom propustljivošću, koja se još zove i dielektrična konstanta:

$$\epsilon = \epsilon_r \cdot \epsilon_0, \quad (4.2)$$

gde je  $\epsilon_r$  – relativna dielektrična konstanta dielektrika, a  $\epsilon_0$  – dielektrična konstanta vakuma i ona iznosi  $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \text{ F/m}$ .

Kapacitivnost kondenzatora različitih konstrukcija (sl. 4.2) izračunava se sledećim izrazima, u kojima je **kapacitivnost u pF**, a **dimenzije u cm**:

- kapacitivnost pločastog kondenzatora sa  $N$  obloga (sl. 4.2a):



Sl. 4.2. Kondenzatori različitih konstrukcija: *a* – pločasti sa više obloga; *b* – tubasti.

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{S(N-1)}{d} = 0,0885 \epsilon_r \frac{S(N-1)}{d}, \quad (4.3)$$

pri čemu je  $S$  – površina obloga, a  $d$  – debljina dielektrika (rastojanje između obloga);

- kapacitivnost tubastog kondenzatora, dobijenog namotavanjem trake (sl. 4.2b):

$$C = 0,177 \epsilon_r \frac{bL}{d}, \quad (4.5)$$

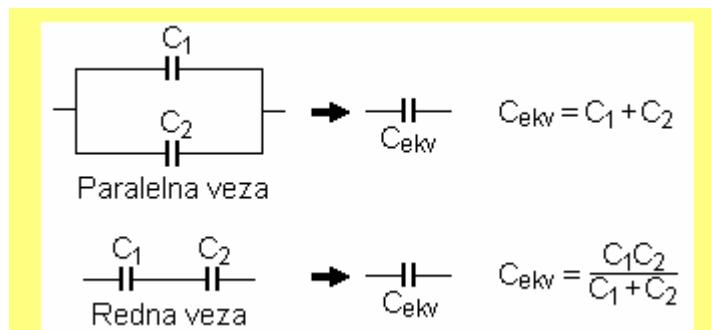
gde je  $b$  – širina, a  $L$  – ukupna dužina trake.

Kada je više kondenzatora vezano paralelno (na sl. 4.3 su, kao primer, prikazana dva paralelno vezana kondenzatora), ukupna kapacitivnost  $C_{ekv}$  takve veze je:

$$C_{ekv} = \sum_{i=1}^n C_i, \quad (4.6)$$

a kada je njih više vezano na red, ukupna kapacitivnost se izračunava na osnovu izraza:

$$\frac{1}{C_{ekv}} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{C_i}. \quad (4.5)$$

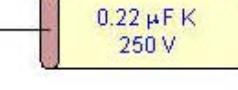
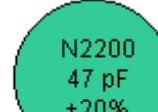
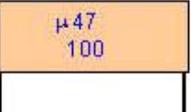
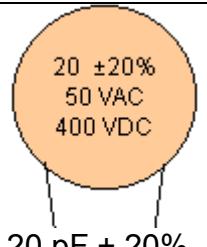


Sl. 4.3. Paralelno i redno vezivanje dva kondenzatora.

#### 4.1.2. Klase tačnosti; označavanje kondenzatora

Kada je to moguće, vrednosti kapacitivnosti kondenzatora (ako nije posebno naglašeno, u pF), kao i dozvoljena odstupanja kapacitivnosti od nazivne vrednosti, nazivni napon, itd. ispisuju se na samom telu kondenzatora. Dozvoljena odstupanja kapacitivnosti od nazivne vrednosti, koja se izražavaju u procentima, definisana su klasama tačnosti. Ta odstupanja mogu biti simetrična ( $\pm 10\%$ ,  $\pm 20\%$ ) i nesimetrična ( $-10\%$ ,  $+30\%$ ). S obzirom da veoma često, zbog malih dimenzija kondenzatora, na njima nema mesta za ispisivanje tolerancije kapacitivnosti, to je za iste uveden sistem slovnog označavanja (isti standard važi i za označavanje tolerancije otpornosti otpornika); na primer, oznaka F se odnosi na toleranciju  $\pm 1\%$  ( $100 \text{ F} \equiv 100 \text{ pF} \pm 1\%$ ), a J na toleranciju  $\pm 5\%$  ( $47 \text{ J} \equiv 47 \text{ pF} \pm 5\%$ )<sup>1</sup>.

Pored toga, za označavanje kondenzatora koriste se i boje koje se nanose u obliku trake ili tačke (videti fusnotu br. 2). Nažalost, način označavanja kondenzatora bojama, kao i slovima i ciframa, nije jedinstven za sve vrste kondenzatora i često odstupa od standarda. Kada se kapacitivnost u pF označava pomoću tri cifre, treća cifra kazuje koliko nula ima iza prve i druge cifre. Na primer:  $220 \text{ pF} \equiv 221$ ;  $47 \text{ pF} \equiv 470$ ;  $56 \text{ nF} \equiv 563$ . Međutim, kada se kapacitivnost označava tačkom iza koje je neka cifra, onda je  $C$  u  $\mu\text{F}$ ; na primer:  $.0047 \equiv 0,0047 \mu\text{F}$ . Na sl. 4.3 je prikazano nekoliko načina označavanja kondenzatora (uz korišćenje T2.1 i T2.2 u knjizi navedenoj u fusnoti br. 1).

 $1000 \text{ pF} = 1 \text{ nF} \pm 10\%, 50 \text{ V}_{\text{DC}}$	 $0,22 \mu\text{F} \pm 10\%, 250 \text{ V}_{\text{DC}}$	 $4,7 \text{ nF}, 400 \text{ V}_{\text{DC}}$
 $0,15 \mu\text{F} \pm 20\%, 100 \text{ V}_{\text{DC}}$	 $47 \text{ pF} \pm 20\%, \alpha_C = -2200 \text{ ppm}^{\circ}\text{C}$	 $0,47 \mu\text{F}, 100 \text{ V}_{\text{DC}}$
 Braon Crna Narandžasta Crna Crvena $10 \text{ nF} \pm 20\%, 250 \text{ V}_{\text{DC}}$	 - Narandžasta + Žuta - Zelena + Braon $330 \text{ nF} \pm 5\%, 160 \text{ V}_{\text{DC}}$	 $20 \text{ pF} \pm 20\%, 50 \text{ V}_{\text{AC}}, 400 \text{ V}_{\text{DC}}$

Sl. 4.3. Različiti načini obeležavanja kondenzatora; nažalost, mnogi proizvođači imaju svoja interna obeležavanja, tako da je za konkretnu primenu kondenzatora neophodno korišćenje kataloga dotičnog proizvođača.

<sup>1</sup> O detaljnijem označavanju kondenzatora, kako slovima tako i bojama, videti u knjizi: Stojan Ristić, „RLC komponente“, Prosveta, Niš, 2005.

### 4.1.3. Dielektrici i dielektrična konstanta

Kapacitivnost i karakteristike kondenzatora znatno zavise od toga koji je dielektrik upotrebljen u kondenzatoru. Pored podele na polarne i nepolarne, dielektrici se mogu podeliti i u sledeće grupe:

- Liskun, staklo, keramika sa malim gubicima (keramika tipa I) i njima slični; koriste se za kondenzatore čije su kapacitivnosti od nekoliko pF do nekoliko stotina pF.
- Keramika sa velikom vrednošću dielektrične konstante (keramika tipa II i tipa III); koristi se za kondenzatore kapacitivnosti od nekoliko stotina do nekoliko desetina hiljada pF.
- Papir i metalizirani papir; koristi se za kondenzatore kapacitivnosti od nekoliko hiljada pF do nekoliko  $\mu\text{F}$ .
- Oksidni slojevi; koriste se za elektrolitske kondenzatore kapacitivnosti reda  $\mu\text{F}$  i veće.
- Dielektrici u obliku folija, kao što su stirofleks, poliester, polikarbonat, itd.; koriste se za kondenzatore kapacitivnosti od stotinu pF do nekoliko  $\mu\text{F}$ .

Dielektrična konstanta dielektrika zavisi, u opštem slučaju, od temperature, napona i frekvencije promene električnog polja između obloga kondenzatora, a takođe i od niza drugih spoljašnjih faktora, što znači da je i kapacitivnost kondenzatora funkcija pomenutih veličina.

### 4.1.4. Otpornost izolacije i vremenska konstanta kondenzatora

Realni dielektrici poseduju neku elektroprovodnost, uslovljenu postojanjem slobodnih jona i elektrona u njima. Ta provodnost je mala, ali ipak konačna. Konstantna struja  $I_{cu}$  koja protiče kroz dielektrik pod uticajem napona na oblogama kondenzatora i koja je, praktično, struja gubitaka, zove se **struja curenja**. Prema tome, otpornost dielektrika, odnosno **otpornost izolacije** kondenzatora, a to je otpornost između obloga kondenzatora, jednaka je:

$$R = \frac{V}{I_{cu}}. \quad (4.6)$$

Struja curenja  $I_{cu}$  je vrlo mala, reda stotog ili hiljaditog dela mikroampera (izuzev kod elektrolitskih kondenzatora) i raste sa temperaturom približno po eksponencijalnom zakonu, tako da otpornost izolacije jako zavisi od temperature i veoma je velika (izražava se u megaomima, gigaomima, a takođe i u teraomima). Otpornost izolacije prvenstveno zavisi od specifične zaprminske otpornosti dielektrika  $\rho$  i od njegovih dimenzija (debljine  $d$  i površine  $S$ ):

$$R = \rho \frac{d}{S}. \quad (4.7)$$

Otpornost izolacije se meri pri normalnim klimatskim uslovima. Sa povećanjem temperature ova otpornost se eksponencijalno smanjuje (sl. 4.4).

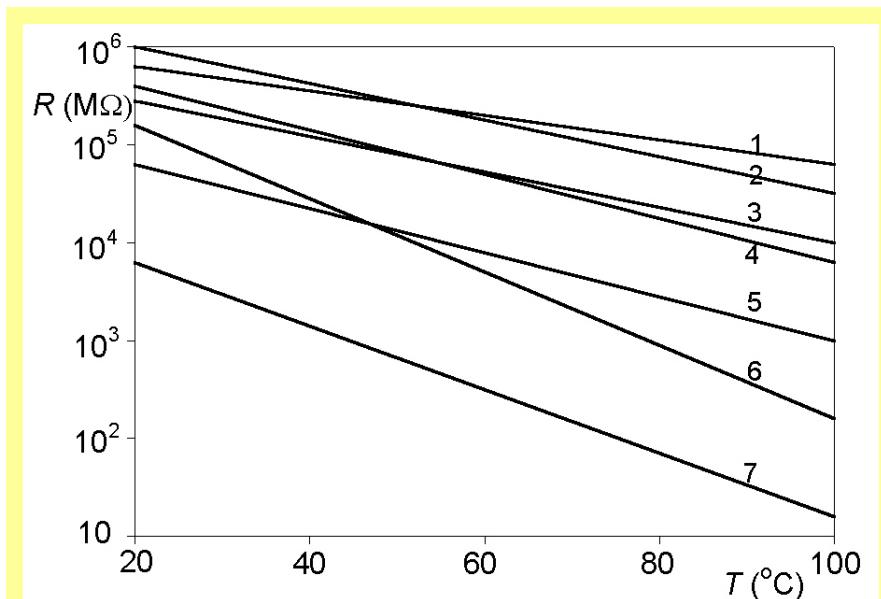
Za  $N = 2$ , iz (4.3) i (4.7) sledi:

$$RC = \epsilon_o \epsilon_r \rho = \tau_C. \quad (4.8)$$

Veličina  $\tau_C = RC$  se zove **vremenska konstanta** kondenzatora i izražava se u sekundama. Kao što se iz (4.8) vidi, vremenska konstanta ne zavisi od dimenzija kondenzatora, već

samo od fizičkih osobina dielektrika. Praktično, vremenska konstanta kondenzatora predstavlja vreme za koje količina elektriciteta opadne na  $1/e$  deo (ili 36,8%) početne vrednosti. Ona, takođe, određuje vremensko punjenje i pražnjenje kondenzatora. Naime, neka je na kondenzator priključen jednosmerni napon  $E$ . Napon na kondenzatoru neće trenutno dostići tu vrednost, već će se povećavati po zakonu:

$$v_C(t) = E \left( 1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_c}\right) \right). \quad (4.9)$$



Sl. 4.4. Otpornost izolacije različitih vrsta dielektrika u funkciji temperature pri 500 V jednosmernog napona na oblogama kondenzatora: 1 – liskun zatopljen epoksidnom smolom; 2 – izolovana keramika; 3 – neizolovana keramika; 4 – namotan impregnisan papir; 5 – liskun zatpoljen bakelitom; 6 – metalizirani papir; 7 – impregnisani papir.

Ako je, pak, kondenzator bio napunjen i na njegovim oblogama je bio napon  $E$ , pri njegovom slobodnom pražnjennju napon na kondenzatoru će se smanjivati po zakonu:

$$v_C(t) = E \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau_c}\right). \quad (4.10)$$

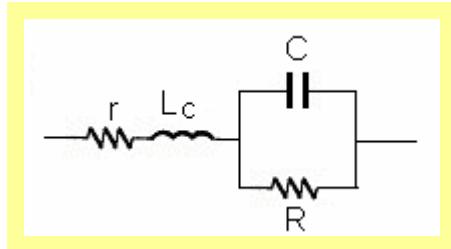
Treba naglasiti da su vremenske konstante kondenzatora čije su kapacitivnosti manje od 100 nF više uslovljene konstrukcijom i spoljašnjim izgledom kondenzatora, nego samim osobinama dielektrika. Za različite tipove kondenzatora vrednost vremenske konstante iznosi od nekoliko sekundi do nekoliko dana (T4.1).

#### T4.1. Vrednosti vremenskih konstanti različitih tipova kondenzatora

Tip kondenzatora	Vremenska konstanta
Kond. sa plastičnim folijama (polistirolni, stirofleksni)	Nekoliko dana
Papirni	Nekoliko sati
Tantalni elektrolitski	Jedan do dva sata
Keramički sa velikom vrednošću dielektrične konstante	Nekoliko minuta
Aluminijumski elektrolitski sa nenagriženom anodom	Nekoliko sekundi

#### 4.1.5. Frekventna svojstva kondenzatora

Kapacitivnost kondenzatora zavisi od frekvencije i to zbog toga što se sa frekvencijom menja dielektrična konstanta  $\epsilon$ , znatno češće, zbog toga što kondenzator poseduje i parazitne veličine, kao što su parazitna otpornost i parazitna induktivnost  $L_C$ . Na visokim frekvencijama svaki kondenzator se može predstaviti ekvivalentnom šemom kao na sl. 4.5. Ovom ekvivalentnom šemom obuhvaćeni su ne samo osnovna kapacitivnost i otpornost kondenzatora, nego i induktivnost i aktivne otpornosti izvoda.



Sl. 4.5. Ekvivalentna šema kondenzatora.

Induktivnost kondenzatora obično je mala i ima vrednost reda nanohenrija. Otpornost gubitaka  $r$ , koja se sastoji od aktivnih otpornosti obloga kondenzatora i izvoda, za obične kondenzatore (ne elektrolitske), iznosi desetine delova oma. Otpornost  $R \gg r$  u naznačenoj ekvivalentnoj šemi jednaka je otpornosti izolacije kondenzatora (ova otpornost se obeležava i sa  $R_p$  – paralelna otpornost).

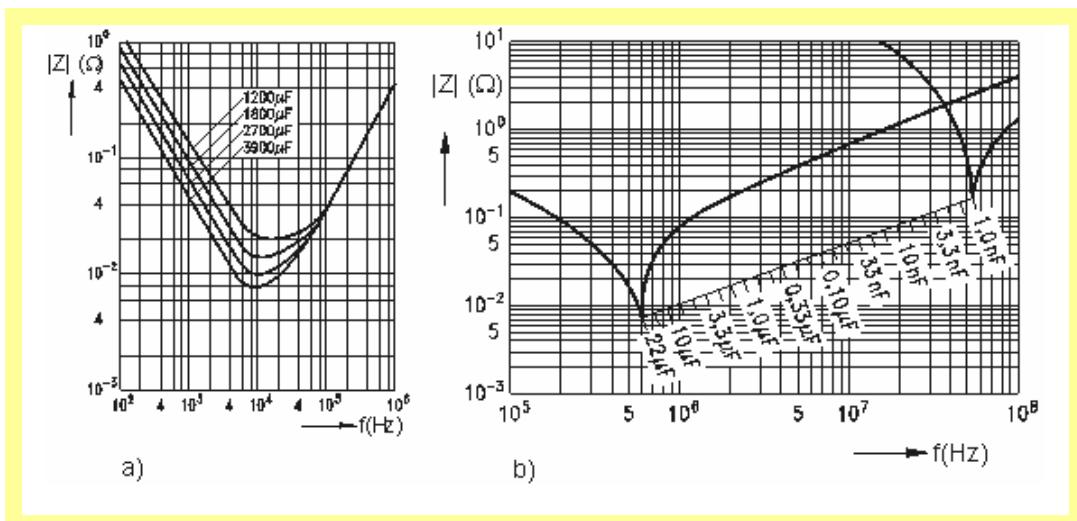
Postojanje sopstvene induktivnosti uslovljava pojavu rezonance koja nastaje pri rezonantnoj frekvenciji:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_c C}}. \quad (4.11)$$

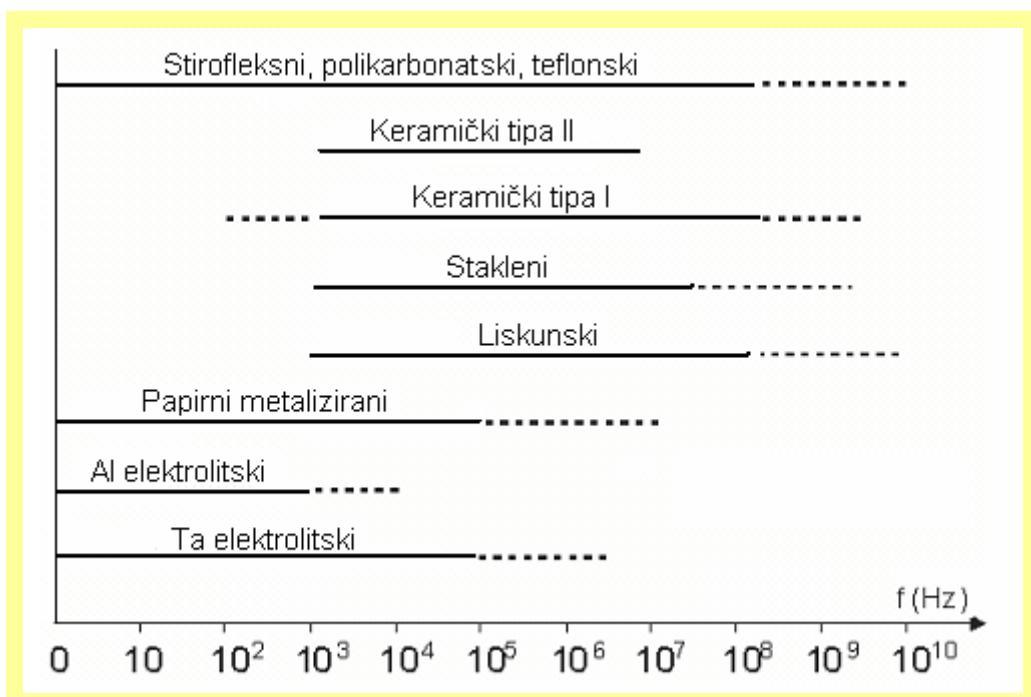
To znači da će se kondenzator pri frekvencijama  $f > f_r$  ponašati kao impedansa koja ima induktivni karakter. Drugim rečima, kondenzator treba koristiti pri frekvencijama  $f < f_r$ , pri kojima impedansa kondenzatora ima kapacitivni karakter. Najčešće se radni opseg frekvencija bira tako da je najviša frekvencija 2÷3 puta niža od rezonantne frekvencije kondenzatora. Na sl. 4.6 prikazane su tipične zavisnosti impedanse aluminijumskih elektrolitskih kondenzatora i kondenzatora sa plastičnim metaliziranim folijama od frekvencije.

Povećanje rezonantne frekvencije  $f_r$  postiže se smanjenjem parazitne kapacitivnosti  $L_c$ . Jedan od načina dobijanja malih vrednosti induktivnosti  $L_c$  jeste primena kratkih izvodnica, ili upotreba kondenzatora za površinsko montiranje (SMD). Smanjenje induktivnosti  $L_c$  kod namotanih tubastih kondenzatora postiže se postavljanjem kontakata izvodnica što je moguće bliže jedan drugome.

Gubici u parazitnim kapacitivnostima, do kojih neminovno dolazi usled konstruktivnih izvođenja kondenzatora (inkapsulacija, zalivanje ili presovanje u plastične mase, itd.), kao i gubici na otpornosti izolacije (otpornosti  $R = R_p$  na ekvivalentnoj šemi na sl. 4.5) određuju donju graničnu frekvenciju kondenzatora. Slika 4.7 prikazuje opseg frekvencija pri kojima se kondenzatori sa različitim dielektricima mogu koristiti. S obzirom da se konstrukcijom i tehnologijom proizvodnje kondenzatora može unekoliko da utiče na frekventni opseg, to je dijagram na sl. 4.7 samo orijentacionog karaktera.



Sl. 4.6. Frekventna zavisnost modula impedanze: *a* – aluminijumskih elektrolitiskih kondenzatora; *b* – kondenzatora sa metaliziranim plastičnim folijama.



Sl. 4.7. Frekventni opseg primene kondenzatora sa različitim dielektricima.

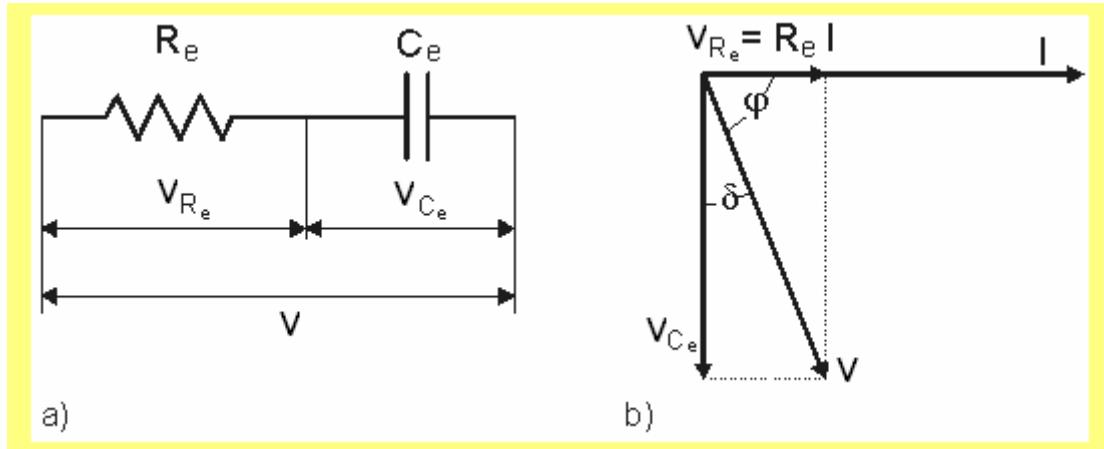
#### 4.1.6. Gubici u kondenzatoru

U realnom kondenzatoru, koji je priključen u električno kolo, jedan deo energije se uvek bespovratno izgubi. Ovaj gubitak energije je posledica zagrevanja kondenzatora i rasejanja toplote u okolnu sredinu. Pri tom, izdvojena toplota može u kondenzatoru da dovede do nedopustivog povećanja njegove temperature. Povećanje temperature iznad temperature okolne sredine direktno je proporcionalno snazi gubitaka  $P_a$ . Kondenzatori velikih reaktivnih snaga, kod kojih gubici energije imaju i ekonomski smisao, karakterišu se **dopustivim** gubicima snage  $P_{a,dop}$ .

Ukupna snaga gubitaka  $P_a$  u kondenzatoru iznosi:

$$P_a = P_\epsilon + P_m, \quad (4.12)$$

gde je  $P_\epsilon$  snaga gubitaka u dielektriku, a  $P_m$  snaga gubitaka u metalnim delovima kondenzatora. Gubici u dielektriku su, u osnovi, povezani sa procesom polarizacije dielektrika i njegovom provodnošću. Gubici u metalnim delovima uslovljeni su zagrevanjem obloga, izvoda i kontakata.



Sl. 4.8. a – Redna ekvivalentna šema kondenzatora; b – fazorski dijagram napona i struja.

Snaga gubitaka u kondenzatoru može se izraziti preko gubitaka na ekvivalentnoj rednoj otpornosti kondenzatora  $R_e$ , sl. 4.8 je redna ekvivalentna šema kondenzatora sa sl. 4.5). Ekvivalentna redna otpornost  $R_e$  i ekvivalentna kapacitivnost  $C_e$  iznose (zanemaruje se  $\omega L_c$ ):

$$R_e = r + \frac{R_p}{1 + (\omega R_p C)^2}; \quad C_e = C \left( 1 + \frac{1}{(\omega R_p C)^2} \right) \approx C \text{ za } (\omega R_p C)^2 \gg 1. \quad (4.13)$$

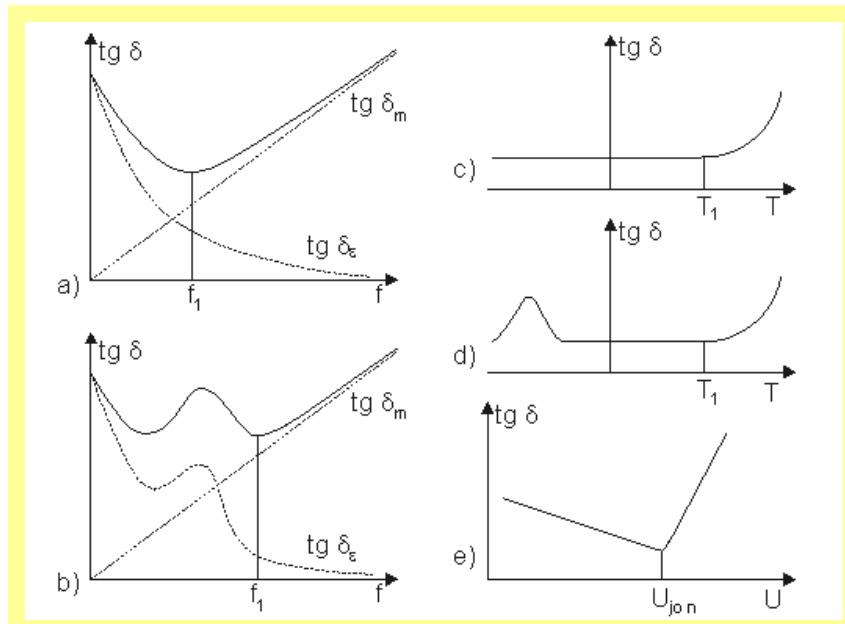
Ugao  $\delta$ , koji dopunjuje ugao između vektora struje  $I$  i napona  $V$  (sl. 4.8b) do  $90^\circ$  zove se **ugao gubitaka**. Tangens tog ugla, čija je vrednost pri zadatoj kapacitivnosti kondenzatora  $C$  i frekvenciji  $\omega$  direktno proporcionalna otpornosti gubitaka  $R_e$ , zove se **tangens ugla gubitaka** kondenzatora:

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{V_{Re}}{V_{Ce}} \approx \frac{\frac{R_e I}{1}}{\frac{I}{\omega C}} = r\omega C + \frac{1}{\omega R_p C} = \operatorname{tg}\delta_m + \operatorname{tg}\delta_\epsilon, \quad (4.14)$$

gde je  $\operatorname{tg}\delta_m = r\omega C$  tangens ugla gubitaka u metalnim delovima, a gubici u dielektriku su dati uglom gubitaka  $\delta_\epsilon$  i tangensom ugla gubitaka  $\operatorname{tg}\delta_\epsilon \approx 1/(\omega R_p C)$ .

Veličina inverzno proporcionalna tangensu ugla gubitaka ( $Q = 1/\operatorname{tg}\delta$ ) jeste **faktor dobrote** kondenzatora ( $Q$ -faktor).

Kao što se iz jedn. (4.14) vidi, tangens ugla gubitaka jednak je zbiru tangensa ugla gubitaka u metalu ( $\operatorname{tg}\delta_m$ ) i dielektriku ( $\operatorname{tg}\delta_\epsilon$ ). Treba naglasiti da je  $\operatorname{tg}\delta_\epsilon$  dominantan pri vrlo niskim frekvencijama i da sa porastom frekvencije naglo opada. Sa druge strane, kao što je evidentno iz jedn. (4.14),  $\operatorname{tg}\delta_m$  raste sa frekvencijom, tako da se može smatrati da je na visokim frekvencijama  $\operatorname{tg}\delta \approx \operatorname{tg}\delta_m$ , sl. 4.9a,b. Tangens ugla gubitaka, meren za različite tipove kondenzatora u njihovom radnom opsegu frekvencije, iznosi  $a \cdot 10^{-4}$ , pri čemu koeficijent  $a$  ima vrednosti od jedinice za vazdušne do  $a = 1000 \div 3000$  za elektrolitske kondenzatore.



Sl. 4.9. Zavisnost  $\operatorname{tg} \delta$ : a – od učesatnosti za kondenzatore sa nepolarnim dielektrikom; b – od učesatnosti za kondenzatore sa polarnim dielektrikom; c – od temperature za kondenzatore sa nepolarnim dielektrikom; d – od temperature za kondenzatore sa polarnim dielektrikom; e – od napona.

#### 4.1.7. Stabilnost kondenzatora

Električna svojstva i radni vek kondenzatora zavise od dejstva spoljašnjih klimatskih i mehaničkih uticaja (temperature, pritiska, vlažnosti, radijacije, vibracija, itd.).

Uticaj **temperature** ogleda se u promeni kapacitivnosti i ugla gubitaka (faktora dobrote kondenzatora), a takođe i električne čvrstoće. Naime, promena temperature utiče na metalne delove kondenzatora u vidu skupljanja ili širenja, usled čega se menja kapacitivnost. Isto tako, promena temperature može da utiče i na dielektrik, koji može ili da omekša (staklo), ili da se rastopi (parafin), ili da očvrsne (kao ulje na niskim temperaturama), ili da u dielektriku nastanu naprsline i pukotine. Pored pomenutih promena u dielektriku, sa promenom temperature menja se i dielektrična konstanta dielektrika.

Linearna promena kapacitivnosti kondenzatora sa temperaturom može se predstaviti izrazom:

$$C = C_o (1 + \alpha_c \Delta T), \quad (4.15)$$

gde je  $C_o$  kapacitivnost pri temperaturi  $T_o$  u odnosu na koju se meri promena kapacitivnosti, a  $\alpha_c$  je temperaturni koeficijent kapacitivnosti:

$$\alpha_c = \frac{1}{C} \frac{dC}{dT}. \quad (4.16)$$

Ako promena kapacitivnosti sa temperaturom  $C(T)$  ima nelinearni karakter, to je za ocenu temperaturne stabilnosti kapacitivnosti kondenzatora bolje koristiti relativnu promenu kapacitivnosti  $\delta C$ :

$$\delta C = \frac{C(T) - C(T_o)}{C(T_o)} 100 (\%). \quad (4.17)$$

Uticaj **vlage** na karakteristike kondenzatora može biti znatan u slučaju da vlaga prodre u dielektrik, čime se menja dielektrična konstanta dielektrika (dielektrična konstanta vode iznosi  $\epsilon_r = 80$ ), a to znači da se menja i kapacitivnost kondenzatora. Pored toga, prisustvo vlage znatno smanjuje otpornost izolacije. Kao rezultat smanjenja otpornosti izolacije rastu gubici, posebno pri povišenim temperaturama, a takođe se smanjuje i električna čvrstoća usled porasta verovatnoće nastajanja topotognog proboga. Pri konstantnom dejstvu vlage postoji mogućnost nastajanja elektrohemijskih pojava u dielektriku. Katastrofalne promene vrednosti parametara kondenzatora najčešće se javljaju kod kondenzatora koji duže vreme nezaštićeni rade pri visokoj vlažnosti, posebno u tropskim krajevima. Kondenzatori koji su zatopljeni u plastične mase mogu pouzdano da rade pri relativnoj vlažnosti vazduha do 90%, a hermetizovani do iznad 98%.

## 4.2. KONDENZATORI STALNE KAPACITIVNOSTI



Sl. 4.10. Različite vrste kondenzatora stalne kapacitivnosti.

Kondenzatori stalne (konstantne) kapacitivnosti najčešće se dele prema vrsti upotrebljennog dielektrika, tako da se razlikuju: papirni kondenzatori, kondenzatori sa metaliziranim papirom, kondenzatori sa plastičnim i metaliziranim plastičnim folijama, liskunski kondenzatori, stakleni kondenzatori, keramički kondenzatori, elektrolitski kondenzatori, itd. Više informacija o njima u odnosu na ono što će nadalje biti dato mogu se naći u knjizi navedenoj u fusnoti br. 1.

### 4.2.1. Papirni kondenzatori

Papir je jedan od najstarijih dielektrika koji se koristi pri proizvodnji kondenzatora. Pri tom, papir mora biti posebno izrađen (tkzv. „kondenzatorski papir“). Treba napomenuti da se papir nikada ne koristi sam, već se uvek impregniše sintetičkim tečnostima, mineralnim uljima, voštanim materijalima ili vazelinom. To se čini zbog toga da bi se smanjila higroskopnost kondenzatorskog papira. Istovremeno, na taj način se povećava dielektrična čvrstoća papira, ali povećava i koeficijent dielektričnih gubitaka.

Papirni kondenzatori se najčešće rade **tubastog** oblika namotavanjem papirnih traka između kojih su, kao kondenzatorske obloge, metalne folije. Kao kondenzatorske obloge obično se koriste aluminijumske folije, sl. 4.2b. U elektronici se papirni kondenzatori sve manje koriste i zamjenjuju se kondenzatorima sa plastičnim folijama. Međutim, još se koriste u telefoniji (npr. u aluminijumskom kućištu), u energetskoj elektronici, za korekciju faktora snage, itd.

Nedostaci papirnih kondenzatora su postojanje vazdušnih mehurića u papiru i velike dimenzije samoga kondenzatora. Ovi nedostaci su, donekle, izbegnuti kod **kondenzatora sa metaliziranim papirom**, kod kojih je jedna strana papirne trake metalizirana. Druga dobra osobina ovih kondenzatora je **autoregeneracija**, koja se sastoji u sledećem: ako pod dejstvom napona nastane probaj ili kratak spoj između obloga, usled velike „lokalne“ temperature ispariće veoma tanak sloj metala u okolini mesta probaja i sprečiće obrazovanje stalnog kratkog spoja. Treća prednost u odnosu na papirne kondenzatore jeste manja dimenzija kondenzatora sa metaliziranim papirom, s obzirom da se umesto aluminijumskih folija (debljine oko  $6\text{ }\mu\text{m}$ ) koristi sloj metalizacije debljine ( $0,02\div0,06$ )  $\mu\text{m}$ .

Postoji više različitih tipova i modela kondenzatora sa metaliziranim papirom, od kojih se izdvajaju: cilindrični kondenzatori za široku potrošnju u plastičnim kućištima, kondenzatori za kompenzaciju faktora snage kod fluoroscentnih svetiljki, kondenzatori za kompenzaciju faktora snage kod motora, itd.

### 4.2.2. Kondenzatori sa plastičnim i metaliziranim plastičnim folijama

Kondenzatori sa plastičnim folijama (filmovima) i metaliziranim plastičnim folijama su skoro u potpunosti potpisnuli papirne kondenzatore, s obzirom da od njih imaju znatno veću otpornost izolacije i istovremeno znatno manji tangens ugla gubitaka. Kao dielektrik koriste se nemetalizirane i metalizirane folije od različitih materijala, kao što su **stirofleks** (zove se još i **polistiren** i **polistirol**), **poliester**, **polikarbonat**, **polipropilen**, itd.

Konstrukcija kondenzatora sa plastičnim folijama i metaliziranim plastičnim folijama je slična konstrukciji papirnih kondenzatora. Kada su folije nemetalizirane, one i metalne folije se slažu kao na sl. 4.11a (kod „blok“ kondenzatora), ili se metalne folije, između kojih se smeštaju dva ili tri sloja folija od pomenutih materijala, namotavaju (sl. 4.2b). Na sl. 4.11b je prikazan deo blok kondenzatora sa metaliziranim plastičnim folijama, a na sl. 4.12 spoljašnji izgled tih kondenzatora (zovu se još i metal-film kondenzatori). Kao što se sa sl. 4.11b vidi, kontaktiranje metalizacije sa izvodnicama ostvareno je posredstvom metalnog držača, za razliku od kondenzatora sa folijama bez metalizacije (sl. 4.11a), u kome su metalne folije u direktnom kontaktu sa izvodnicama.

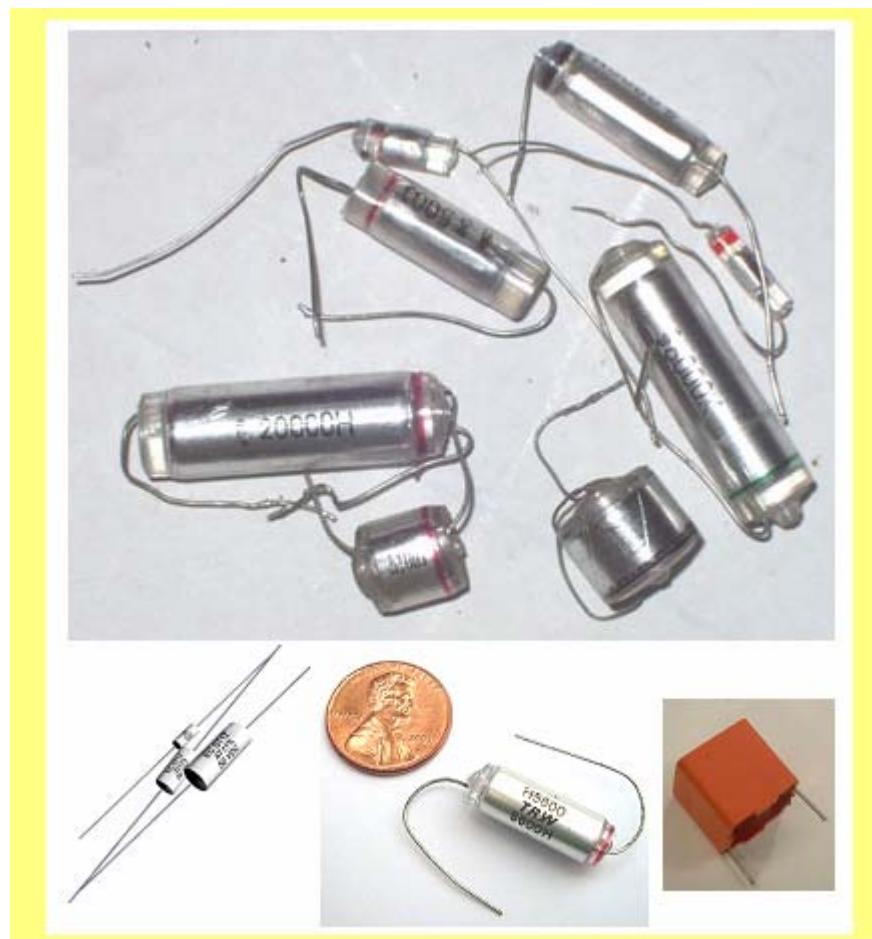
Pored izrazito boljih karakteristika u odnosu na papirne kondenzatore i kondenzatore sa metaliziranim papirom u pogledu otpornosti izolacije, gubitaka, vremenske konstante, faktora dobrote, frekventnog opsega, itd., nedostatak kondenzatora sa plastičnim i metaliziranim plastičnim folijama je što imaju relativno malu zapreminsку kapacitivnost.



Sl. 4.11. Detalji konstrukcije blok kondenzatora sa plastičnim folijama (a)  
i metaliziranim plastičnim folijama (b).



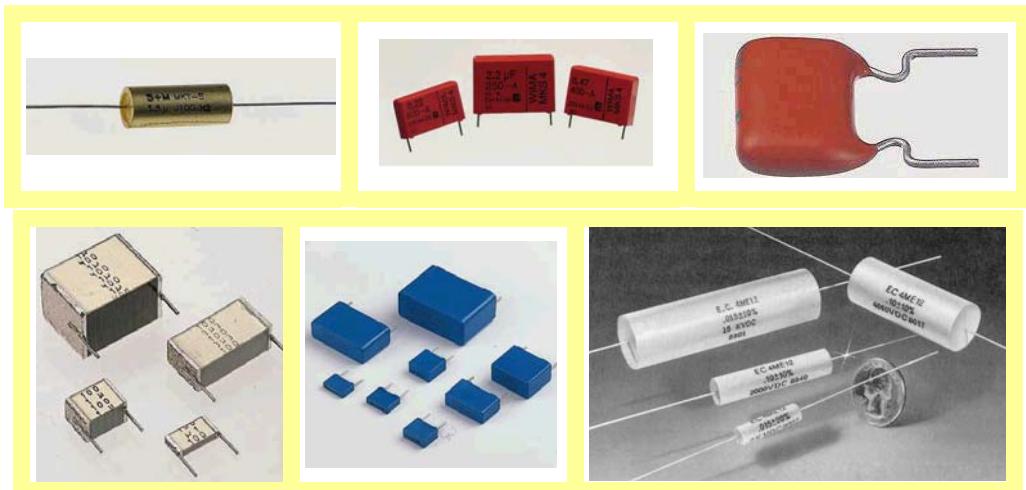
Sl. 4.12. Spoljašnji izgled kondenzatora sa metaliziranim folijama (metal-film kondenzatora).



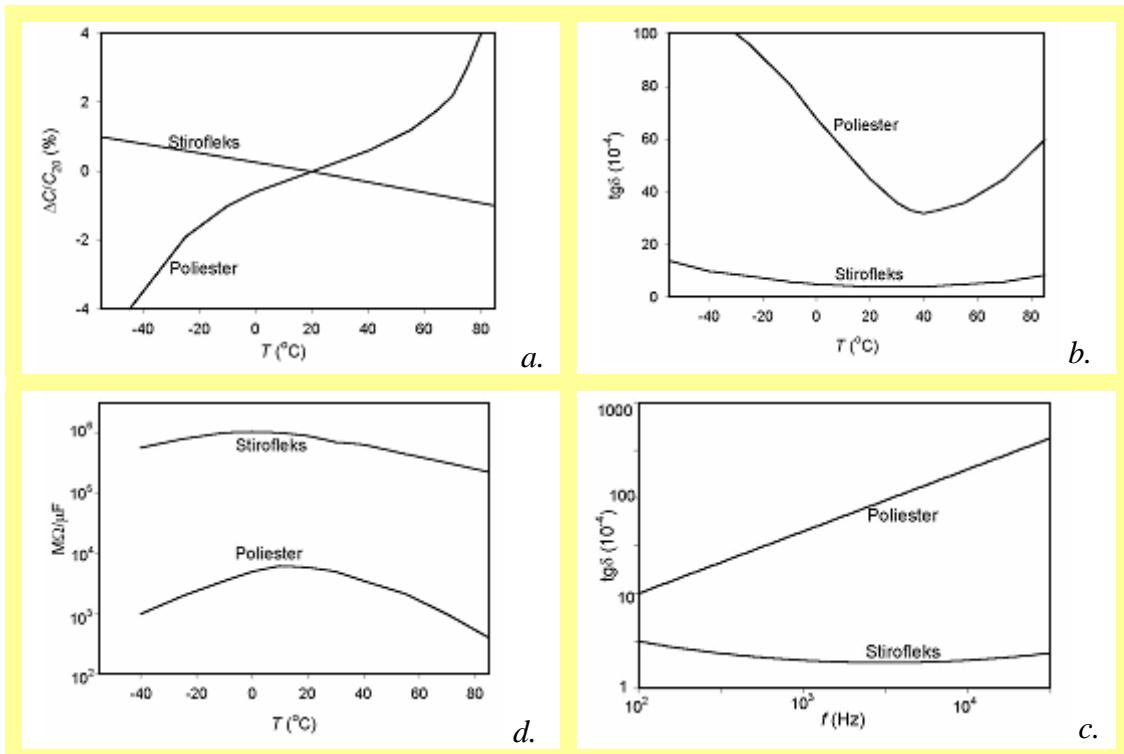
Sl. 4.13. Spoljašnji izgled stirofleksnih kondenzatora.

Od kondenzatora sa plastičnim folijama u uređajuma široke potrošnje najčešće se koriste **stirofleksni** (polistirenski, polistirolski) i **poliesterski** (polietilenski) kondenzatori. Spoljni izgled nekih stirofleksnih kondenzatora prikazan je na sl. 4.13, a poliesterskih na sl. 4.14.

Osnovne razlike između stirofleksnih i poliesterskih kondenzatora prikazane su na sl. 4.15. Sa sl. 4.15 se vidi da poliesterski kondenzatori imaju nešto lošije karakteristike od stirofleksnih, ali treba naglasiti da se, za razliku od stirofleksnih foilija, poliesterske folije mogu **metalizirati**, te postoje (oni se više i koriste) i kondenzatori sa metaliziranim poliesterskim folijama.



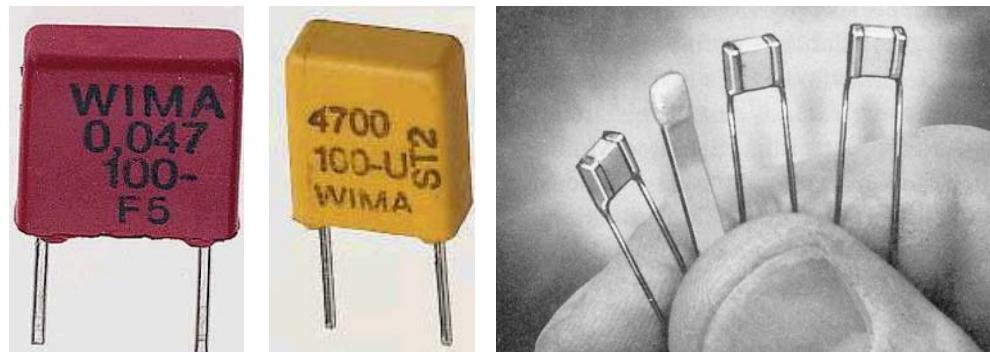
Sl. 4.14. Spoljašnji izgled različitih vrsta poliesterskih kondenzatora.



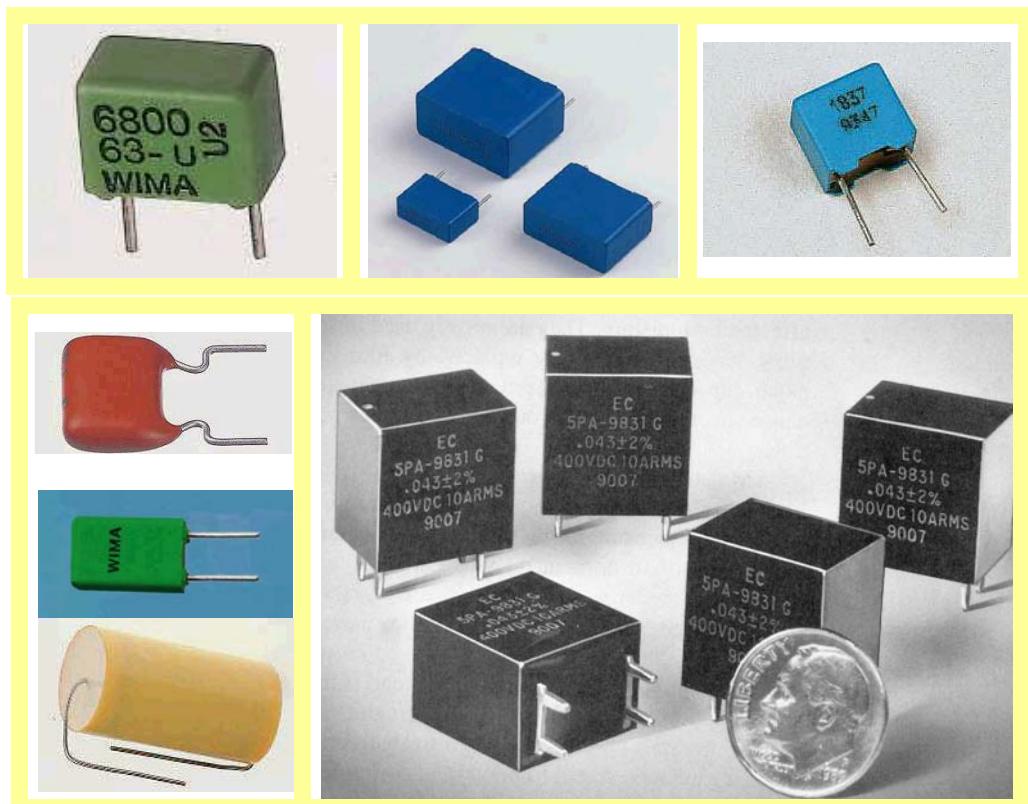
Sl. 4.15. Uporedne zavisnosti promene kapacitivnosti sa temperaturom (a),  $\text{tg}\delta$  sa temperaturom (b) i frekvencijom (c) i otpornosti izolacije sa temperaturom (d) za stirofleksne i poliesterske kondenzatore.

Pored pomenutih, veliku primenu su našli i **polikarbonatski** (sl. 4.16) i **polipropilenski** kondenzatori (sl. 4.17) koji su izrađeni od metalizirane polikarbonatske, odnosno polipropilenske

folije, respektivno. Po električnim karakteristikama i polikarbonatski i polipropilenski kondenzatori su veoma slični stirofleksnim kondenzatorima, ali za razliku od njih imaju 10÷15 puta manju zapreminu (manjih su dimenzija) i mogu se koristiti u širem temperaturnom opsegu.



Sl. 4.16. Spoljašnji izgled različitih vrsta polikarbonatskih kondenzatora.



Sl. 4.17. Spoljašnji izgled različitih vrsta polipropilenskih kondenzatora.

### 4.2.3. Liskunski kondenzatori

Liskunski kondenzatori, ili kako se još zovu **mika** kondenzatori spadaju u red preciznih i stabilnih kondenzatora primenljivih na visokim frekvencijama. Ovi kondenzatori imaju izuzetno malu rednu otpornost, maksimalni odnos kapacitivnosti i zapremine, mali i jako stabilan temperaturni koeficijent kapacitivnosti i uske tolerancije.

Liskun je mineral složenog hemijskog sastava i u prirodi se sreće u više različitih varijanti. Jedna od osobina liskuna, koja je iskorišćena za proizvodnju kondenzatora, jeste mogućnost njegovog cepanja na tanke listiće (zato se od njih mogu dobiti samo blok kondenzatori, sl. 4.18).

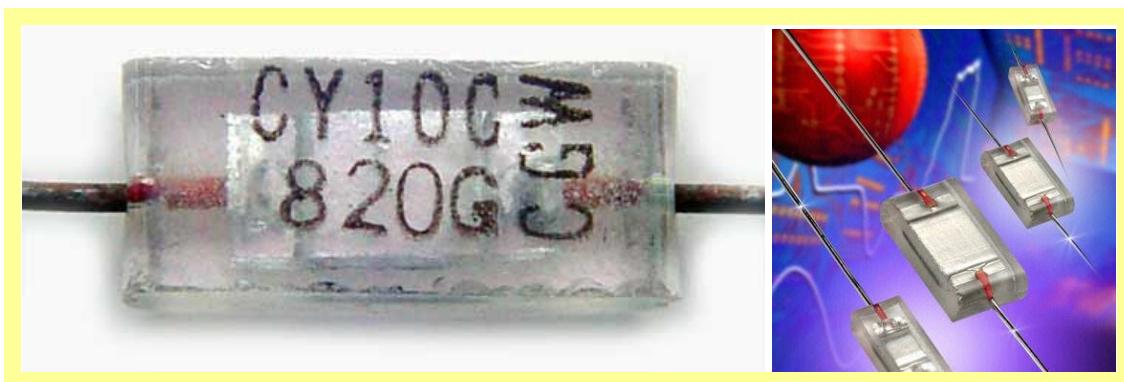


Sl. 4.18. Spoljašnji izgled nekih liskunskih kondenzatora.

#### 4.2.4. Stakleni kondenzatori

Stakleni kondenzatori su namenjeni za visoke frekvencije i dopunjaju nazivne vrednosti kapacitivnosti liskunskih kondenzatora iz E-nizova. Kao dielektrik se koristi borsilikatno staklo. To su blok kondenzatori (sl. 4.19) sa naslaganim listićima stakla i aluminijumske folije. Sami kondenzatori su monolitni, izvanredno hermetički zatvoreni.

Ono što staklene kondenzatore izdvaja od ostalih jeste što oni zadržavaju stabilne karakteristike čak od  $-180^{\circ}\text{C}$  do  $+200^{\circ}\text{C}$  i što su od svih ostalih kondenzatora najotporniji na kosmička i nuklearna zračenja, sl. 4.20 (u svemirskim letilicama upravo zato ima najviše ovih kondenzatora).



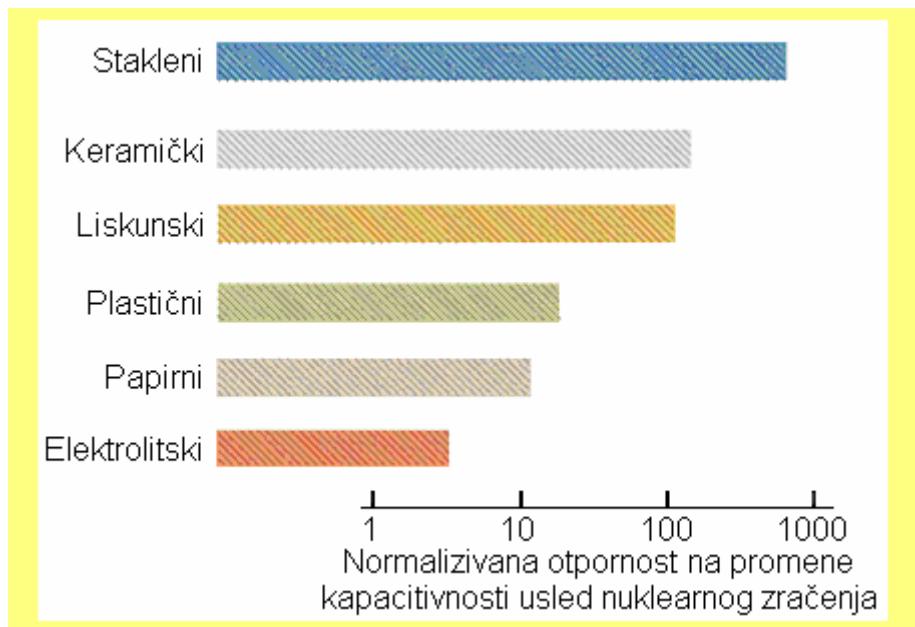
Sl. 4.19. Spoljašnji izgled nekih staklenih kondenzatora.

#### 4.2.5. Keramički kondenzatori

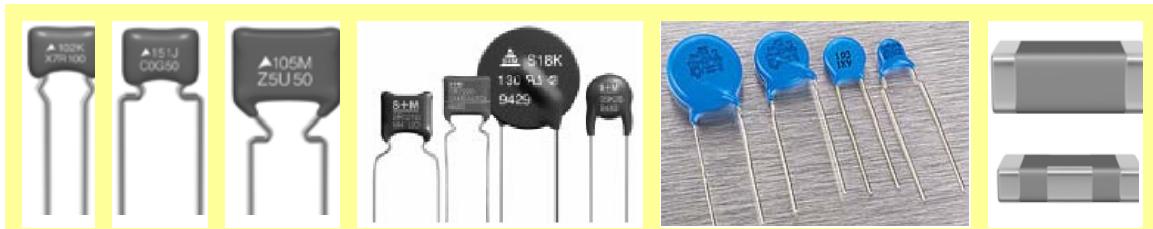
Postoji veliki broj različitih vrsta keramičkih kondenzatora (njihov spoljašnji izgled je prikazan na sl. 4.21), a svi se primenjuju pri srednjim i visokim frekvencijama. Iako su to, možda, kondenzatori koji se brojčano najviše koriste (zbog niske cene), u principu to nisu kvalitetne komponente. Najčešće se dele u tri osnovne grupe: tipa I, tipa II i tipa III.

**Keramički kondenzatori tipa I** (keramike tipa I su titanati magnezijuma ili kalcijuma, sa  $\epsilon_r = 5 \div 470$ ) su temperaturno stabilni kondenzatori, sa kapacitivnošću ( $10 \div 30$ )  $\text{pF/mm}^3$ . Ono

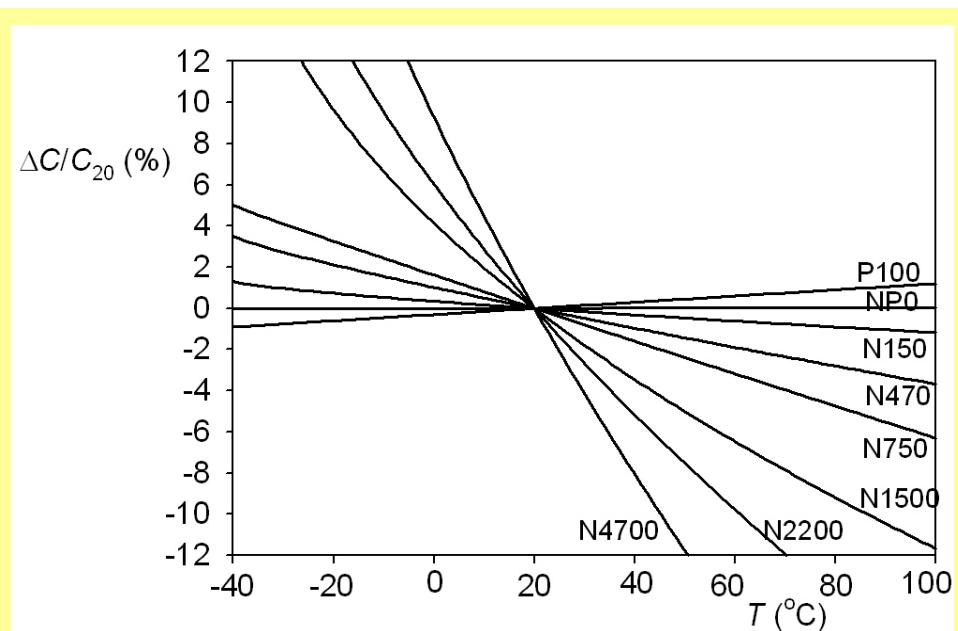
po čemu se kondenzatori razlikuju od keramičkih kondenzatora tipa II i tipa III jeste što je kod njih promena kapacitivnosti sa temperaturom linearna, sl. 4.21.



Sl. 4.20. Uporedni prikaz otpornosti na promene kapacitivnosti različitih tipova kondenzatora usled kosmičkog i nuklearnog zračenja.



Sl. 4.21. Spoljašnji izgled različitih vrsta keramičkih kondenzatora.

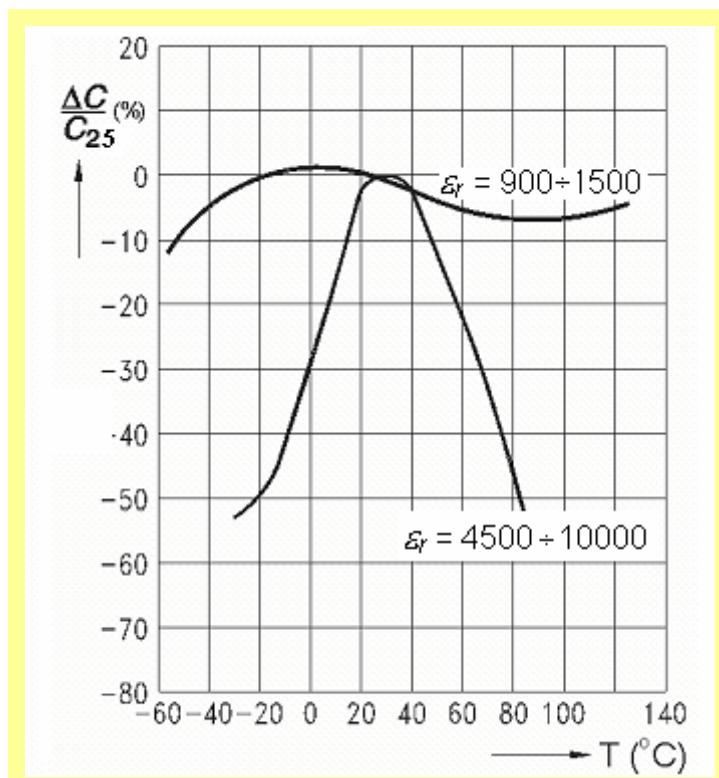


Sl. 4.22. Temperaturne zavisnosti kapacitivnosti keramičkih kondenzatora tipa I; oznaka, npr. N1500, znači da je temperaturni koefficijent kapacitivnosti negativan i da iznosi  $\alpha_C = -1500 \cdot 10^{-6} 1/\text{°C}$ .

**Keramički kondenzatori tipa II** su temperaturno nestabilni kondenzatori sa velikom vrednošću dielektrične konstante ( $\epsilon_r = 700 \div 15000$ ), pogodni za upotrebu u kolima za spregu i odvođenje ili odvajanje frekvencije, gde **nisu bitni** mali tangens ugla gubitaka ili velika stabilnost kapacitivnosti. Iako su kondenzatori malih dimenzija, kapacitivnosti su relativno velike, s obzirom da se koriste keramike sa velikim vrednostima dielektričnih konstanti; kapacitivnost je oko  $500 \text{ pF/mm}^3$ .

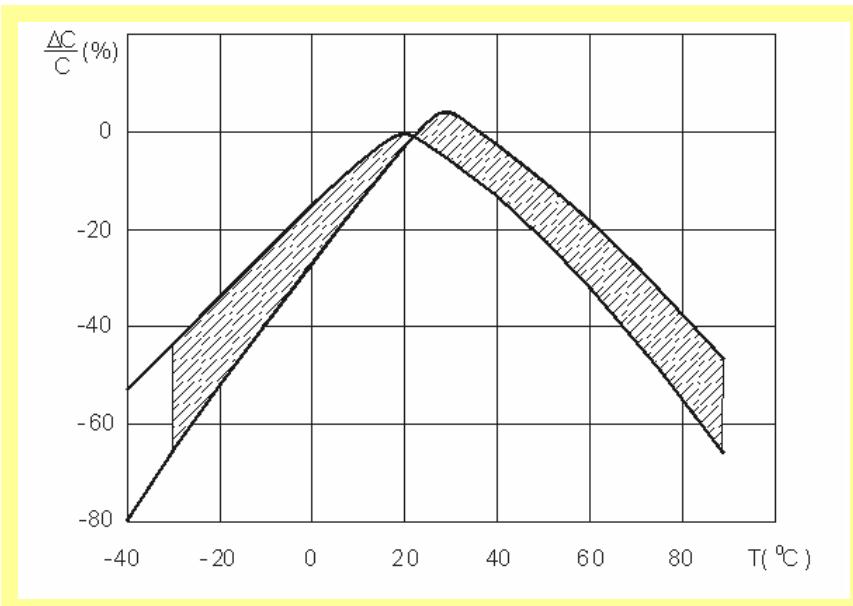
Za razliku od keramičkih kondenzatora tipa I, koji imaju definisan i stabilan temperaturni koeficijent kapacitivnosti, keramički kondenzatori tipa II imaju nestabilnu kapacitivnost, koja je složena funkcija temperature (sl. 4.23a), frekvencije, priključenog napona i vremena rada kondenzatora. Kod njih temperaturni koeficijent kapacitivnosti nije definisan, te se i ne normira.

Za keramike tipa II se koristi i naziv **senjetokeramike**. To su titanati i cirkonati barijuma ili stroncijuma. Nju karakteriše „Kirijeva temperatura“, tj. temperatura pri kojoj jedan tip kristalne rešetke prelazi u drugi tip. Tako, keramika na bazi titanata barijuma ima tetragonalnu kristalnu strukturu na  $25^\circ\text{C}$ ; povećanjem temperature do  $(120 \div 125)^\circ\text{C}$  tetragonalna kristalna struktura transformiše u kubičnu. Ovaj fenomen nije poželjan, s obzirom da povećava kapacitivnost, a vraćanje na prvobitnu kristalnu strukturu u toku vremena se odvija približno po eksponencijskom zakonu. Proizvodnja keramike, njena metalizacija i zatopljavanje kondenzatora su iznad „Kirijeve temperature“. Stoga se, tokom vremena, smanjuje kapacitivnost kondenzatora.



Sl. 4.23a. Temperaturne promene kapacitivnosti keramičkih kondenzatora tipa II.

**Keramički kondenzatori tipa III** su veoma temperaturno nestabilni kondenzatori (sl. 4.23b) sa izuzetno velikom vrednošću dielektrične konstante ( $\epsilon_r = 50000 \div 100000$ ), pogodni za sprežna kola, kola za blokiranje i slično, u kojima mali tangens ugla gubitaka, velika otpornost izolacije i velika stabilnost kapacitivnosti **nisu bitni**. U poređenju sa keramičkim kondenzatorima tipa II, ovi kondenzatori imaju manju otpornost izolacije ili manji proizvod  $RC$  i veći tgδ (znači, još su lošiji). Sa druge strane, usled vrlo velike vrednosti dielektrične konstante, ovi kondenzatori imaju najveću zapreminsku kapacitivnost, iznad  $1 \text{ nF/mm}^3$ .



Sl. 4.23b. Temperaturna zavisnost kapacitivnosti keramičkih kondenzatora tipa III.

#### 4.2.6. Elektrolitski kondenzatori

Osnovna osobina elektrolitskih kondenzatora je velika zapreminska kapacitivnost, posebno izražena pri malim radnim naponima. Velika kapacitivnost se postiže upotrebom veoma tankih oksidnih slojeva nekih metala (Al, Ta) kao dielektrika; naime, iz

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{S}{d}, \quad (4.18)$$

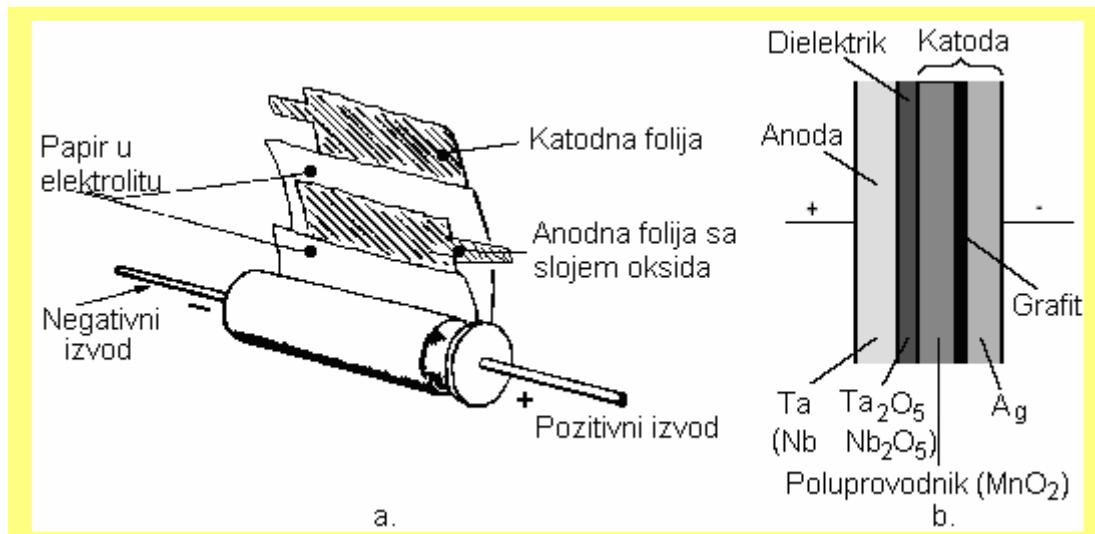
vidi se da će, pri istim vrednostima površine  $S$  i relativne dielektrične konstante dielektrika  $\epsilon_r$ , kapacitivnost utoliko biti veća ukoliko je debljina dielektrika  $d$  manja. Stoga, da bi se obezbedio dobar (ravnomeran) električan kontakt između površine tako tankog dielektrika (tj. oksida metala) i druge elektrode (jedna elektroda je metalna folija ili štapić na kojoj je oksid, a druga obično neoksidisana metalna folija, sl. 4.24a) neophodno je da se upotrebi provodna tečnost – zato se koristi tečan elektrolit (kod kondenzatora sa tečnim elektrolitom, sl. 4.24a), ili mangan dioksid – koji ima poluprovodničke osobine (kod kondenzatora sa čvrstim elektrolitom, sl. 4.24b). Drugim rečima, elektrolit ima ulogu „produžetka“ druge elektrode.

#### *Aluminijumski kondenzatori sa tečnim elektrolitom*

Aluminijumski kondenzatori sa tečnim elektrolitom (sl. 4.25) dele se na polarizovane i nepolarizovane (bipolarne).

U osnovi je svaki **polarizovani** aluminijumski elektrolitski kondenzator izrađen kao i svaki drugi kondenzator: između provodnih elektroda je izolator (sl. 4.24a). Kao jedna elektroda (anoda) koristi se aluminijumska folija, koja je posebnim tehnološkim postupkom oksidisana. Taj oksidni sloj predstavlja dielektrik, a njegova debljina zavisi od nazivnog napona kondenzatora. Druga elektroda (katoda) je izvedena preko provodnog elektrolita (npr. rastvora glikola,

borne kiseline i amonijaka), a za dovod električne struje i kontakt sa elektrolitom koristi se druga aluminijumska folija. Između oksidisane aluminijumske folije i folije za dovod struje (katode) nalazi se u elektrolitu uvijen (slično kao kod papirnih kondenzatora) papir. Papir ima ulogu razdvajača između pozitivne folije (anode) i negativne folije (katode).



Sl. 4.24. Principijelna predstava konstrukcije polarizovanog elektrolitskog kondenzatora sa tečnim (a) i čvrstim (b) elektrolitom.



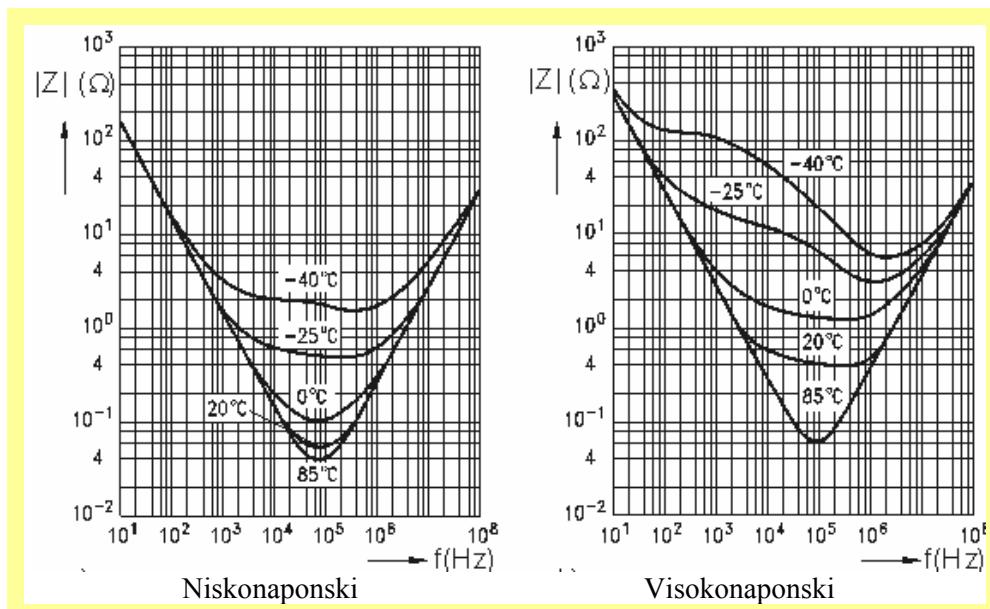
Sl. 4.25. Spoljašnji izgled različitih vrsta aluminijumskih elektrolitskih kondenzatora.

Ono o čemu mora da se vodi računa jeste da pri inverznoj polarizaciji polarizovanog elektrolitskog kondenzatora, već pri naponu od 2V, nastaje proces oksidacije katodne aluminijumske folije, što se očituje povećanjem struje, a sve to dovodi do pogoršavanja karakteristika kondenzatora (pri većim inverznim naponima nastupa proboj uz jako čujan prasak). Zbog toga su polarizovani alumijumski elektrolitski kondenzatori namenjeni za rad pri jednosmernoj polarizaciji, a kada se jednosmernoj polarizaciji superponira naizmenični napon, mora se voditi računa da pri negativnoj poluperiodi naizmeničnog napona inverzni napon ne bude veći od 2V.

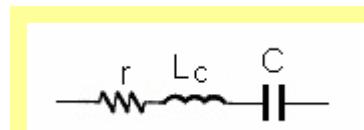
Kod **nepolarizovanih (bipolarnih)** elektrolitskih kondenzatora katodna neoksidisana folija je zamjenjena oksidisanim folijom. Zbog toga ovi kondenzatori mogu raditi i pri jednosmernoj i pri naizmeničnoj polarizaciji. Svaki od slojeva dielektrika može se u takvom kondenzatoru

nalaziti pod punim radnim naponom. Međutim, s obzirom da se debljina dielektrika udvostručila, pri istom nazivnom naponu kapacitivnost nepolarizovanih kondenzatora je dva puta manja u odnosu na kapacitivnost polarizovanih kondenzatora.

Već je ranije napomenuto (sl. 4.6a) da impedansa aluminijumsih elektrolitskih kondenzatora jako zavisi od frekvencije i temperature (u cilju kompletnosti, na sl. 4.26 ponovo su prikazane zavisnosti modula impedanse od frekvencije i temperature za dva različita kondenzatora). Naime, pri višim frekvencijama ekvivalentna šema kondenzatora sa sl. 4.5, kada se zanemari otpornost izolacije, koja je  $R_i > 100 \text{ M}\Omega$ , svodi se na ekvivalentnu šemu kao na sl. 4.27.



Sl. 4.26. Moduo impedanse aluminijumsih elektrolitskih kondenzatora u funkciji frekvencije i temperature.



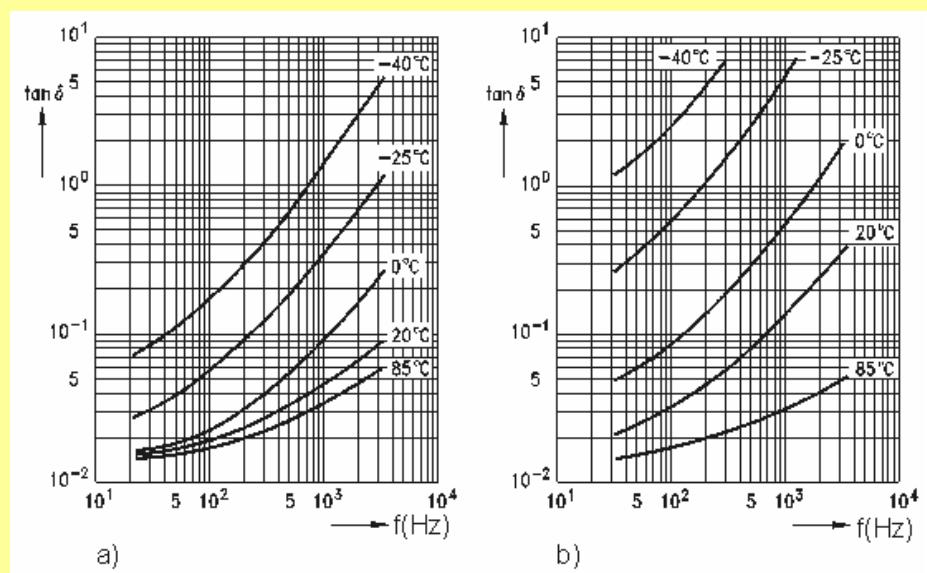
Sl. 4.27. Ekvivalentna šema aluminijumsih elektrolitskih kondenzatora.

U tom slučaju moduo impedanse kondenzatora iznosi:

$$|Z| = \sqrt{r^2 + \left( \frac{1}{\omega C} - \omega L_c \right)^2}. \quad (4.19)$$

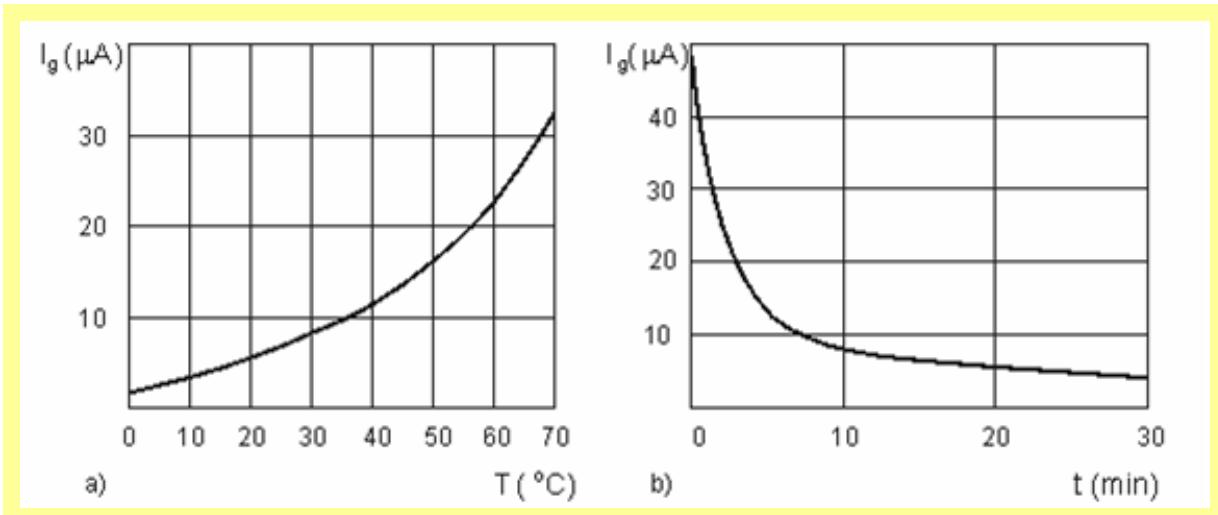
U poslednjem izrazu  $r$  je, praktično, ekvivalentna redna ili serijska otpornost elektrolitskog kondenzatora, koja se često obeležava sa  $ESR$ , i koja, za određenu temperaturu, odgovara minimalnoj vrednosti  $|Z| = f(f)$  sa sl. 4.26.

Pored modula impedanse, i tangens ugla gubitaka (sl. 4.28) jako zavisi od frekvencije i temperature. Osim toga, vrednosti  $\tan \delta$  aluminijumskih elektrolitskih kondenzatora nisu male. Naprotiv. Upravo zbog tako velikih vrednosti  $\tan \delta$ , posebno na niskim temperaturama i relativno niskim frekvencijama (sl. 4.28), preporučljivo je ove kondenzatore koristiti samo pri jednosmernim režimima, a ako je to neophodno, pri naizmeninim strujama vrlo niske frekvencije.



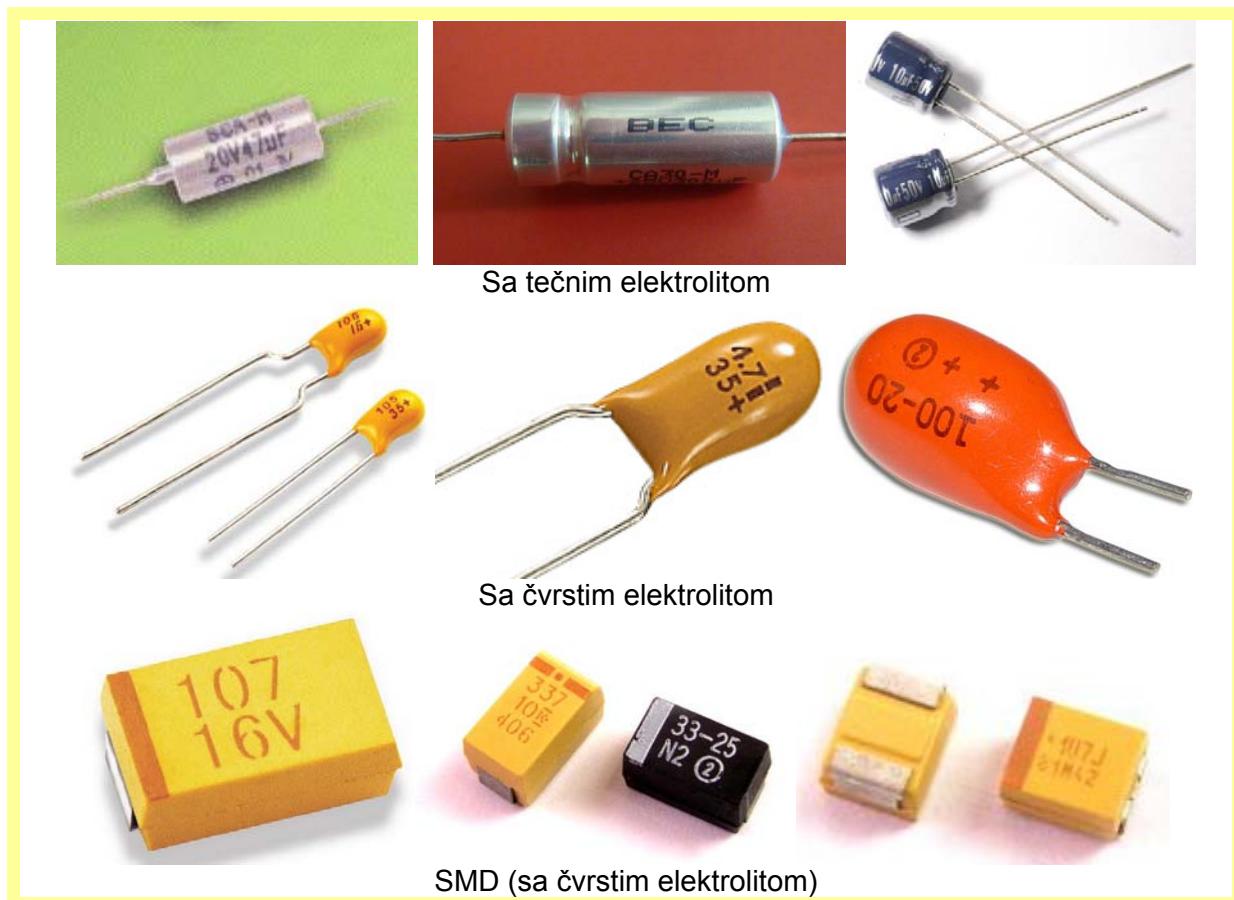
Sl. 4.28. Tangens ugla gubitaka aluminijumsih elektrolitskih kondenzatorau funkciji frekvencije i temperature: a – niskonaponski ( $100 \mu\text{F}/63\text{V}$ ); b – visokonaponski ( $47 \mu\text{F}/350\text{V}$ ).

Kao što je u tački 4.1.4 napomenuto, kod elektrolitskih kondenzatora struja curenja nije mala i ovde se ona češće zove struja gubitaka, a predstavlja struju koja pri priključenju jednostranog napona protiče kroz kondenzator. Struja gubitaka raste sa temperaturom (sl. 4.29a). Kada je reč o zavisnosti ove struje od vremena, treba reći da je odmah po uključenju napona ona velika i zatim opada, tako da posle izvesnog vremena dostiže konstantnu vrednost, sl. 4.29b.



Ukoliko je aluminijumski elektrolitiski kondenzator duže bio uskladišten, ili u samom uređaju nije bio pod naponom, neophodno ga je ponovo formirati. Formiranje se vrši pod nazivnim naponom i pri tome je dozvoljeno da struja gubitaka u prvom minutu bude veća i do 100 puta (sl. 4.29b) od dozvoljene; ukoliko taj uslov nije ispunjen (struja gubitaka u trenutku uključenja je znatno veća od strostrukne dozvoljene vrednosti), ili ne opadne posle ( $10 \div 20$ ) min kao na sl. 4.29b, takav kondenzator treba odbaciti.

## Tantalni elektrolitski kondenzatori



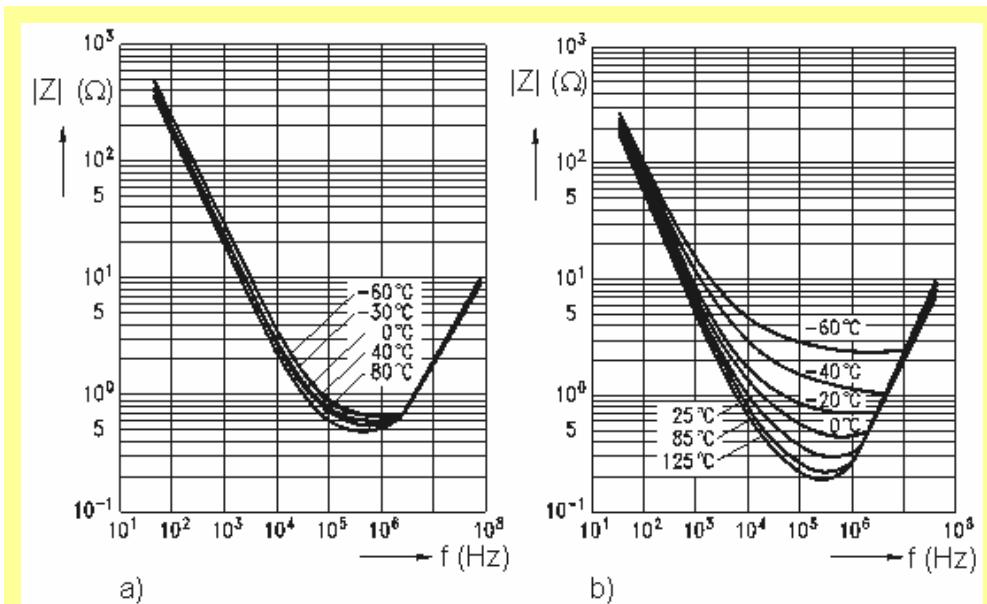
Sl. 4.30. Spoljašnji izgled različitih vrsta tantalnih elektrolitskih kondenzatora.

Princip rada tantalnih kondenzatora je sličan radu aluminijumskih elektrolitskih kondenzatora. Sami kondenzatori su manjih dimenzija, ali skuplji od aluminijumskih elektrolitskih kondenzatora. U poređenju sa aluminijumskim elektrolitskim kondenzatorima, pored veće zapreminske kapacitivnosti, imaju i sledeća preimuctorstva: povećano vreme uskladištenja (od 5 do 10 godina), s obzirom da je oksidni sloj na tantalu stabilniji nego na aluminijumu; manju struju gubitaka; manji tangens ugla gubitaka; duže vreme života; mogućnost rada pri znatno višim frekvencijama (do 100 kHz). Dobra osobina tantala je i to što ne reaguje sa drugim materijalima sa kojima je u dodiru, što dopušta upotrebu elektrolita visoke provodnosti, čime se obezbeđuje niska redna otpornost.

Na osnovu vrste elektrolita, tantalni kondenzatori se dele na kondenzatore sa **tečnim** i sa **čvrstim elektrolitom** (sl. 4.30). Kod kondenzatora sa tečnim elektrolitom anode su obično u obliku folija od tantala, koje se namotavaju slično kao kod aluminijumskih elektrolitskih kondenzatora.

Mnogo češću primenu imaju tantalni kondenzatori sa **čvrstim** elektrolitom. Anoda može biti u vidu sinterovanog otpreska tantalnog praha, ili od žice tantala (za kondenzatore manje kapacitivnosti), kao i u vidu štapića od tantala. Dielektrik sačinjava tantal-oksidni sloj, a za elektrolit čvrstih tantalnih elektrolitskih kondenzatora koristi se mangandioksid ( $\text{MnO}_2$ , sl. 4.24b). Provodnik za katodu je grafitna i srebrna prevlaka, koja se nanosi na sloj mangandioksiда i na nju lemi katodni izvod. S obzirom da  $\text{MnO}_2$  ima poluprovodničke osobine, ovi kondenzatori se zovu i **oksidno-poluprovodnički** tantalni kondenzatori. Nedostatak im je što se, u slučaju probroja, ponašaju kao kratak spoj, a zamena pola dovodi do eksplozije samoga kondenzatora.

Kao i kod aluminijumskih elektrolitskih kondenzatora, i kod tantalnih elektrolitskih kondenzatora impedansa jako zavisi od frekvencije. Međutim, kao što se vidi sa sl. 4.31, tantalni kondenzatori zadržavaju kapacitivne osobine do znatno viših frekvencija.



Sl. 4.31. Zavisnost impedanse tantalnih elektrolitskih kondenzatora od frekvencije i temperature za kondenzatore: a – sa čvrstim elektrolitom ( $8,2 \mu\text{F}/35 \text{ V}$ ); b – sa tečnim elektrolitom ( $20 \mu\text{F}/60 \text{ V}$ ).

#### 4.2.7. UltraCap kondenzatori



Sl. 4.32. Spoljašnji izgled ultraCap kondenzatora.

UltraCap kondenzatori su komponente koje su namenjene za čuvanje energije, s obzirom da imaju izuzetno velike vrednosti kapacitivnosti, iznad farada: 5 F, 10 F, 110 F, čak do 5000 F. Stoga se one i tretiraju kao komponente koje, u energetskom smislu, popunjaju jaz između elektrolitskih kondenzatora i punjivih baterija. Međutim, radni naponi ultraCap kondenzatora su niski ( $U_n \leq 2,5 \text{ V}$ ), i njihov vek jako zavisi od temperature i vrednosti napona sa kojima su radili. Za

postizanje većih vrednosti napona oformljuju se moduli sa više redno i paralelno vezanih ultraCap kondenzatora (sl. 4.33), ali se, da bi se temperatura održavala što nižom, istovremeno mora obezbediti hlađenje tih modula, jer se jedino u tom slučaju može garantovati njihov dug radni vek.



Sl. 4.33. Moduli od ultraCap kondenzatora.

U osnovi, ultraCap kondenzator je elektrohemski dvoslojni kondenzator kojeg čine dve elektrode uronjene u elektrolit. Ovi kondenzatori nemaju klasičan dielektrik, već je tu ulogu preuzeila elektrohemski ostvarena (zato su to elektrohemski kondenzatori) suprotstavljena količina nanelektrisanja na oblogama od aktivnog ugljenika, sl. 4.34. Rastojanje između pozitivnog i negativnog nanelektrisanja (kvazidielektrik) iznosi samo  $d = (2 \div 5)$  nm, što uslovjava izuzetno velike vrednosti kapacitivnosti (zbog  $C = \epsilon_0 \epsilon_r S/d$ ).

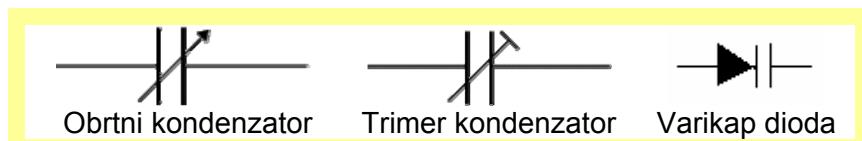


Sl. 4.34. Konstrukcija ultraCap kondenzatora.

Treba naglasiti da su, zbog specifičnosti izrade, kao i zbog toga što to nisu kondenzatori u klasičnom smislu reči (nemaju fizički dielektrik), ultraCap kondenzatori poznati i pod drugim imenima: elektrohemski dvoslojni kondenzator, pseudokondenzator, superkondenzator, itd.

## 4.3. KONDENZATORI PROMENLJIVE KAPACITIVNOSTI

Kondenzatori promenljive kapacitivnosti, koji se obično koriste u oscilatornim kolima za promenu rezonantne frekvencije tih kola, dele se na obrtne kondenzatore (vazdušne i sa čvrstim dielektrikom između obloga), polupromenljive kondenzatore (trimere) i varikap diode. Na sl. 4.35 su prikazani simboli kojima se označavaju kondenzatori promenljive kapacitivnosti u šemama elektronskih kola.



Sl. 4.35. Simboli kondenzatora promenljive kapacitivnosti u šemama elektronskih kola.

### 4.3.1. Obrtni kondenzatori



Sl. 4.36. Izgled nekih kondenzatora promenljive kapacitivnosti.

Obrtni kondenzatori promenljive kapacitivnosti (sl. 4.36) se sastoje od grupe nepokretnih paralelnih ploča – statora i grupe pokretnih paralelnih ploča – rotora. Rotorske ploče su tako smeštene da se između svake dve statotske ploče nalazi po jedna rotorska ploča. Pri obrtanju rotorskih ploča menja se aktivna površina između ploča, tj. menja se kapacitivnost kondenzatora.

Od oblika kondenzatorskih ploča kako zavisi promena kapacitivnosti u funkciji ugla obrtanja, odnosno, drugim rečima, izborom oblika ploča kondenzatora može se menjati frekvencija oscilatornog kola po željenom zakonu pri obrtanju rotorskih ploča. Na primer, za kondenzatore sa pravolinijiskom promenom frekvencije, koji se koriste u oscilatornim kolima u kojima se sa obrtanjem rotorskih ploča frekvencija menja linearno sa uglom obrtanja, rotorske ploče su srpastog oblika, dok su za linearnu promenu talasne dužine te ploče bubrežastog oblika.

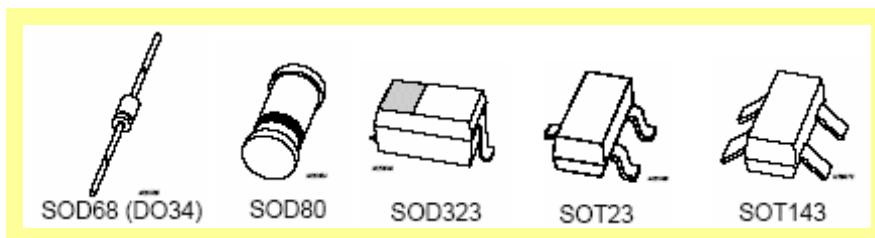
### 4.3.2. Polupromenljivi kondenzatori – trimeri

Kod polupromenljivih kondenzatora (**trimera**), sl. 4.37, kapacitivnost se menja samo u toku podešavanja elektronskih kola, a u toku eksplotacije ostaje stalna. Proizvode se vazdušni polupromenljivi kondenzatori i kondenzatori sa čvrstom dielektrikom. Svi polupromenljivi kondenzatori imaju izolacionu podlogu (npr. keramiku) za koju se pričvršćuje stator, ležiće za rotorsku osovinu i izvode pomoću kojih se kondenzator lemi za štampanu ploču. Kapacitivnost je određena površinom i debljinom rotora i dielektričnom konstantom materijala između rotora.



Sl. 4.37. Višeslojni keramički trimer kondenzatori.

### 4.3.3. Varikap diode

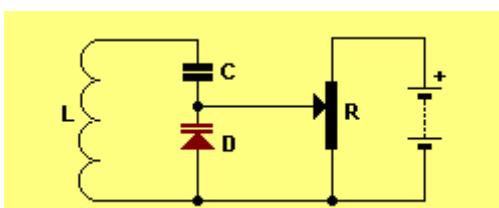


Sl. 4.38. Varikap diode u različitim kućištima.

Varikap diode su poluprovodničke diode (o diodama i  $p-n$  spoju videti glavu 8) sa kontrolisanim kapacitivnim osobinama. Kod njih se koristi kapacitivnost inverzno polarisanog  $p-n$  spoja, pri čemu se promenom inverznog napona menja širina prelazne oblasti  $p-n$  spoja, a time i kapacitivnost varikap diode. Zbog toga se varikap diode mogu koristiti umesto klasičnih promenljivih kondenzatora (npr. za podešavanje oscilatornih kola).

Prednosti varikap dioda u odnosu na vazdušne promenljive kondenzatore su:

- neuporedivo su manjih dimenzija i mogu da se oklope zajedno sa kalemom, čime se izbegavaju parazitne sprege;
- otpornije su na mehanička dejstva (udare, potrese, itd.) i atmosferski uticaj;
- ne postoji osovina kao kod vazdušnih promenljivih kondenzatora, već se promena kapacitivnosti vrši promenom napona na diodi, što se može ostvariti promenom otpornosti potencijometra, koji može biti daleko od same diode, sl. 4.39.



Sl. 4.39. Uz ilustraciju promene napona na varikap diodi.

Nedostaci varikap dioda kao kondenzatora su:

- gubici su veći nego kod vazdušnih promenljivih kondenzatora;
- kapacitivnost je nelinearna funkcija napona, usled čega nastaju izobličenja, što dovodi do pojave viših harmonika.

Od posebnog značaja su varikap diode sa superstrmim *p-n* spojem kod kojih je promena kapacitivnosti sa inverznim naponom  $V_{inv}$  data izrazom:

$$C = \frac{C_o}{\left(1 + \frac{|V_{inv}|}{V_k}\right)^2}, \quad (4.20)$$

gde je  $V_k$  tkzv. kontaktna razlika potencijala koja za silicijumske diode iznosi oko 0,9 V (videti glavu 8), a  $C_o$  je kapacitivnost nepolarisane varikap diode.

Kada se varikap dioda sa promenom kapacitivnosti po (4.20) iskoristi za oscilatorno LC kolo, onda je rezonantna frekvencija

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sim C^{-1/2} \sim ((V_k + |V_{inv}|)^{-2})^{-1/2} \sim (V_k + |V_{inv}|),$$

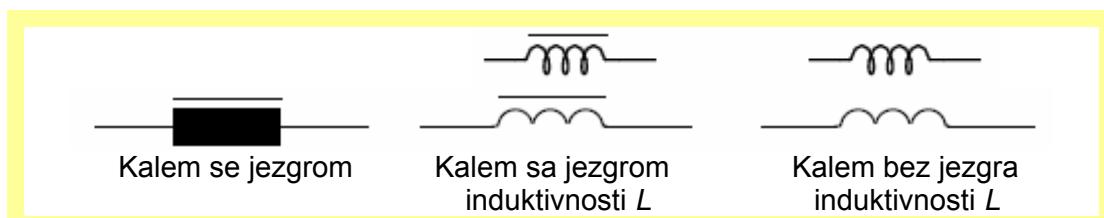
tj. frekvencija oscilatornog kola se linearno menja sa naponom.

## 5. KALEMOVI

Kalem (sl. 5.1) je elektronska komponenta koja poseduje reaktivnu otpornost direktno proporcionalnu frekvenciji dovedenog signala na tu komponentu; koeficijent proporcionalnosti između otpornosti i frekvencije predstavlja induktivnost tog kalema. Na sl. 5.2 su prikazani simboli kojima se označavaju kalemovi u šemama elektronskih kola.



Sl. 5.1. Različite vrste kalemova.



Sl. 5.2. Simboli koji se označavaju kalemovi u šemama elektronskih kola.

### 5.1. OPŠTE O KALEMOVIMA

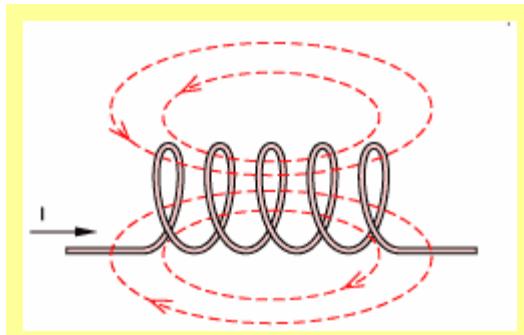
#### 5.1.1. Induktivnost kalemova

Pri promeni magnetne indukcije  $B$  u toku kratkog vremenskog intervala ( $dt$ ), u provodniku se indukuje elektromotorna sila  $e$ :

$$e = -S \frac{dB}{dt}, \quad (5.1)$$

gde je  $S$  površina dejstva magnetne indukcije.

Dakle, ako se na provodnik priključi jednosmerni napon, to se jednosmerna struja u njemu odmah ne uspostavlja, s obzirom da se neposredno nakon priključenja napona stvara magnetsko polje (sl. 5.3) koje ne dozvoljava trenutno uspostavljanje struje (zbog nastanka elektromotorske sile suprotnog znaka). Kada se magnetsko polje ustali (postane konstantno), to ono prestaje da utiče na proticanje jednosmerne struje.



Sl. 5.3. Nastanak magnetskog polja pri proticanju struje kroz provodnik.

U slučaju da se na provodnik priključi naizmenični napon, to se struja i uspostavljeno magnetsko polje naizmenično menjaju. Pri tom, indukovana elektromotorna sila dovodi do pojave otpornosti proticanju struje. Ova otpornost nije povezana sa gubicima energije, tj. to je reaktivna otpornost i proporcionalna je frekvenciji primjenjenog naizmeničnog napona, a koeficijent proporcionalnosti  $L$  nazvan je induktivnošću i izražava se u henrijima (H). Drugim rečima, ako je  $X_L$  reaktivna otpornost, a  $\omega$  kružna frekvencija, to je:

$$X_L = \omega L . \quad (5.2)$$

Za povećanje induktivnosti provodnik se mota spiralno (sl. 5.3), tako da se svaki zavojak ne nalazi samo u „svom“ magnetskom polju, već i u magnetskom polju susednog zavojka. Induktivnost takvog namotanog provodnika je mnogo veća od induktivnosti nenamotanog provodnika iste dužine.

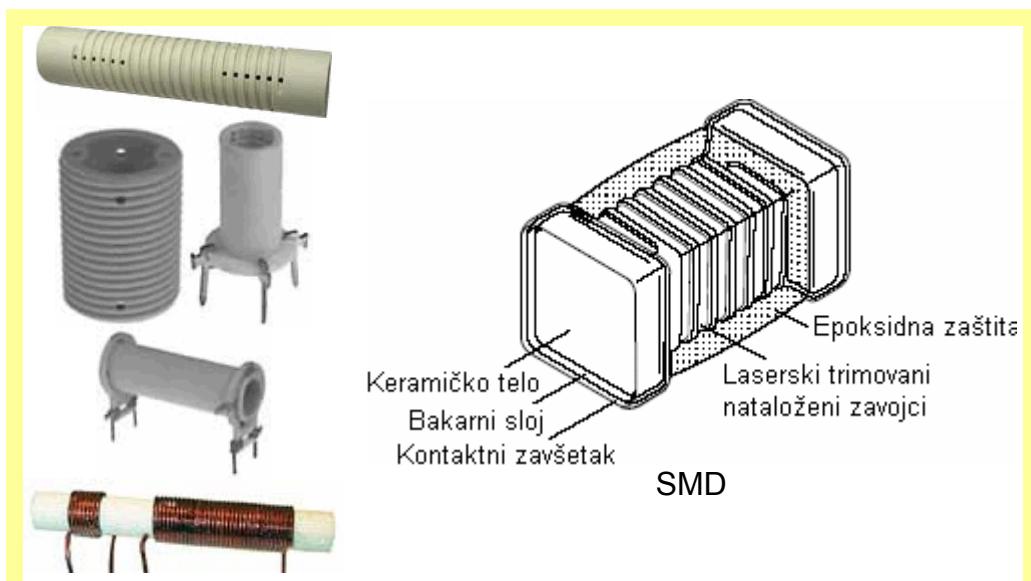
## 5.1.2. Kalemska tela i vrste namotaja

Od kalemskog tela unekoliko zavise i karakteristike kalema. Kalemska tela su obično cilindričnog oblika sa glatkom ili rebrastom površinom od lakoobradivih materijala (sl. 5.4), ali mogu biti i u obliku prizme, posebno za kalemove za površinsko montiranje (SMD).

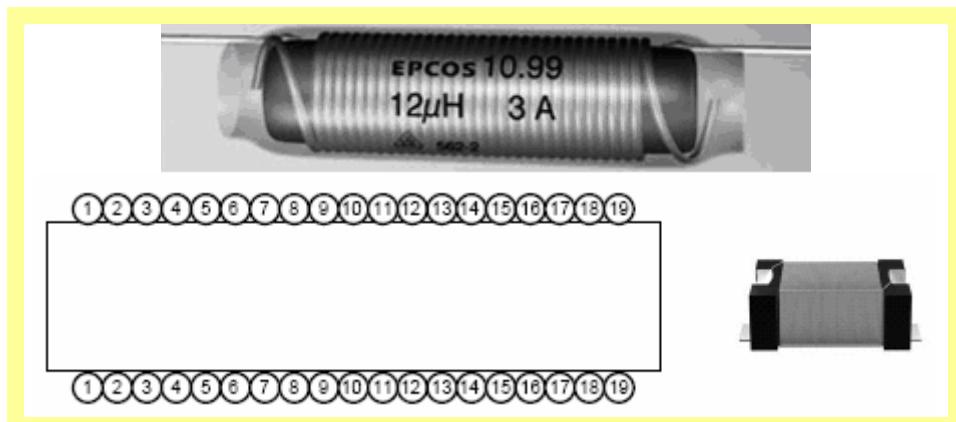
Namotaji mogu biti jednoslojni i višeslojni. Kod **jednoslojnih** kalemovova zavojcima su jedan do drugoga – **bez koraka** (sl. 5.5) ili su razmagnuti – **sa korakom** (sl. 5.6). Korak zavojaka ( $p$  na sl. 5.6) bira se na osnovu različitih konstruktivnih zahteva; sa jedne strane, pri povećanju koraka smanjuje se magnetska veza između zavojaka, usled čega se smanjuje induktivnost, a sa druge strane to smanjuje sopstvenu (parazitnu) kapacitivnost kalema. U jednoslojne kalemove spadaju i **štampani** kalemovi (sl. 5.7), koji mogu biti kružnog, pravougaonog, šestouagaonog ili kvadratnog oblika u vidu rama.

Za dobijanje većih vrednosti induktivnosti proizvode se **višeslojni** kalemovi (sl. 5.8). Međutim, višeslojni kalemovi sa zavojcima motanim po pravilnom redu (sl. 5.9) imaju mali Q-faktor, malu stabilnost i veliku sopstvenu kapacitivnost, tako da su primenljivi samo kao prigušnice i u opsegu dugih talasa u radiodifuziji. Zbog toga se za motanje višeslojnih kalemovova kori-

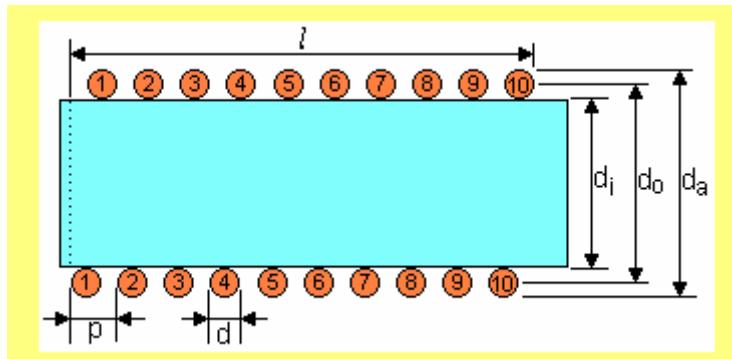
sti unakrsno (sl. 5.9) i nasumično motanje (sl. 5.10), čime se postiže da takvi kalemovi imaju relativno veliki Q-faktor ( $Q = 80 \div 100$ ) i neznatnu sopstvenu kapacitivnost. Pored toga, ovakav način motanja obezbeđuje veliku mehaničku čvrstoću čak i bez kalemskog tela.



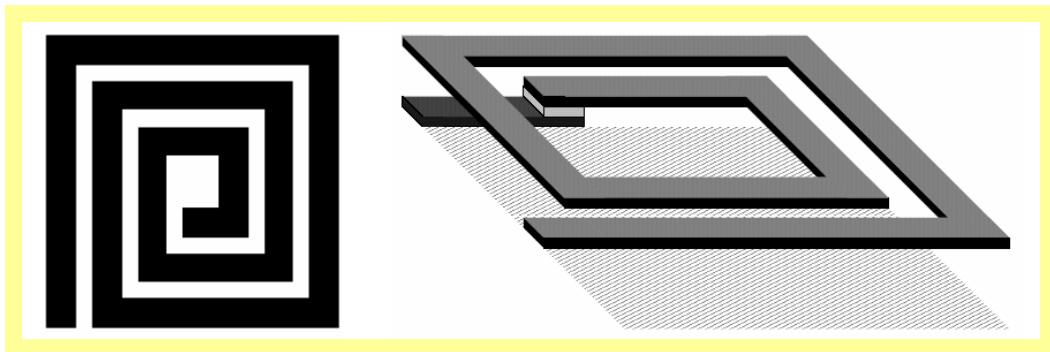
Sl. 5.4. Kalemska tela i presek jednog kalema za površinsko montiranje (SMD).



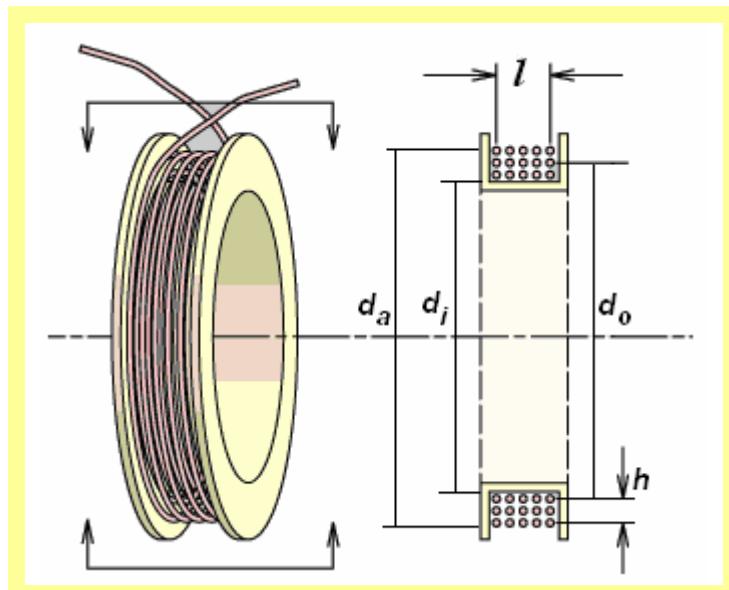
Sl. 5.5. Jednoslojni kalemovi bez koraka.



Sl. 5.6. Jednoslojni kalem sa korakom.

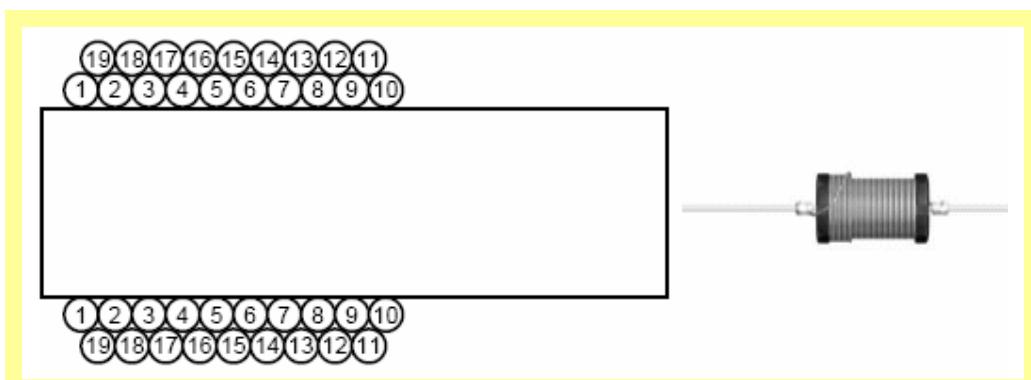


Sl. 5.7. Neki od štampanih kalemova.

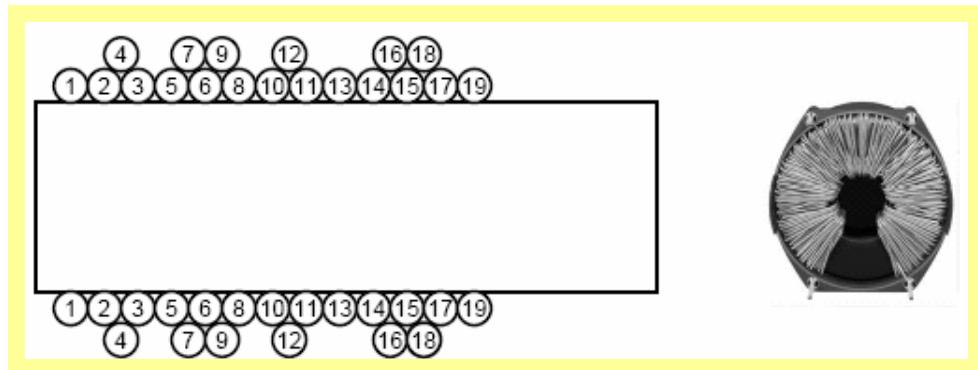


Sl. 5.8. Višeslojni kalem sa osnovnim veličinama koje su neophodne za njihov proračun.

Jedan od načina da se obrazuju zavojci jeste motanjem žice. Mogu se ostvariti motanjem hladne zategnute žice (kalemovi sa **stegnutim** zavojcima) ili sa neznatno zategnutom žicom koja je zagrejana do  $(80 \div 120)^\circ\text{C}$  i koja nakon hlađenja čvrsto prijanja za kalemsko telo (kalemovi sa **vrućim** zavojcima). Drugi način je taloženjem sloja metala na neko izolatorsko kalemsko telo. Ovakvi kalemovi imaju nešto niži Q-faktor od odgovarajućih kalemova dobijenih namotavanjem žice, ali su zato znatno stabilniji.



Sl. 5.9. Dvoslojni (višeslojni) kalem sa unakrsnim motanjem.

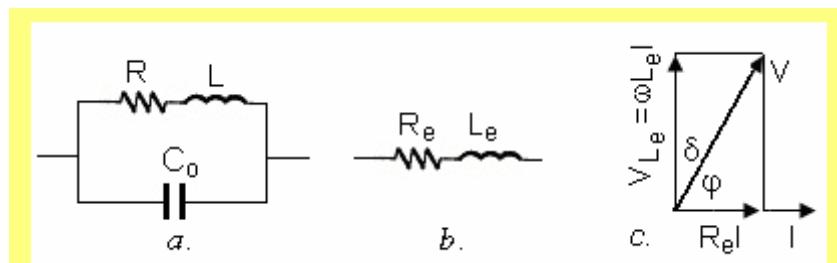


Sl. 5.10. Dvoslojni (višeslojni) kalem sa nasumičnim motanjem.

Za namotaje se najčešće koriste lakom izolovane bakarne žice. Pored masivne žice, koriste se i visokofrekventni (VF) gajtani. VF gajtan se sastoji od upredenih tankih, lakom izolovanih bakarnih žilica, debljine ( $0,05 \div 0,1$ ) mm. Upredanjem žilica se znatno smanjuje uticaj skin efekta, s obzirom da je svaka žilica aktivna pri provođenju struje. Zbog toga je Q-faktor kalema sa VF gajtanom pri visokim frekvencijama veći nekoliko puta od Q-faktora odgovarajućeg kalema motanog masivnom žicom.

### 5.1.3. Frekventna svojstva kalemova

Ekvivalentna šema kalema izgleda kao na sl. 5.11a, na kojoj je  $L$  induktivnost kalema,  $C_0$  parazitna (sopstvena) kapacitivnost, a  $R = R_0 + R_f$  je otpornost gubitaka, koja, pored omske otpornosti  $R_0$ , sadrži i frekventno zavisne otpornosti usled skin efekta i efekta blizine  $R_f$ . Kod kalemova se jezgrom otpornost  $R$  sadrži i gubitke u jezgru  $R_j$ ; dakle,  $R = R_0 + R_f + R_j$ .



Sl. 5.11. Ekvivalentna šema kalema (a), redna ekvivalentna šema (b) i odgovarajući fazorski dijagram (c).

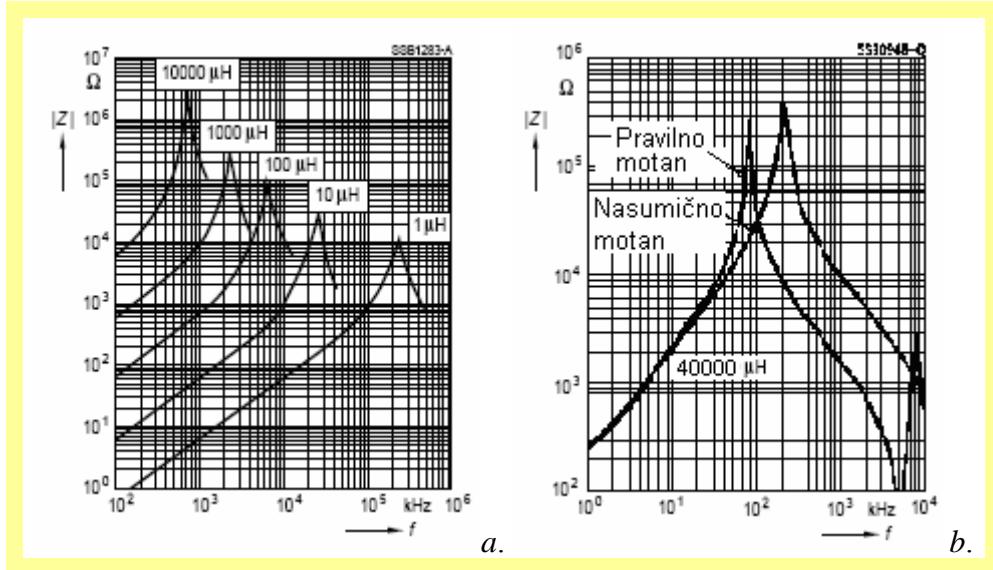
Iz ekvivalentnosti šema sa sl. 5.11a i sl. 5.11b dobijaju se sledeći izrazi za ekvivalentnu otpornost  $R_e$  i ekvivalentnu induktivnost  $L_e$ :

$$R_e = R \frac{1}{(1 - \omega^2 LC_o)^2 + (\omega C_o R)^2} \quad (5.3)$$

$$L_e = L \frac{1 - \omega^2 LC_o - \frac{C_o R^2}{L}}{(1 - \omega^2 LC_o)^2 + (\omega C_o R)^2}. \quad (5.4)$$

Iz (5.4) je evidentno da se induktivnost smanjuje sa povećanjem frekvencije i da je  $L_e$  uvek manje od  $L$ . Moduo impedanse kalema, na osnovu sl. 5.11a, iznosi:

$$|Z| = \sqrt{\frac{R^2 + (\omega L)^2}{(1 - \omega^2 LC_o)^2 + (\omega C_o R)^2}}. \quad (5.5)$$



Sl. 5.12. Frekventna zavisnost modula impedanse kalemova različitih induktivnosti.

Dakle, ako su gubici relativno mali, moduo impedanse će se sa frekvencijom linearno povećavati samo do neke frekvencije, a zatim, kada se uticaj parazitne kapacitivnosti  $C_o$  više ne može da zanemari, povećanje modula impedanse je sa znatno većim nagibom (sl. 5.12). Parazitna kapacitivnost uslovljava nastanak rezonanse na nekoj frekvenciji, i tada moduo impedanse dobija maksimalnu vrednost (sl. 5.12); iznad te frekvencije kalem gubi induktivne osobine, odnosno tada dominantnu ulogu preuzima parazitna kapacitivnost, i kalem se ponaša kao kondenzator. Već je napomenuto da parazitna kapacitivnost zavisi od načina motanja kalema, što ima posledice na vrednost modula impedanse, a to se najbolje vidi na sl. 5.12b.

#### 5.1.4. Faktor dobrote kalemova

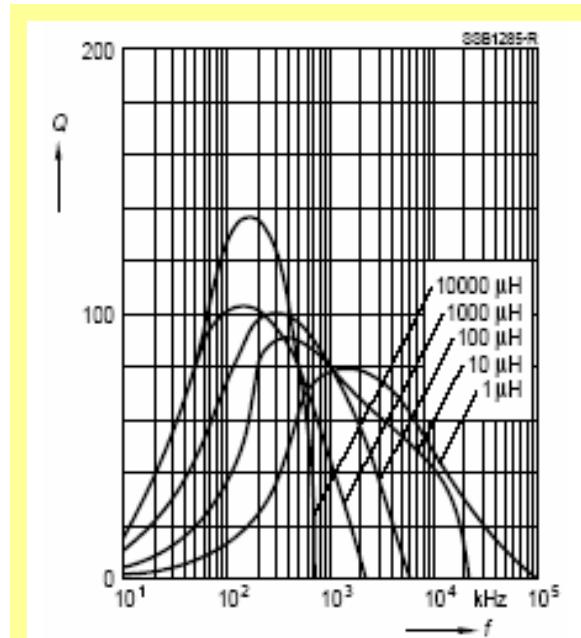
Faktor dobrote kalemova (Q-faktor) definisan je izrazom:

$$Q = \frac{\omega L_e}{R_e} = \frac{1}{\operatorname{tg}\delta}, \quad (5.6)$$

gde je  $\delta$  ugao gubitaka između pada napona na induktivnoj otpornosti  $V_{Le} = \omega L_e I$  i napona na kalemu, sl. 5.11c.

Kako i ekvivalentna otpornost kalema  $R_e$  i ekvivalentna induktivnost  $L_e$  zavise od frekvencije, to se Q-faktor neće u celom frekventnom opsegu linearno povećavati sa frekvencijom, što na prvi pogled proizilazi iz jedn. (5.6), već će, naprotiv, pri visokim frekvencijama opadati sa povećanjem frekvencije. Naime, pri višim frekvencijama ekvivalentna otpornost  $R_e$ , jedn. (5.3),

brže raste sa frekvencijom od induktivne otpornosti  $\omega L_e$  ( $L_e$  po (5.4)), te Q-faktor dostiže maksimum i sa daljim povećanjem frekvencije isti opada, sl. 5.13. Radni frekventni opseg kalema se bira tako da Q-faktor ima maksimalnu vrednost u sredini tog opsega.



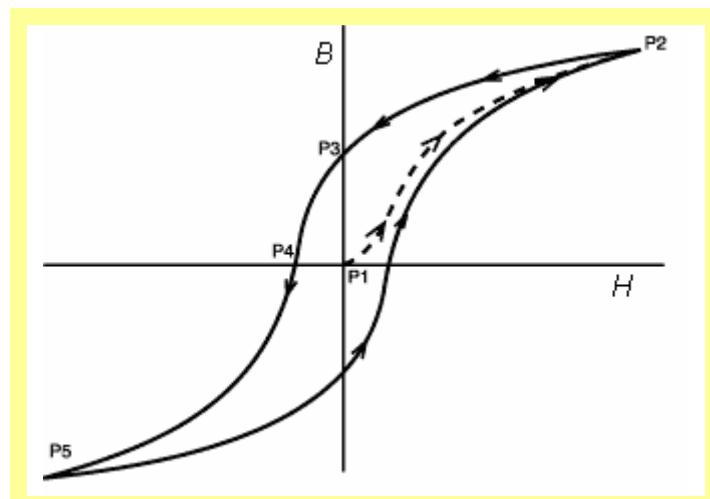
Sl. 5.13. Merene vrednosti Q-faktora kalemova različitih induktivnosti.

Treba napomenuti da kod kalemova se jezgrom otpornost  $R_e$  sadrži i gubitke u jezgru  $R_j$  (usled histerezisnih, remanentnih i gubitaka usled vihornske struje u magnetnom materijalu). Stoga kod kalemova sa jezgrom **nije**  $Q_j = \mu_r Q_0$  ( $Q_o$  – faktor dobrote kalema bez jezgra); na primer, usled gubitaka, kod kalemova sa **otvorenim jezgrom** je

$$Q \approx Q_o \sqrt{\mu_i}, \quad (5.7)$$

gde je  $\mu_i$  početna relativna magnetna permeabilnost na krivoj magnećenja (u tački P<sub>1</sub> na sl. 5.14):

$$\mu_i = \frac{1}{\mu_o} \lim_{\Delta H \rightarrow 0} \frac{\Delta B}{\Delta H}. \quad (5.8)$$



Sl. 5.14. Kriva magnećenja magnetnih materijala za jezgra kalemova.

Kod kalema sa **jezgrom zatvorenog tipa**, Q-faktor se može povećati 2÷3 puta ubacivanjem nemagnetnog procepa – međugvožđa. To je zbog toga što se uvođenjem međugvožđa smanjuje magnetna permeabilnost, a to znači da su i manji gubici. Naime, ako su  $\mu_e$  i  $\text{tg}\delta_e$  magnetna permeabilnost jezgra sa međugvožđem i tangens ugla gubitaka kalema sa tim jezgrom, a  $\text{tg}\delta$  tangens ugla gubitaka kalema sa jezgrom bez procepa, važi:

$$\frac{\text{tg}\delta_e}{\mu_e} \approx \frac{\text{tg}\delta}{\mu_i}, \quad (5.9)$$

tako da je Q-faktor kalema sa jezgrom i međugvožđem ( $Q_e$ ):

$$Q_e = \frac{1}{\text{tg}\delta_e} \approx \frac{1}{\text{tg}\delta} \frac{\mu_i}{\mu_e} = Q \frac{\mu_i}{\mu_e}. \quad (5.10)$$

S obzirom da je  $\mu_e < \mu_i$ , iz (5.10) se vidi da se Q-faktor povećava uvođenjem međugvožđa.

## 5.2. KALEMOVI BEZ JEZGRA

U ovom delu biće dati izrazi kojima se mogu izračunati induktivnosti pojedinih kalemova bez jezgra i bez koraka, u zavisnosti od njihove veličine i oblika.

**Induktivnost dugačkih jednoslojnih cilindričnih kalemova.** Pod dugačkim kalemom podrazumeva se kalem kod kojeg je dužina  $l$  najmanje 10 puta veća od njegovog prečnika  $d_o$  ( $l$  i  $d_o$  prema sl. 5.6). Induktivnost takvog kalema ( $l \geq 10 d_o$ ) sa dosta dobrom tačnošću može se izračunati prema obrascu:

$$L = \pi^2 \frac{d_o^2 N^2}{l} \cdot 10^{-3} \text{ } (\mu\text{H}), \quad (5.11)$$

u kojem su  $d_o$  i  $l$  u cm, a  $N$  je broj zavojaka.

**Induktivnost kratkih jednoslojnih cilindričnih kalemova.** Ova induktivnost se sa dosta dobrom tačnošću može aproksimirati izrazom, u kojem su  $d_o$  i  $l$  u cm:

$$L = 2,26 \cdot 10^{-2} \frac{d_o N^2}{1 + 2,25 \frac{l}{d_o}} \text{ } (\mu\text{H}). \quad (5.12)$$

**Induktivnost kratkih višeslojnih cilindričnih kalemova.** Za izračunavanje induktivnosti kratkih višeslojnih cilindričnih kalemova, koji se najčešće motaju unakrsno ili nasumično, koristi se Vilerov (Wheeler) obrazac (sve dimenzije su, prema sl. 5.8, u cm):

$$L = 78,7 \frac{d_o^2 N^2}{3d_o + 9l + 10h} \cdot 10^{-3} \text{ } (\mu\text{H}). \quad (5.13)$$

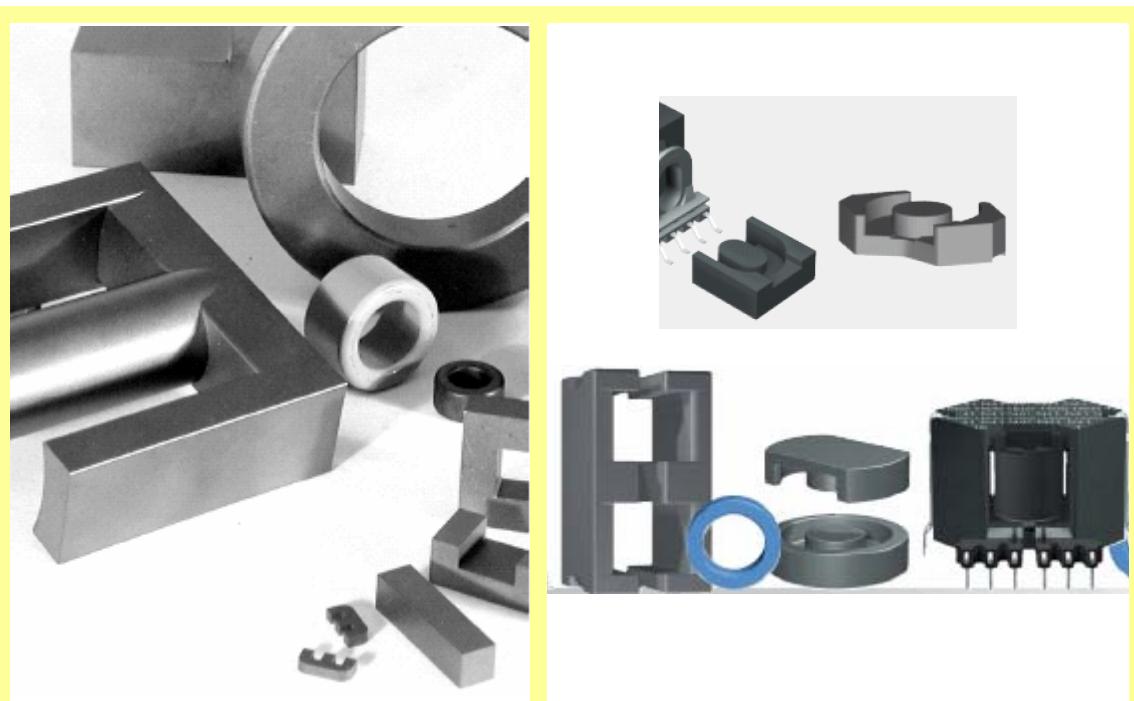
**Induktivnost pločastih kalemova.** Pločasti kalem je onaj kod kojeg je dužina kalema  $l$  veoma mala i manja od visine namotaja  $h$  i srednjeg prečnika  $d_o$ ; kod njih se, sa dimenzijama u cm, induktivnost računa po:

$$L = \pi^2 \frac{d_o^2 N^2}{h} \cdot 10^{-3} \text{ } (\mu\text{H}). \quad (5.14)$$

### 5.3. KALEMOVI SA JEZGROM



Sl. 5.15. Različite vrste kalemova sa jezgrom.



Sl. 5.16. Različite vrste feritnih jezgara za kalemove.

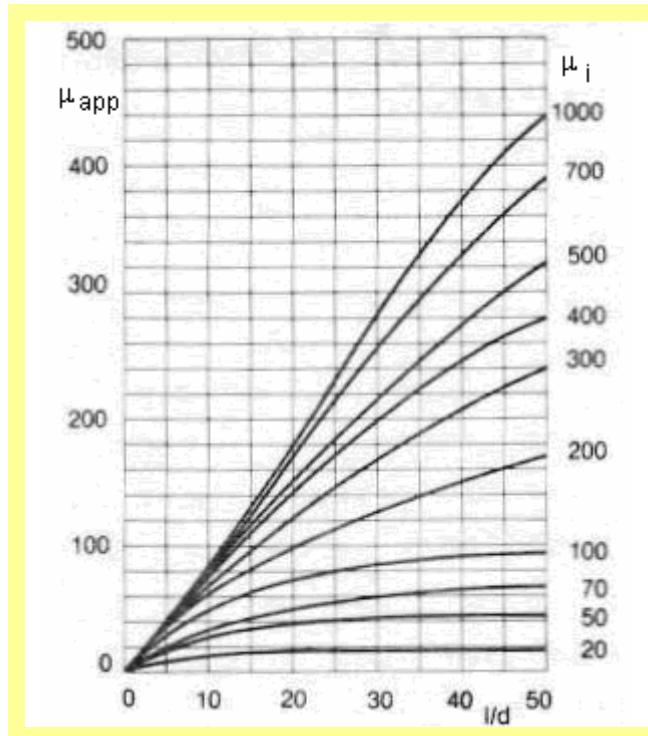
Za povećanje induktivnosti kalemova koriste se magnetna jezgra. Iako jezgra za kalemove mogu biti i od magnetodielektrika (metalnog magnetnog praha), znatno češće se prave od ferita, sl. 5.16. To je stoga što pri vrlo visokim frekvencijama jezgra od magnetodielektrika imaju prevelike gubitke usled vihornih struja, te je u tom slučaju neophodno koristiti feritna jezgra, kod kojih su ti gubici znatno manji.

Feriti su jedinjenja oksida gvožđa ( $\text{Fe}_2\text{O}_3$ ) i dvovalentnih oksida metala ( $\text{ZnO}$ ,  $\text{MnO}$ ,  $\text{NiO}$ ,  $\text{BaO}$ ,  $\text{CuO}$  i dr.) koji poseduju ferimagnetne osobine; to su tzv. meki feriti. Dobijaju se sinterovanjem u inertnoj atmosferi i strogo kontrolisanim temperaturnim ciklusima, a dobijena jezgra su vrlo tvrda i otporna na vodu, slično kao keramičke sinterovane mase.

S obzirom da se jezgra razlikuju po konstrukciji, to se ona mogu podeliti na otvorena, poluzatvorena i zatvorena. Najmanje iskorišćenje magnetnih osobina je kod jezgara **otvorenog** tipa u obliku štapića ili cevčica (sl. 5.17), s obzirom da kod njih magnetni fluks dobrim delom protiče kroz vazduh.



Sl. 5.17. Jezgra otvorenog tipa i kalemovi sa takvim jezgrima.



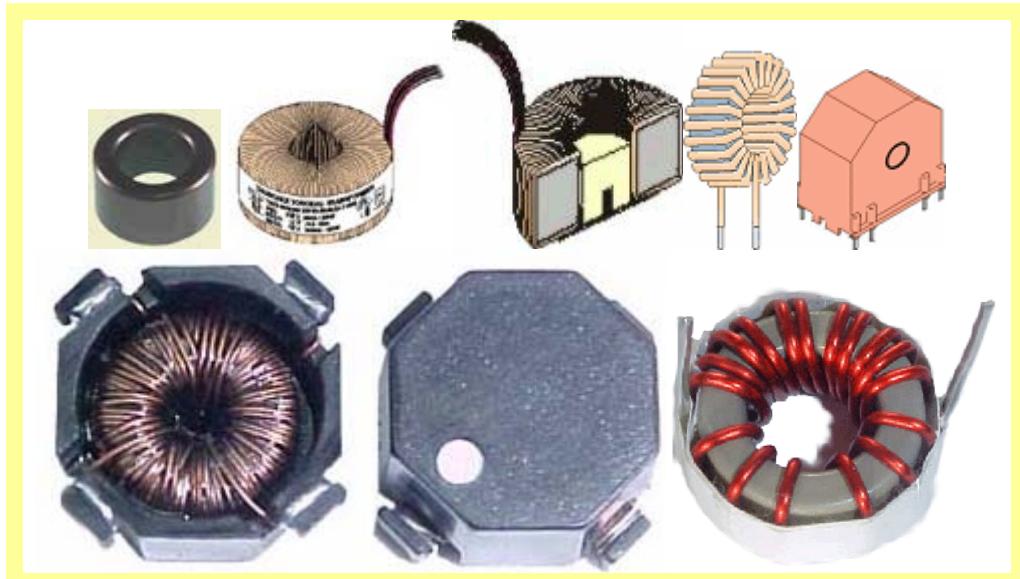
Sl. 5.18. Prividna permeabilnost  $\mu_{app}$  u funkciji odnosa dužine  $l$  i prečnika  $d$  feritnih štapića za različite vrednosti početne permeabilnosti  $\mu_i$

Induktivnost kalemova sa otvorenim jezgrom se izračunava na osnovu:

$$L = \mu_{app} L_o, \quad (5.15)$$

pri čemu je  $L_o$  induktivnost kalema bez jezgra, a  $\mu_{app}$  **prividna permeabilnost**. Prividna permeabilnost zavisi od oblika jezgra i kalema, položaja kalema na jezgru, itd. Na sl. 5.18 je prikazana zavisnost prividne permeabilnosti od odnosa dužine  $l$  i prečnika  $d$  feritnih štapića za različite vrednosti početne permeabilnosti  $\mu_i$  (definicija početne permeabilnosti je data sa (5.8)).

Najbolje iskorišćenje magnetnih osobina pružaju **torusna** jezgra, sl. 5.19. Kalemovi sa torusnim jezgrima praktično nemaju rasipanje magnetnog fluksa i imaju relativno velike vrednosti Q-faktora i magnetne permeabilnosti koja se obeležava sa  $\mu_{tor}$  ( $\mu_{tor}$  je torusna permeabilnost – snima se na torusnom jezgru na početku krive magnećenja). Ovi kalemovi se ne moraju da oklopljavaju. Jezgra su kompaktna, tako da se induktivnost kalemova sa torusnim jezgrima ne može da menja.



Sl. 5.19. Torusno jezgro i torusni kalemovi.

Ako su  $L_0$ ,  $Q_0$  i  $R_0$  induktivnost, Q-faktor i gubici torusnog kalema bez jezgra, a  $R_j$  gubici u jezgru, onda je induktivnost i Q-faktor torusnog kalema sa jezgrom, respektivno:

$$L_{j(tor)} = \mu_{tor} L_0 \quad (5.16)$$

i

$$Q_{j(tor)} = \frac{\mu_{tor} Q_0}{1 + \frac{R_j}{R_0}}. \quad (5.17)$$

I kod kalemova sa jezgrima **zatvorenog** tipa (sl. 5.20) se osigurava veoma dobro iskorišćenje magnetnih osobina materijala. To su tzv. lončasta jezgra, RM i PM jezgra (sl. 5.21). Kod njih je magnetno kolo zatvoreno, usled čega kalemovi imaju veći Q-faktor, manju zavisnost parametara od frekvencije i spoljašnjeg magnetnog polja, te mogu raditi na višim frekvencijama.

Induktivnost kalema sa jezgrom zatvorenog tipa može da se izračuna na osnovu sledećeg izraza:

$$L = \mu_o \mu_e \frac{S_e}{l_e} N^2, \quad (5.18)$$

u kojem su  $\mu_e$ ,  $l_e$  i  $S_e$  efektivna magnetna permeabilnost, efektivna dužina magnetnih linija sila i efektivna površina magnetnog jezgra, respektivno, a  $N$  broj zavojsaka.



Sl. 5.20. Kalemovi sa zatvorenim feritnim jezgrima za površinsku montažu (SMD).



Sl. 5.21. Zatvorena feritna jezgra i odgovarajući kalemovi sa njima.

Kao što se iz (5.18) vidi, induktivnost kalemova sa jezgrom direktno zavisi od vrednosti efektivne magnetne permeabilnosti  $\mu_e$ , koja umnogome zavisi od oblika i dimenzija jezgra, vrste materijala, a pogotovo od vrednosti vazdušnog procepa u magnetnom materijalu. Analitičko određivanje vrednosti efektivne permeabilnosti i induktivnosti kalema sa vazdušnim procepom ponekad je veoma zametno. Stoga se definiše **faktor induktivnosti**  $A_L$ , koji se eksperimentalno određuje. Naime, faktor induktivnosti  $A_L$  praktično predstavlja induktivnost kalema sa jezgrom koji ima samo jedan zavojak. Induktivnost kalema sa  $N$  zavojsaka je onda:

$$L = A_L N^2. \quad (5.19)$$

Faktor induktivnosti (ili, prosto,  **$A_L$  vrednost**) predstavlja konstantu jezgra koju daje proizvođač za svaki tip jezgra i za odgovarajući materijal i izražava se u **nH**. Iako je  $A_L$  u nH, uobičajeno je da se ta vrednost daje samo brojčano, npr.  $A_L = 1340$  (što znači da  $A_L = 1340$  nH).

Upoređujući (5.18) i (5.19), sledi da je efektivna magnetna permeabilnost:

$$\mu_e = A_L \frac{l_e}{\mu_o S_e}. \quad (5.20)$$

Iz (5.20) je evidentno da kako  $A_L$  vrednost zavisi od vazdušnog procepa, tako će zavisiti i efektivna magnetna permeabilnost  $\mu_e$ , te i induktivnost kalema. Veza između efektivne magnetne permeabilnosti  $\mu_e$ , početne permeabilnosti  $\mu_i$  (definisane sa (5.8)), efektivne dužine magnetskih linija  $l_e$  i debljine vazdušnog procepa  $\delta$  dobija se primenom zakona o cirkulaciji magnetskog polja, odakle, ali samo za male vrednosti  $\delta$ , sledi:

$$\frac{1}{\mu_e} \approx \frac{1}{\mu_i} + \frac{\delta}{l_e}. \quad (5.21)$$

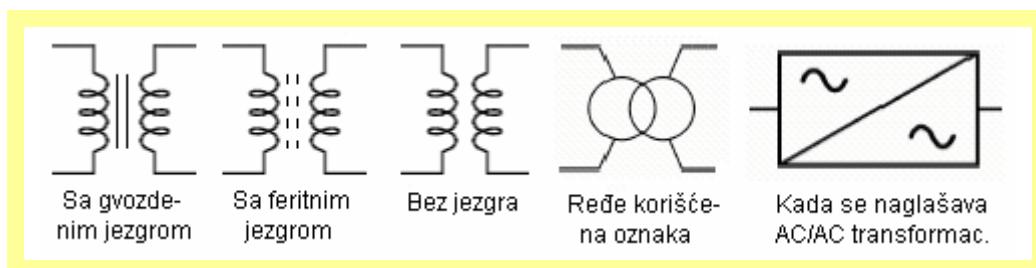
Smenjujući (5.21) u (5.18) dobija se za induktivnost kalema sa vazdušnim procepom (međugvožđem):

$$L = \mu_o \mu_i N^2 \frac{S_e}{l_e + \mu_i \delta}. \quad (5.22)$$

## 6. TRANSFORMATORI I PRIGUŠNICE

Transformatori se sastoje od najmanje dva induktivno spregnuta kalema, primara i sekundara. U sekundaru se indukuje napon koji može biti jednak, manji ili veći od napona doveđenog na primarni namotaj. Za bolji prenos snage, sa što manjim gubicima, potrebno je da je induktivna sprega između namotaja što jača; zbog toga se kod transformatora koriste magnetna jezgra.

Na sl. 6.1 su prikazani simboli kojima se označavaju transformatori u šemama elektronskih kola, a na sl. 6.2 spoljašnji izgled nekih transformatora.



Sl. 6.1. Simboli kojima se označavaju transformatori u šemama elektronskih kola.



Sl. 6.2. Spoljašnji izgled nekih transformatora.

### 6.1. KONSTRUKCIJA I PRORAČUN

#### 6.1.1. Materijali za magnetna jezgra

Kada se jezgro od magnetnog materijala nalazi u naizmeničnom magnetnom polju, to se deo energije tog polja izgubi. Ti gubici se pri većim magnetnim indukcijama  $B$  sastoje od gubitaka usled vihernih struja i gubitaka usled histerezisa. Histerezisni gubici su srazmerni površini histerezisnog ciklusa i zbog toga su oni, kao i zagrevanje jezgra, utoliko veći ukoliko je veća površina histerezisne petlje. Zbog toga se nastoji da materijali koji se upotrebljavaju za magnetna jezgra transformatora (i prigušnice) imaju što je moguće užu histerezisnu petlju. Ova petlja je najveća kada se materijal magnetiše do zasićenja; ako se, pak, sa magnećenjem prestane kod manjih indukcija, dobija se sve manja i uža petlja, te i manji gubici.

Gubici usled vihornih struja zavise od specifične otpornosti materijala jezgra i od frekvencije magnetnog polja. Zato se, za smanjenje ovih gubitaka, za jezgra „klasičnih“ transformatora koriste limovi (ili trake) koji moraju biti međusobno izolovani, a s obzirom da se sa kvadratom frekvencije povećavaju gubici usled vihornih struja, to se za jezgra transformatora koji rade na višim frekvencijama koriste tanji limovi. Upravo iz tog razloga se, na visokim frekvencijama, a posebno pri visokofrekventnim impulsnim signalima, umesto limova za transformatore koriste feritna jezgra.

Od limova se koriste silicijumom legirani gvozdeni lim (Fe-Si) i niklom legirani gvozdeni lim (Fe-Ni). Silicijumom legirani gvozdeni lim isključivo se koristi pri mrežnoj frekvenciji (50Hz ili 60Hz), a ponekad i za transformatore za 400Hz; niklom legirani gvozdeni lim je našao primenu u području audio frekvencija.

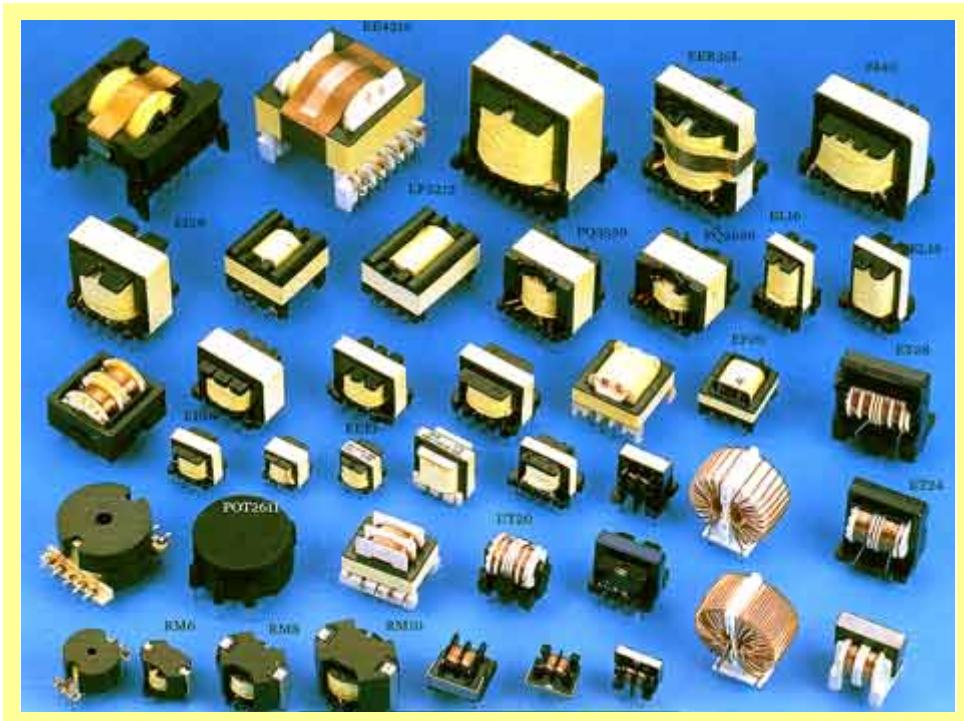
**1. Vruće valjani silicijumom legirani gvozdeni lim.** Silicijum se dodaje gvožđu da bi se povećala njegova omska otpornost, odnosno da bi se smanjili gubici, s obzirom da se oni smanjuju sa povećanjem procenta silicijuma; međutim, istovremeno se smanjuje vrednost magnetne indukcije u zasićenju i povećava krtost materijala. Kako je, s druge strane, magnetna indukcija merilo za opterećenost namotaja i jačinu struje u praznom hodu transformatora (veće vrednosti indukcije omogućavaju manji broj zavojaka i veće opterećenje transformatora i prigušnica), to se silicijum ne može dodavati u većim količinama (najviše do 4%), tako da se dobiju indukcije u zasićenju  $B_m$  između 1 T i 1,2 T. Pri proračunu transformatora i prigušnica sa vruće valjanim silicijumom legiranim gvozdenim limovima uzima se  $B_m = 1,2$  T.

**2. Hladno valjani silicijumom legirani gvozdeni lim.** Ovi limovi, u poređenju sa vruće valjanim Fe-Si limovima, ali samo ako je smer indukcije u istom smeru sa smerom valjanja lima, maju sledeće osnovne prednosti: manje gubitke, veću vrednost magnetne indukcije i veću magnetnu propustljivost; međutim, ako je indukcija sa smerom normalnim na smer valjanja, gubici mogu biti i do tri puta veći. Stoga se prednosti orijentisanog lima mogu iskoristiti jedino kod transformatora kod kojih je indukcija u magnetnom jezgru uvek u smeru valjanja lima (trake). Taj neophodan uslov se obezbeđuje kada se od traka forme torusna i prereza C-jezgra. Zbog toga transformatori sa ovakvim jezgrima imaju znatno manje gubitke i veću vrednost magnetne indukcije (do  $B_m = 1,85$  T), a samim tim i manje dimenzije i manju težinu od odgovarajućih transformatora od vruće valjanih limova.

**3. Niklom legirani gvozdeni lim.** Iako se kod silicijumom legiranih gvozdenih limova gubici pri frekvencijama višim od 50 Hz donekle mogu smanjiti izborom tankih limova, ipak su ti gubici nedopustivo veliki, tako da su takvi limovi praktično neupotrebljivi u oblasti viših frekvencija. Pored toga, pomenuti limovi imaju relativno male vrednosti i početne i maksimalne magnetne permeabilnosti, koje su nedovoljne za precizne merne transformatore ili transformatore koji će raditi u području audio frekvencija (20Hz ÷ 20kHz). Zbog toga se, u slučajevima kada su dozvoljeni samo mali gubici i kada se traži velika relativna magnetna propustljivost, upotrebljavaju niklom legirani gvozdeni limovi.

**4. Feritna jezgra.** Pored namene za transformisanje visokofrekventnih sinusoidalnih signala, feritna jezgra se najviše koriste za transformatore u visokofrekventnim prekidačkim izvorima napajanja (SMPS – Switched-Mode Power Supply), koji rade na frekvencijama višim od 15 kHz, a ponekad i iznad 100 kHz. Naime, za napajanje elektronskih uređaja, kao što su TV prijemnici, računari, avionski uređaji, itd., gde svaki milivat uštete znači mnogo u ukupnom energetskom bilansu, i svuda tamo gde se toleriše malo veći napon brujanja (oko 1% od ulaznog napona), SMPS sa transformatorima sa feritnim jezgrima imaju nekoliko prednosti u odnosu na klasične izvore napajanja, a to su prvenstveno vrlo visok stepen iskorišćenja i što nisu više potrebni klasični mrežni transformatori, tako da se postiže ušteda u težini i zapremini uređaja. Obično se pri proračunu za magnentnu indukciju u zasićenju uzima  $B_m = (0,2 \div 0,3)$  T.

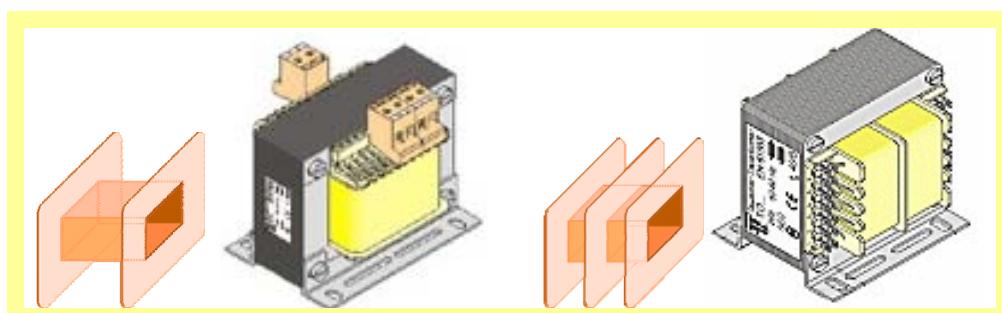
### 6.1.2. Oblici magnetnih jezgara



Sl. 6.3. Transformatori sa različitim oblicima jezgara.

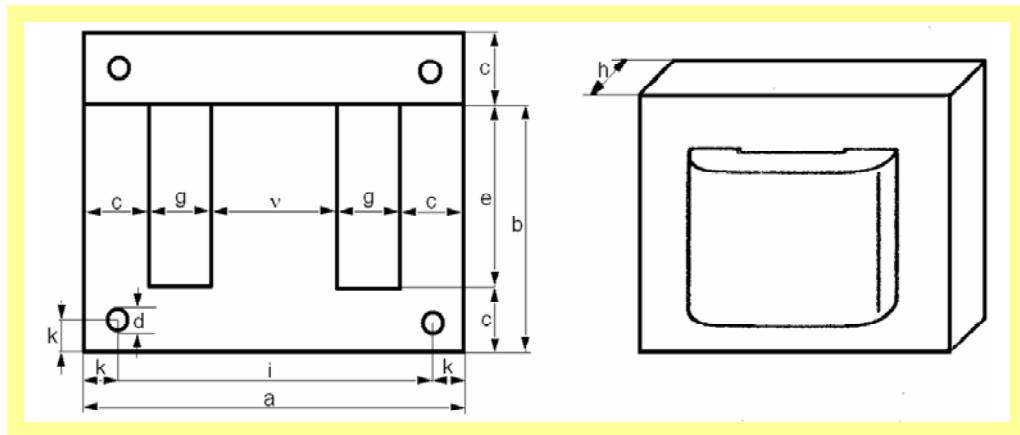
Jezgra od Fe-Si i Fe-Ni se mogu dobiti od profilisanih odvojenih (izolovanih) pločica standardizovanih oblika i dimenzija (npr. EI i UI profila), koje se slažu jedna na drugu, ili od traka, koje se koncentrično motaju i zatim sekju (trakasta i prezvana trakasta jezgra – npr. C-jezgra).

**1. Jezgra od limova EI profila.** Kod ovih jezgara (sl. 6.4 i sl. 6.5) namotani kalem, sa kalemskim telima kao na sl. 6.4, postavlja se na srednji stub jezgara. Primena jednog kalemata pojednostavljuje konstrukciju i omogućuje maksimalnu ispunu bakrom raspoloživog prostora („prozora“).

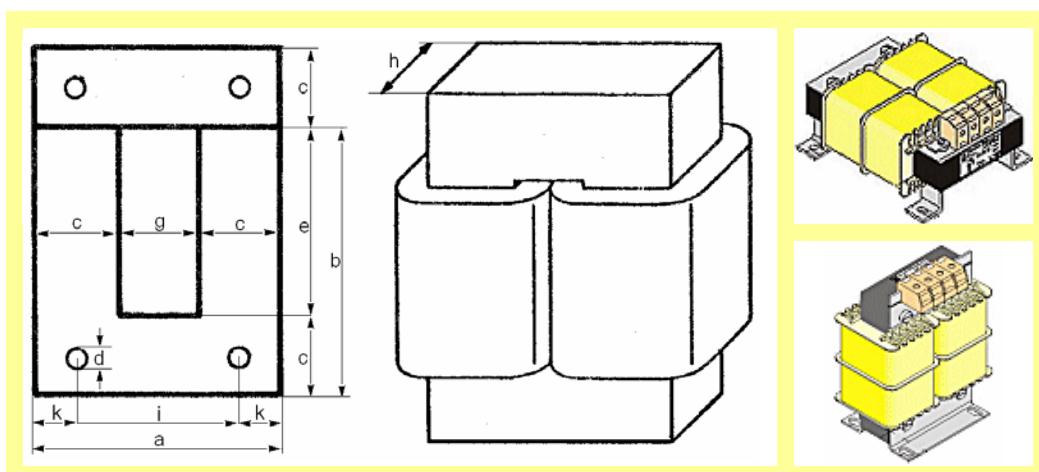


Sl. 6.4. Kalemska tela i odgovarajući transformatori sa jezgrima EI profila.

**2. Jezgra od limova UI profila.** Kao i kod jezgara od limova EI profila, i kod jezgara UI profila se u već namotane kalemove umeću listovi magnetnih jezgara, sl. 6.6. Međutim, u ovom slučaju se koriste (najčešće) dva odvojena kalemata, čime se povećava površina preko koje se zrači toplota i poboljšava toplotni režim namotaja, te se transformatori sa jezgrima od limova UI profila obično koriste za veće snage.



Sl. 6.5. Limovi EI profila (sa oznakama koje se koriste pri proračunu transformatora) i izgled transformatora.



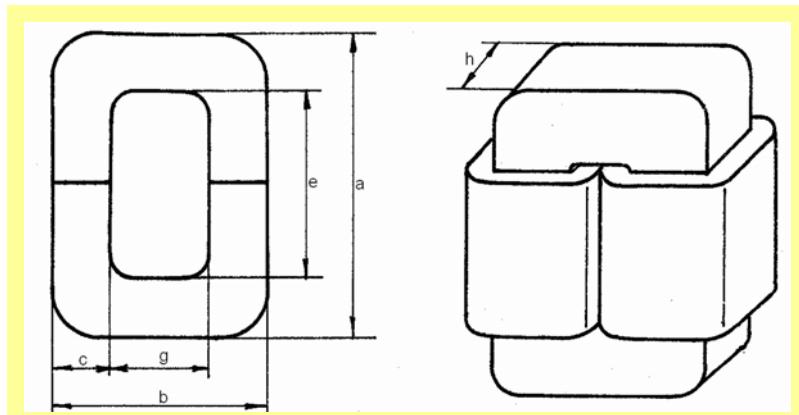
Sl. 6.6. Limovi UI profila (sa oznakama koje se koriste pri proračunu transformatora) i izgled transformatora.

**3. Trakasta torusna jezgra.** Da bi se iskoristile dobre osobine hladno valjanog silicijumom legiranog lima, od traka tog lima se namotavaju torusna, kompaktna, jezgra. Najviše se koriste za mrežne transformatore (sl. 6.7) sa i bez kalemskog tela, a u poređenju sa odgovarajućim transformatorima sa jezgrima EI profila (za istu snagu) su oko 50% manje mase.

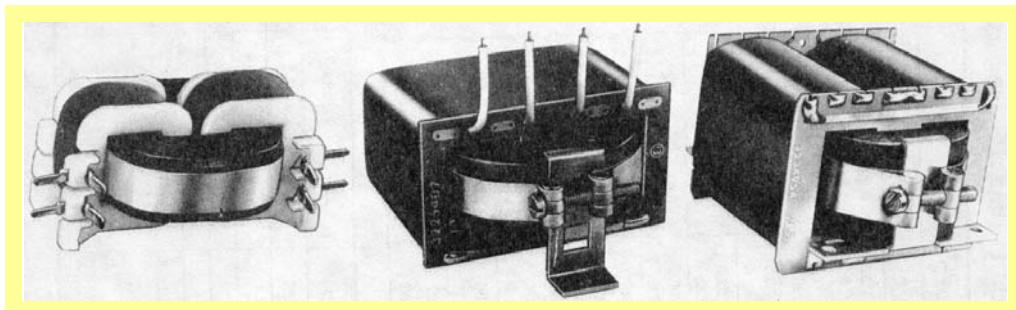


Sl. 6.7. Torusni mrežni transformatori.

**4. Prerezana trakasta jezgra (C-jezgra).** Od traka orijentisanog lima izrađuju se gotova, kompaktna jezgra, sl. 6.8, tako da pri gradnji transformatora nema dugotrajnog slaganja limova jezgra. Naime, montaža takvih jezgara je vrlo jednostavna: dve polovine jezgra umetnu se sa jedne i druge strane u kalemsko telo, a onda se stisnu (stegnu) trakom, sl. 6.9.



Sl. 6.8. Prerezana trakasta C-jezgra (sa oznakama koje se koriste pri proračunu transformatora) i izgled transformatora.



Sl. 6.9. Mrežni transformatori sa C-jezgrima.

**5. Feritna jezgra.** Od feritnih jezgara za transformatore u visokofrekventnim prekidačkim izvorima napajanja koriste se jezgra prikazana na sl. 5.21 (lončasta, PM, RM) i na sl. 5.19 (torusna jezgra).

### 6.1.3. Osnovne relacije kod transformatora

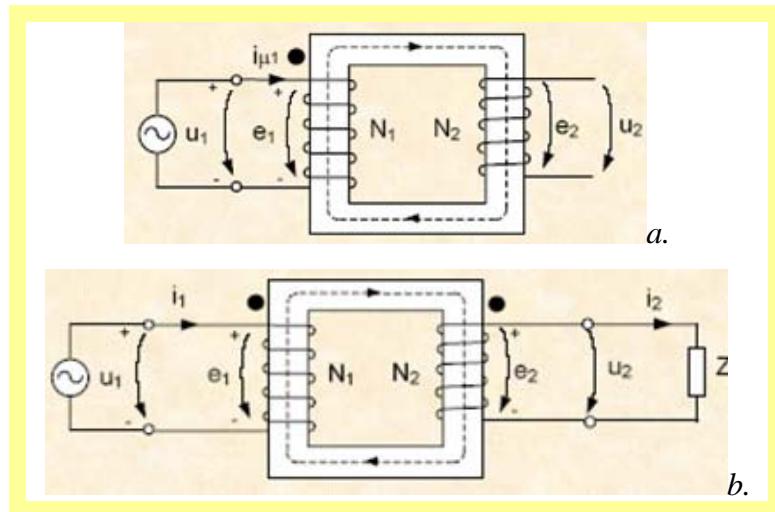
**1. Odnos transformacije n.** Pod uticajem magnetnog fluksa, prouzrokovanih naponom  $U_1 \equiv V_1$ , u primarnom i sekundarnom namotaju se, respektivno, indukuju elektromotorne sile  $e_1$  i  $e_2$  (sl. 6.10):

$$e_1 = 4,44 \cdot 10^{-4} f N_1 B_m S_e \quad (6.1)$$

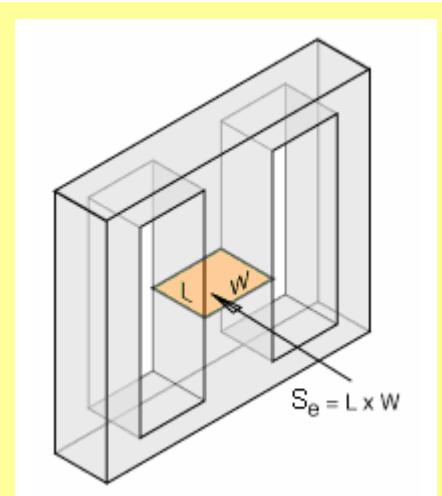
$$e_2 = 4,44 \cdot 10^{-4} f N_2 B_m S_e, \quad (6.2)$$

pri čemu su:  $f$  – frekvencija primarnog napona u Hz;  $N_1$  i  $N_2$  – broj zavojskih primarnog i sekundarnog sekundarnog namotaja, respektivno; magnetna indukcija u zasićenju u T;  $S_e$  – efektivni presek jezgra (sl. 6.11) u  $\text{cm}^2$ .

Naponi na krajevima transformatora se razlikuju od indukovanih elektromotornih sila zbog pada napona na namotajima ( $U_1 > e_1$  i  $U_2 < e_2$ ). Ako se, u prvoj aproksimaciji, ovi padovi napona zanemare, može se smatrati da je  $e_1 \approx U_1$  i  $e_2 \approx U_2$ , tako da iz (6.1) i (6.2) sledi odnos transformacije napona  $n$ :



Sl. 6.10. Uz indukovane elektromotorni sile u transformatoru:  
a – sekundar otvoren (u praznom hodu); b – sekundar operećen impedansom  $Z$ .



Sl. 6.11. Uz definiciju efektivne površine magnetnog jezgra.

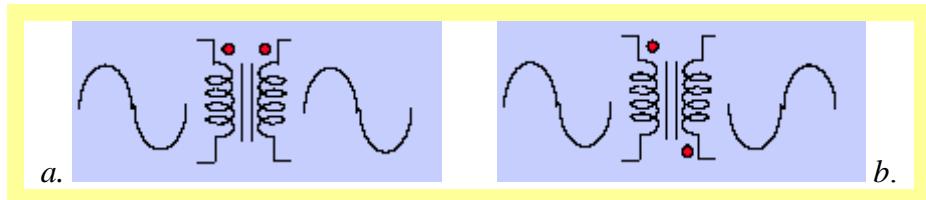
$$n \approx \frac{U_2}{U_1} = \frac{N_2}{N_1}. \quad (6.3)$$

Kada se na sekundarni namotaj priključi potrošač (sl. 6.10b), to će kroz njega proticati struja  $I_2$ , koja ima tendenciju da promeni prvočitni magnetni fluks. Na taj način bi se poremetila naponska ravnoteža u primarnom namotaju; međutim, to nije slučaj, s obzirom da primarni namotaj „povuče“ dodatnu struju iz izvora pobude, koja u svakom trenutku drži magnetnu ravnotežu struji u sekundaru, tako da prvočitni magnetni fluks ostaje nepromjenjen. Ovo je ispunjeno samo kada je  $I_1N_1 = I_2N_2$ , odakle sledi:

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{1}{n}. \quad (6.4)$$

Da li će naponi na primarnom i sekundarnom namotaju biti u fazi ili protivfazi zavisi od toga kako su primarni i sekundarni motani. Naime, kada su i primarni i sekundarni namotaj motani u istom smeru, naponi  $U_1$  i  $U_2$  će biti u fazi i, ako se to želi posebno da naglasi, na oznaci za

transformator, pored oznaka za primar i sekundar, stavljuju se dve tačke sa iste strane (sl. 6.12a); međutim, kada je sekundarni namotaj motan suprotno od primarnog, naponi  $U_1$  i  $U_2$  će biti u protivfazi i to se naznačava tačkama sa različitih strana primara i sekundara, sl. 6.11b.



Sl. 6.12. Naponi  $U_1$  i  $U_2$  u fazi (a) i protivfazi (b).

**2. Gubici u transformatoru.** U transformatorima gubici nastaju u namotajima (gubici u bakru) i u magnetnom jezgru (gubici u gvožđu – usled vihornih struja i histerezisa).

**Gubici u bakru  $P_{Cu}$**  su posledica omske otpornosti namotaja primara  $R_1$  i sekundara  $R_2$ , tako da je (za transformator koji ima  $n$  sekundarnih namotaja):

$$P_{Cu} = R_1 I_1^2 + \sum_{i=1}^n R_{i2} I_{i2}^2 , \quad (6.5)$$

pri čemu su  $I_1$  i  $I_{i2}$  struje primarnog i  $i$ -tog sekundarnog namotaja.

Kada je reč o gvozdenim jezgrima, ukupni **gubici u jezgru  $P_{Fe}$**  (gubici u gvožđu) za indukcije  $B_m > 0,7$  T mogu se predstaviti izrazom:

$$P_{Fe} = AB_m^2 m_{Fe} , \quad (6.6)$$

u kojem su  $A$  – konstanta koja zavisi od vrste i debljine lima, a  $m_{Fe}$  – masa magnetnog jezgra.

**3. Koeficijent korisnog dejstva.** Koeficijent korisnog dejstva transformatora je definisan odnosom izlazne  $P_i (= P_2)$  i ulazne  $P_u$  snage:

$$\eta = \frac{P_i}{P_u} = \frac{P_2}{P_2 + P_{Fe} + P_{Cu}} \cdot 100 (\%) . \quad (6.7)$$

Vrednost koeficijenta korisnog dejstva kod transformatora koji se koriste u elektronici je relativno velik, i iznosi od  $\eta = 85\%$  do  $\eta = 95\%$ .

## 6.2. MREŽNI TRANSFORMATORI

Mrežni transformatori se u najvećem broju slučajeva koriste za obezbeđenje potrebnih napona u ispravljačkim stepenima elektronskih uređaja. Za njihov proračun potrebni su sledeći podaci: vrednost ulaznog napona  $U_1$ , frekvencija mrežnog napona  $f$  i vrednosti napona i struja sekundarnih namotaja  $U_2$  i  $I_2$  (odnosno izlazna snaga transformatora  $P_2$ ). Odmah treba naglasiti da su jezgra mrežnih transformatora bez vazdušnog procepa.

Za mrežne transformatore primenljive u elektronici skoro isključivo se koriste standardizovani EI (ređe UI) limovi ili trakasta prezvana jezgra (C-jezgra). Kako je broj zavojaka i primarnog i sekundarnog namotaja, prema (6.1) i (6.2), obrnuto proporcionalan vrednosti magnetne

indukcije u zasićenju  $B_m$ , tj.  $N \sim 1/B_m$ , to će za istu nazivnu snagu broj zavojaka svih namotaja, a samim tim i masa transformatora, biti manji ukoliko je vrednost indukcije  $B_m$  veća. S obzirom da hladno valjani silicijumom legirani gvozdeni limovi (tj. trake koje se od njih prave, a potom prerezana C-jezgra) imaju indukciju  $B_m$  reda 1,8 T, to će mrežni transformatori od ovih limova (traka) imati manju masu od odgovarajućih transformatora sa vruće valjanim silicijumom legiranim limovima, kod kojih je  $B_m = 1,2$  T.

Ovde će, ukratko, biti opisan postupak proračuna mrežnog transformatora sa EI jezgrima<sup>2</sup>, koristeći označavanje sa sl. 6.5.

### 6.2.1. Dimenzionisanje jezgra

Između standardizovanih dimenzija EI limova (videti fusnotu br. 2) treba izabrati najpodesniji profil sa gledišta potrošnje, magnetnog materijala i bakra (žice za namotavanje). U tu svrhu, osnovni koraci pri proračunu mrežnih transformatora su:

**1. Određivanje efektivnog preseka jezgra:** Veličina efektivnog preseka jezgra se približno može izračunati iz izraza:

$$S_e \approx \sqrt{P_2} \text{ (cm}^2\text{)}, \quad (6.8)$$

u kojem je  $P_2$  snaga sekundara (izlazna snaga) u W (mnogo češće se izražava u VA).

**2. Izbor profila (veličine jezgra) i određivanje debljine limenog paketa.** Za mrežne transformatore, sa gledišta najmanje upotrebe žice za namotavanje, a istovremeno i najmanje otpornosti namotaja, najpodesnije bi bilo da je površina poprečnog preseka jezgra  $S_e$  kvadratnog oblika, odakle sledi da treba izabrati lim širine stuba:

$$v_{\max} = \sqrt{S_e}. \quad (6.9)$$

Kako je od standardizovanih veličina limova moguće izabrati samo ograničen broj onih sa kvadratnim presekom, to se mora pribeti i pravougaonim presecima jezgra. Minimalna širina stuba lima određena je uslovom da je visina limenog paketa  $h \leq 1,5v$ , odakle je:

$$v_{\min} = 0,82\sqrt{S_e} = 0,82v_{\max}. \quad (6.10)$$

Dakle, bira se veličina lima kod kojeg širina stuba odgovara uslovu:

$$v_{\min} < v < v_{\max}. \quad (6.11)$$

Znajući efektivni presek jezgra  $S_e$ , širinu stuba  $v$  i debljinu lima  $\Delta$ , potreban broj limova je:

$$n_L = \frac{S_e}{v\Delta}. \quad (6.12)$$

---

<sup>2</sup> Proračun mrežnog transformatora sa C-jezgrima, kao i svi podaci za EI jezgra, mogu se naći u knjizi: Stojan Ristić, „RLC komponente“, Prosveta, Niš, 2005

#### 4.2.2. Namotaji

Namotaji se uvek motaju na kalemsko telo (sem kod torusnih transformatora). Kalemska tela se izrađuju na više načina i od različitih izolacionih materijala, što zavisi od toga da li je reč o individualnoj ili serijskoj proizvodnji transformatora. Najviše se koriste kalemska tela od prešpana i veštačkih smola (bakelita), sa takvim dimenzijama da se u njih normalno mogu da umeću limovi.

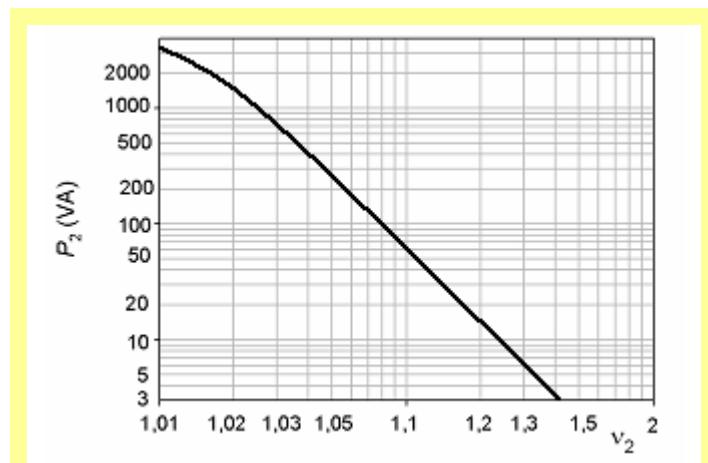
**1. Određivanje broja zavojaka.** Pri određivanju broja zavojaka namotaja transformatora polazi se od jedn. (6.1), uz prepostavku da se pad napona na primaru može da zanemari i da će se njegov uticaj uzeti sa sekundarne strane, tako da je  $e_1 \approx U_1$ , odakle sledi (jedinice su kao u (6.1)):

$$N_1 = \frac{U_1}{4,44 f S_e B_m} \cdot 10^4. \quad (6.13)$$

Na sličan način, tj. na osnovu (6.2) mogao bi da se odredi i broj zavojaka sekundarnog namotaja kod neopterećenih transformatora. Međutim, pri opterećenju se mora uzeti u obzir omski i induktivni pad napona u primarnom i sekundarnom namotaju, zbog čega broj zavojaka u sekundaru treba povećati; to povećanje je izraženo preko koeficijenta sekundarnih gubitaka  $v_2$ , sl. 6.13. Stoga se broj zavojaka sekundarnog namotaja  $N_2$  ne računa iz odnosa transformacije  $n \approx U_2/U_1 \approx N_2/N_1$ , već iz izraza:

$$N_2 = v_2 N_1 \frac{U_2}{U_1}. \quad (6.14)$$

Na isti način se izračunava broj zavojaka i kada transformator ima više sekundarnih namotaja, s tim da se koeficijent gubitaka  $v_2$  određuje u odnosu na ukupno opterećenje, tj. pri istovremenom opterećenju svih namotaja.



Sl. 6.13. Koeficijent sekundarnih gubitaka  $v_2$  u funkciji snage za transformatore sa jezgrima EI profila.

**2. Određivanje prečnika žica.** Prečnici žica za namotaje izračunavaju se na osnovu vrednosti struja primara i sekundara. Struje u sekundarnim namotajima su unapred zadate, dok se struja primara određuje iz:

$$I_1 = \frac{P_2}{\eta U_1}, \quad (6.15)$$

pri čemu se za koeficijent korisnog dejstva  $\eta$  uzima pretpostavljena vrednost (npr.  $\eta = 0,9$ ).

Dakle, znajući struje  $I_1$  i  $I_2$  i koristeći

$$I = S_z J = \frac{d_z^2 \pi}{4} J, \quad (6.16)$$

gde je  $S_z$  poprečni presek žice, a  $J$  gustina struje, dobija se za prečnik žice  $d_z$ :

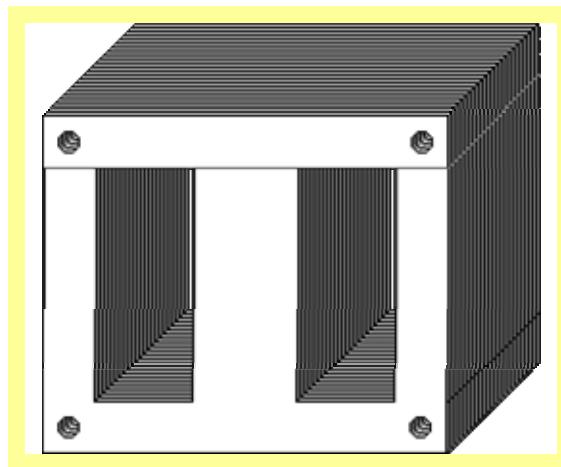
$$d_z = \sqrt{\frac{4 I}{\pi J}}. \quad (6.17)$$

Iz poslednjeg izraza sledi da prečnik žice namotaja zavisi od gustine struje. Za mrežne transformatore snaga do 150 W sa EI jezgrima često se uzima da je  $J = 2,55 \text{ A/mm}^2$ , tako da je iz poslednjeg izraza, ako je struja  $I$  u amperima,

$$d_z = \sqrt{0,5 I} \text{ (mm)}. \quad (6.18)$$

### 6.3. PRIGUŠNICE

Prigušnice se koriste u slučajevima kada je potrebno imati što veće induktivno opterećenje, a to znači da one treba da imaju što veću induktivnost (da bi  $\omega L$  bilo što veće). Prigušnice sa jezgrima od silicijumom legiranih gvozdenih limova za 50 Hz koriste ista jezgra kao mrežni transformatori (na primer, EI jezgra kao na sl. 6.14) i proračunavaju se na isti način kao i mrežni transformatori. Kako one najčešće imaju veliki broj zavojsaka, a napon na njima je relativno mali, to je i indukcija u magnetnim jezgrima mala, reda  $B_m = (0,4 \div 0,5) \text{ T}$ . Zbog toga su gubici u prigušnicama mali, te se pri proračunu o njima ne mora mnogo voditi računa.



Sl. 6.14. EI jezgra za prigušnice (ista kao i za mrežne transformatore).

## 7. OSNOVNE OSOBINE POLUPROVODNIKA

Pre izlaganja o poluprovodničkim komponentama ovde će biti izložene neke osnovne karakteristike poluprovodnika, i to u prvom redu silicijuma. To i jeste osnovni cilj ovog pogлављa, koje obuhvata izlaganja o strukturi poluprovodnika, o mehanizmu provođenja struje i efektima dopiranja poluprovodnika.

### 7.1. ELEMENTARNI POLUPROVODNICI I POLUPROVODNIČKA JEDINJENJA

U kolonama na levoj strani tablice periodnog sistema elemenata nalaze se metali. Atomi metala mogu lako izgubiti jedan ili dva elektrona i postati pozitivni joni. Oni su, kao što je poznato, dobri provodnici električne struje, s obzirom da je kod njih veza između atoma i elektrona u spoljašnjoj orbiti slaba, tako da se elektroni mogu relativno lako oslobođeni i postati slobodni. Elementi u kolonama na desnoj strani tablice periodnog sistema imaju elektrone u spoljašnjim opnama čvrsto vezane; oni su, prema tome, izolatori. U srednjim kolonama tablice nalaze se elementi kod kojih je provodnost znatno manja nego kod dobrih provodnika, a znatno veća nego kod izolatora. Oni čine klasu poluprovodnika. Tu spadaju 12 elementarnih poluprovodnika: bor (B), ugljenik (C), silicijum (Si), fosfor (P), sumpor (S), germanijum (Ge), arsen (As), selen (Se), kalaj (Sn), antimон (Sb), telur (Te) i jod (J). U tabl. 7.1 prikazani su položaji pomenutih elemenata u periodnom Mendeljejevom sistemu. Danas se od elementarnih poluprovodnika skoro isključivo koristi silicijum, dok se drugi, kao sto su arsen, fosfor i bor upotrebljavaju za dopiranje silicijuma, čime se menja njegova provodnost.

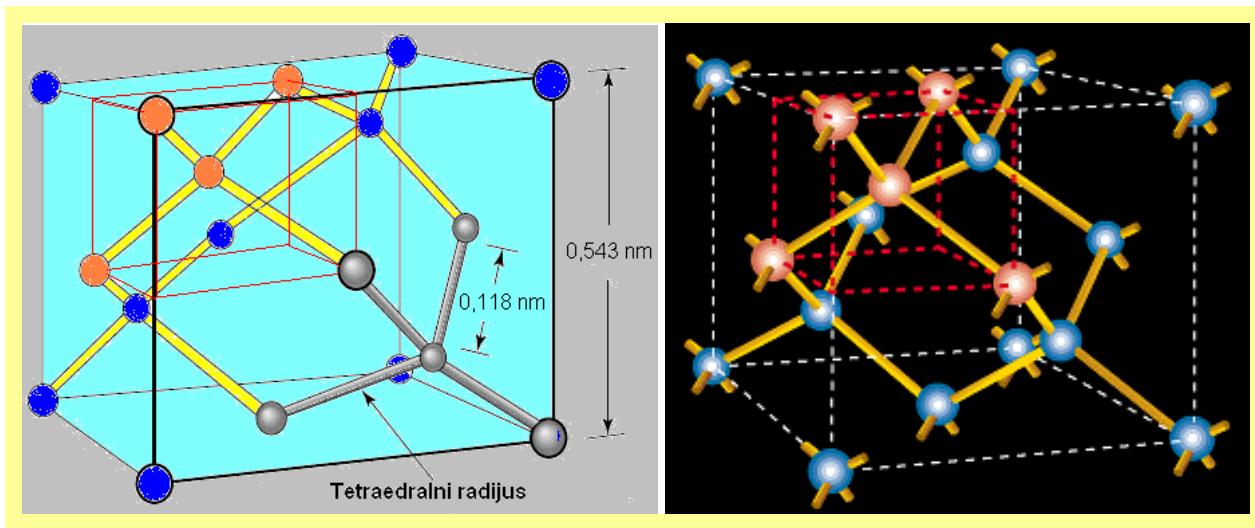
Tabl. 7.1. Položaj elementarnih poluprovodnika u periodnom sistemu elemenata

Grupa Perioda	II	III	IV	V	VI	VII	
II	Be	B	C	N	O		
III		Al	Si	P	S	Cl	
IV		Ga	Ge	As	Se	Br	
V		In	Sn	Sb	Te	J	Xe
VI			Pb	Bi	Po	At	

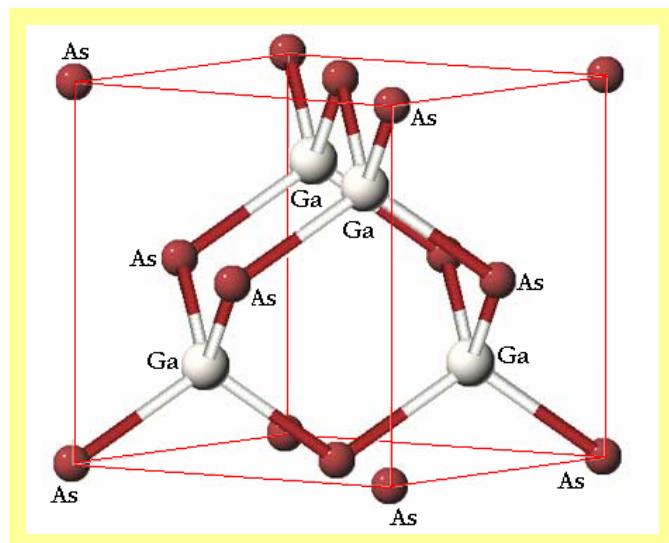
I neka jedinjenja elemenata III i V grupe periodnog sistema imaju poluprovodničke osobine. Zahvaljujući svojim osobinama, posebnu pažnju privlači galijum-arsenid (GaAs), koji se koristi za visokofrekventne i mikrotalasne komponente (na primer kod MESFET-a). Istraživanja poluprovodničkih jedinjenja su vrlo aktuelna, s obzirom da komponente na bazi ovih jedinjenja mogu biti efikasni izvori, ili, pak, detektori kako infracrvenih radijacija, tako i radijacija u vidljivom spektru. U tabl. 7.2 prikazana su poluprovodnička III-V jedinjenja koja se danas najviše koriste, sa naznakom vrste prelaza elektrona iz valentne u provodnu zonu.

Tabl. 7.2. Poluprovodnička III-V jedinjenja

Elementi III grupe	Elementi V grupe		
	Fosfor (P)	Arsen (As)	Antimon (Sb)
Aluminijum (Al)	AlP indirektan	AlAs indirektan	AlSb indirektan
Galijum (Ga)	GaP indirektan	GaAs direktan	GaSb direktan
Indijum (In)	InP direktan	InAs direktan	InSb direktan



a. Dijamantska (C, Si, Ge)



b. Sfaleritna (GaAs, GaP)

Sl. 7.1. Kristalna struktura elementarnih poluprovodnika (a) i poluprovodničkih jedinjenja (b).

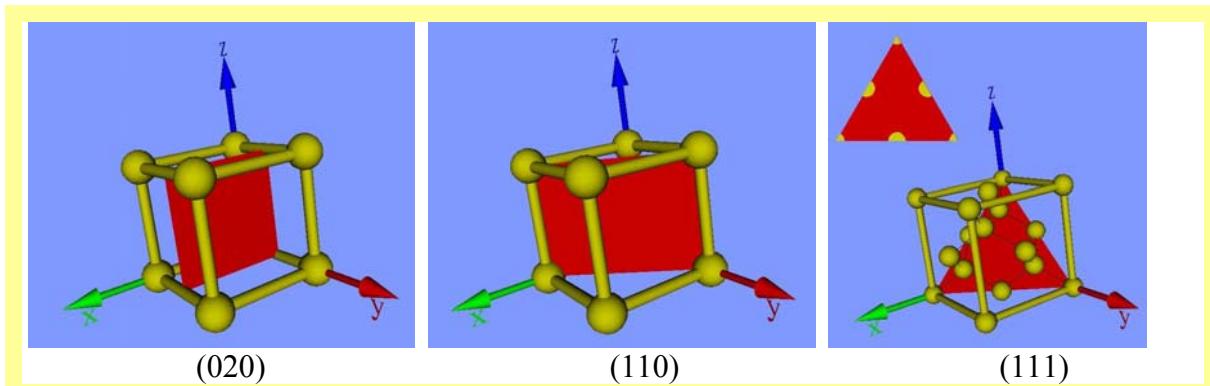
Svi poluprovodnici, i elementarni i poluprovodnička jedinjenja, imaju **kristalnu strukturu**. Elementarni poluprovodnici imaju kristalnu rešetku **dijamantskog tipa**, dok je rešetka poluprovodničkih jedinjenja modifikovana dijamantska struktura, tkzv. **struktura sfalerita**, sl. 7.1. Rešetke dijamantskog tipa čine **kovalentne veze**, tj. atomi u težištu tetraedra povezani su sa četiri atoma na vrhovima tetraedra, sl. 7.1a. Struktura sfalerita je ista kao dijamantska, ali atomi

u rešetki nisu isti, sl. 7.1b. Dakle, kod rešetki sa dijamantskom struktukom svaki atom je vezan sa četiri obližnja atoma, tako da su ovi od njega podjednako udaljeni i međusobno se nalaze na jednakim rastojanjima, poznatim pod nazivom „**tetraedralni radius**“. Tetraedralni radius se kod dijamantske strukture izračunava na osnovu  $(\sqrt{3}/8)a$ , pri čemu je  $a$  konstanta rešetke. Na primer, kod silicijuma je  $a = 0,543072$  nm, tako da je tetraedralni radius 0,118 nm.

Poluprovodnički materijal od koga se proizvode komponente treba da ima pravilnu kristalnu strukturu po celoj zapremini; to je, takozvani, monokristal. Međutim, monokristal nije izotropan, s obzirom da njegove osobine zavise od pravca. To uslovljava da i karakteristike poluprovodničkih komponenata u znatnoj meri zavise od orientacije površine monokristala. Zbog toga se kristali seku po određenoj ravni. Naime, položaj svake ravni kristalne rešetke može se odrediti sa tri cela uzajamno prosta broja, ako se kao koordinatne ose izaberu pravci koje imaju tri ivice kristalne rešetke. Jedinice merenja su odsečci na izabranim koordinatnim osama koje odseca jedna od kristalografskih ravnih u kristalnoj rešetki. Obično se u kristalografiji koristi desni koordinatni sistem, a merna jedinica na  $x$ -osi se označava sa  $a$ , na  $y$ -osi sa  $b$  i na  $z$ -osi sa  $c$ . Jedinična dužina za svaku osu se određuje izborom jedinične kristalografske ravnih u kristalnoj rešetki. Svaka ravan u kristalnoj rešetki se smatra mogućom kristalografskom ravnih ako joj pripadaju tri srazmerno postavljene tačke na koordinatnim osama u odnosu na koordinatni početak. Ravan u kristalnoj rešetki kojoj ne pripadaju srazmerno postavljene tačke na koordinatnim osama može se prenesti translacijom u položaj da joj pripadaju srazmerno postavljene tačke na koordinatnim osama. Shodno tome, odnos odsečaka OA, OB i OC koje ravan ABC odseca na koordinatnim osama  $x$ ,  $y$  i  $z$  pravouglog koordinatnog sistema, može se napisati u sledećem obliku:

$$OA:OB:OC = ma:nb:pc,$$

gde su  $a$ ,  $b$  i  $c$  odsečci jediničnih dužina na odgovarajućim koordinatnim osama, a  $m$ ,  $n$  i  $p$  celi brojevi. Ovako izabrana ravan predstavlja **jediničnu ravan**.

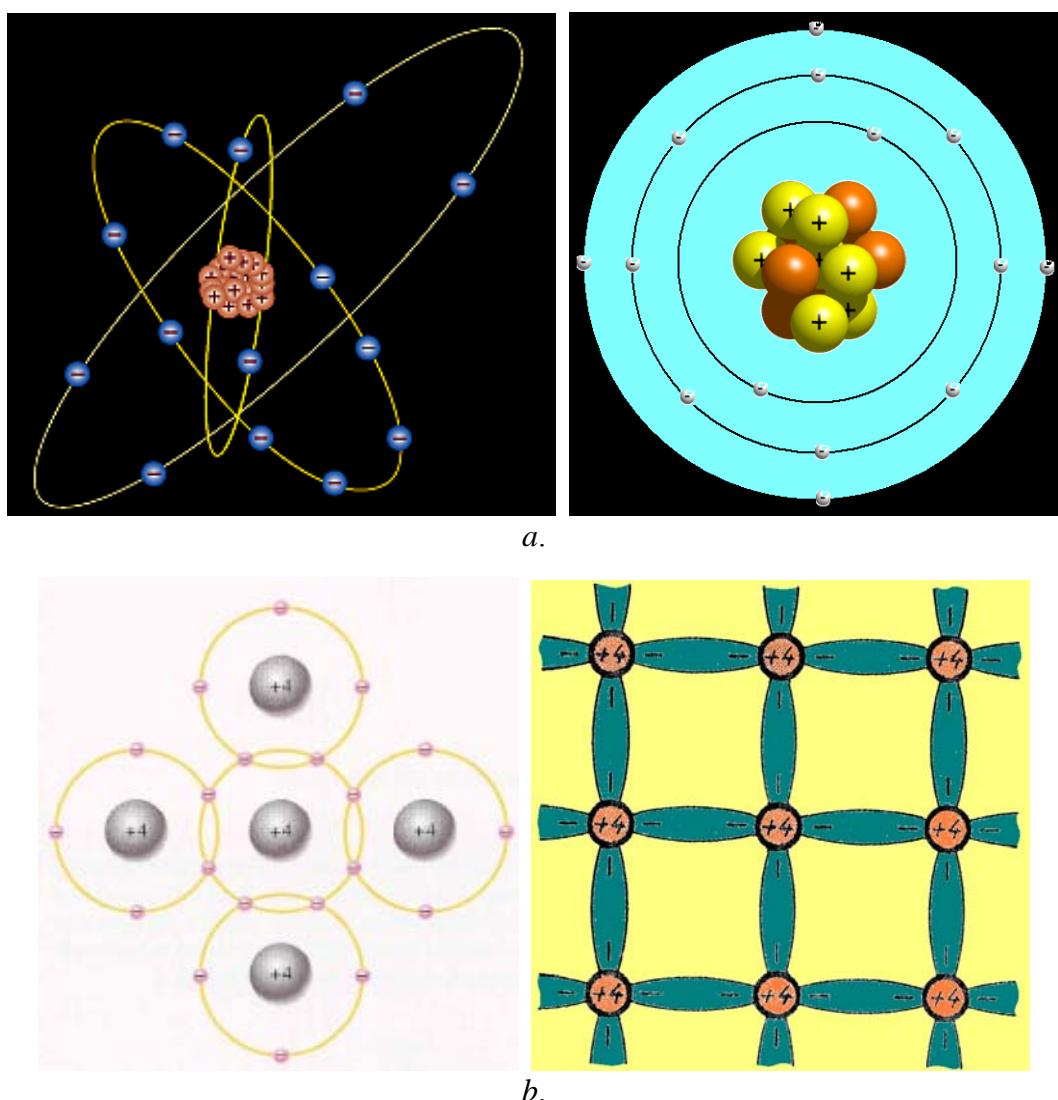


Sl. 7.2. Prikaz orijentacije tri karakteristične ravni sa Milerovim indeksima (020), (110) i (111).

Za označavanje orijentacije ravni kristala koriste se **Milerovi indeksi**. Naime, prema osnovnoj ćeliji povuku se ortogonalne koordinatne ose  $x$ ,  $y$  i  $z$  i proizvoljne ravnih koje seku ove ose u tačkama  $OA = x_1$ ,  $OB = y_1$  i  $OC = z_1$ . Kada se recipročne vrednosti ovih koordinata pomnože najmanjim zajedničkim imenocem, dobijaju se Milerovi indeksi. Na primer, ako ravan seče koordinatne ose u tačkama  $x_1 = 3$ ,  $y_1 = 2$  i  $z_1 = 1$ , recipročne vrednosti su:  $1/x_1 = 1/3$ ,  $1/y_1 = 1/2$  i  $1/z_1 = 1/1$ . Najmanji zajednički imenilac je 6, tako da su Milerovi indeksi:  $(1/3) \cdot 6 = 2$ ,  $(1/2) \cdot 6 = 3$  i  $(1/1) \cdot 6 = 6$ . Milerovi indeksi se beleže u srednjoj ili maloj zagradi, te je orijentacija kristala za pomenuti primer (236). Na sl. 7.2 prikazane su tri karakteristične ravnih čije su orijentacije (020), (110) i (111).

## 7.2. SLOBODNI ELEKTRONI I ŠUPLJINE U POLUPROVODNICIMA

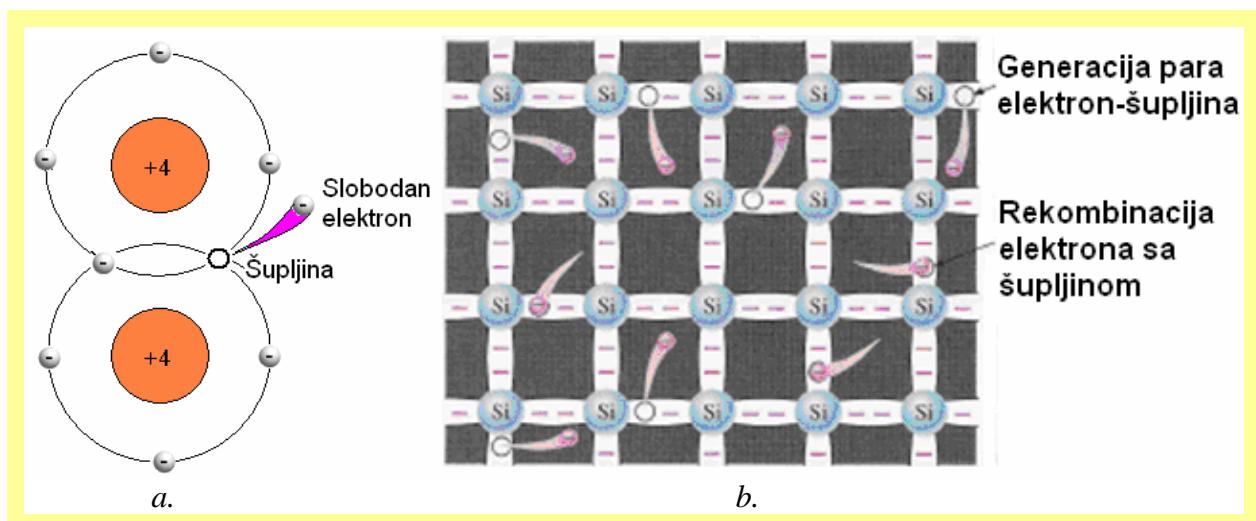
Atomski broj silicijuma je 14 i njegova 14 elektrona su rasporedena po orbitama oko jezgra. Prve dve orbite su popunjene, jer sadrže dva, odnosno osam elektrona, respektivno, dok je poslednja, treća orbita nepotpuna i sadrži četiri elektrona, sl. 7.3a. Elektroni u unutrašnjim, popunjenim orbitama, nazivaju se stabilnim elektronima, s obzirom da se nalaze na nižim energetskim stanjima od elektrona u spoljašnjoj, nepotpunoj orbiti. Oni ne učestvuju u mehanizmu provođenja struje u poluprovodnicima, kao što je, uostalom, to slučaj i kod metala, te se neće pominjati u daljim izlaganjima.



Sl. 7.3. Šematski prikaz atoma silicijuma u prostoru (a) i u ravni (b).

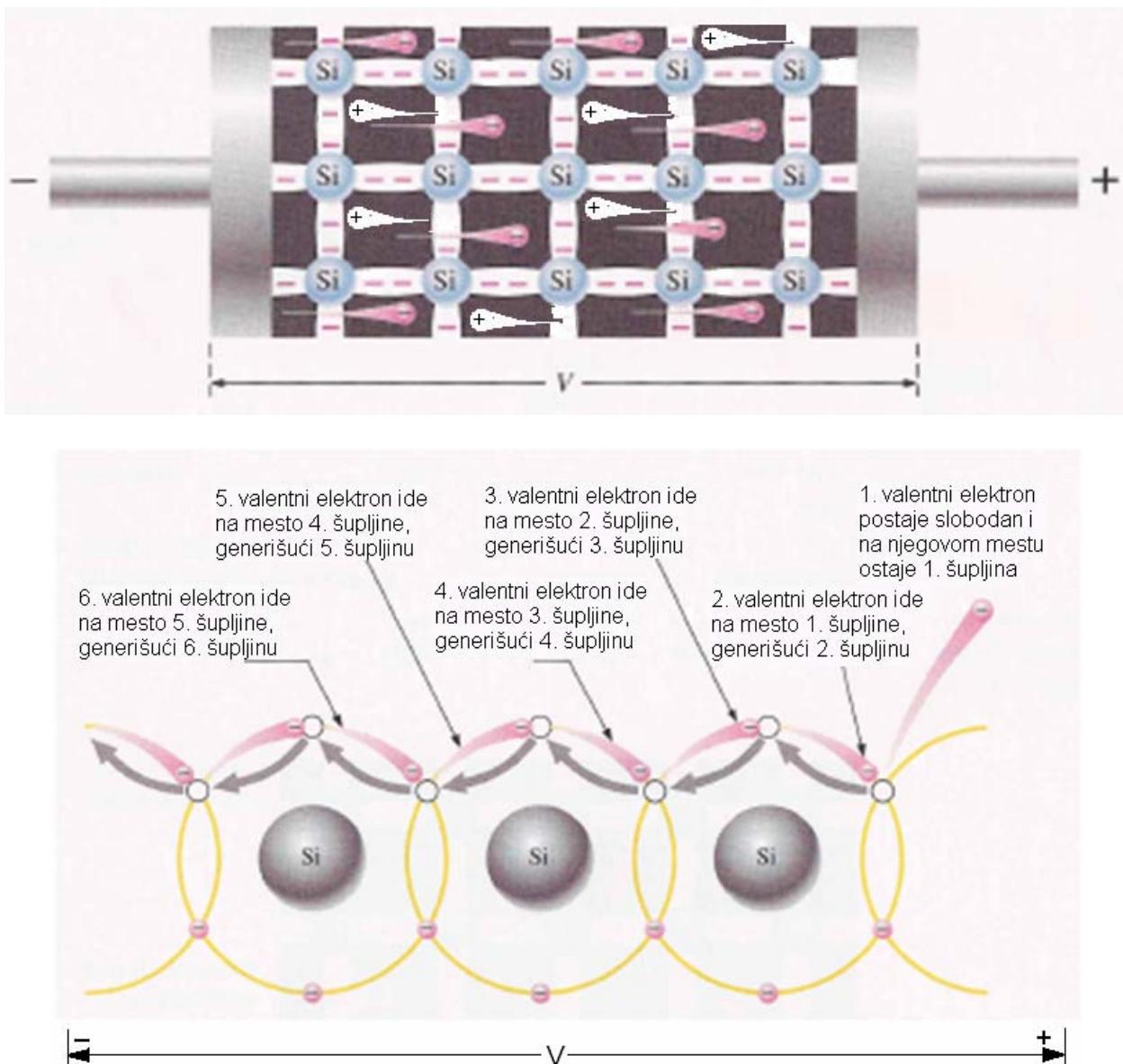
Zbog toga se silicijumov atom može šematski da predstavi jezgrom sa pozitivnim nanelektrisanjem od četiri elektronske jedinice (+4) koje je okruženo sa četiri elektrona iz spoljašnje orbite, sl. 7.3b. Četiri elektrona iz spoljašnje orbite, zbog toga što ulaze u hemijske veze, nazivaju se **valentnim elektronima**. U savršenom kristalu silicijuma, odnosno germanijuma, koji su, dakle, četvorovalentni, svaki od ova četiri elektrona obrazuje po jednu valentnu vezu sa po jednim elektronom iz spoljašnje orbite obližnjeg atoma.

Prema tome, potpuno čist kristal poluprovodnika, kod koga su svi elektroni povezani valentnim vezama, ponašao bi se kao izolator, s obzirom da kod njega nema slobodnih nosilaca nanelektrisanja. Međutim, pri normalnoj sobnoj temperaturi, usled termičkih vibracija kristalne rešetke, izvesni valentni elektroni povećavaju svoju energiju do te mere da mogu da se oslobođe valentnih veza i postaju slobodni elektroni, sl. 7.4a. Oslobađanjem svakog elektrona po jedna valentna veza ostala je nepopunjena. Atom, koji je izgubio elektron, postaje električno pozitivan sa nanelektrisanjem jednakim nanelektrisanju elektrona po apsolutnom iznosu (pre gubitka valentnog elektrona atom je bio električno neutralan). Na taj način se stvara **pozitivno opterećenje** čija se prava priroda može protumačiti tek pomoću kvantne fizike, ali koje se po mnogim svojstvima ponaša kao čestica sa pozitivnim nanelektrisanjem jednakim nanelektrisanju elektrona. Njemu se može pripisati određena efektivna masa, brzina u kretanju i energija, što znači da se može tretirati kao čestica. Ova čestica se, zbog načina postanka, naziva **šupljinom**. Eksperimentalnim rezultatima pokazana je opravdanost ovako uprošćene koncepcije šupljina.



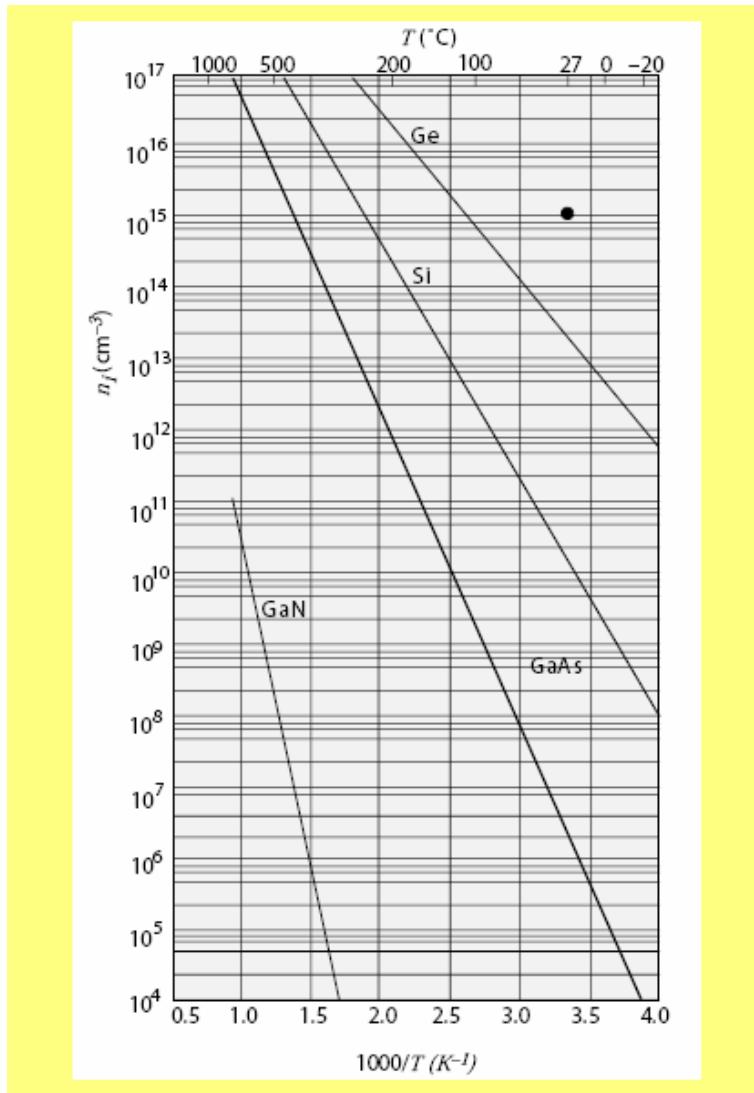
Kretanje šupljina u poluprovodniku može se predstaviti na sledeći način. Atom, koji je izgubio jedan elektron, teži da upotpuni neku valentnu vezu. On „izvlači“ elektron iz neke obližnje valentne veze u kojoj je elektron na relativno višem energetskom nivou. Usled toga, posmatrani atom postaje električno neutralan, ali se šupljina pojavi na mestu sa koga je privučen elektron za neutralizaciju. Drugim rečima, praktično se kreću elektroni, ali izgleda kao da se kreću prazna mesta (šupljine) u suprotnom smeru od kretanja elektrona. Na sl. 7.5 prikazano je kretanje elektrona i šupljina u silicijumu kada je na njega priključen spoljašnji napon  $V$ .

Slobodni elektroni i šupljine u kristalu poluprovodnika predstavljaju energetske nesavršenosti kristala i imaju ograničeno vreme života, jer se u kretanju kroz kristal susreću i rekomбинuju uspostavljajući ponovo valentne veze, sl. 7.4b. Termičko raskidanje valentnih veza raste sa temperaturom, dok je brzina ponovnog uspostavljanja valentnih veza srazmerna koncentraciji slobodnih nosilaca nanelektrisanja. Zbog toga, koncentracije slobodnih elektrona i šupljina pri svakoj temperaturi imaju onu vrednost pri kojoj se uspostavlja ravnoteža između brzine raskidanja i brzine ponovnog uspostavljanja valentnih veza. Koncentracije slobodnih elektrona ( $n_0$ ) i šupljina ( $p_0$ ) međusobno su jednake ( $n_0 = p_0$ ). Ova koncentracija se zove **koncentracija sopstvenih nosilaca nanelektrisanja** ili **sopstvena koncentracija** i obeležava se sa  $n_i = p_i$ . Na sobnoj temperaturi (300K) sopstvena koncentracija nosilaca nanelektrisanja za silicijum iznosi  $n_i = 1,13 \cdot 10^{10}$  slobodnih elektrona ili šupljina po  $\text{cm}^3$ . Na sl. 7.6 su prikazane vrednosti sopstvenih koncentracija nosilaca nanelektrisanja germanijuma, silicijuma i galijum-arsenida u funkciji temperature.



Sl. 7.5. Kretanje elektrona i šupljina u čistom (sopstvenom) silicijumu pod uticajem spoljašnjeg napona  $V$ .

Proces raskidanja valentnih veza, kao i obrnuti proces ponovnog vezivanja slobodnih elektrona i šupljina u valentne veze, zavisi u znatnoj meri i od postojanja izvesnih strukturnih nesavršenosti kristala (defekata). Ove nesavršenosti postoje, na primer, kod kristala kod kojih se poneki atomi nalaze u kristalnoj rešetki na mestima koja bi zauzimali kada bi kristal bio savršen. I površinski sloj kristala može imati sličan uticaj kao i strukturne nesavršenosti, što je posledica nepotpunosti valentnih veza u površinskom sloju. Prisustvo strukturnih nesavršenosti, međutim, ne menja koncentraciju sopstvenih nosilaca naielktrisanja, jer strukturne nesavršenosti u istoj meri potpomažu razbijanje valentnih veza i njihovo ponovno uspostavljanje. Ove nesavršenosti, dakle, samo smanjuju vreme života slobodnih elektrona, odnosno šupljina.



Sl. 7.6. Sopstvene koncentracije nosilaca nanelektrisanja u funkciji temperature.

### 7.3. PRIMESNI POLUPROVODNICI

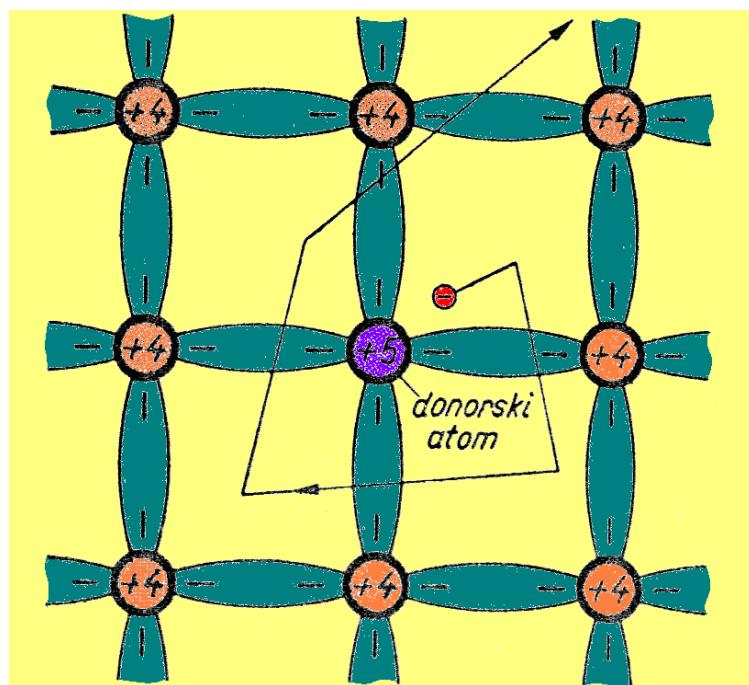
Kada električna svojstva poluprovodnika, a tu se pre svega misli na provodnost, zavise od prisustva nekog stranog elementa, onda je takav poluprovodnik primesni poluprovodnik. Treba primetiti da se atomi stranih elemenata (nečistoće), koje se obično nazivaju **primesama**, ne mogu nikada u potpunosti da odstrane. Međutim, ukoliko je njihova koncentracija vrlo mala, onda primeše ne utiču u većoj meri na električna svojstva poluprovodnika. Naprotiv, ako je koncentracija primesnih atoma relativno velika, njihov uticaj na električna svojstva poluprovodnika je dominantan unutar širokog intervala temperature.

Primese mogu biti veoma različite. U poluprovodničkim komponentama su od prevashodnog značaja one primese koje se namerno i kontrolisano, pomoću odgovarajućih tehnoloških postupaka, dodaju poluprovodniku. Koncentracije primesa kreću se obično između  $10^{14} \text{ cm}^{-3}$  i  $10^{20} \text{ cm}^{-3}$ . To su, redovno, primese čiji su atomi petovalentni ili trovalentni. Ukoliko se dodaju petovalentne primese, onda nastaju poluprovodnici **n-tipa**, a dodavanjem trovalentnih primesa se dobijaju poluprovodnici **p-tipa**. Atomi primesa zauzimaju u kristalnoj rešetki mesta gde bi se u čistom poluprovodniku nalazili atomi samoga poluprovodnika – oni se, dakle, uključuju u kristalnu rešetku supstitucijom. Karakteristično je da pojedine primese pokazuju veći afinitet prema

mestima u kristalnoj rešetki poluprovodnika, na kojima se kod čistog kristala nalaze atomi poluprovodnika, nego sami atomi poluprovodnika. Zbog toga će, dodavanjem primesa poluprovodniku u istopljenom stanju, posle očvršćavanja primesni atomi zameniti na pojedinim mestima atome poluprovodnika.

### 7.3.1. Poluprovodnici $n$ -tipa

Kao što je napomenuto,  $n$ -tip poluprovodnika nastaje kada se poluprovodnik dopira petovalentnim primesama, na primer fosforom (P), arsenom (As) ili antimonomom (Sb). Šematski prikaz kristalne rešetke poluprovodnika  $n$ -tipa dat je na sl. 7.7.



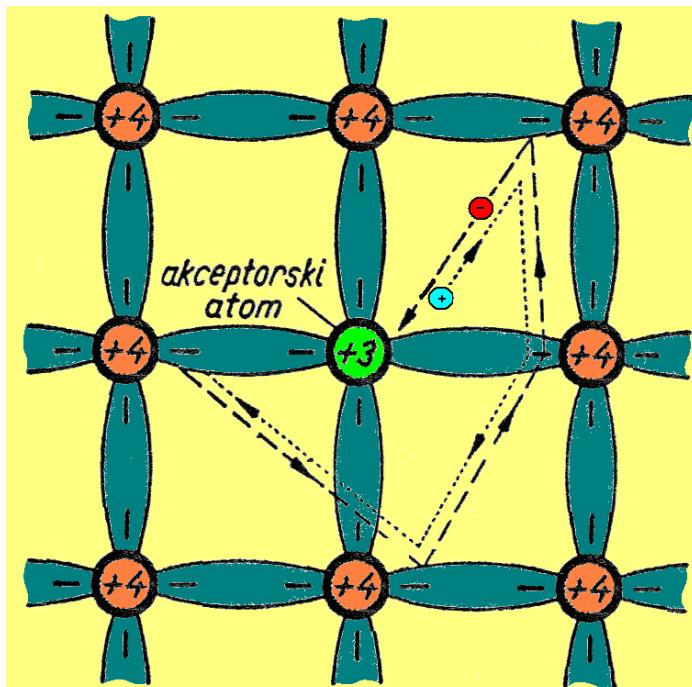
Sl. 7.7. Šematski prikaz kristalne rešetke poluprovodnika  $n$ -tipa.

S obzirom da je broj primesnih atoma u jedinici zapremine vrlo mali u poređenju sa brojem atoma poluprovodnika, svaki atom primeće normalno je okružen atomima poluprovodnika. Kako samo četiri valentna elektrona primeće ulaze u valentne veze, peti valentni elektron je samo slabo vezan za atom, te se lako može oslobođiti veze i postati slobodan elektron. Energija potrebna za oslobođanje ovog elektrona je vrlo mala, reda 0,01 eV do 0,02 eV kod germanijuma i 0,04 eV do 0,07 eV kod silicijuma, tako da su već na vrlo niskim temperaturama, a posebno na sobnoj temperaturi, svi elektroni koji potiču od atoma primesa „u“ provodnoj zoni i slobodno se mogu kretati kroz kristal. Petovalentne primese, dakle, **daju** slobodne elektrone, te se, stoga, zovu **donorske primese**, ili kratko – **donori** i njihova koncentracija se označava sa  $N_D$ . Donorski atomi gubitkom elektrona postaju pozitivni joni i ostaju vezani u strukturi kristalne rešetke, ali treba napomenuti da je dodavanjem donora poluprovodnik ostao električno neutralan.

Usled toga što se dodavanjem donorskih primesa razbijaju valentne veze, u poluprovodniku  $n$ -tipa postojeće i određena koncentracija šupljina. Naravno, koncentracija šupljina biće znatno manja od koncentracije slobodnih elektrona. Zbog toga, osnovni nosioci nanelektrisanja u  $n$ -tipu poluprovodnika biće elektroni, čiji je broj ( $n_o$ ) veoma blizak broju donorskih primesa, tj.  $n_o \approx N_D$ . **Elektroni** se u  $n$ -tipu poluprovodnika često zovu **većinski**, a **šupljine – manjinski** nosioci nanelektrisanja.

### 7.3.2. Poluprovodnici *p*-tipa

Ovaj tip poluprovodnika nastaje kada se poluprovodnik dopira trovalentnim primesama, među koje spadaju bor (B), aluminijum (Al), galijum (Ga) i indijum (In). Kristalna rešetka koja sadrži trovalentne primeće prikazana je šematski na sl. 7.8. Trovalentnoj primeći nedostaje jedan elektron da dopuni valentnu vezu. Ona se kompletira na taj način što je dopuni valentni elektron iz susedne veze, ili, drugim rečima, da bi se obrazovala i četvrta valentna veza, privlači se jedan elektron iz neke obližnje veze. Tako se stvara šupljina na mestu odakle je valentni elektron privučen. Kako trovalentne primeće kompletiraju valentne veze primajući elektrone iz valentne zone, zovu se **akceptorske primeće**, ili kratko – **akceptori**, a njihova koncentracija obeležava se sa  $N_A$ . Akceptorski atom postaje negativan jon čvrsto vezan za kristalnu rešetku. Energije ionizacije akceptorskih primeća su vrlo male i leže u istom intervalu energija kao i za donorske primeće, tako da je broj šupljina  $p_o$  na sobnoj temperaturi veoma blizak broju akceptorskih primeća ( $p_o \approx N_A$ ). Ove šupljine se mogu slobodno kretati po unutrašnjosti kristala na način opisan ranije (tačka 7.2).



Sl. 7.8. Šematski prikaz kristalne rešetke poluprovodnika *p*-tipa.

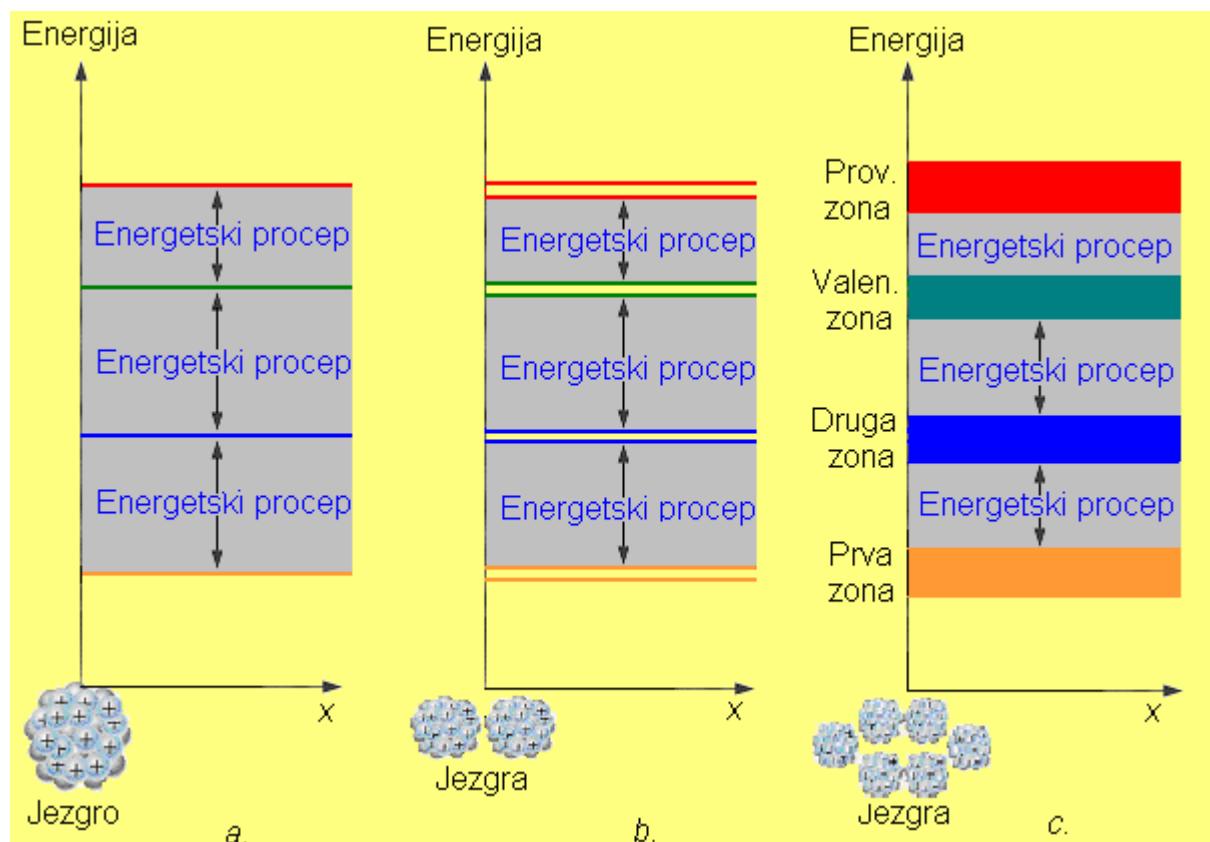
Kao i u poluprovodniku *n*-tipa, i u poluprovodniku *p*-tipa postoji raskidanje valentnih veza, tako da ovde postoji i određena koncentracija elektrona  $n_o$ , čiji je broj znatno manji od broja šupljina; drugim rečima:  $n_o \ll p_o$ . Prema tome, u poluprovodniku *p*-tipa **šupljine su većinski, a elektroni manjinski** nosioci nanelektrisanja.

## 7.4. ENERGETSKE ZONE

Teorija energetskih zona, koja obuhvata proučavanje promena energetskih stanja elektrona u atomima kristalne rešetke, predstavlja veoma podesan put za analizu pojava u poluprovodicima i to ne samo u kvalitativnom, već i u kvantitativnom pogledu. Iz fizike je poznato da

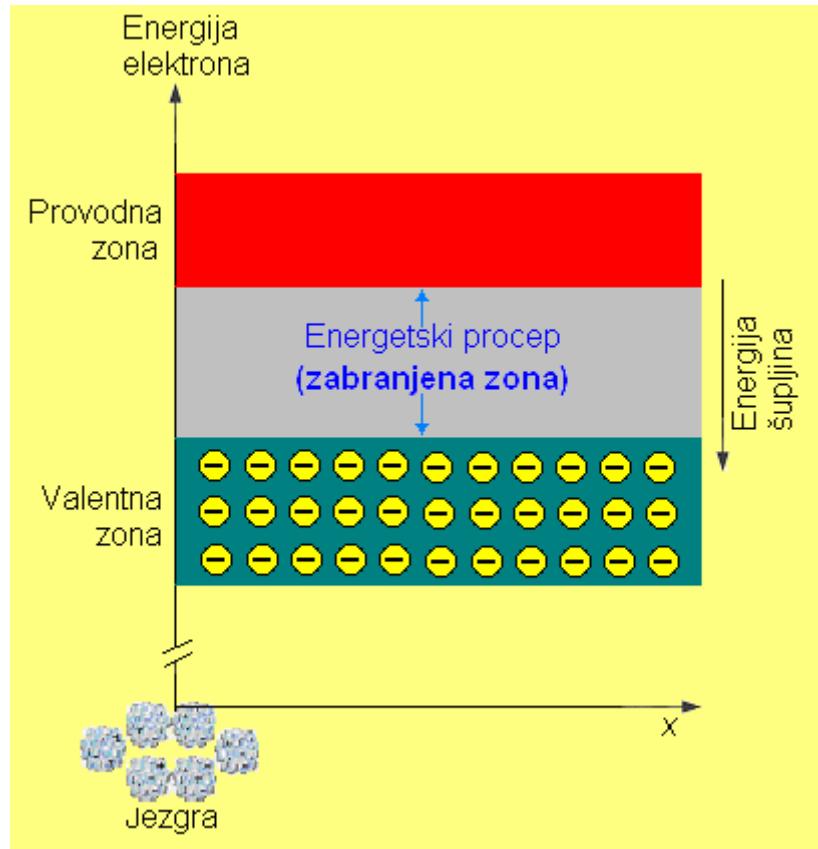
se elektroni u izolovanom atomu nalaze na različitim energetskim nivoima, koji su jednaki celim umnošcima kvanta energije. Napominje se da su ovi energetski nivoi, koji odgovaraju energijama elektrona na pojedinim orbitama, međusobno razdvojeni „energetskim procepima“ (zabranjennim zonama), sl. 7.9a, čime se ukazuje na činjenicu da ne postoji nijedan elektron koji bi imao energiju unutar zabranjene zone. Ako se dva atoma sa jednakim energetskim nivoima elektrona približe jedan drugome, doći će do „cepanja“ svakog pojedinog energetskog nivoa u dva nova nivoa koji su jedan prema drugome malo pomereni, sl. 7.9b. S obzirom da se u kristalnoj rešetki veliki broj atoma (reda  $10^{22} \text{ cm}^{-3}$ ) nalazi u međusobnoj sprezi, svaki energetski nivo se cepta u većem broju novih, međusobno malo pomerenih nivoa, koji obrazuju energetske zone, sl. 7.9c.

Za utvrđivanje električnih svojstava poluprovodnika od važnog interesa je da se poznaju energetska stanja u dva najviša energetska opsega. Kod idealnog kristala poluprovodnika najviša energetska zona je skoro prazna, s obzirom da sadrži veoma mali broj elektrona (jednak koncentraciji sopstvenih nosilaca nanelektrisanja  $n_i$ ), dok je prva niža energetska zona potpuno popunjena. Ova druga energetska zona popunjena je elektronima iz spoljašnje orbite atoma poluprovodnika, tj. valentnim elektronima. Zbog toga se ona naziva **valentnom zonom**, za razliku od prve zone (najviše zone), koja predstavlja **provodnu zonu**, sl. 7.10.



Sl. 7.9. Energetski nivoi atoma (a), dva atoma (b) i kristala (c) silicijuma.

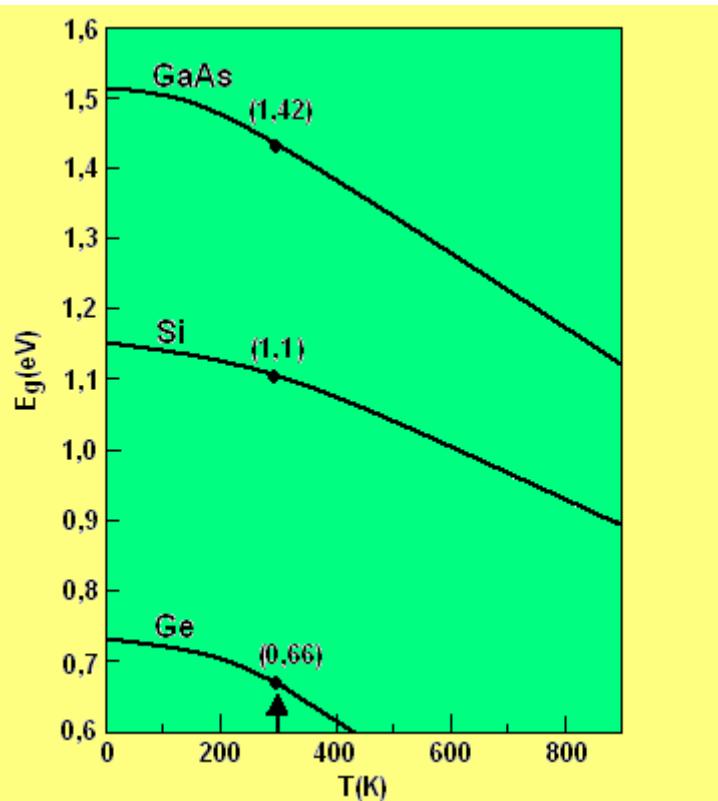
Provodna zona je od valentne zone razdvojena nizom energetskih nivoa koje elektroni ne mogu da zauzimaju i koji se zbog toga naziva **zabranjenom zonom**. Širina zabranjene zone  $E_g$  kod poluprovodnika relativno je mala i na sobnoj temperaturi (300K) iznosi  $E_g = 0,66 \text{ eV}$  za germanijum,  $E_g = 1,1 \text{ eV}$  za silicijum i  $E_g = 1,42 \text{ eV}$  za galijum-arsenid. Ove vrednosti predstavljaju najmanje iznose energije koje je potrebno dovesti elektronu u valentnoj zoni da bi mogao da „pređe“ u provodnu zonu i učestvuje u provođenju električne struje kroz poluprovodnik (ovo ne znači da elektron, u fizičkom smislu, prelazi iz valentne u provodnu zonu, već da je elektron na energetskim nivoima koji odgovaraju pomenutim zonama). Treba naglasiti da se širina zabranjene zone poluprovodnika smanjuje sa povećanjem temperature, sl. 7.11.



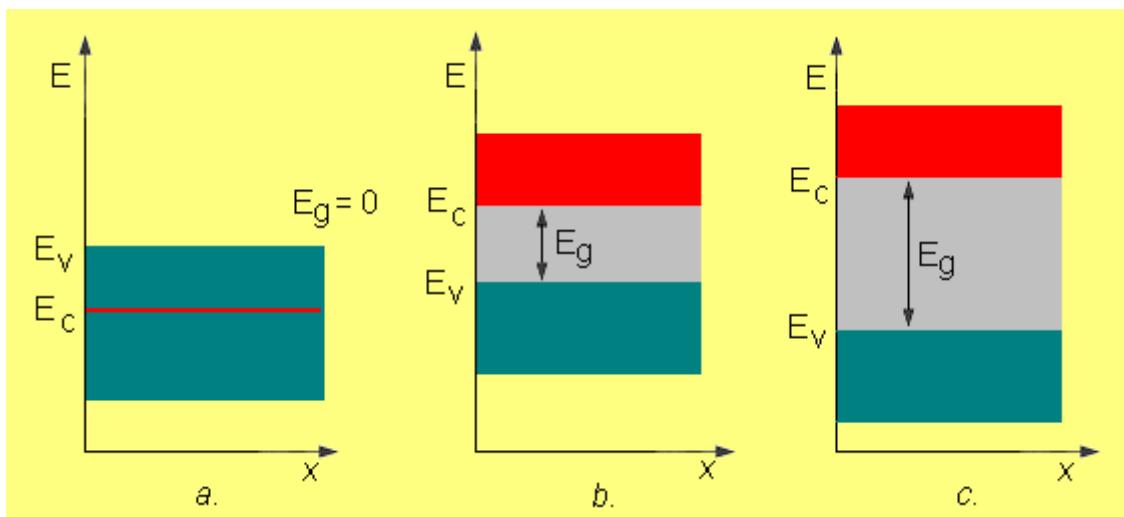
Sl. 7.10. Energetske zone duž jednog pravca u čistom (sopstvenom) kristalu silicijuma pri  $T = 0 \text{ K}$ .

Usled toga što kod poluprovodnika širine zabranjenih zona nisu velike, izvestan broj valentnih elektrona čak i na relativno niskim temperaturama raspolaže dovoljnom energijom da se oslobođi valentnih veza i iz valentne zone pređe u provodnu zonu, ostavljajući za sobom šupljine u valentnoj zoni. Treba napomenuti da je valentna zona „prelaskom“ izvesnog broja valentnih elektrona u provodnu zonu ostala nepotpunjena, tako da i u njoj može da dođe do „kretanja“ nanelektrisanja pod dejstvom stranog električnog polja.

Prema širini zabranjene zone, materijali se dele na provodnike, poluprovodnike i izolatore, sl. 7.12. Kod metala, sa napomenom da oni nemaju zabranjenu zonu (provodna i valentna zona se dodiruju ili preklapaju), najviša energetska zona, koja sadrži valentne elektrone, nije popunjena, sl. 7.12a. Zbog toga kod metala elektroni mogu lako „prelaziti“ u energetske nivoe iznad Fermijevog i slobodno se kretati pod uticajem električnog polja (Fermijev nivo kod metala se definiše kao onaj energetski nivo ispod koga su na temperaturi apsolutne nule svi nivoi popunjeni, a iznad njega svi nivoi prazni, pri čemu verovatnoća da će taj nivo biti popunjen na temperaturi  $T > 0$  iznosi 50%). Kod izolatora je zabranjena zona široka, sl. 7.12c, obično nekoliko elektronvolti, ili više. Zbog toga pri normalnim uslovima samo zanemarljivo mali broj elektrona može da pređe u provodni opseg, što objašnjava izolaciona svojstva ovakvih materijala. Bitne razlike između izolatora i poluprovodnika nema, niti je granica između njih oštra. Ako je širina zabranjene zone do oko 3 eV, smatra se da je to poluprovodnik, a ako je veća od 3 eV može se govoriti o izolatoru. I dok su metali dobri provodnici sa otpornošću oko  $10^{-4} \Omega\text{cm}$ , a izolatori izuzetno loši provodnici električne struje, jer imaju otpornost reda  $10^{12} \Omega\text{cm}$ , dotele poluprovodnici mogu imati otpornost u vrlo velikom opsegu, od male, kada se ponašaju kao provodnici, do velike, koja se približava otpornosti izolatora. Bitna razlika između provodnika i poluprovodnika ogleda se u tome što je provodnost kod provodnika ostvarena uglavnom pomoću elektrona, a kod poluprovodnika još i pomoću šupljina.



Sl. 7.11. Širina zabranjene zone germanijuma, silicijuma i galijum-arsenida u funkciji temperature.

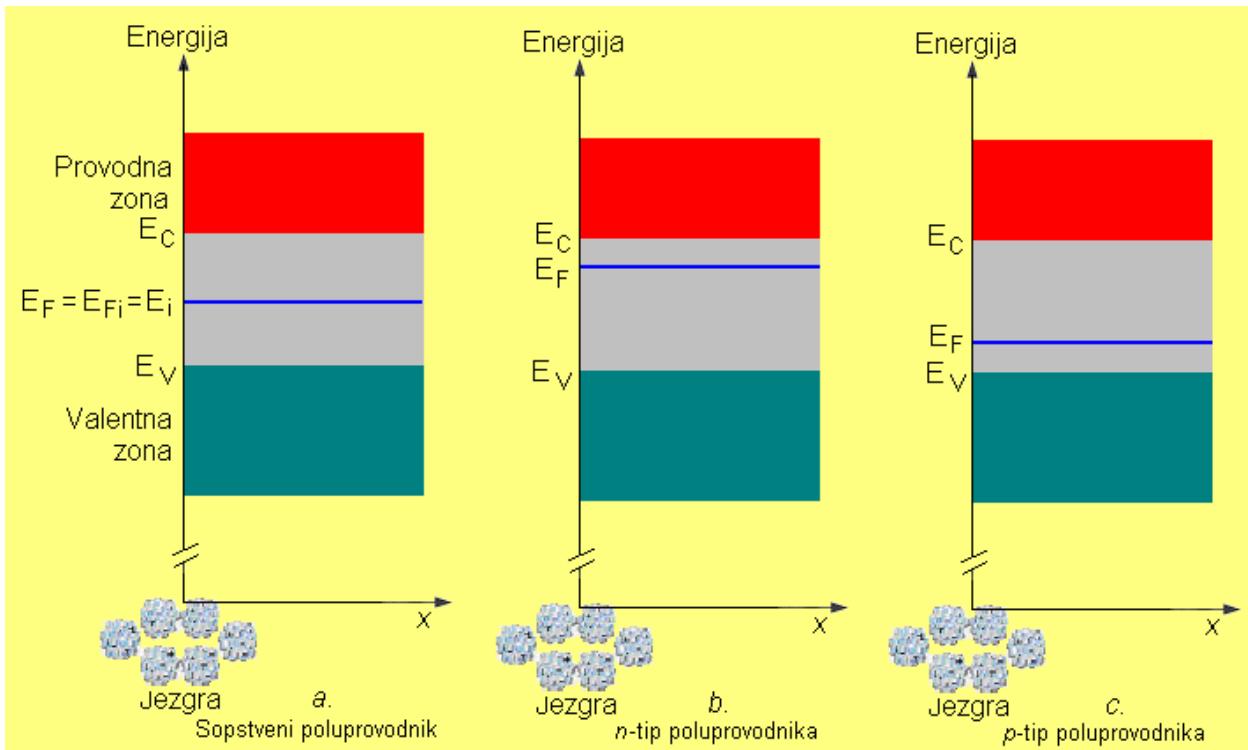


Sl. 7.12. Energetske zone provodnika (a), poluprovodnika (b) i izolatora (c)  
( $E_V$  – vrh valentne zone;  $E_C$  – dno provodne zone).

Treba napomenuti da u dijagramu energetskih nivoa prisustvo donorskih primesa ima za posledicu postojanje dodatnog energetskog nivoa **unutar** zabranjene zone, i to u blizini dna provodne zone. Taj nivo se zove donorski nivo  $E_D$ . To što se donorski nivo nalazi u zabranjenoj zoni u blizini provodne zone leži u činjenici da je za „prebacivanje“ elektrona (koji potiču od donorskih atoma) u provodnu zonu potreban vrlo mali iznos energije. Akceptorske primeće uvode u dijagram energetskih nivoa dodatni akceptorski nivo  $E_A$ , koji leži **unutar** zabranjene zone i to u blizini vrha valentne zone.

Unutar zabranjene zone se „nalazi“ još jedan energetski nivo – tkzv. **Fermijev nivo**  $E_F$ , koji je konstanta u Fermi-Dirakovoj funkciji raspodele, a prema kojoj po energetskim nivoima

podleže raspodela elektrona i šupljina. Pokazuje se da se kod sopstvenog poluprovodnika Fermijev nivo nalazi na sredini zabranjene zone (sl. 7.13a), a kod *n*-tipa poluprovodnika u gornjoj polovini zabranjene zone (sl. 7.13b), i to što je koncentracija donorskih primesa veća, to je Fermijev nivo bliži dnu provodne zone; kod *p*-tipa poluprovodnika (sl. 7.13c) je obrnuto: Fermijev nivo je u donjoj polovini zabranjene zone i to je utoliko bliži vrhu valentne zone ukoliko je koncentracija akceptorskih primesa veća.



Sl. 7.13. Položaj Fermijevog nivoa.

Treba napomenuti da je Fermijev nivo energetski nivo sa određenim fizičkim značenjem samo kod metala, kada predstavlja maksimalni nivo elektrona na temperaturi apsolutne nule. Iako se Fermijev nivo kod poluprovodnika ne može tačno da definiše, odnosno ne može mu se dati određena fizička interpretacija, ipak je njegovo uvođenje od izuzetne koristi pri proučavanju provođenja struje u poluprovodnicima i poluprovodničkim komponentama. Po analogiji sa metalima, gde Fermijev nivo odražava termodinamičku energiju sistema, i kod poluprovodnika Fermijev nivo mora biti **kontinualan** na mestu spoja dva poluprovodnika, odnosno poluprovodnika i metala.

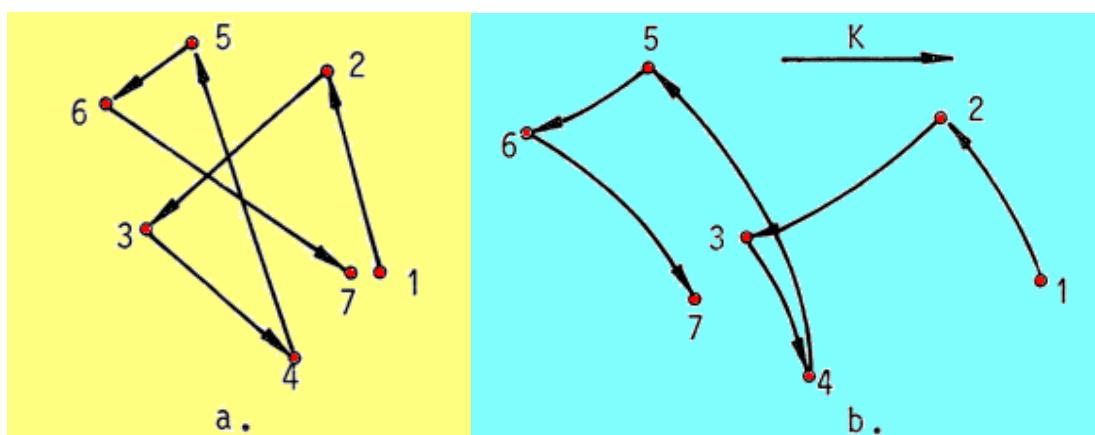
Uvođenjem Fermijevog nivoa može se pokazati da je u termodinamičkoj ravnoteži (kada kroz poluprovodnik ne protiče struja) proizvod koncentracija elektrona  $n_0$  i šupljina  $p_0$  jednak kvadratu sopstvene koncentracije nosilaca nanelektrisanja:

$$p_0 n_0 = n_i^2. \quad (7.1)$$

Ovaj izraz je veoma bitan, s obzirom da pruža mogućnost izračunavanja koncentracije manjinskih nosilaca. Na primer, ako je na sobnoj temperaturi koncentracija donorskih primesa u *n*-tipu poluprovodnika  $N_D = 5 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ , prema (7.1) koncentracija šupljina kao manjinskih nosilaca *n*-tipu poluprovodnika iznosi  $p_0 = n_i^2/N_D = (1,13 \cdot 10^{10})^2/5 \cdot 10^{16} \approx 2,5 \cdot 10^3 \text{ cm}^{-3}$ .

## 7.5. TRANSPORT NOSILACA NAELEKTRISANJA

Kada na poluprovodnik nije priključeno spoljašnje električno polje, elektroni i šupljine se nalaze u stalnom kretanju usled termičke energije kristala. Ovo kretanje nosilaca naelektrisanja je haotično, tj. svi smerovi kretanja su podjednako verovatni. Ukoliko bi jedan smer kretanja bio favorizovan, to bi značilo da kroz poluprovodnik protiče električna struja i bez priključenja napona, što je, očigledno, nemoguće. Putanje po kojima se kreću nosioci naelektrisanja u odsustvu spoljašnjeg električnog polja imaju oblik izlomljenih linija. Ovakav oblik putanja nastaje prvenstveno usled uticaja termičkih vibracija kristalne rešetke. Naime, ove vibracije se sastoje od longitudinalnih ili transverzalnih talasa određene talasne dužine i brzine prostiranja, a kao rezultat javljaju se fononi koji imaju dvojni karakter čestice i talasa. Pri sudarima sa fononima, nosioci naelektrisanja skreću sa prvobitne putanje, usled čega putanja ima oblik izlomljene linije. U poluprovodnicima jak uticaj na haotično kretanje elektrona i šupljina imaju, takođe, ionizovane primese usled dejstva Kulonove sile zbog pozitivno, odnosno negativno nanelektrisanih donorskih i akceptorskih jona. Treba napomenuti da i atomi drugih stranih nejonizovanih hemijskih elemenata, koji se mogu naći u kristalu, kao i defekti kristalne rešetke, mogu imati udela na kretanje i putanje pokretnih nosilaca naelektrisanja.



Sl. 7.14. (a) – Ilustracija haotičnog kretanja elektrona u poluprovodnicima;  
(b) – kretanje elektrona u prisustvu spoljašnjeg električnog polja.

Kretanje elektrona može se, u odsustvu spoljašnjeg električnog polja, prikazati kao na sl. 7.14a, na kojoj je prikazano sedam uzastopnih sudara elektrona sa fononima ili drugim uzročnicima. Rastojanja između sudara su različita, ali se može definisati srednji slobodan put  $l$ , koji se kreće u granicama od  $10^{-5}$  cm do  $10^{-4}$  cm, što je je oko 2 do 3 reda veličine puta veće od rastojanja između atoma poluprovodnika. Brzine kojima se nosioci kreću između sudara su statistički raspoređene, a u proseku pri sobnoj temperaturi iznose oko  $10^7$  cm/s. Srednje vreme između dva sudara iznosi oko  $10^{-12}$  s do  $10^{-11}$  s.

### 7.5.1. Drift nosilaca naelektrisanja

Kada se poluprovodnik podvrgne spoljašnjem električnom polju, opisanom termičkom kretanju nosilaca naelektrisanja superponira se usmereno kretanje pod dejstvom toga polja. Kretanje elektrona u prisustvu električnog polja prikazano je na sl. 7.14b. Vidi se da u pravcu delovanja električnog polja elektron između dva sudara dobija dodatnu, usmerenu brzinu, tzv. **driftovsku brzinu**. Ova brzina, usled čestih sudara i promena pravca kretanja nosilaca, neće se

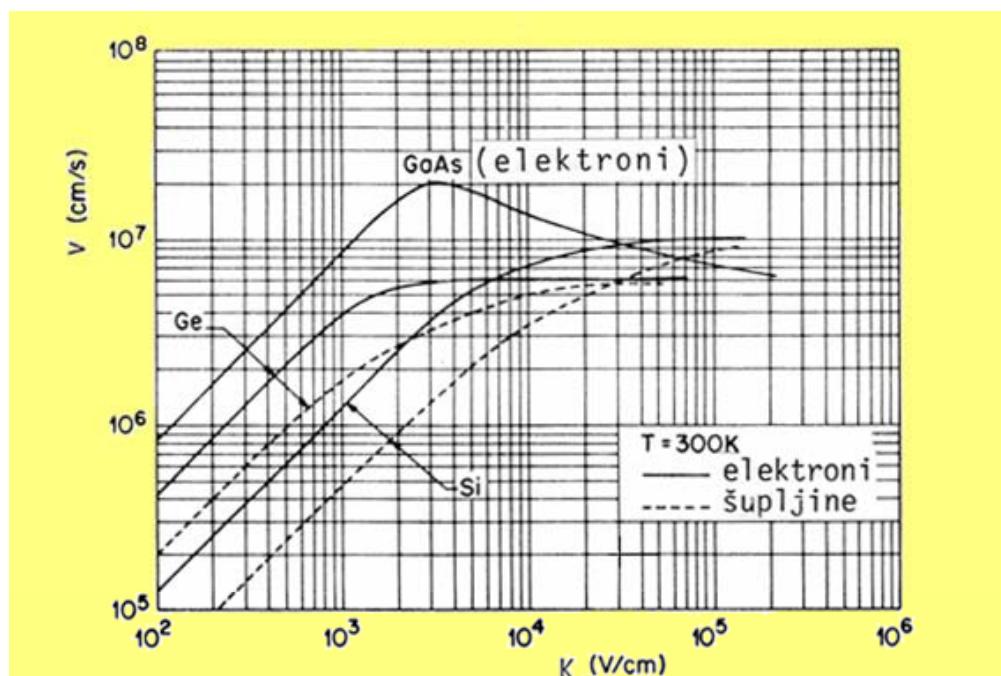
stalno povećavati, već će postići jednu srednju vrednost, koja se za električna polja  $K$  koja nisu suviše velika, može izraziti u obliku:

$$v_n = \mu_n K, \quad (7.2)$$

gde koeficijent proporcionalnosti  $\mu_n$  između brzine i električnog polja predstavlja **pokretljivost elektrona** i izražava se u  $\text{cm}^2/\text{Vs}$ .

I šupljine se vladaju na sličan način, ali zbog različite mase i drugačijeg načina postanka, **pokretljivost šupljina**  $\mu_p$  je manja od pokretljivosti elektrona (sl. 7.15). Slično (7.2), srednja driftovska brzina šupljina  $v_p$  iznosi:

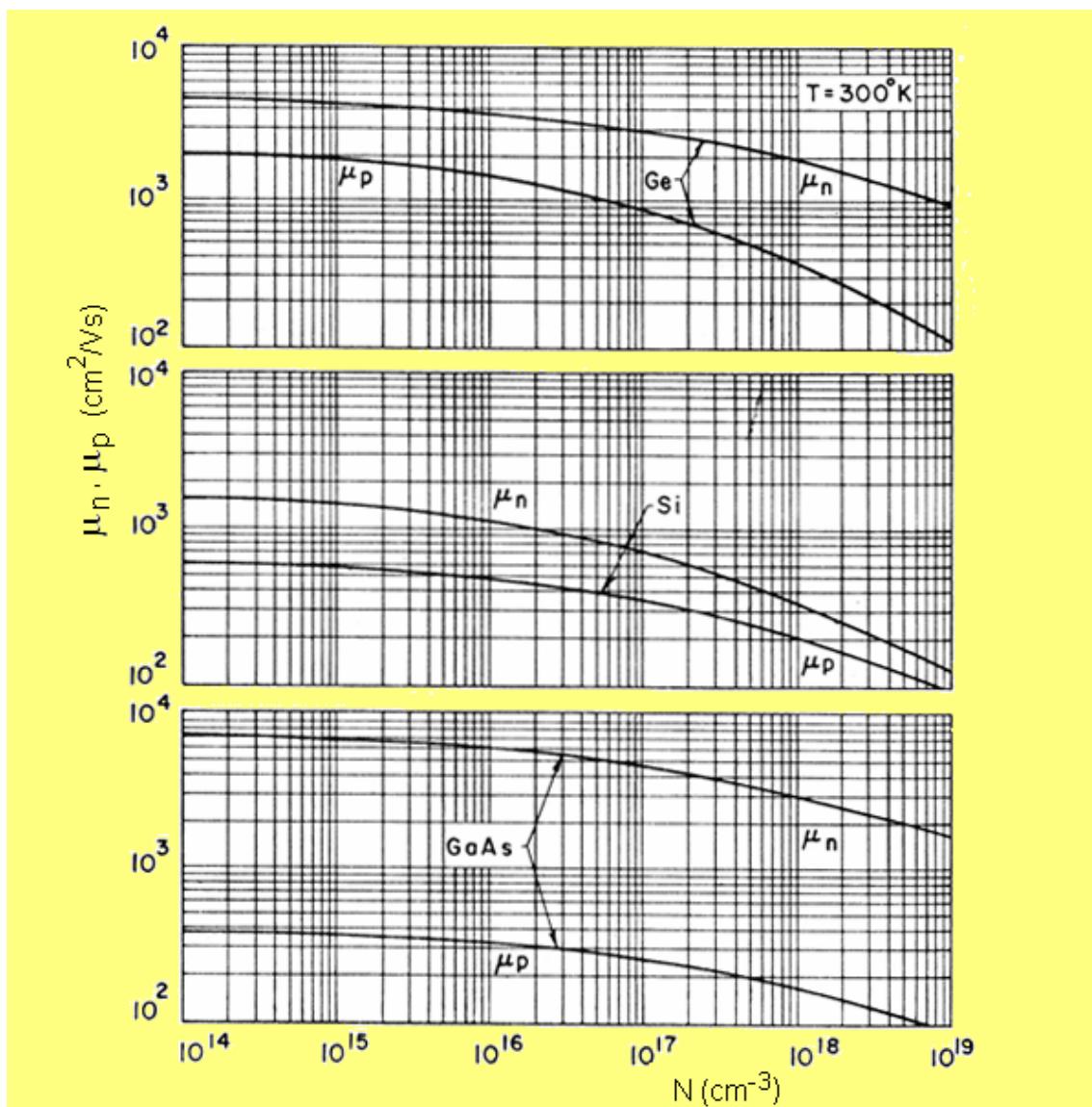
$$v_p = \mu_p K. \quad (7.3)$$



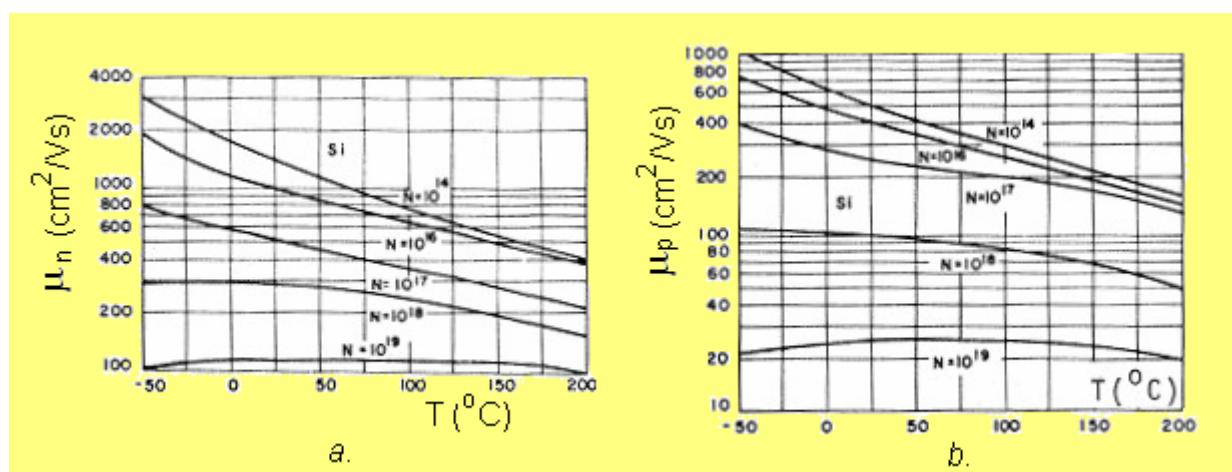
Sl. 7.15 Eksperimentalno dobijene zavisnosti brzine nosilaca nanelektrisanja od električnog polja za čist Ge, Si i GaAs.

Za velike vrednosti električnog polja prestaje da važi linearna zavisnost između brzine kretanja nosilaca i električnog polja data jedn. (7.2) i (7.3). Pri tim poljima se povećava broj sudara nosilaca, te brzina usmerenog kretanja sve manje zavisi od polja. Postoji granična brzina kojom se nosioci mogu kretati kroz kristal, sl. 7.15. Kada nosioci dostignu graničnu brzinu, dalje povećanje električnog polja ne povećava brzinu usmerenog kretanja nosilaca, već samo njihovu kinetičku energiju. Na sl. 7.15 su prikazane eksperimentalne zavisnosti driftovske brzine od električnog polja za Ge, Si i GaAs. Kao što se vidi sa slike, granična brzina za sva tri poluprovodnika iznosi oko  $10^7 \text{ cm/s}$ .

Pokretljivost nosilaca nanelektrisanja takođe zavisi od temperature i koncentracije primesa. Zbog toga su na sl. 7.16 prikazane eksperimentalne zavisnosti pokretljivosti elektrona i šupljina u Ge, Si i GaAs od koncentracije primesa na sobnoj temperaturi, a na sl. 7.17 zavisnosti pokretljivosti u Si od temperature pri različitim vrednostima koncentracije primesa. Sa slika 7.16 i 7.17 može se videti da je pri sobnoj temperaturi pokretljivost elektrona približno **dva puta** veća od pokretljivosti šupljina.



Sl. 7.16. Zavisnost pokretljivosti elektrona i šupljina od koncentracije primesa u Ge, Si i GaAs.



Sl. 7.17. Zavisnost pokretljivosti elektrona (a) i šupljina (b) od temperature pri različitim vrednostima koncentracije primesa u silicijumu.

## 7.5.2. Specifična otpornost i provodnost homogenih poluprovodnika; driftovska struja

Specifična otpornost poluprovodnika  $\rho$  predstavlja koeficijent proporcionalnosti između električnog polja  $K$  i gustine struje  $J$ :

$$K = \rho J . \quad (7.4)$$

Ova veličina je inverzno proporcionalna specifičnoj provodnosti, tj.  $\sigma = 1/\rho$ , tako da je:

$$J = \sigma K . \quad (7.5)$$

Kada su poznate pokretljivosti šupljina  $\mu_p$  i slobodnih elektrona  $\mu_n$ , kao i njihova koncentracija u poluprovodniku (uz napomenu da se, kada kroz poluprovodnik protiče struja, koncentracija šupljina označava sa  $p$ , a koncentracija elektrona sa  $n$ ), specifična otpornost se izračunava prema izrazu:

$$\rho = \frac{1}{\sigma} = \frac{1}{q(\mu_n n + \mu_p p)} . \quad (7.6)$$

U čistom (sopstvenom) poluprovodniku koncentracija slobodnih elektrona je jednaka koncentraciji šupljina ( $n_i = p_i$ ), te jedn. (7.6) za specifičnu otpornost postaje:

$$\rho_i = \frac{1}{\sigma_i} = \frac{1}{qn_i(\mu_n + \mu_p)} . \quad (7.7)$$

Specifična otpornost, odnosno provodnost čistog poluprovodnika zove se **sopstvena ili unutrašnja otpornost (provodnost)** poluprovodnika.

Ako je  $n \approx N_D \gg p$  (***n*-tip** poluprovodnika), onda je:

$$\rho_n \approx \frac{1}{q\mu_n n} \approx \frac{1}{q\mu_n N_D} . \quad (7.8)$$

Ako je, pak,  $p \approx N_A \gg n$  (***p*-tip** poluprovodnika), sledi:

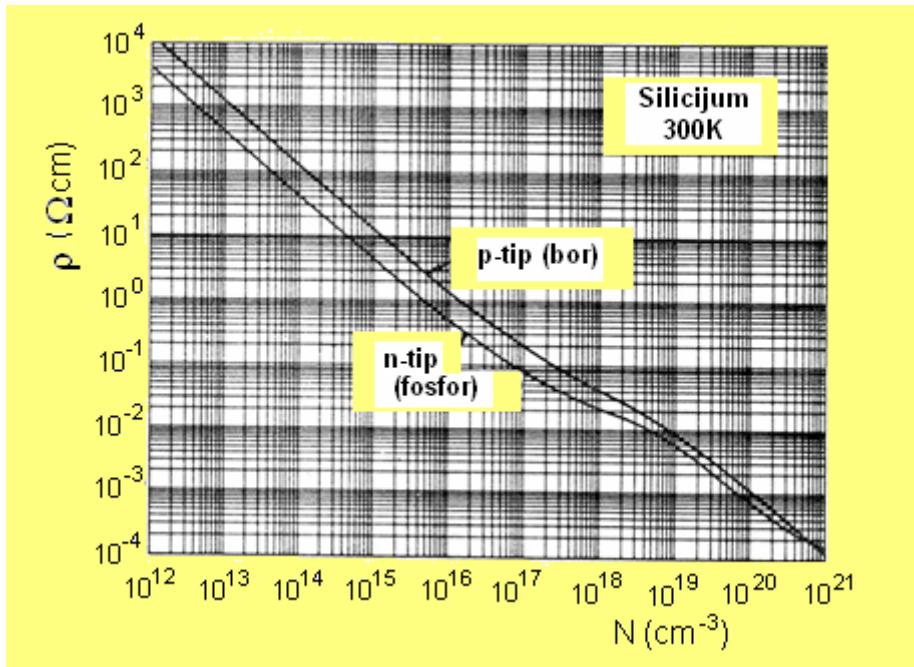
$$\rho_p \approx \frac{1}{q\mu_p p} \approx \frac{1}{q\mu_p N_A} . \quad (7.9)$$

Izmerene vrednosti specifične otpornosti (pri  $T = 300\text{K}$ ) za silicijum dopiran borom (*p*-tip) i fosforom (*n*-tip) u zavisnosti od koncentracije primesa prikazane su na sl. 7.18.

**Driftovska struja.** Struja koja nastaje kretanjem elektrona i šupljina pod uticajem električnog polja predstavlja driftovsku struju. Gustina struje usled kretanja elektrona (**gustina struje elektrona**) jeste:

$$J_{ndrift} = qnv_n = qn\mu_n K = \sigma_n K , \quad (7.10)$$

gde je  $v_n$  – brzina elektrona prema jedn. (7.2), a  $\sigma_n$  – provodnost poluprovodnika usled postojanja „pokretnih“ elektrona.



Sl. 7.18. Specifična otpornost silicijuma pri  $T = 300\text{K}$  u zavisnosti od koncentracije primesa.

Gustina struje nastala kretanjem šupljina pod uticajem električnog polja (**gustina struje šupljina**) je:

$$J_{pd\text{rift}} = qp\nu_p = qp\mu_p K = \sigma_p K, \quad (7.11)$$

gde je  $\sigma_p$  – provodnost poluprovodnika usled postojanja „pokretnih“ šupljina.

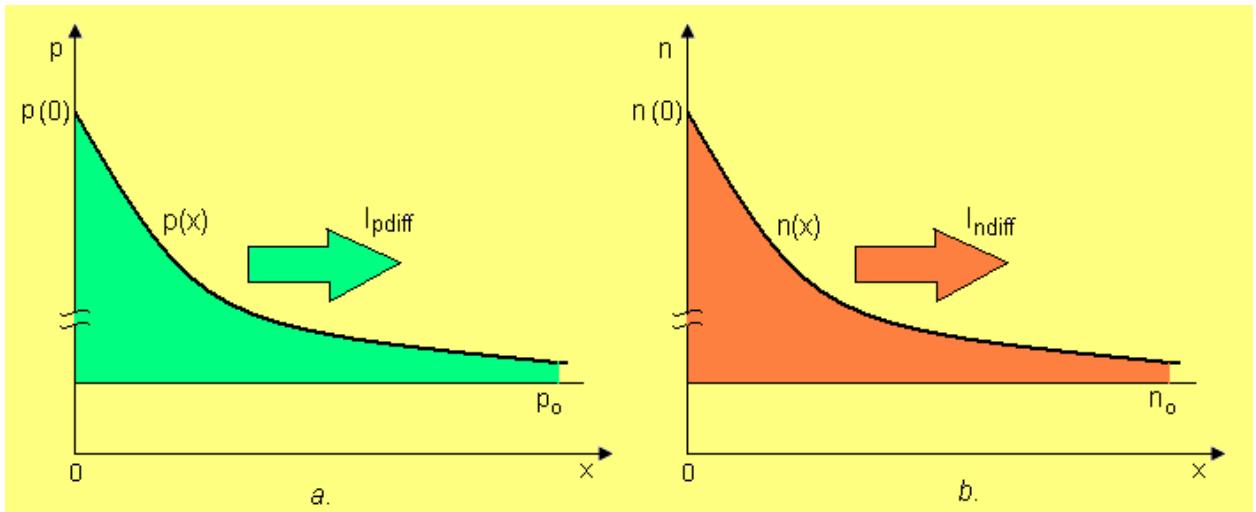
Prema tome, za poluprovodnik kod koga u procesu proticanja struje učestvuju i elektroni i šupljine, **driftovska gustina struje** je:

$$J_{d\text{rift}} = J_{nd\text{rift}} + J_{pd\text{rift}} = (\sigma_n + \sigma_p)K = q(n\mu_n + p\mu_p)K. \quad (7.12)$$

### 7.5.3. Difuzija u poluprovodnicima; difuziona struja

Difuziono kretanje čestica nastaje, uopšte, kada u prostoru postoji razlika njihove gustine. To važi i za poluprovodnike. Naime, kada postoji razlika u gustini slobodnih nosilaca nanelektrisanja, nastaje njihovo kretanje sa mesta više koncentracije ka mestu niže koncentracije, sa tendencijom da se koncentracije nosilaca izjednače. Ovo kretanje nosilaca prouzrokuje električnu struju, tzv. **difuzionu struju**.

Ako se posmatraju, na primer, šupljine čija se koncentracija menja samo duž koordinate  $x$ , a u smerovima  $y$  i  $z$  je konstantna, difuziona struja će biti proporcionalna gradijentu koncentracije šupljina u smjeru ose  $x$ . Kada promena koncentracije postoji samo duž jedne koordinate, gradijent je jednak  $dp/dx$  i treba ga uzeti sa negativnim predznakom, jer se kretanje šupljina obavlja sa mesta više koncentracije prema mestu sa nižom koncentracijom, sl. 7.19a. Difuziona struja će, takođe, biti proporcionalna sposobnosti čestice da difunduje, tj. **difuzionoj konstanti  $D$** . U slučaju šupljina, difuziona konstanta se označava sa  $D_p$ . Prema tome, za **gustinu difuzione struje šupljina** može se napisati:



Sl. 7.19. Difuziono kretanje šupljina (a) i elektrona (b).

$$J_{pdiff} \equiv J_{pd} = -qD_p \frac{dp}{dx}. \quad (7.13)$$

U slučaju difuzije elektrona, za **difuzionu gustinu struje elektrona** važi sledeće:

$$J_{ndiff} \equiv J_{nd} = qD_n \frac{dn}{dx}. \quad (7.14)$$

U poslednjoj jednačini je pozitivan predznak zbog toga što je nanelektrisanje elektrona negativno, tako da je  $-q(-dn/dx) = qdn/dx$ .

Ovde se ukazuje da difuziona komponenta struje ima odlučujuću ulogu u radu bipolarnih poluprovodničkih komponenata na bazi  $p-n$  spojeva (pod bipolarnom komponentom podrazumeva se komponenta kod koje u procesu provođenja električne struje učestvuju obe vrste nosilaca nanelektrisanja – i elektroni i šupljine).

#### 7.5.4. Ukupna struja

Kada u uzorku poluprovodnika postoji i električno polje i gradijent koncentracije nosilaca i kada je električno polje relativno malo (tako da pokretljivost ne zavisi od polja), gustine struje elektrona i šupljina u jednodimenzionalnoj predstavi su:

$$J_n = qn\mu_n K + qD_n \frac{dn}{dx} \quad (7.15)$$

i

$$J_p = qp\mu_p K - qD_p \frac{dp}{dx}. \quad (7.16)$$

Poslednje dve jednačine poznate su pod nazivom **transportne jednačine**.

**Ukupna struja** u poluprovodniku jednaka je zbiru struje elektrona i struje šupljina, tj.:

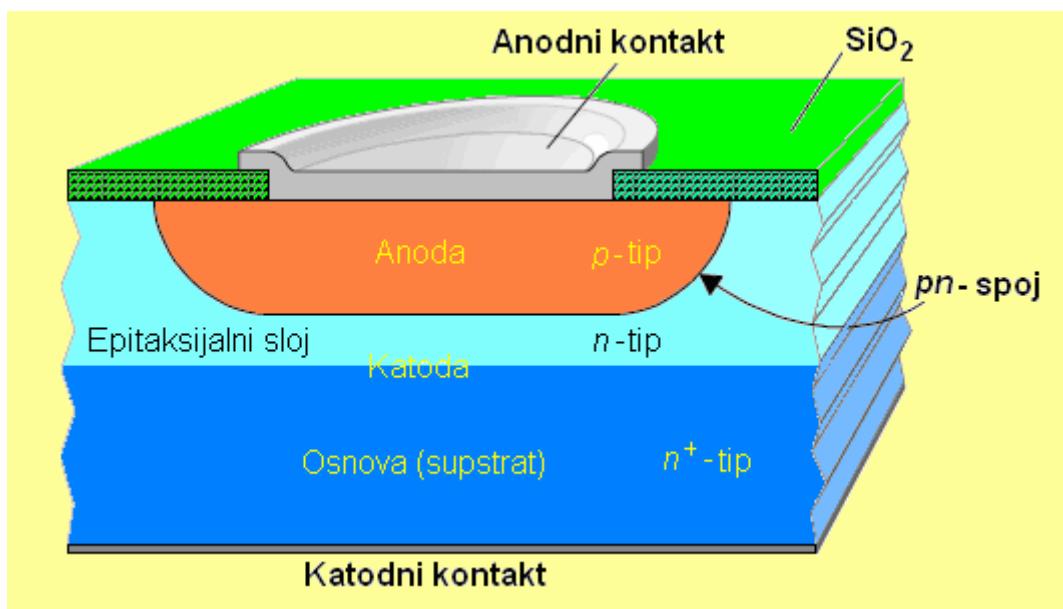
$$J = J_n + J_p. \quad (7.17)$$

## 8. DIODE

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

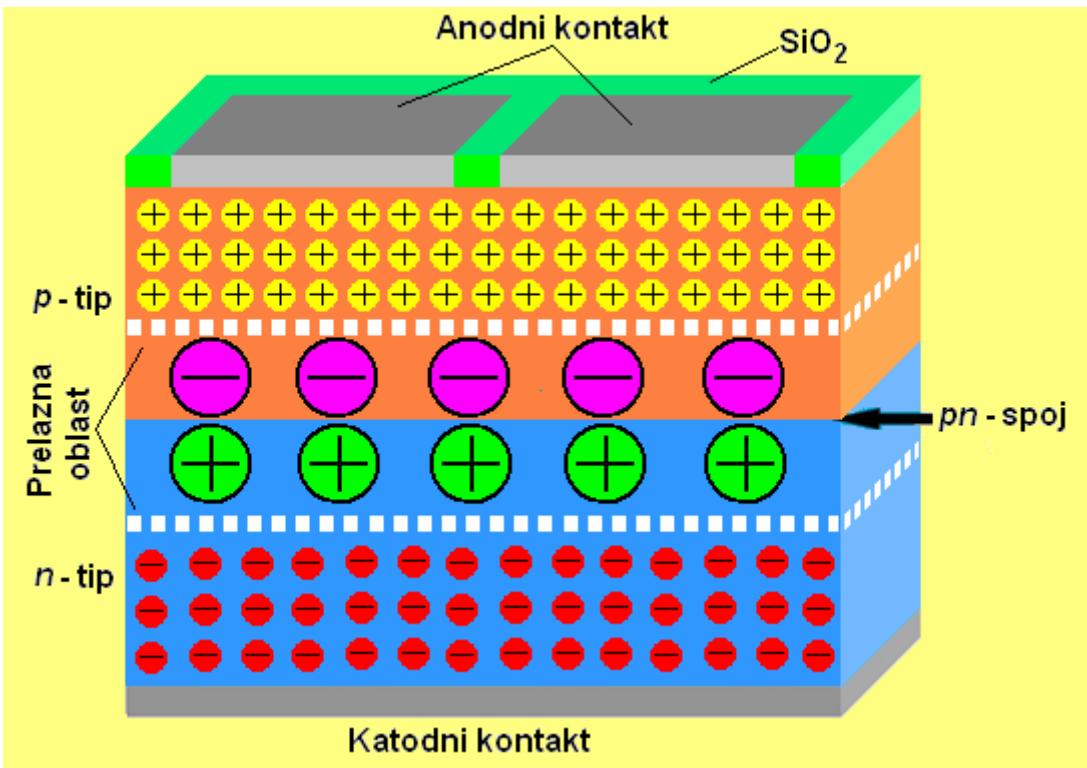
### 8.1. $p$ - $n$ I $n$ - $p$ SPOJEVI

Danas se isključivo proizvode planarne diode, sl. 8.1. Planarne diode, koje treba da imaju malu direktnu otpornost, prave se u **epitaksijalnom sloju** silicijuma. Naime, da bi redna otpornost diode bila što manja, silicijumska pločica na kojoj se planarnim postupkom istovremeno oformljuje veliki broj dioda, trebalo bi da je što tanja. Međutim, ukoliko je pločica tanja, utoliko se lakše lomi. Minimalna debljina pločice sa kojom se uopšte može raditi je  $(120 \div 150) \mu\text{m}$ , dok je za dobar rad diode neophodna znatno manja debljina (veća debljina pločice samo povećava rednu otpornost). Zbog toga se smanjenje redne otpornosti postiže epitaksijalno naraslim slojem, sl. 8.1. Kako je supstrat male otpornosti, to je otpornost tog dela zanemarljivo mala, te je i redna otpornost diode mala. Mala otpornost osnove ima prednost i zbog toga što je sa njom moguće lako ostvariti dobar neusmerački spoj, te i to smanjuje rednu otpornost.



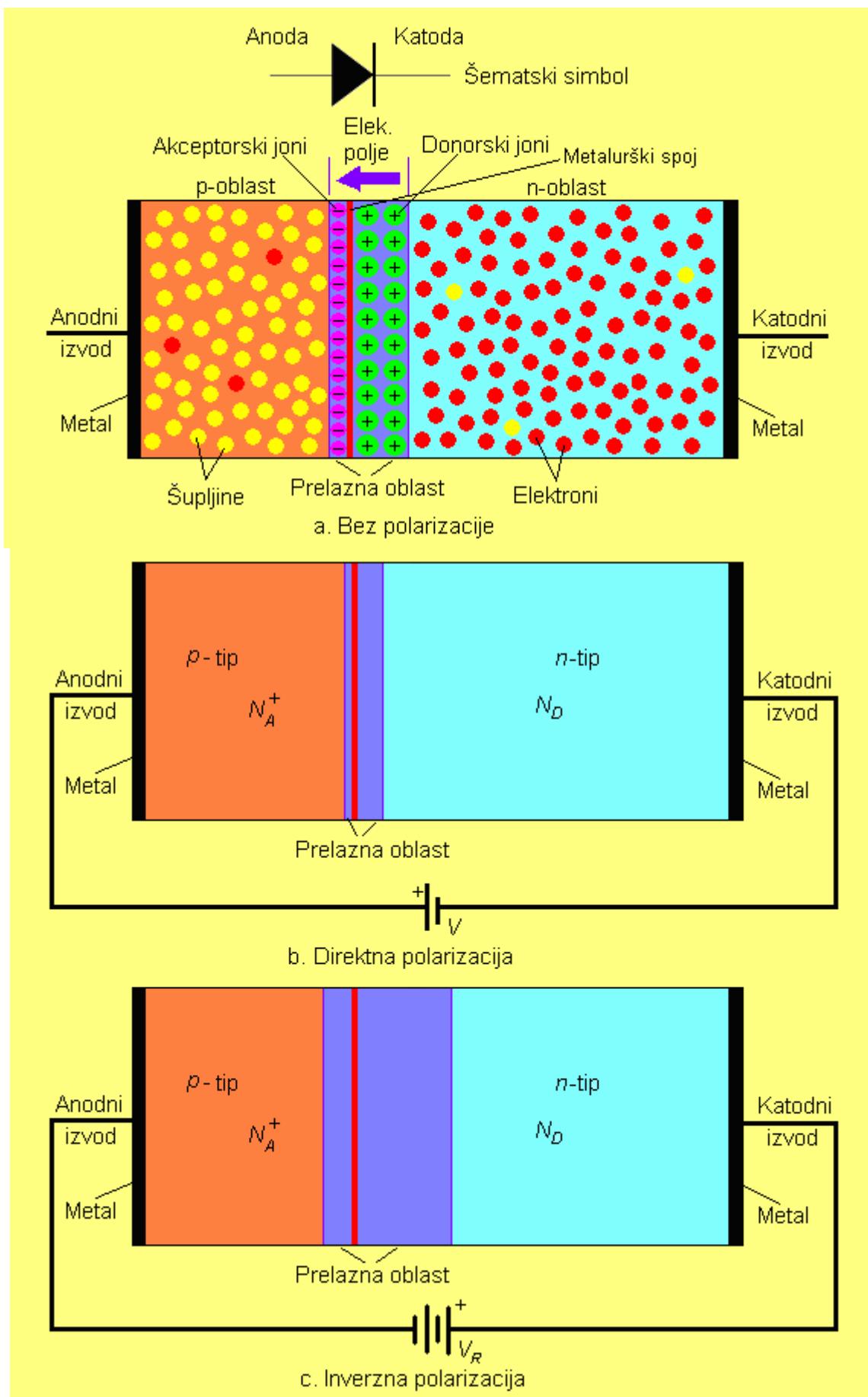
Sl. 8.1. Planarna epitaksijalna dioda.

Iako diode sa epitaksijalnim slojem imaju bolje karakteristike od dioda bez takvog sloja (prvenstveno manju rednu otpornost i veći probajni napon), nadalje će se, u cilju jednostavnosti, razmatrati samo diode koje ne sadrže epitaksijalni sloj, sl. 8.2, kao i diode sa tzv. skokovitim  $p$ - $n$  spojem – kada sa  $p$ -tipa na  $n$ -tip postoji nagla promena koncentracije primesa, sl. 8.6.

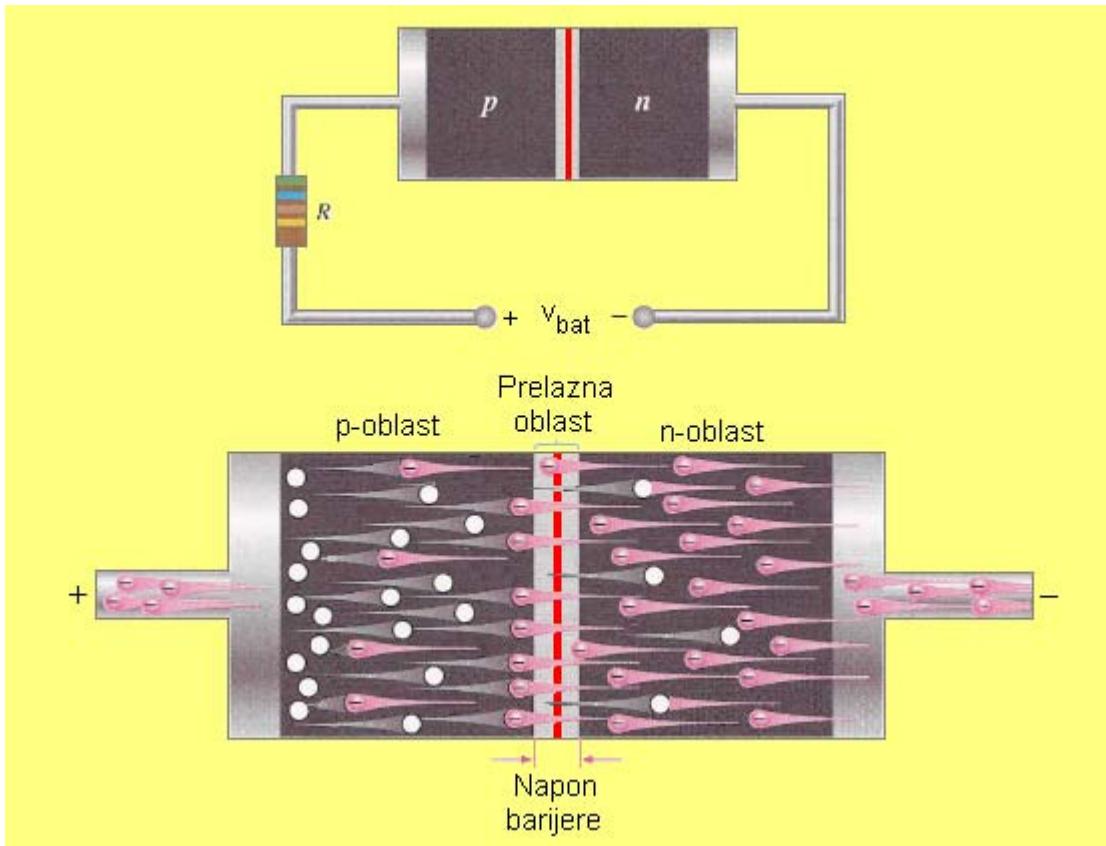


Sl. 8.2. Ilustracija diode bez epitaksijalnog sloja; velikim krugovima u prelaznoj oblasti  $p$ - $n$  spoja označene su jonizovane primese (pozitivni donorski i negativni akceptorski joni), a kružići sa znakom „+“ označavaju šupljine kao većinske nosioce u  $p$ -oblasti, dok je za većinske elektrone u  $n$ -oblasti iskorišćena oznaka „-“.

Dakle,  $p$ - $n$  spoj se sastoji od intimnog spoja poluprovodnika  $p$ -tipa i poluprovodnika  $n$ -tipa. Mesto na kome se prelazi sa jednog na drugi tip poluprovodnika zove se **metalurški spoj**, sl. 8.3a; to je, praktično, površina dodira poluprovodnika  $p$ - i  $n$ -tipa. Kao što je u sedmoj glavi rečeno, može se smatrati da su na sobnoj temperaturi skoro sve primese ionizovane. Zbog toga će u  $p$ -oblasti većinski nosioci biti šupljine, čija je koncentracija  $p_{po} \approx N_A$ , a u  $n$ -tipu – elektroni, sa koncentracijom  $n_{no} \approx N_D$ . Manjinski nosioci u  $p$ -oblasti su elektroni (sa koncentracijom  $n_{po}$ ), a u  $n$ -oblasti – šupljine, sa koncentracijom  $p_{no}$ . S obzirom da je u  $p$ -oblasti koncentracija šupljina za nekoliko redova veća nego u  $n$ -oblasti, to će iz  $p$ -oblasti ka  $n$ -oblasti nastati difuzija šupljina. Na mestu uz metalurski spoj, odakle su difuzijom otišle šupljine, ostaju nekompenzovani akceptorski joni (sl. 8.2 i sl. 8.3a) i, kako su oni negativno nanelektrisani, u  $p$ -oblasti ostaje negativna količina nanelektrisanja ( $-Q$ ). Isto tako, sa strane  $n$ -oblasti difuzijom kroz metalurški spoj odlaze elektroni u  $p$ -oblast, te u  $n$ -oblasti ostaju nekompenzovani donorski joni (sl. 8.2 i sl. 8.3a), odnosno pozitivna količina nanelektrisanja ( $+Q$ ). Ta oblast sa nekompenzovanim primesama, tj. sa prostornim nanelektrisanjem čvrsto vezanim za kristalnu rešetku, zove se **prelazna oblast**  $p$ - $n$  spoja (sl. 8.2 i sl. 8.3a). U njoj, usled prostornog nanelektrisanja postoji električno polje  $K$  (sl. 8.3a), odnosno tolika **potencijalna razlika**  $V_{bi}$  da u ravnoteži zaustavlja dalje difuziono kretanje nosilaca nanelektrisanja. Zbog postojanja nanelektrisanja, prelazna oblast  $p$ - $n$  spoja zove se i **barijerna oblast** ili **oblast prostornog nanelektrisanja**.



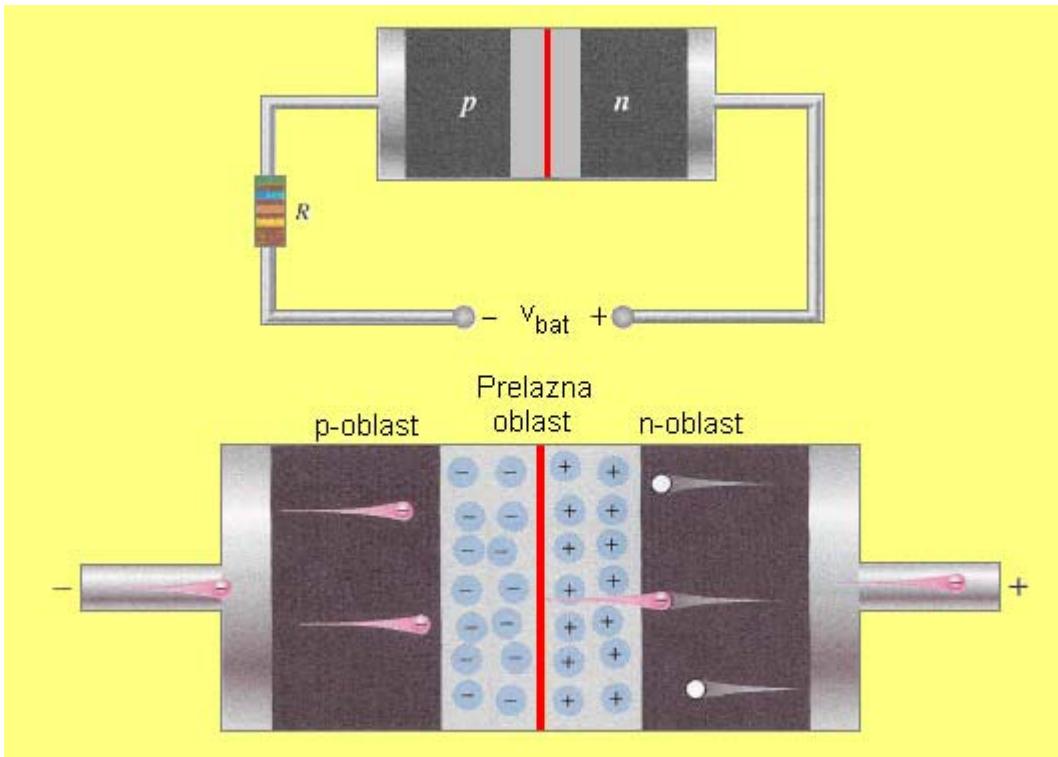
Sl. 8.3.  $p$ - $n$  spoj sa izvodima bez polarizacije (a), pri direktnoj (b) i inverznoj polarizaciji (c).



Sl. 8.4. Uz objašnjenje proticanja struje kroz direktno polarisan  $p$ - $n$  spoj.

Širina prelazne oblasti, ili **barijera**, može se menjati priključenjem spoljašnjeg napona. Smanjenje širine barijere postiže se kada se na  $p$ -oblast priključi pozitivan, a na  $n$ -oblast negativan pol spoljašnjeg napona, sl. 8.3b; takav napon  $V$  zove se **direktan napon**. U suprotnom slučaju, tj. priključenjem **inverznog napona**  $V_R$ , širina prelazne oblasti se povećava, sl. 8.3c.

Neka se na  $p$ - $n$  spoj dovede napon tako da se barijera smanji, sl. 8.3b. Usled smanjenja barijere difuziona struja kroz  $p$ - $n$  spoj postaje veća od driftovske i kroz  $p$ - $n$  spoj će proticati struja. Na sl. 8.4 simbolično je prikazano kretanje elektrona i šupljina koje čine struju kroz  $p$ - $n$  spoj, odnosno kroz diodu. U  $n$ -oblasci većinski nosioci su elektroni i oni se kreću sdesna u levo, čineći driftovsku struju elektrona  $I_{ndrift}$ , koja je suprotnog smera od smera kretanja elektrona – znači, u desno. Injektovane šupljine iz  $p$ -oblasci u  $n$ -oblast predstavljaju manjinske nosioce u toj oblasti (na sl. 8.4a su one predstavljene belim kružićima). Njihova koncentracija je najveća neposredno uz prelaznu oblast, tj. na početku  $n$ -oblasci. Šupljine se kroz  $n$ -tip poluprovodnika ( $n$ -oblast) kreću difuzijom sleva u desno, usled čega, takođe sleva u desno, nastaje difuziona struja šupljina  $I_{pdif}$ . U bilo kojoj tački u  $n$ -oblasci ukupna struja koja protiče kroz direktno polarisanu diodu biće jednaka zbiru driftovske struje elektrona i difuzione struje šupljina, tj.  $I_D = I_{ndrift} + I_{pdif}$  (ovo je razlog zbog kojeg dioda spada u tzv. bipolarne komponente – komponente kod kojih struju čine oba tipa nanelektrisanja, i elektroni i šupljine). S druge strane, u  $p$ -oblasci većinski nosioci su šupljine i one se kreću sleva u desno, od kojih nastaje driftovska struja šupljina  $I_{pdif}$ , koja je istog smera sa smerom kretanja šupljina – znači, u desno. Injektovani elektroni iz  $n$ -oblasci u  $p$ -oblast predstavljaju manjinske nosioce u toj oblasti. Kako je njihova koncentracija najveća neposredno uz prelaznu oblast, oni se kroz  $p$ -tip poluprovodnika ( $p$ -oblast) kreću difuzijom sdesna u levo, čineći difuzionu struju elektrona  $I_{ndif}$ , sa smerom suprotnim od difuzionog kretanja elektrona. I ovde, u bilo kojoj tački u  $p$ -oblasci ukupna struja koja protiče kroz direktno polarisanu diodu je jednaka zbiru driftovske struje šupljina i difuzione struje elektrona.



Sl. 8.5. Simbolična predstava nastanka veoma male struje pri inverznoj polarizaciji diode.

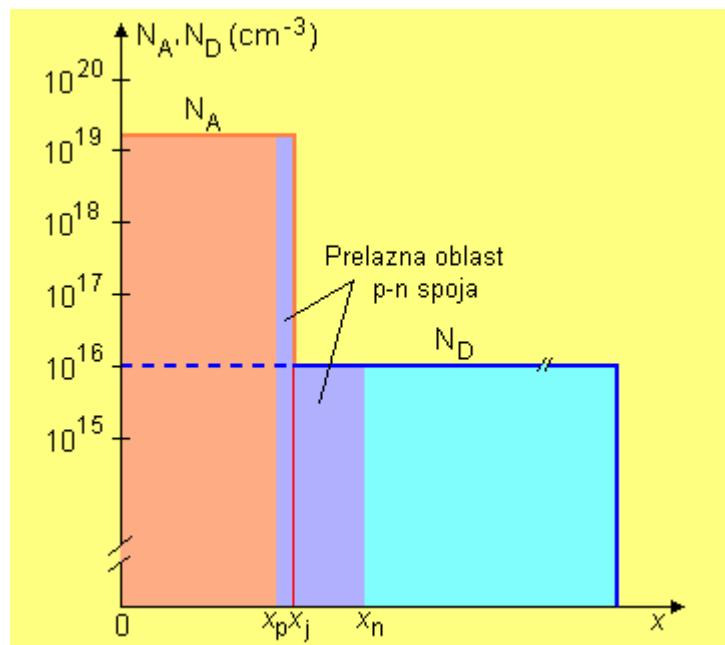
Kada se, pak, na diodu dovede inverzan napon (sl. 8.3c), barijera se poveća. U tom slučaju difuziona struja većinskih nosilaca kroz barijeru prestaje, a driftovska struja ne može da poraste iznad ravnotežne, jer u prelaznoj oblasti nema odgovarajućih nosilaca. Na primer, difuzionoj struci šupljina, koju čine većinski nosioci iz *p*-oblasti, drži ravnotežu driftovska struja istih nosilaca koji su ušli u prelaznu oblast. Prema tome, driftovska komponenta struje kroz *p-n* spoj ne može biti veća od difuzione. Da bi ona porasla, potrebno je da iz *n*-oblasti dođu šupljine. Šupljine su u *n*-oblasti manjinski nosioci; njih ima vrlo malo, te će i struja u ovom smeru biti vrlo mala, sl. 8.5. Zbog toga se *p-n* spoj zove i **usmerački spoj**, jer on u jednom smeru propušta, a u drugom ne propušta električnu struju.

### 8.1.1. Ravnotežno stanje na *p-n* spoju

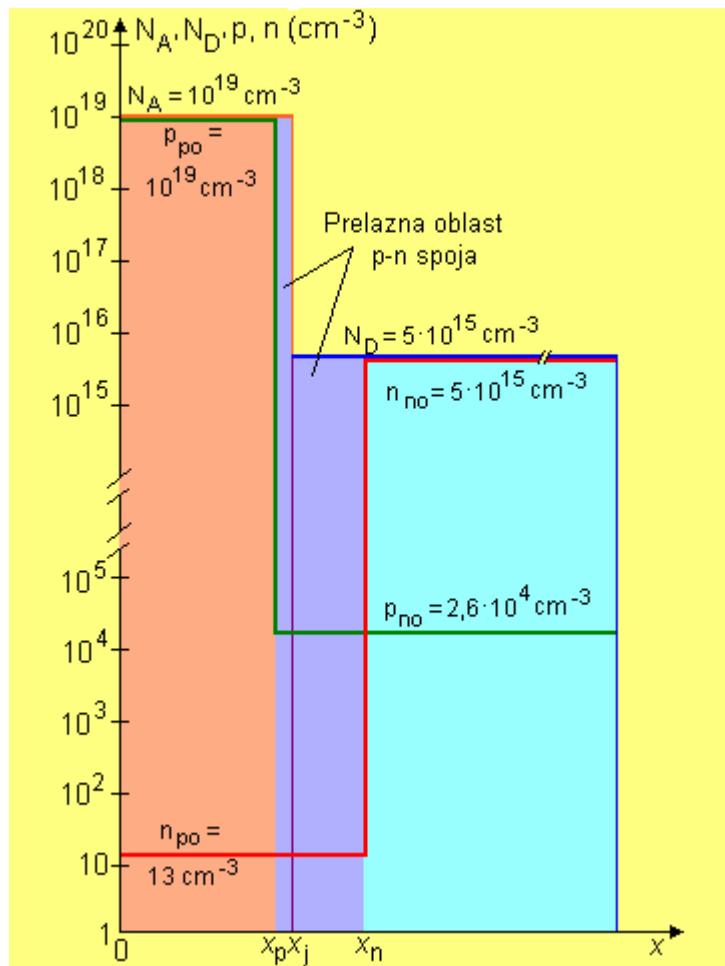
Raspodela koncentracije primesa u okolini metalurskog spoja može biti takva da je prelaz sa *p*- na *n*-tip poluprovodnika skokovit, linearan, eksponencijalan, ili po nekoj drugoj funkciji (*erfc*, Gausovo, itd.). Skokovitim prelazom se može smatrati onaj prelaz kod kojeg je koncentracija primesa približno konstantna u samoj prelaznoj oblasti, sl. 8.6. Tako se i spoj dobijen difuzijom u izvesnim uslovima može smatrati skokovitim, a to je kada je dubina *p-n* spoja relativno mala. Duboki difundovani *p-n* prelazi su približno linearni. Nadalje će se samo analizirati **skokoviti *p-n* spojevi** pri sobnoj temperaturi ( $T = 300 \text{ K}$ ).

Neka su otpornosti *p*- i *n*-oblasti silicijuma respektivno  $\rho_p = 0,009 \Omega\text{cm}$  i  $\rho_n = 1 \Omega\text{cm}$ . Sa sl. 7.18 se za ove otpornosti dobija da je koncentracija akceptorja  $N_A = 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ , a koncentracija donora  $N_D = 5 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ . U tom slučaju koncentracija manjinskih nosilaca u *p*-tipu (elektrona), na osnovu (7.1) i  $n_i = 1,13 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$ , iznosi  $n_{po} \approx n_i^2 / N_A \approx 1,28 \cdot 10^{20} / (1 \cdot 10^{19}) \approx 13 \text{ cm}^{-3}$ , a šupljina u *n*-tipu  $p_{no} \approx n_i^2 / N_D \approx 1,28 \cdot 10^{20} / (5 \cdot 10^{15}) \approx 2,6 \cdot 10^4 \text{ cm}^{-3}$ . Na sl. 8.7 su slikovito prikazane koncentracije akceptorja, šupljina i elektrona u *p*-tipu i koncentracije donora, elektrona i šupljina

u *n*-tipu silicijuma sa pomenutim brojnim vrednostima. Ovde je uzeto da je koncentracija većinskih nosilaca približno jednaka koncentraciji primesa (prepostavlja se da su sve primese ionizovane).



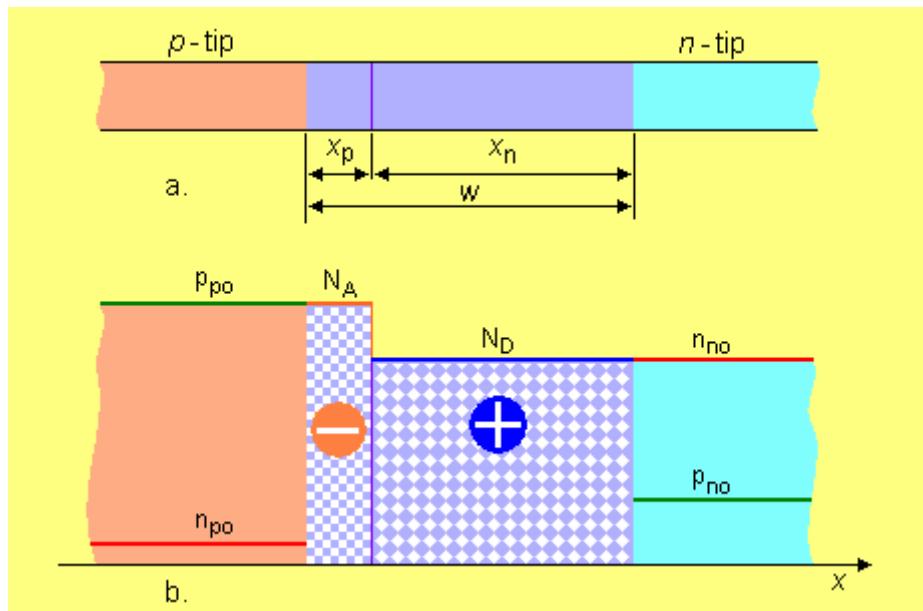
Sl. 8.6. Aproksimacija skokovitom raspodelom primesa (skokovit *p-n*-spoј).



Sl. 8.7. Uz ilustraciju vrednosti koncentracija nosilaca nanelektrisanja i primesa u *p*- i *n*-oblasti silicijuma koje čine *p-n* spoј.

Na sl. 8.8a nacrtana je prelazna oblast  $p$ - $n$  spoja. Kako je ovaj crtež u linearnoj razmeri, to slika ne pruža pravi odnos veličina. Sa leve strane metalurškog spoja, usled odlaska šupljina, ostali su nekompenzovani akceptorski joni. Sa desne strane, odlaskom elektrona, ostali su nekompenzovani donorski joni. Kako u ravnoteži  $p$ - $n$  spoj mora biti elektroneutralan ( $+Q = |-Q|$ ), to je broj nekompenzovanih donora sa jedne strane jednak broju nekompenzovanih akceptorima sa druge strane. Prema tome, prelazna oblast će biti šira sa one strane sa koje je koncentracija primesa manja (u ovom slučaju u  $n$ -oblasti ( $x_n \gg x_p$ )).

Koncentracija većinskih nosilaca kroz prelaznu oblast opada za nekoliko redova veličine (sl. 8.7), te je u odnosu na koncentraciju primesnih jona zanemarljivo mala. To daje mogućnost da se u razmatranjima pretpostavi da postoji **totalno osiromašenje** nosilaca nanelektrisanja u prelaznoj oblasti (sl. 8.8b). Drugim rečima, aproksimacija totalnim osiromašenjem prelazne oblasti, koja se, kao što je rečeno, još zove i **brijera** i **oblast prostornog nanelektrisanja**, kazuje da je u toj oblasti koncentracija nekompenzovanih primesa jednaka ukupnoj koncentraciji primesa. Totalno osiromašenje se posebno može prihvati u slučaju kada se priključi takav splošnji napon na  $p$ - $n$  spoj da se brijera poveća (pri inverznoj polarizaciji, sl. 8.3c).



Sl. 8.8. Prelazna oblast skokovitog  $p$ - $n$  spoja (nije u pravoj razmeri): (a) –  $p$ - $n$  spoj sa naznakom prelaznih oblasti; (b) – aproksimacija totalnog osiromašenja.

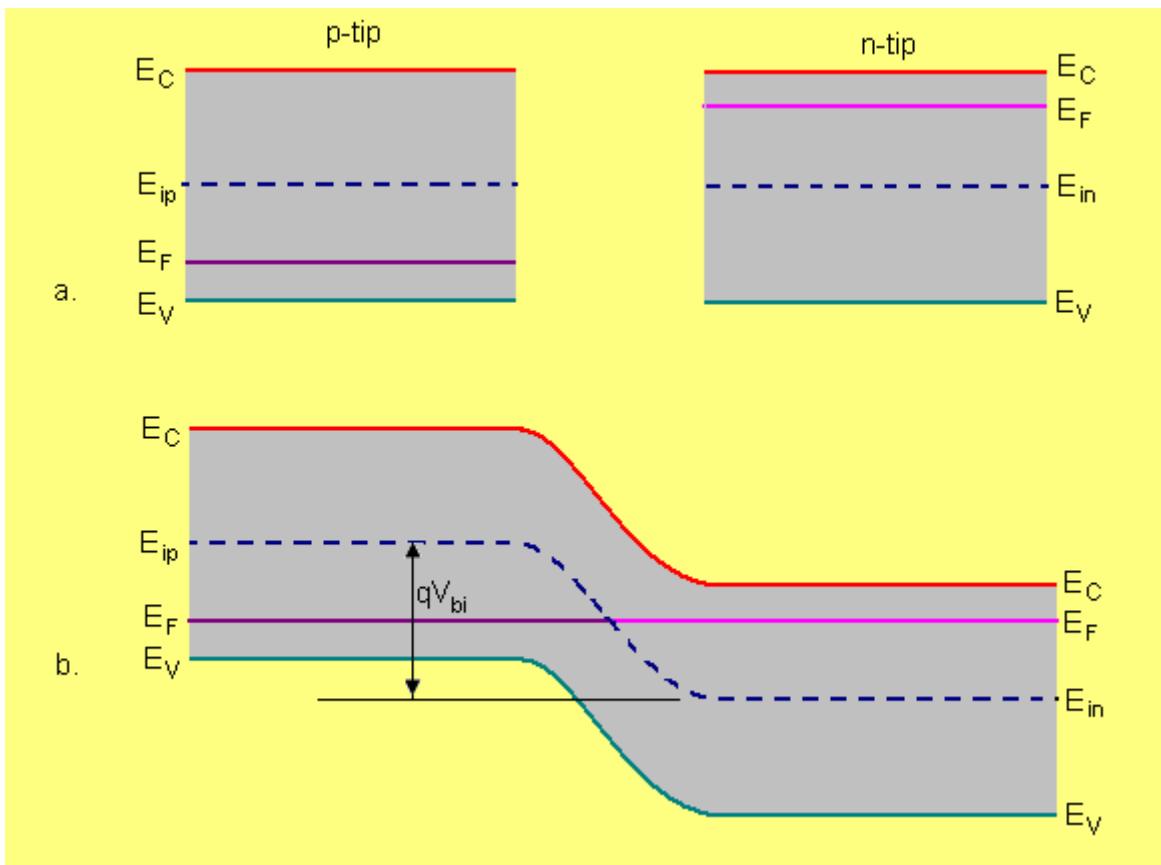
U  $p$ -tipu poluprovodnika Fermijev nivo je blizu vrha valentne zone, a u  $n$ -tipu blizu dna provodne zone. Kako je u ravnoteži Fermijev nivo u celom poluprovodniku **konstantan**, to će nastati krivljenje zona, sl. 8.9. Na osnovu sl. 8.9 može se pokazati da se za **kontaktnu razliku potencijala**  $V_{bi}$   $p$ - $n$  spoja dobija:

$$V_{bi}^{p-n} \equiv V_{bi} = \frac{kT}{q} \ln \frac{p_{po}}{p_{no}} \cong U_T \ln \frac{N_A N_D}{n_i^2}, \quad (8.1)$$

pri čemu su  $k$  Boltmanova konstanta, a  $U_T = kT/q$  tkzv. termički potencijal i na sobnoj temperaturi ( $T = 300\text{K}$ ) je  $U_T \approx 0,026 \text{ V}$ .

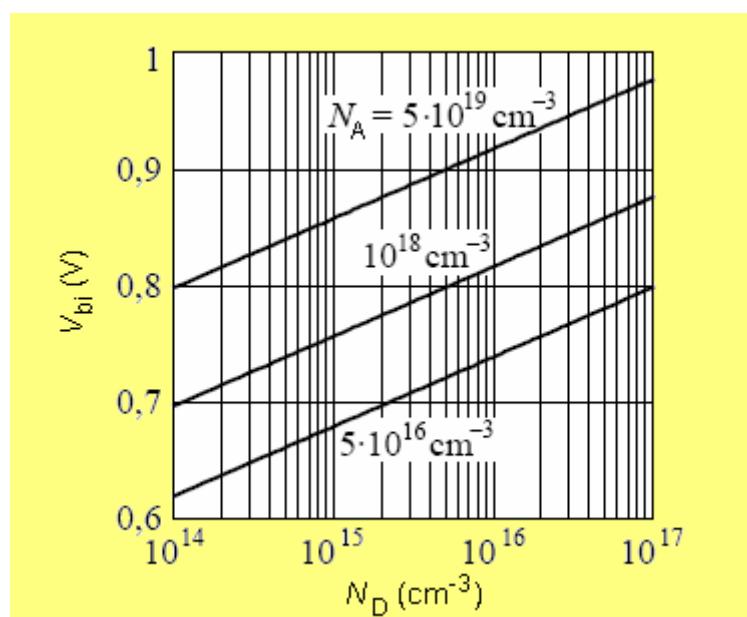
Analogno, kontaktna razlika potencijala  $n$ - $p$  spoja data je izrazom:

$$V_{bi}^{n-p} = \frac{kT}{q} \ln \frac{n_{no}}{n_{po}} \cong U_T \ln \frac{N_A N_D}{n_i^2}. \quad (8.2)$$



Sl. 8.9. (a) – Odvojeni poluprovodnici  $p$ - i  $n$ -tipa pri termodinamičkoj ravnoteži;  
 (b) – ravnotežno stanje na  $p$ - $n$  spoju bez priključenog spoljašnjeg napona.

Na sl. 8.10 prikazane su zavisnosti kontaktnih razlika potencijala u Si od koncentracije primesa u slabije dopiranoj oblasti, pri čemu je, na osnovu (8.1) i (8.2), računato sa koncentracijom primesa u jače dopiranoj oblasti  $N_A = 5 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ ,  $N_A = 10^{18} \text{ cm}^{-3}$  i  $N_A = 5 \cdot 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ ,



Sl. 8.10. Zavisnosti kontaktnih razlika potencijala za skokovite  $p$ - $n$  spojeve Si od koncentracije primesa u slabije dopiranoj oblasti.

Priklučenjem spoljašnjeg napona napon na barijeri se menja. Drugim rečima, usled direktnog napona  $V$ , napon barijere  $V_B$ , koji je u ravnoteži bio jednak kontaktnoj razlici potencijala ( $V_B = V_{bi}$ ), smanjuje se na  $V_B = V_{bi} - V$ ; ukoliko se priključi inverzni spoljašnji napon ( $-|V_{inv}|$ ), napon barijere se povećava i iznosi  $V_B = V_{bi} - (-|V_{inv}|) = V_{bi} + |V_{inv}|$ .

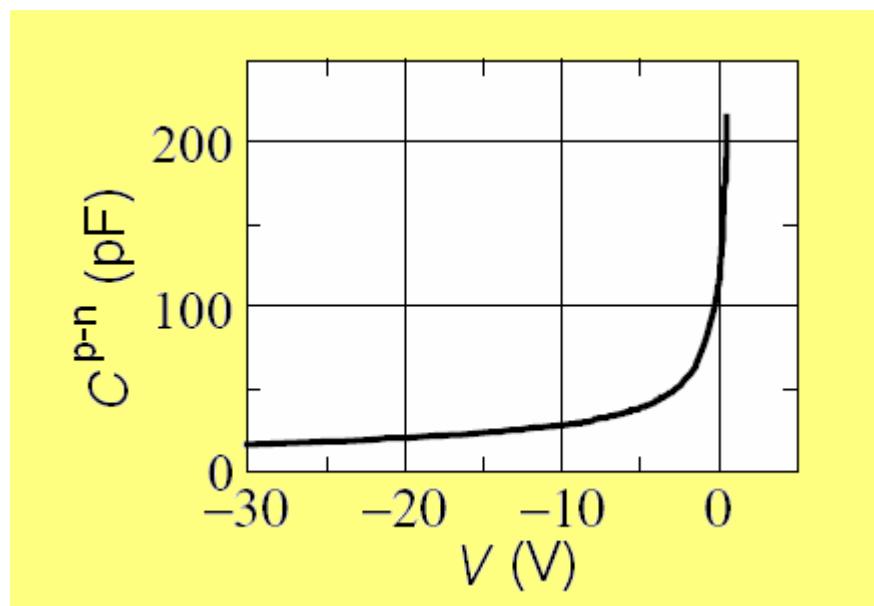
### 8.1.2. Kapacitivnost prostornog naelektrisanja

U prelaznoj oblasti, kao što je pokazano, postoji prostorno naelektrisanje od ionizovanih primesa. Ako je, dakle, reč o  $p-n$  spoju, prema sl. 8.8 u  $p$ -oblasti širine  $x_p$  postojaće negativno naelektrisanje  $Q_p = -qSx_pN_A$  ( $S$  je površina  $p-n$  spoja), a u  $n$ -oblasti širine  $x_n$  pozitivno nakelektrisanje  $Q_n = qSx_nN_D$ . S obzirom da poluprovodnik ima tačno definisani vrednost dielektrične konstante  $\epsilon_s = \epsilon_0\epsilon_{rs}$  ( $\epsilon_0$  – dielektrična konstanta vakuma), to se naelektrisanja  $Q_p$  i  $Q_n$  mogu smatrati kao naelektrisanja na oblogama jednog kondenzatora, pri čemu je rastojanje između tih „obloga“  $w = x_p + x_n$ . Kapacitivnost takvog „kondenzatora“

$$C = \epsilon_s \frac{S}{w} \quad (8.3)$$

zove se **kapacitivnost prostornog naelektrisanja ili barijerna kapacitivnost**.

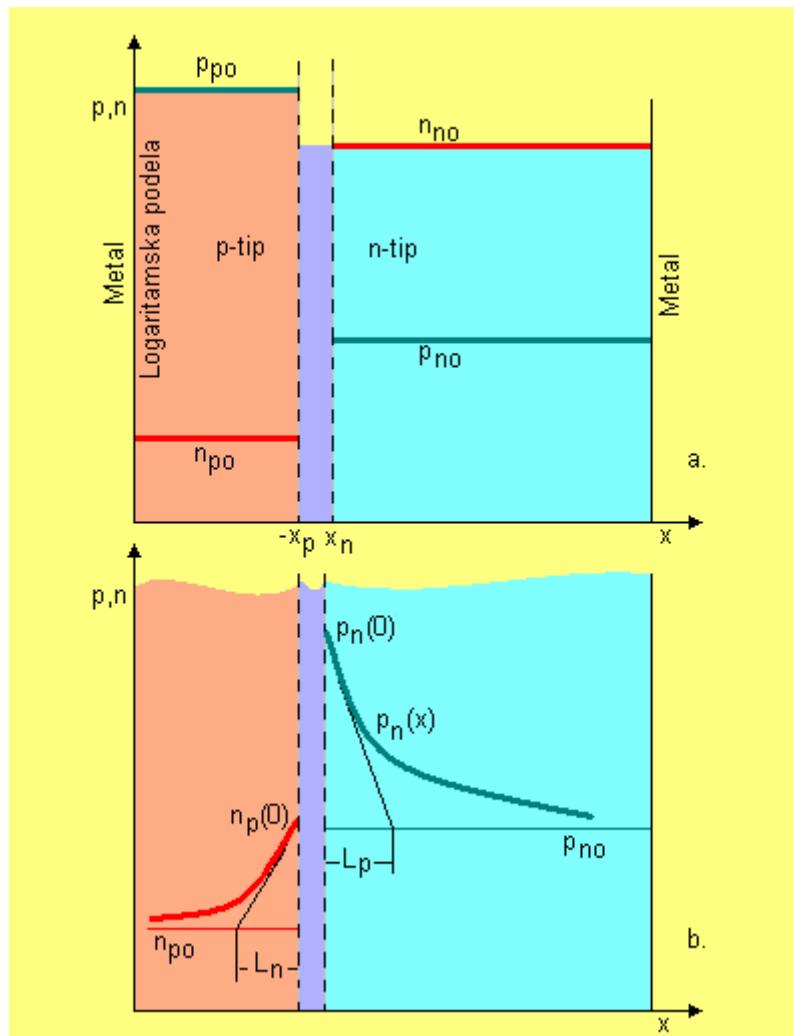
Kako se, kao što je rečeno, promenom napona na diodi može menjati vrednost širine prelazne oblasti  $p-n$  spoja, tj.  $w$  (sl. 8.4 i sl. 8.5), to se, na osnovu (8.3), može spoljašnjim naponom  $V$  menjati i barijerna kapacitivnost u relativno širokim granicama. Na sl. 8.11 je, u funkciji napona, prikazana promena barijerne kapacitivnosti jedne diode sa skokovitim  $p-n$  prelazom. U praksi je to iskorišćeno kod **varikap dioda** (videti deo 4.3.3). Iako je promena kapacitivnosti sa naponom veća kod direktno polarisanih  $p-n$  spojeva, koristi se samo inverzna polarizacija dioda, s obzirom da tada kroz diodu protiče zanemarljivo mala struja (o čemu će kasnije biti više reči), koje se ugrađuju u tjunere televizora i radio aparata (napominje se da su „prave“ varikap diode sa tzv. superstrmim prelazom, a ne sa skokovitim  $p-n$  spojem).



Sl. 8.11. Kapacitivnost skokovitog  $p-n$  spoja u funkciji napona na diodi.

## 8.2. STRUJA DIODE

**Difuziona struja.** Uz pretpostavku strmog  $p$ - $n$  spoja, na sl. 8.12a je kvalitativno predstavljena raspodela nosilaca naelektrisanja duž nepolarisane diode. Medutim, kada se na  $p$ - $n$  spoj priključi direktni napon  $V$  (na  $p$ -tip pozitivan a na  $n$ -tip negativan pol napona, sl. 8.3b), smanjiće se napon barijere na vrednost  $V_B = V_{bi} - V$ , odnosno smanjiće se kočeće električno polje u prelaznoj oblasti  $p$ - $n$  spoja. Usled toga nastaje injekcija nosilaca naelektrisanja, i to šupljina iz  $p$ - u  $n$ -oblast i elektrona iz  $n$ - u  $p$ -oblast, sl. 8.12b. Stoga što sada postoji gradijent koncentracije manjinskih nosilaca naelektrisanja, a u skladu sa onim što je ranije napomenuto, protičaće u  $n$ -tipu difuziona struja šupljina i u  $p$ -tipu poluprovodnika difuziona struja elektrona.

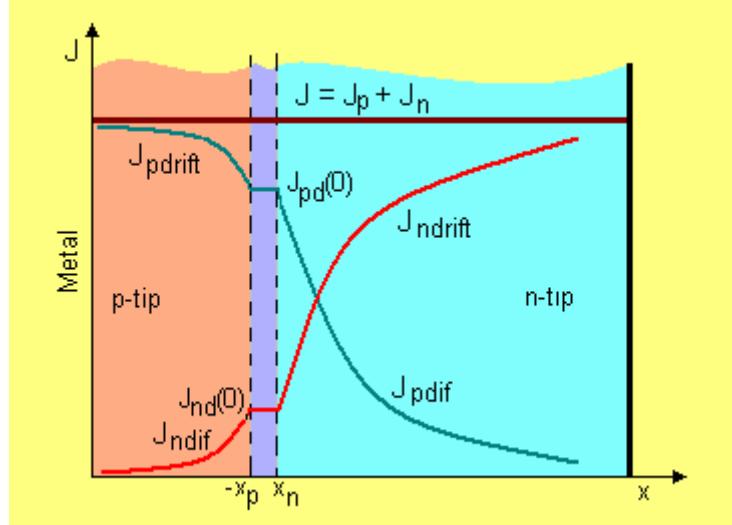


Sl. 8.12. Kvalitativna predstava koncentracija nosilaca naelektrisanja duž

(a) – nepolarisane i (b) – direktno polarisane (samo za manjinske nosioce)  $p$ - $n$  diode.

Injektovane šupljine, kao manjinski nosioci u  $n$ -oblasci, krećući se duž  $x$ -ose u desno čine difuzionu struju šupljina (čija je gustina  $J_{pdif}$ ). Te šupljine se rekombinuju sa većinskim nosiocima – elektronima, sl. 8.13; istovremeno, usled priključenog napona elektroni se duž  $n$ -oblasci kreću u suprotnom smeru od kretanja šupljina, tj. sdesna u levo i to njihovo kretanje definiše driftovsku struju elektrona, čija je gustina  $J_{ndrift}$ . Drugim rečima, kako gustina difuzione struje šupljina  $J_{pdif}$  opada, tako gustina driftovske struje elektrona  $J_{ndrift}$  raste (sl. 8.13). Smer difuzione struje šupljina je u smeru kretanja šupljina, a ovo kretanje je u smeru opadanja njihove kon-

centracije, tj. u desno. Elektroni se, pak, kreću u susret šupljinama, u levo, te je i smer struje elektrona u desno. U  $p$ -oblasti je situacija obrnuta: injektovani elektroni se difuziono kreću u levo (od njih potiče difuziona struja elektrona gustine  $J_{ndif} \equiv J_{nd}$ ). Ovi elektroni se u  $p$ -oblasti rekombinuju sa većinskim šupljinama (sl. 8.12), koje se, pak, kreću sleva na desno, usled kojih nastaje driftovska gustina struje  $J_{pdrift}$ .



Sl. 8.13. Kvalitativna predstava raspodele gustina struja u  $p$ - $n$  diodi.

Ne ulazeći u način analitičkog određivanja, za struju diode se dobija:

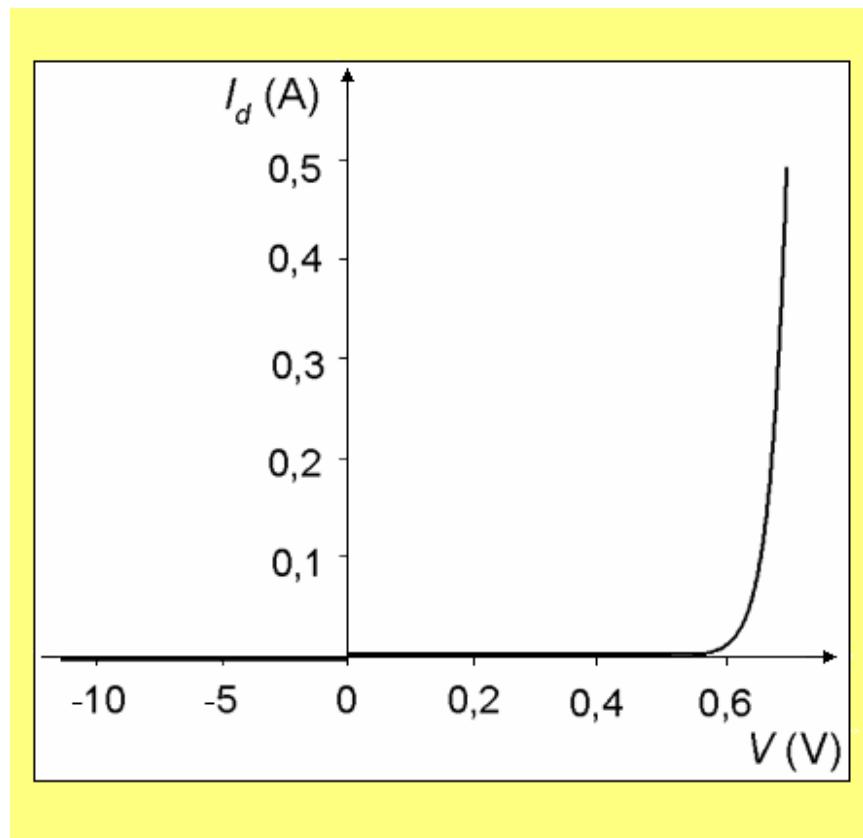
$$I = I_s \left( \exp \frac{V}{U_T} - 1 \right) \cong I_s \exp \frac{V}{U_T}, \quad (8.4)$$

gde je  $V$  spoljašnji napon na diodi,  $U_T$  termički potencijal ( $U_T = 0,026$  V pri  $T = 300$ K), a  $I_s$  je **inverzna struja zasićenja** diode.

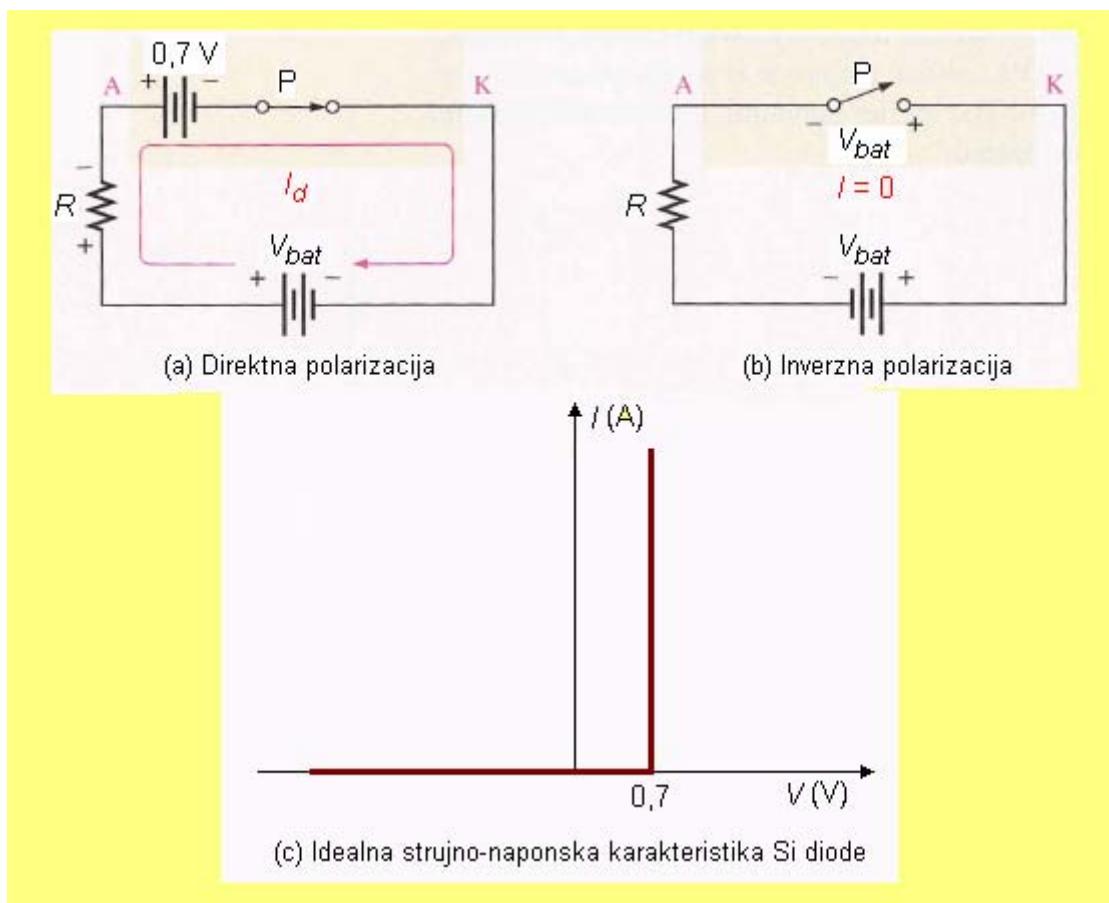
Struja  $I_s$  je nazvana „inverznom“ zbog toga što bi, na osnovu srednjeg člana u (8.4), ta struja tekla pri inverznoj polarizaciji. Naime, pri inverznoj polarizaciji (na  $n$ -tip pozitivan a na  $p$ -tip negativan pol napona, sl. 8.3c) je u jedn. (8.4)  $\exp(-V/U_T) \ll 1$  već pri naponima  $-V = 0,2$ V, tako da iz (8.4) sledi da je tada  $I = -I_s$ . Inverzna struja zasićenja je veoma mala (kod silicijumskih dioda reda pA do nA), s obzirom da nju određuju koncentracije manjinskih nosilaca nanelektrisanja, a one su, kao što je pokazano, male.

Pri direktnoj polarizaciji  $p$ - $n$  spoja eksponencijalna funkcija u jedn. (8.4) brzo raste i već pri naponu većem od 0,2V je  $\exp(V/U_T) \gg 1$ . Prema tome,  $p$ - $n$  spoj uključen u kolo električne struje, propušta struju kada je direktno polarisan, a praktično je ne propušta pri inverznoj polarizaciji; drugim rečima,  $p$ - $n$  spoj (dioda) ima **usmeračke karakteristike**, sl. 8.14. Kao što se sa sl. 8.14a vidi, struja silicijumske diode naglo počinje da raste oko 0,6V, ali se kao **napon vodenja** diode uvek uzima  $V = 0,7$  V.

Izraz (8.4) daje izuzetno dobro slaganje teorijskih i eksperimentalnih vrednosti struja pri direktnoj polarizaciji diode za napone  $V \geq 0,4$  V, a to su upavo oni naponi pri kojima se dioda i koristi. Pri nižim direktnim naponima, a posebno pri inverznoj polarizaciji izmerene vrednosti **inverznih** struja  $I_r$  su znatno veće od  $I_s$  (obično je  $I_r \approx 1000I_s$ ). Stoga, pri inverznoj polarizaciji ne treba računati sa strujom  $I_s$ , već sa sa inverznom strujom  $I_r \gg I_s$ .



Sl. 8.14. Struja ( $I_d \equiv I$ ) jedne silicijumske diode u funkciji napona.



Sl. 8.15. „Praktičan“ model silicijumske diode.

Ako to nije posebno naglašeno, za struju diode se koristi desni član u izrazu (8.4). Kao što se i sa sl. 8.14 vidi, a već je to i pomenuto, struja koja protiče kroz diodu pri inverznoj polarizaciji je veoma mala, reda nA. Zbog tako izuzetno male struje inverzne polarizacije, a relativno velike struje kada je dioda direktno polarisana, dioda se, u prvoj aproksimaciji, može smatrati električnim ventilom, tj. komponentom koja u jednom smeru (direktna polarizacija) propušta, a u suprotnom (inverzna polarizacija) ne propušta struju.

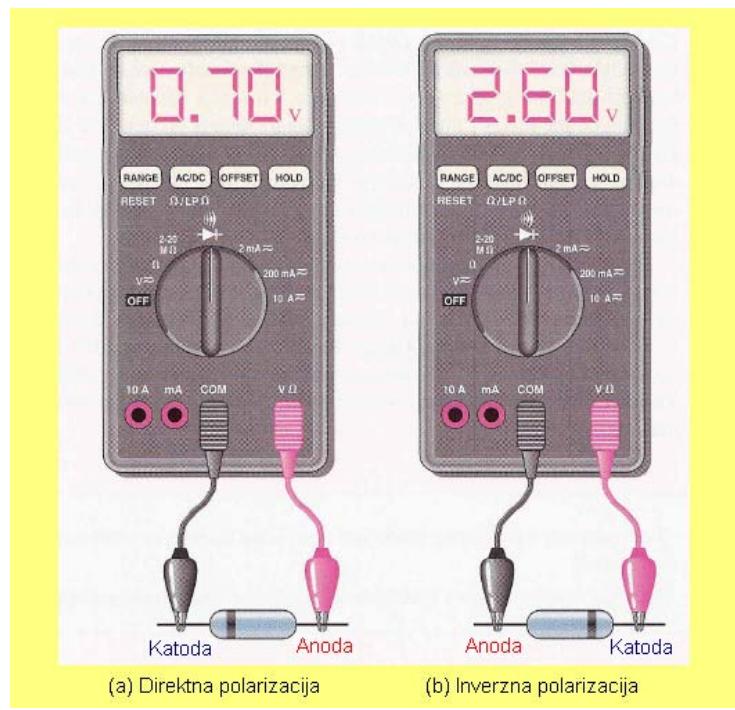
Stoga je moguće uvesti tzv. „praktičan“ model diode, koji je za silicijumsku diodu dat na sl. 8.15. Naime, u ovom modelu se dioda pri direktnoj polarizaciji u kolu prikazuje kao kratkospojeni prekidač P sa padom napona između katode i anode  $V_d = 0,7$  V (sl. 8.15a); pri inverznoj polarizaciji prekidač P je otvoren, a zbog  $I_{inv} = 0$  napon između anode i katode je jednak naponu izvora napajanja  $V_{bat}$  (sl. 8.15b). Pri tom, strujno-naponska karakteristika se smatra „idealnom“ (sl. 8.15c), sa naponom vođenja kod silicijuskih dioda  $V_d = 0,7$  V.

### 8.2.1. Testiranje ispravnosti dioda

Korišćenjem univerzalnih mernih instrumenata (multimetara), bilo digitalnih, bilo analognih, moguće je veoma brzo i efikasno ustanoviti da li je dioda ispravna ili ne. Naime, većina digitalnih multimetara ima mogućnost direktnog testiranja ispravnosti dioda. Tipičan takav multimeter, kao što se vidi na sl. 8.16, ima oznaku diode ka kojoj treba usmeriti funkcionalni prekllopnik. Svi multimetri poseduju baterije kojima se napajaju. U primeru na sl. 8.16 prikazani merni instrument se napaja sa  $V_{bat} = 2,6$  V.

**Ispravna dioda.** Priklučivanjem pozitivnog pola baterije *digitalnog* multimetra (crvena žica na sl. 8.16a) na anodu i negativnog pola (cna žica na sl. 8.16a) na katodu, na displeju se očitava vrednost napona na diodi koja može biti od 0,5 V do 0,9 V, sa tipičnom vrednošću oko 0,7 V (kao na sl. 8.16a). Vrlo često takvi multimetri poseduju i zvučni signal koji se u tom trenutku oglašava. Da bi bili sigurni da je dioda stvarno (tačnije: najverovatnije) ispravna, okreću se izvodi diode (dioda se fizički okrene za  $180^\circ$ , sl. 8.16b); tada se ista testira pod uslovima inverzne polarizacije. U tom slučaju se na displeju očitava napon napajanja instrumenta (2,6 V na primeru na sl. 8.16b). Kada se merenje ispravnosti diode vrši *analognim* multimetrom, prekllopnik se postavi u položaj kojim se izabira merenje otpornosti. Napominje se da je kod takvih instrumenata u odnosu na digitalne multmetre izmenjen polaritet napona napajanja samog instrumenta: oznaka uzemljenja (obično iz nje izlazi crna žica) je na pozitivnom, a oznaka koja označava merenje otpornosti (trebalo bi po pravilu da bude crvena žica) je na negativnom polu baterije kojom se napaja multimeter. Stoga će kod ispravne diode igla multimetra skrenuti krajnje desno. Kada se dioda okrene (anoda i katoda izmene prethodni položaj), merna igla multimetra se ne pomera (u zavisnosti koji merni opseg otpornosti je izabran može se desiti da se igla malo i pomeri u desno).

**Neispravna dioda.** Neispravna dioda može biti kada se dioda ponaša kao prekid u kolu (tzv. „otvorena“ dioda) ili kada je kratkospojena. U testu u kojem se koristi *digitalni* multimeter na displeju se kod otvorene diode i pri direktnoj i pri inverznoj polarizaciji očitava ista identifikacija, tj. napon baterije u instrumentu, sl. 8.17a. (kod nekih multimetara piše „OL“). Sa druge strane, kod kratkospojene diode i pri direktnoj i pri inverznoj polarizaciji na displeju piše takođe ista cifra, ali je to ili „0“ (kao na sl. 8.17b) ili napon znatno manji od napona baterije u instrumentu. Kada se koristi *analogni* instrument, skretanje merne igle je isto i pri direktnoj i pri inverznoj polarizaciji diode, s tim što je kod otvorene diode skretanje igle znatno veće nego kod kratkospojene diode.



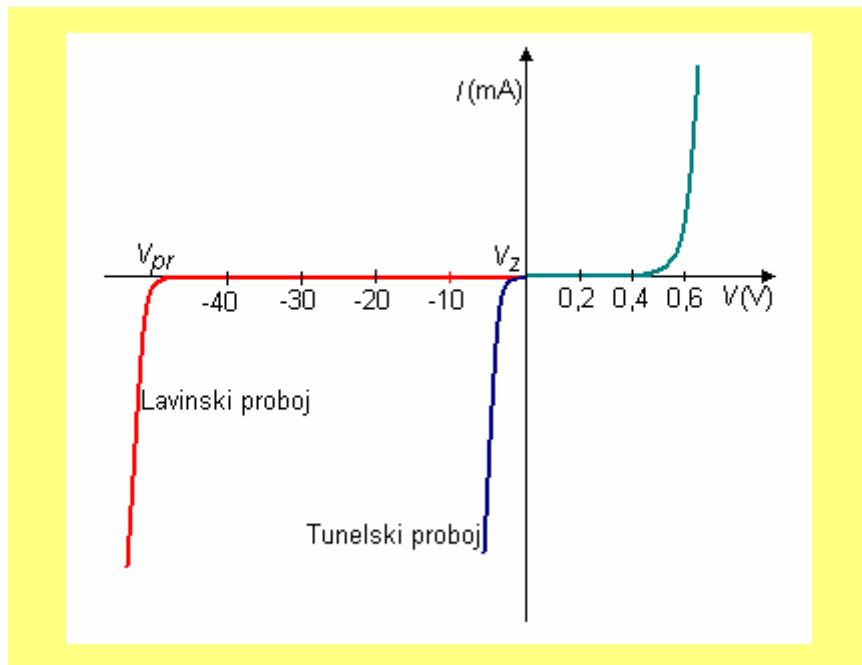
Sl. 8.16. Test kojim se pokazuje da je dioda ispravna.



Sl. 8.17. Test kojim se pokazuje da je dioda neispravna: (a) kod otvorene diode i pri direktnoj i pri inverznoj polarizaciji je ista identifikacija (kod nekih multimetara piše „OL“); (b) kod kratkospojene diode i pri direktnoj i pri inverznoj polarizaciji na displeju piše ista cifra: ili „0“ ili napon znatno manji od napona baterije u instrumentu.

## 8.3. PROBOJ $p$ - $n$ SPOJA

Inverzni napon na  $p$ - $n$  spoju se ne može povećavati neograničeno. Pri izvesnom inverznom naponu  $V_{pr}$  inverzna struja počinje naglo da raste, sl. 8.18. Kada je nastupio ovaj trenutak, govori se o **proboju**  $p$ - $n$  spoja, a  $V_{pr}$  je probajni napon. Proboj može nastati usled tunelskog efekta, odnosno neposrednog „prelaska“ elektrona iz valentne u provodnu zonu pod uticajem električnog polja (Zenerov proboj). Drugi uzrok probaju može biti umnožavanje (multiplikacija) nosilaca nanelektrisanja usled jakog električnog polja (lavinski proboj).

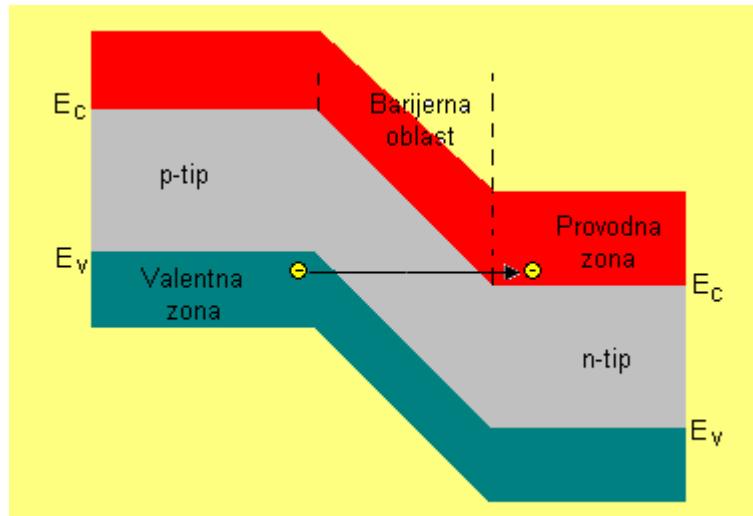


Sl. 8.18. Strujno-naponske karakteristike dve diode u lin-lin razmeri: kod jedne diode probaj nastaje usled tunelovanja a kod druge usled lavinskog umnožavanja nosilaca nanelektrisanja.

### 8.3.1. Zenerov proboj

Iz fizike je poznato da elektroni, usled svoje talasne prirode, mogu prolaziti kroz potencijalnu barijeru. Prolaženje elektrona kroz barijeru moguće je ako on može da zadrži svoju energiju i na drugoj strani barijere. Verovatnoća prolaza je utoliko veća ukoliko je barijera uža, a takođe i ukoliko ima više elektrona sa jedne strane barijere i više slobodnih mesta (nezauzetih energetskih nivoa) sa druge strane. Takva situacija može da se ostvari kod inverzno polarisanog  $p$ - $n$  spoja.

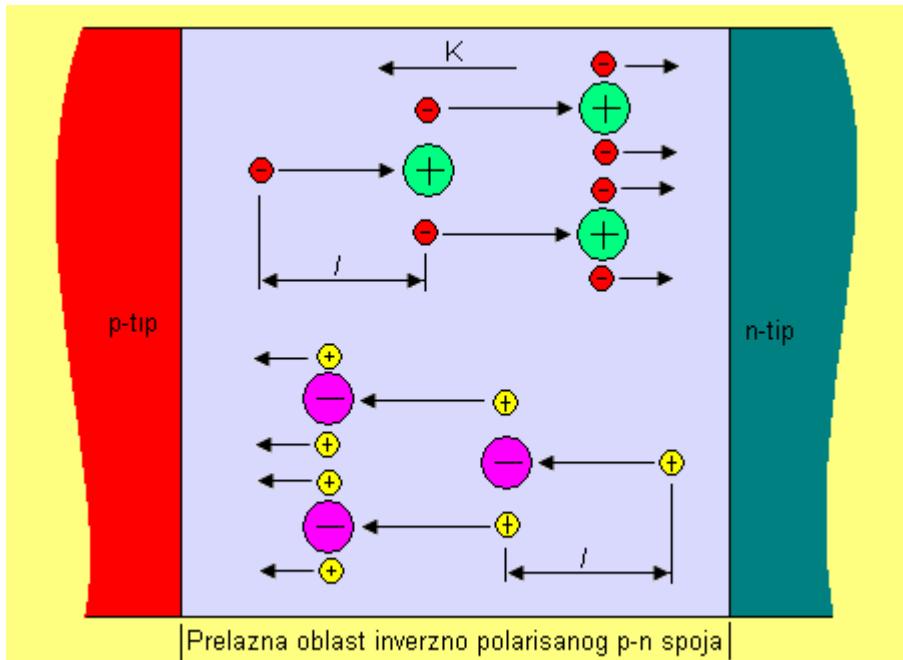
Naime, pod uticajem inverznog napona barijera na  $p$ - $n$  spoju se proširuje, ali se i energetske zone krive. U slučaju kada je krivljene zona toliko veliko da provodna zona u  $n$ -tipu bude naspram valentne zone u  $p$ -tipu (sl. 8.19), ispunice se uslov za tunelsko prelaženje elektrona iz valentne zone poluprovodnika  $p$ -tipa u provodnu zonu poluprovodnika  $n$ -tipa, s obzirom da u valentnoj zoni u  $p$ -tipu ima mnogo elektrona, a u provodnoj zoni u  $n$ -tipu mnogo praznih mesta (nezauzetih stanja). Kako verovatnoća tunelskog prelaza zavisi i od širine barijere, to je za nastajanje ovog probaja potrebno da širina barijere bude mala, a to će biti ako su i  $p$ -tip i  $n$ -tip poluprovodnika jako dopirani i istovremeno oformljuju strm  $p$ - $n$  prelaz. Napominje se da **tunelski proboj** (Zenerov proboj  $V_z$ )  $p$ - $n$  spoja nastaje pri inverznim naponima koji nisu veći od 5 V (sl. 8.18).



Sl. 8.19. Uz objašnjenje tunelskog „prelaska“ elektrona iz valentne u provodnu zonu.

### 8.3.2. Lavinski proboj

Lavinski proboj nastaje udarnom ionizacijom atoma poluprovodnika u prelaznoj oblasti  $p$ - $n$  spoja. Na sl. 8.20 je prikazan mehanizam ionizacije. Naime, pod uticajem jakog električnog polja, elektroni se kreću i dobijaju povećanu kinetičku energiju. Na kraju slobodnog puta  $l$  elektron se sudari sa atomom kristalne rešetke. Ako između dva sudara elektron stekne kinetičku energiju jednaku ili veću od energije ionizacije, izvršiće ionizaciju atoma, te stvoriti još jedan slobodan elektron. Sada oba elektrona u sledećim sudarima stvore još dva elektrona i tako dalje se elektroni umnožavaju. Prilikom stvaranja slobodnog elektrona stvara se i šupljina, koja se kreće u suprotnom smeru. Prelazeći slobodan put, i ona, sudarom sa atomom, može da izvrši njegovu ionizaciju. Prema tome, bilo da počne proces umnožavanja nosilaca elektronima, bilo šupljinama, usled toga što se pri sudaru stvara par elektron-šupljina, u ovom procesu učestvuju i elektroni i šupljine, a inverzna struja pri naponu  $V_{pr}$  naglo počinje da raste (sl. 8.18).

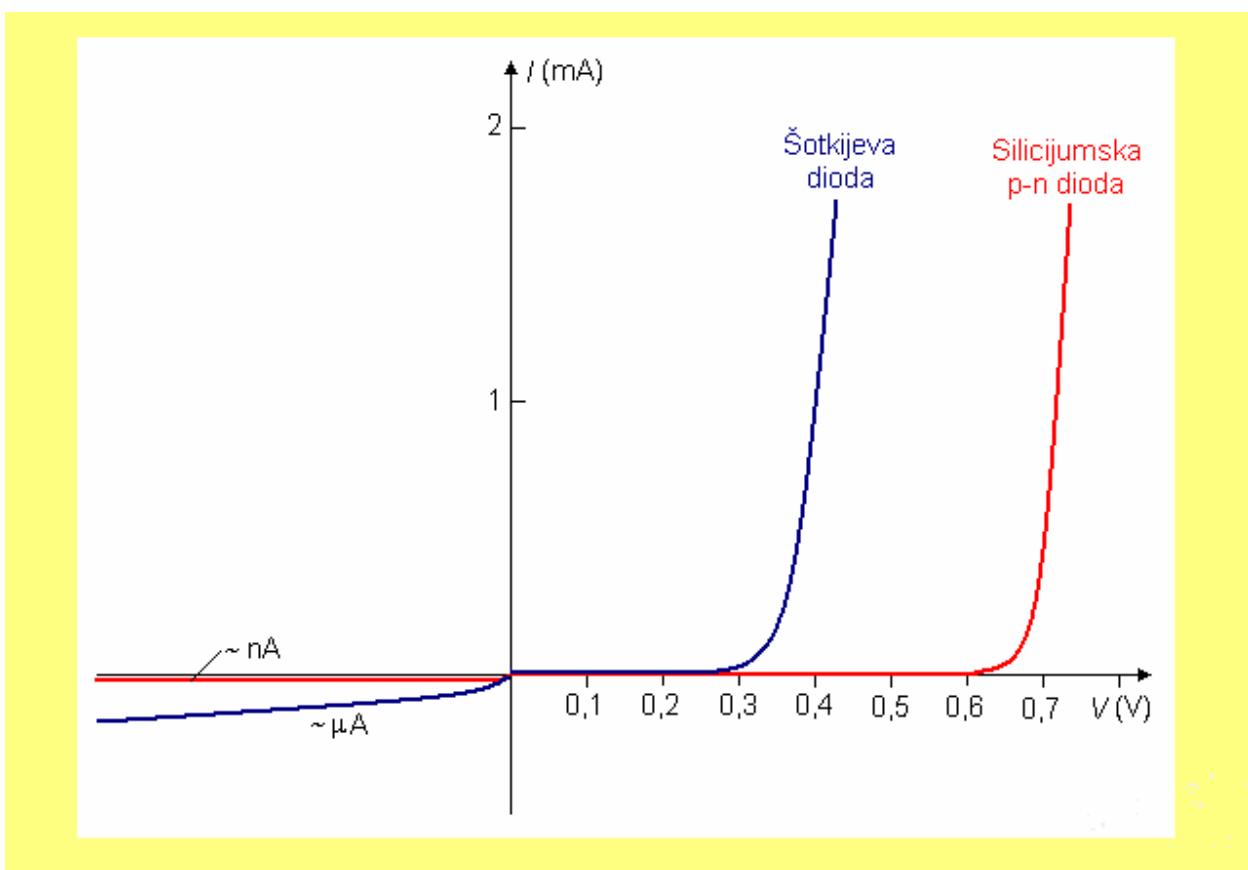


Sl. 8.20. Uz objašnjenje lavinskog umnožavanja nosilaca nanelektrisanja.

## 8.4. KONTAKT METAL-POLUPROVODNIK

Pri kontaktu metala sa poluprovodnikom (*m-s* kontakt) obrazuje se oblast prostornog nanelektrisanja u okolini kontakta. Kod kontakta metala sa *n*-tipom poluprovodnika prelaskom elektrona iz poluprovodnika u metal formira se u poluprovodniku oblast pozitivnog, a u metalu oblast negativnog prostornog nanelektrisanja. Treba naglasiti da je u površinskom delu metala nanelektrisanje raspoređeno samo do jednog atomskog sloja, usled čega se ova oblast u metalu zanemaruje. Znači, oblast prostornog (nepokretnog) nanelektrisanja je, praktično, samo u poluprovodniku. Drugim rečima, u poluprovodniku *n*-tipa neposredno uz metal postoji osiromašena oblast (osiromašena elektronima). Osiromašeni sloj *m-s* kontakta je analogan osiromašenoj oblasti *p-n* spoja, a to znači da se i kod *m-s* kontakta pojavljuje kontaktna razlika potencijala  $V_{bi}^{m-s}$ , ali je ona manja nego kod *p-n* spojeva ( $V_{bi}^{m-s} < V_{bi}^{p-n}$ ). Kod kontakta metala i poluprovodnika *p*-tipa se u poluprovodniku uz metal pojavljuje oblast (sloj) koja je osiromašena šupljinama.

Pri direktnoj polarizaciji (kod *m-s* kontakta sa *n*-tipom poluprovodnika na metal pozitivan a na poluprovodnik negativan pol napona, a kod *m-s* kontakta sa *p*-tipom poluprovodnika na metal negativan a na poluprovodnik pozitivan pol napona) smanjuje se kontaktnta razlika potencijala  $V_{bi}^{m-s}$  za vrednost priključenog napona direktne polarizacije  $V$ . Obrnuto, pri inverznoj polarizaciji naponom  $V_R$ , kontaktnta razlika potencijala se povećava za vrednost tog napona. To znači da će pri direktnoj polarizaciji *m-s* kontakta kroz njega proticati veća struja nego pri inverznoj polarizaciji, a to, pak, znači da i *m-s* kontakt ima usmeračke osobine, sl. 8.21.



Sl. 8.21. Strujno-naponska karakteristika Si diode sa *p-n* spojem i Šotkijeve diode.

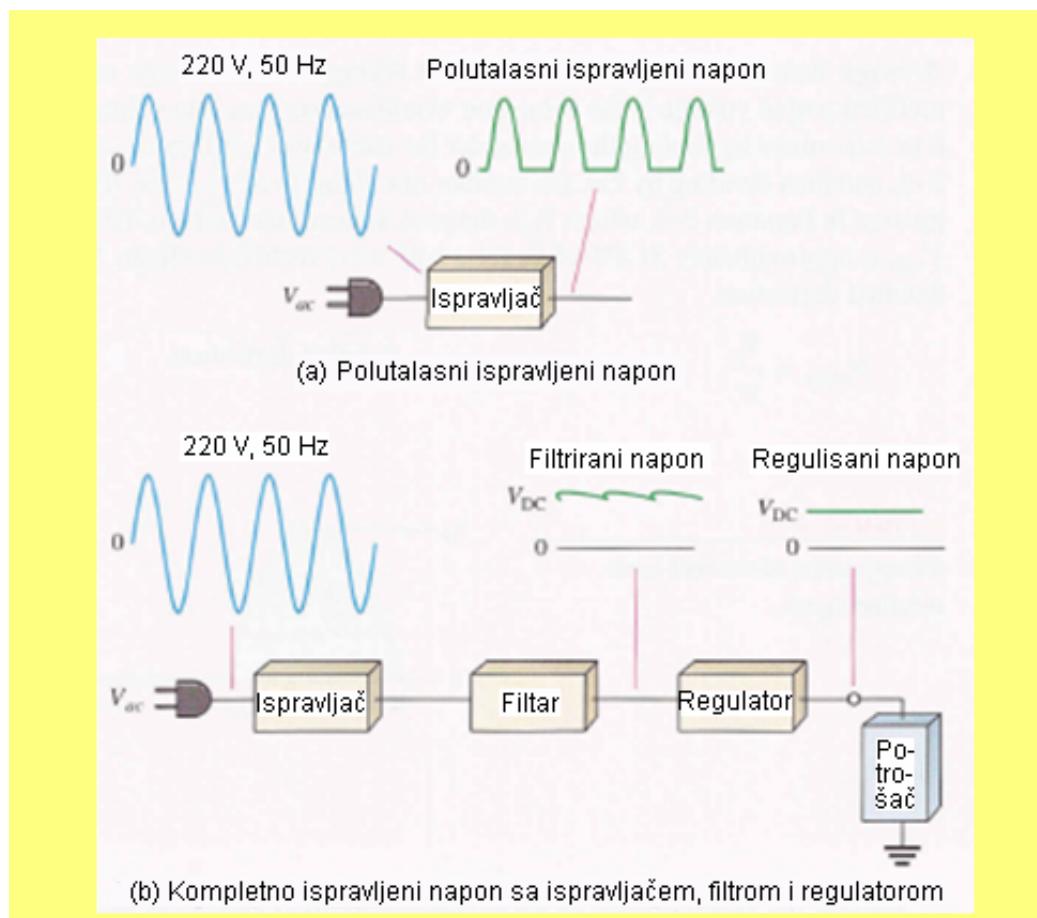
Diode na bazi *m-s* kontakta zovu se **Šotkijeve diode**. Osnovna razlika između Šotkijevih dioda i dioda sa *p-n* spojevima je u tome što je kod prvih struja uglavnom posledica kretanja

većinskih nosilaca nanelektrisanja, dok je kod *p-n* spojeva struja najvećim delom uslovljena difuzionim kretanjem manjinskih nosilaca nanelektrisanja. Stoga su Šotkijevi diodi znatno brže od dioda sa *p-n* spojevima, s obzirom da kod njih nema nagomilavanja manjinskih nosilaca nanelektrisanja.

Razlika u strujno-naponskoj karakteristici Šotkijevih dioda i silicijumskih dioda sa *p-n* spojevima najbolje se može uočiti sa sl. 8.21. Tipične vrednosti napona pri kojima u direktnom smeru struja naglo počinje da raste su kod Si dioda oko 0,6 V, dok je ta vrednost kod Šotkijevih dioda oko 0,3 V. Istovremeno, inverzna struja Šotkijevih dioda je oko tri do četiri reda veličine veća od inverzne struje Si diode. Ali, sa druge strane, kao što je pomenuto, Šotkijeve diode su brže od silicijumskih dioda, te su, stoga, pogodnije za taj na visokim frekvencijama.

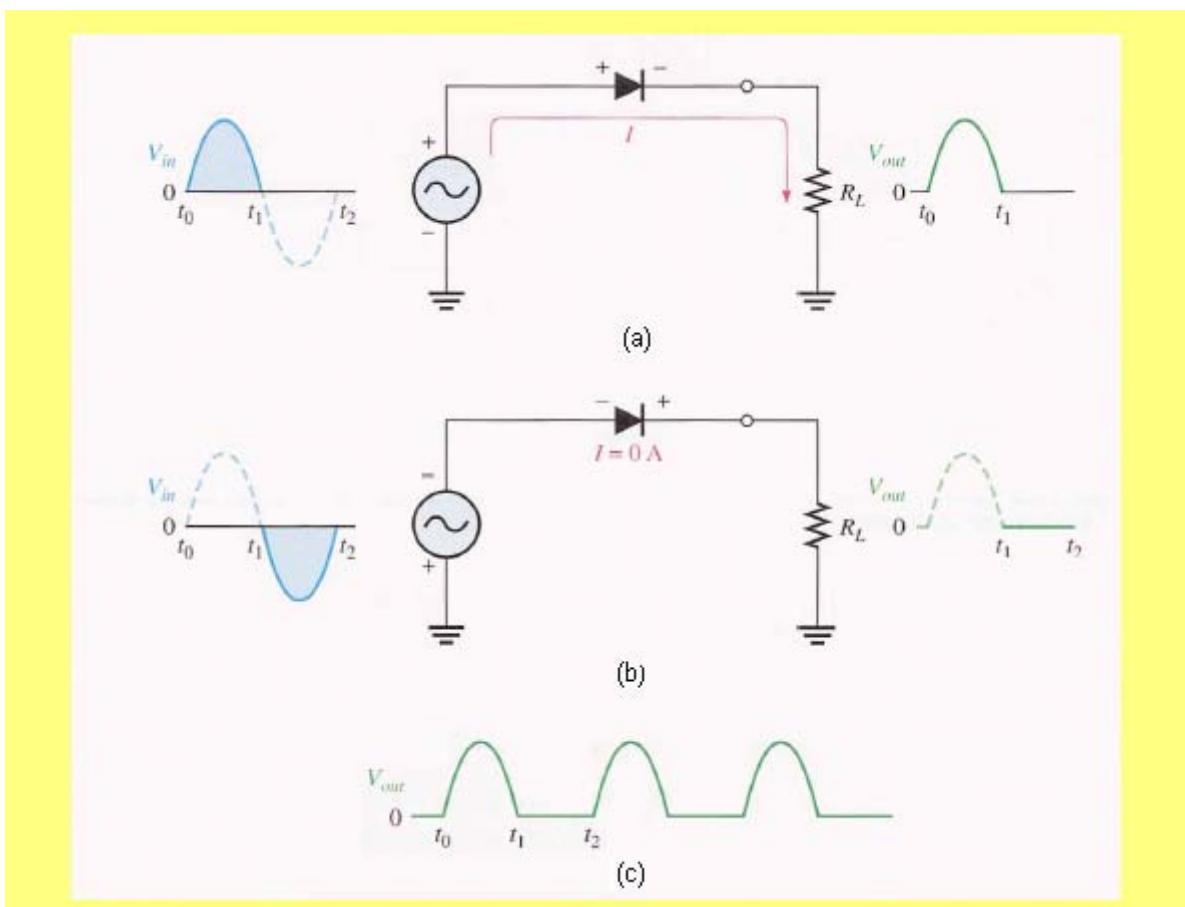
## 8.5. PRIMENA DIODA U IZVORIMA NAPAJANJA

Nijedan elektronski uređaj ne bi mogao da radi bez jednosmernog izvora napajanja. Neki uređaji (računari, televizori, DVD plejeri) se direktno priključuju na mrežni napon, koji je kod nas frekvencije 50 Hz i efektivne vrednosti 220 V, dok drugi (mobilni telefoni, lap-topovi) koriste baterije. Da bi oni uređaji koji se direktno priključuju na mrežni napon mogli da rade, neophodno je da se taj naizmenični mrežni napon „ispravi“, tj. da se od naizmeničnog napona dobije jednosmerni napon. Taj proces se odvija u ispravljačima, sl. 8.22. Ispravljači su neophodni i kod mobilnih telefona, lap-topova i mnogih drugih uređaja koji danas koriste punjive baterije (nikl-kadmijumske, nikl-metal hibridne, litijum-jonske), s obzirom da se te baterije dopunjaju jednosmernim naponima iz ispravljača. Osnovna elektronska komponenta u ispravljačima jeste dioda.

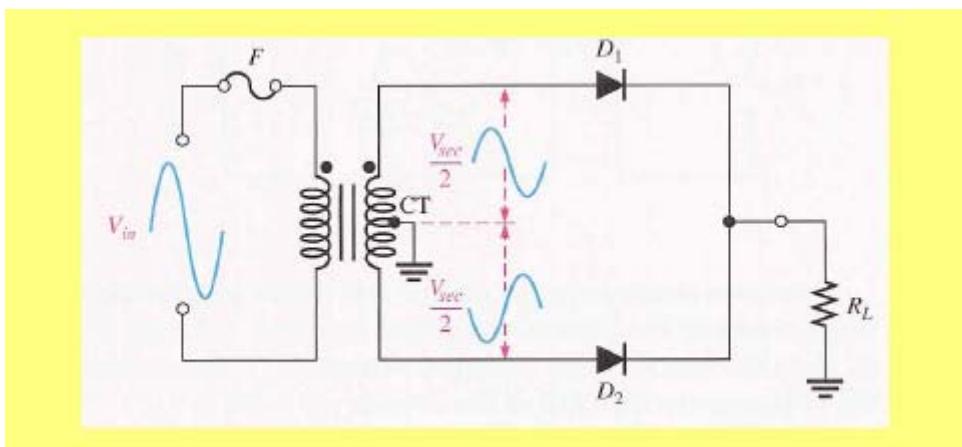


Sl. 8.22. Princip dobijanja jednosmernog (ispravljenog) napona od naizmeničnog mrežnog napona.

Princip na kome se zasniva dobijanje jednosmernog od naizmeničnog napona pomoću jedne diode prikazan je na sl. 8.23. Kada na anodu diode naiđe pozitivna poluperioda ulaznog napona  $V_{in}$  (od trenutka  $t_0$  do trenutka  $t_1$ , sl. 8.23a), dioda propušta struju i na potrošaču (otporniku  $R_L$ ) stvara pad napona  $V_{out}$  istog oblika sa ulaznim naponom (sl. 8.23a). Međutim, kada na anodu u vremenskom periodu od  $t_1$  do  $t_2$  (sl. 8.23b) naiđe negativna poluperioda ulaznog napona  $V_{in}$ , dioda ne propušta struju i na potrošaču je izlazni napon  $V_{out}$  jednak nuli. Nailaskom sledeće pozitivne poluperiode ulaznog napona dioda ponovo provede, a zatim sa negativnom poluperiodom napon na izlazu ponovo biva jednak nuli, sl. 8.23c. Nedostatak ovog načina ispravljanja jeste što struja protiče kroz potrošač samo za vreme jedne poluperiode naizmeničnog napona, dok je za vreme od  $t_1$  do  $t_2$  struja kroz potrošač jednaka nuli.

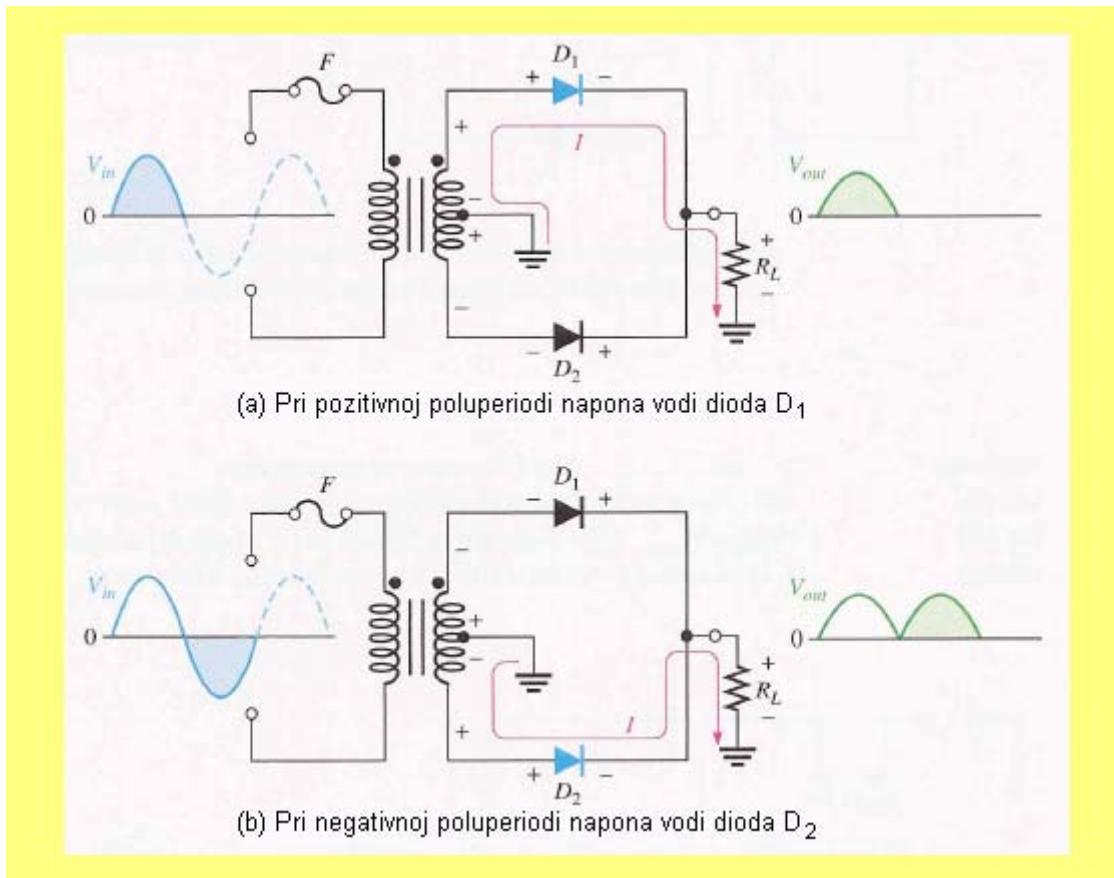


Sl. 8.23. Ispravljanje napona pomoću jedne diode.



Sl. 8.24. Ispravljanje napona pomoću dve diode.

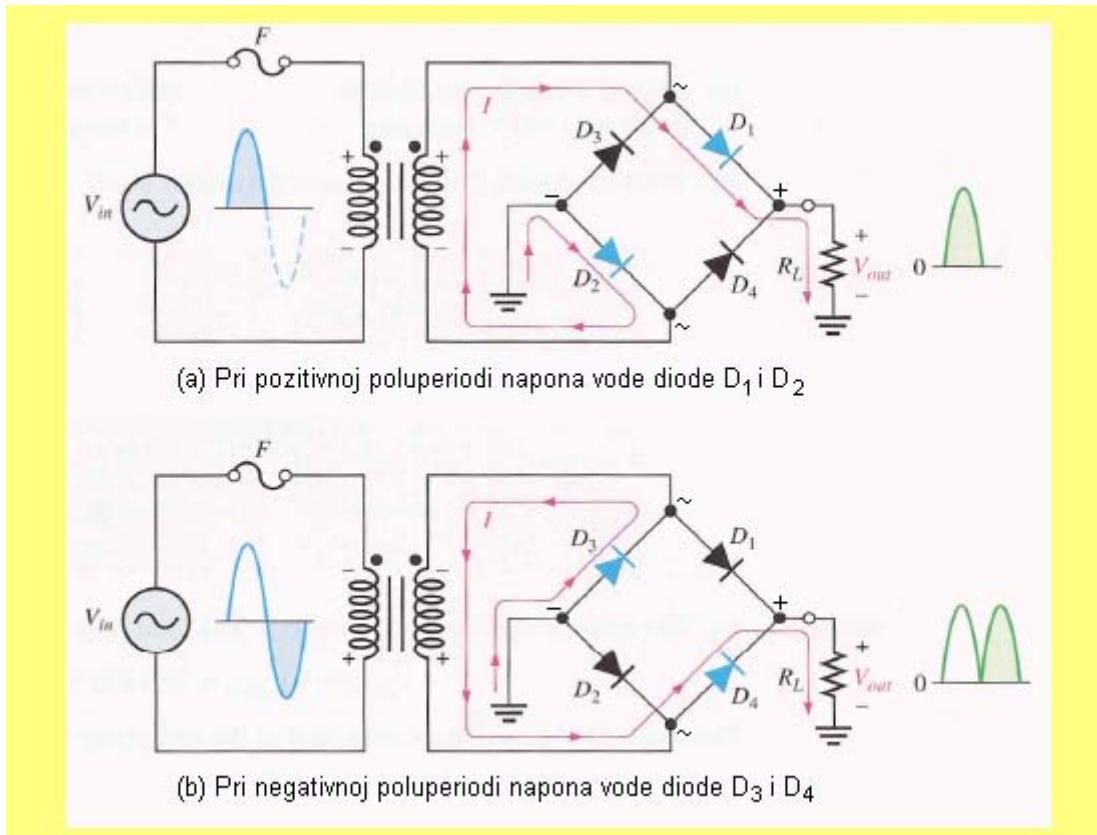
Bolji način dobijanja ispravljenog napona dobija se pomoću dve diode, sl. 8.24. Na istoj slici je prikazan i transformator koji mrežni napon od 220 V snižava na željenu vrednost, i tako sniženi naizmenični napon se sa sekundarnog namotaja (sekundara) transformatora dovodi na diode  $D_1$  i  $D_2$ . Za vreme pozitivne poluperiodne naizmeničnog napona vodi dioda  $D_1$  (sl. 8.25a), a dioda  $D_2$  je tada inverzno polarisana i kroz nju ne protiče struja (dioda  $D_2$  je „zakočena“). Situacija je potpuno izmenjena kad na diodu  $D_2$  najde negativna poluperioda napona sa sekundara: tada ona vodi (sl. 8.25b), a dioda  $D_1$  je tada zakočena. Kao posledica, kroz potrošač sve vreme protiče struja, koja na njemu stvara pad napona  $V_{out}$  kao na sl. 8.25b.



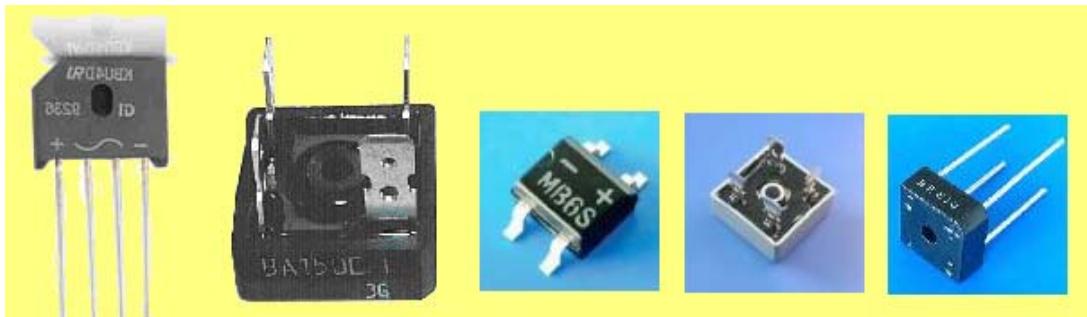
Sl. 8.25. Prikaz vođenja i zakočenja pojedinih dioda u ispravljaču sa dve diode.

Najčešći i najbolji način dobijanja ispravljenog napona postiže se pomoću četiri diode vezane na način prikazan na sl. 8.26 (tako vezane diode čine tzv. Grecov spoj). Naime, za vreme pozitivne poluperiodne naizmeničnog napona koji se dovodi sa sekundara transformatora provede dioda  $D_1$ ; struja prolazi kroz potrošač  $R_L$  i strujni krug se završava preko diode  $D_2$  (sl. 8.26a). Drugim rečima, tada vode diode  $D_1$  i  $D_2$ , a diode  $D_3$  i  $D_4$  su tada zakočene. Međutim, kada na diodu  $D_3$  najde negativna poluperioda napona sa sekundara, uloge dioda su izmenjene: tada vode diode  $D_3$  i  $D_4$  (sl. 8.26b), a diode  $D_1$  i  $D_2$  su tada zakočene. Na taj način kroz potrošač sve vreme protiče struja, koja na njemu stvara pad napona kao na sl. 8.26b. Na sl. 8.27 je prikazano nekoliko različitih Grecovih spojeva, na kojima se vidi gde se priključuje naizmenični napon, a sa kojih izvoda se uzima „+“ i „-“ ispravljenog napona (što je, takođe, naznačeno i na sl. 8.26).

Do sada je bilo reči o načinima ispravljanja napona. Međutim, tako dobijeni su i kod punotalasnog (sl. 8.28b), a posebno kod polunatalasnog ispravljanja (sl. 8.28a), takvi da su talasni oblici napona na izlazu neprihvatljivi za praktičnu primenu (na primer kod audio uređaja bi bio jačan nedozvoljeni brum). Stoga se posle ispravljačkih dioda koristi kondenzator velike kapacitivnosti (obično su to elektrolitski kondenzatori kapacitivnosti nekoliko stotina  $\mu\text{F}$ ), sl. 8.29.



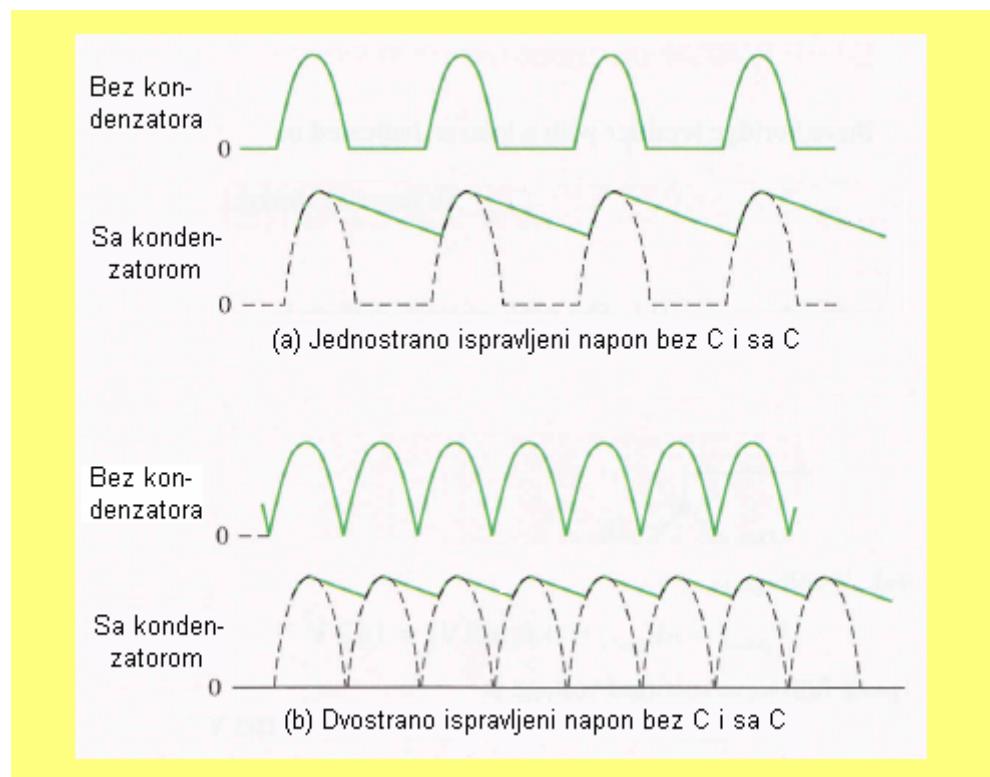
Sl. 8.26. Ispravljanje napona pomoću četiri diode (Grecov spoj).



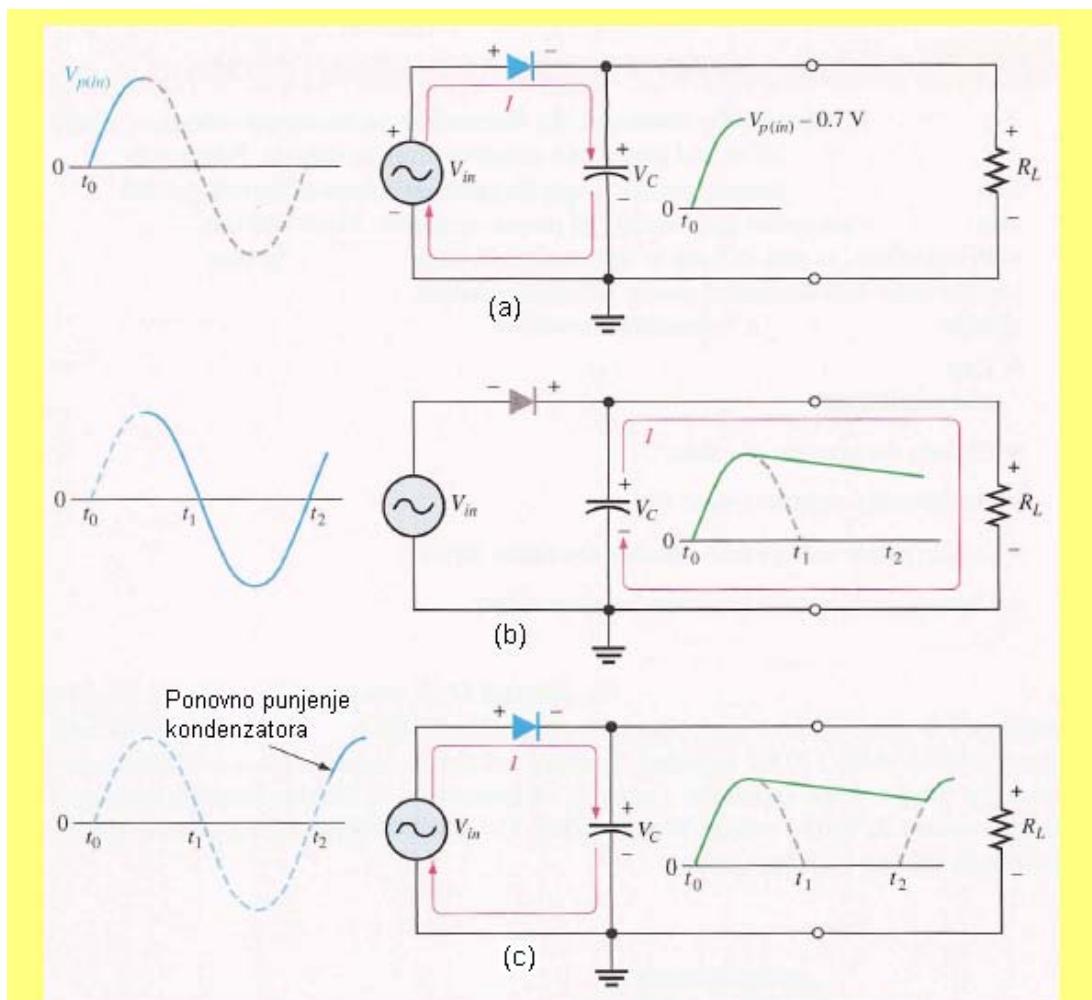
Sl. 8.27. Nekoliko različitih Grecovih spojeva.

Uloga kondenzatora (sl. 8.28 i sl. 8.29) se ogleda u sledećem: u prvom trenutku kada dioda provede, kondenzator se napuni (sl. 8.39a) i napon na njemu je  $V_C = V_{p(in)} - 0,7 \text{ V}$ , gde je  $V_{p(in)}$  maksimalna vrednost ulaznog napona. Odmah nakon toga kondenzator počinje da se prazni preko potrošača  $R_L$  (sl. 8.29b) i to pražnjenje kondenzatora traje sve do trenutka kada, pri pozitivnoj poluperiodi naizmeničnog napona, struja koja protiče kroz diodu ne dopuni kondenzator (na sl. 8.29c je to trenutak koji je iznad  $t_2$ ). Na taj način se dobija prilično „ispeglan“ napon na potrošaču, sl. 8.28. Očigledno je, stoga, da će to „peglanje“ ispravljenog napona biti bolje ukoliko je kapacitivnost kondenzatora veća, s obzirom da je vreme pražnjena kondenzatora srazmerno kapacitivnosti istog.

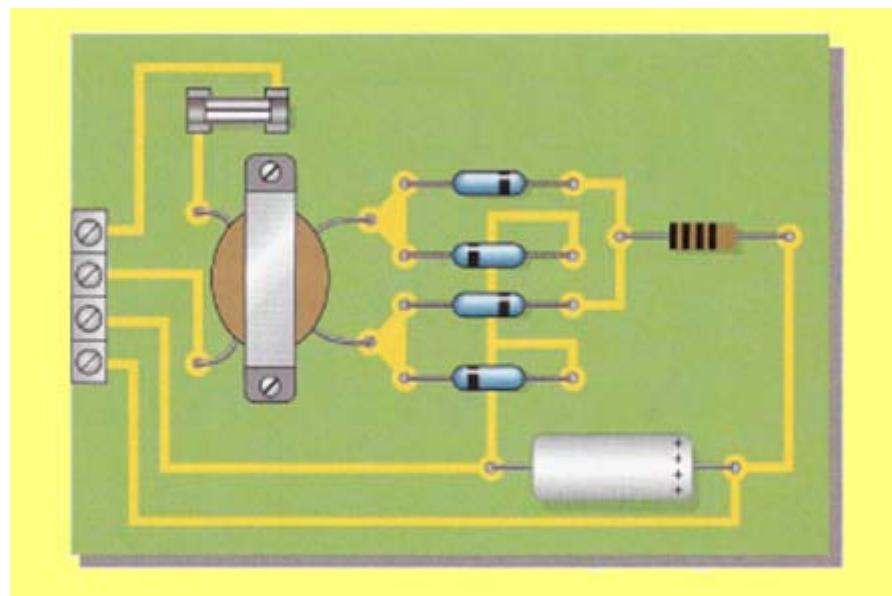
Na kraju, na sl. 8.30 dat je izgled jednog ispravljača sa četiri diode, a na sl. 8.31 je prikazano nekoliko vrsta dioda, sa naznakom na kom je izvodu katoda.



Sl. 8.28.Naponski oblici ispravljenog napona bez kondenzatora i sa kondenzatorom.



Sl. 8.29 Uz objašnjenje uloge kondenzatora u ispravljačima.



Sl. 8.30. Izgled jednog ispravljača sa četiri diode.



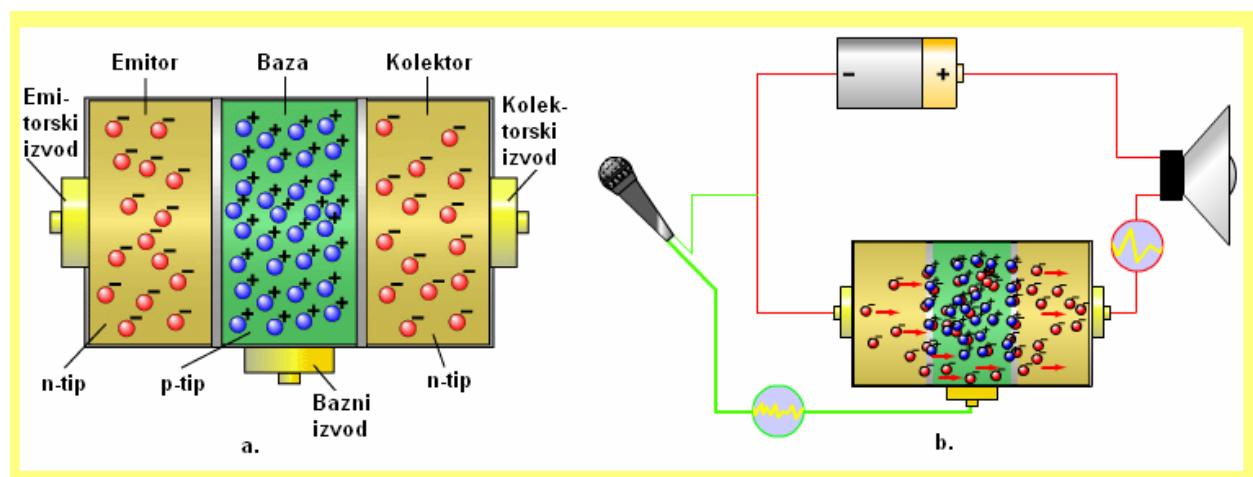
Sl. 8.31. Različite vrste dioda.

# 9. BIPOLARNI TRANZISTORI

## 9.1. VRSTE TRANZISTORA

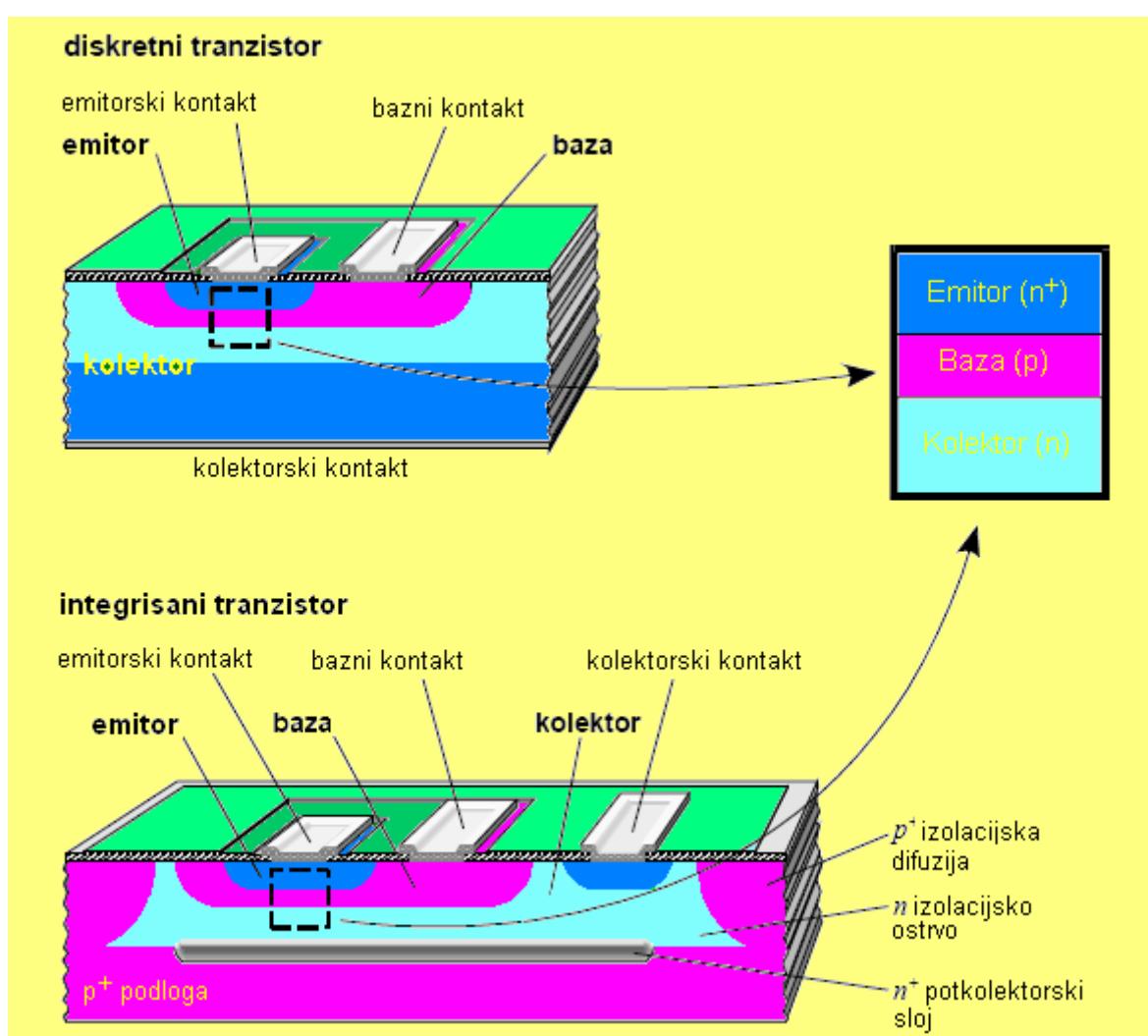
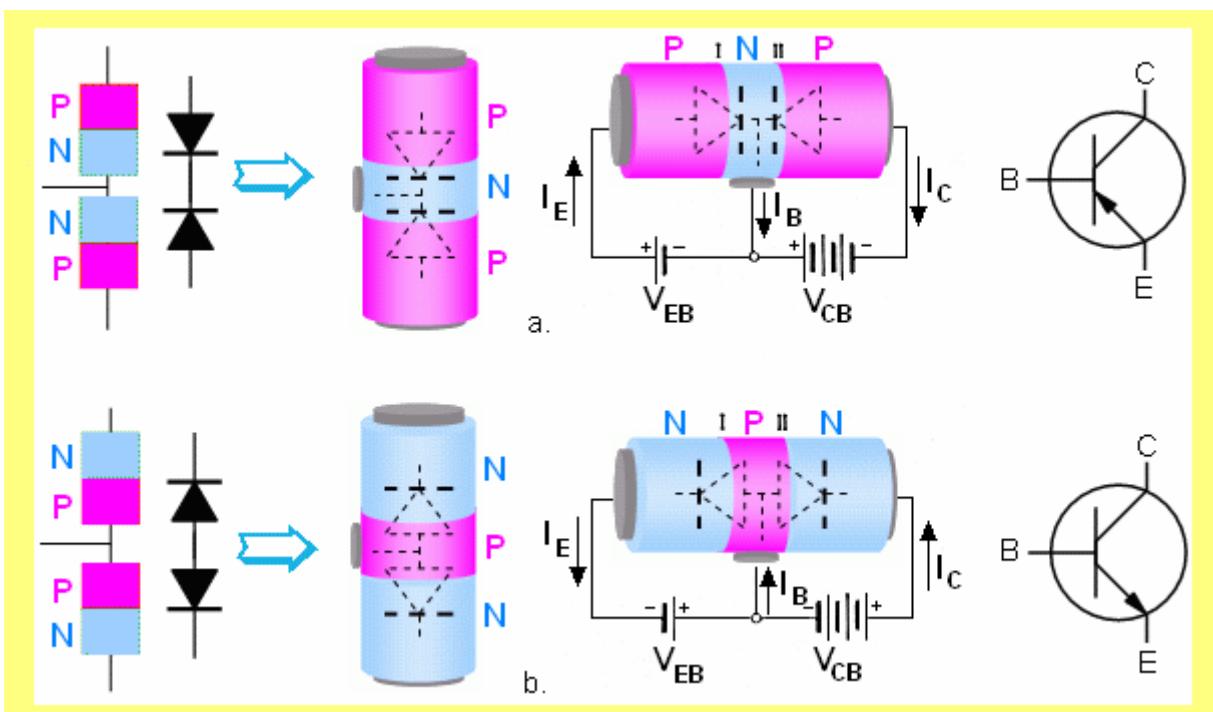
Sama reč „tranzistor“ nastala je sažimanjem reči TRANSfer-resISTOR, koje na engleskom jeziku znače „prenosna otpornost“. Može se, s pravom, reći da je elektronska revolucija započela pronalaskom bipolarnih tranzistora 1947. godine. Do tada su se poluprovodnici koristili samo za termistore, fotodiode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

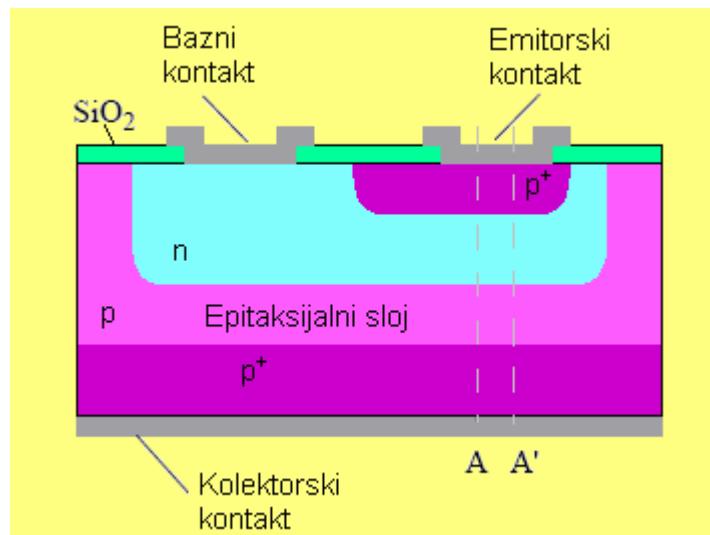
Za razliku od dioda, koje su, kao što je pokazano, elektronske komponente sa dva izvoda, tranzistori su komponente sa tri izvoda, sl. 9.1. Ti izvodi su kontaktirani za tri oblasti: oblast tranzistora iz koje se injektuju nosioci nanelektrisanja zove se **emitor**, oblast u koju se injektuju ti nosioci je **baza**, a oblast u koju ekstrakcijom iz baze dolaze nosioci zove se **kolektor**, sl. 9.1a. Osnovna karakteristika bipolarnog tranzistora jeste da je to komponenta koja ima pojačavačka svojstva, tj. da signal koji se dovodi na ulaz tranzistora biva pojačan na njegovom izlazu, što je figurativno prikazano na sl. 9.1b.



Sl. 9.1. Bipolarni tranzistor – komponenta sa tri izvoda (a) i kao pojačavačka komponenta (b).

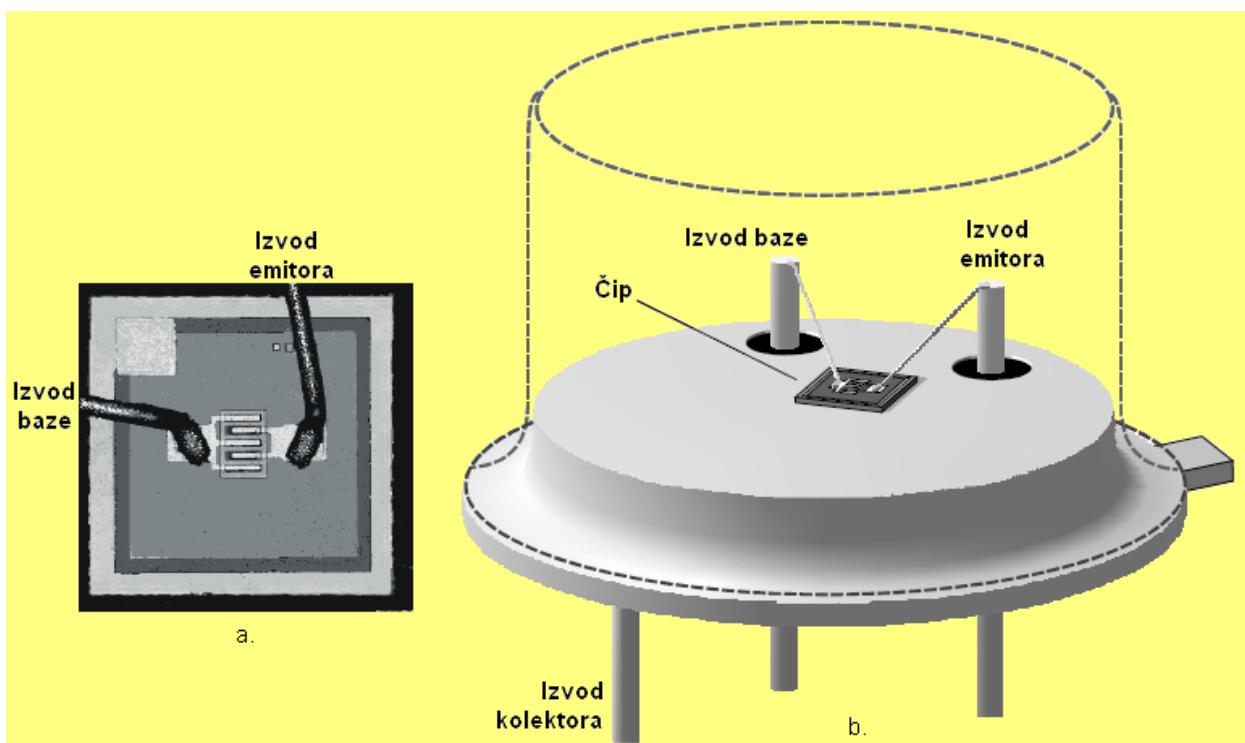
Bipolarni tranzistor se sastoji od dva *p-n* spoja, sl. 9.2. Međutim, naglašava se da ti *p-n* spojevi moraju da budu u jednoj poluprovodničkoj komponenti – tranzistor se **ne može**, dakle, dobiti jednostavnim spajanjem dva *p-n* spoja (dve diode); osnovno svojstvo tranzistora sastoji se baš u tome da između tih *p-n* spojeva postoji uzajamno dejstvo – strujom jednog spoja može se upravljati struja drugog *p-n* spoja. Kao što se sa sl. 9.2 vidi, u zavisnosti od toga koga je tipa srednja oblast, koja se, kao što je rečeno, zove **baza**, razlikuju se *p-n-p* (nadalje će se označavati sa PNP) i *n-p-n* (NPN) tranzistori.





Sl. 9.4. Kvalitativna predstava preseka epitaksijalnog dvostruko difundovanog PNP tranzistora male snage

Bipolarni tranzistori male i srednje snage se najčešće dobijaju planarnom tehnologijom, pri čemu se emitorski i kolektorski spoj oformljuju dvostrukom difuzijom primesa u epitaksijalni sloj. Na sl. 9.3 prikazan je NPN, a na sl. 9.4 PNP planarni tranzistor. Epitaksijalni sloj je sa niskom koncentracijom primesa i prvenstveno služi za povećanje probojnog napona spoja kolektor-baza (ceo kolektor ne može biti sa niskom koncentracijom primesa, jer bi, u tom slučaju, bila velika redna otpornost kolektora, a time i veliki pad napona na toj otpornosti; sa druge strane, velika koncentracija primesa u kolektoru dovela bi do niskog probojnog napona kolektorskog spoja, što bi bilo neodrživo za normalan rad tranzistora).

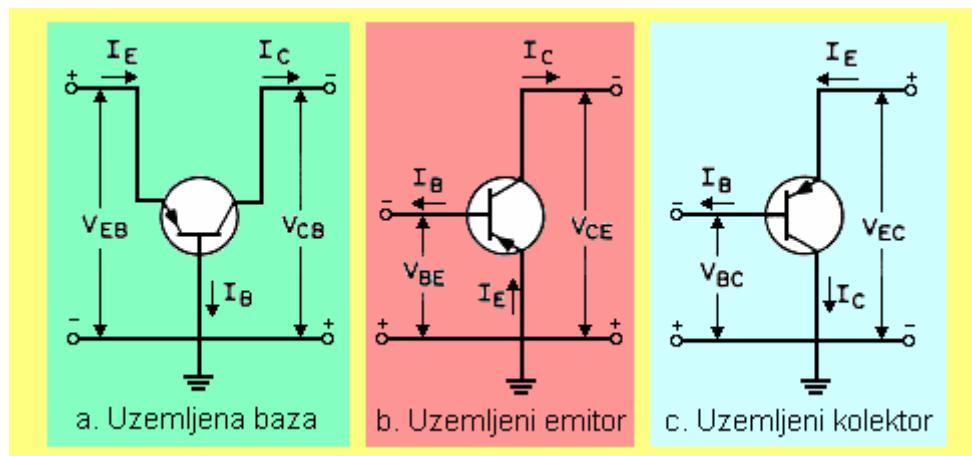


Sl. 9.5. Fotografija diskretnog tranzistorskog čipa (a) i njegova montaža u metalno kućište TO 18.

Ne ulazeći u tehnološki niz proizvodnje bipolarnih tranzistora, na sl. 9.3 su prikazana dva NPN tranzistora: jedan se odnosi na diskretnu komponentu (svaki tranzistor je pojedinačna komponenta), a drugi je izdvojen iz jednog integriranog kola. Osnovna razlika između njih ogleda se u tome što se kod diskretnog tranzistora kolektorski i emitorski kontakt nalaze sa suprotnih strana, a kod tranzistora u integriranim kolima su svi kontakti sa jedne strane, sl. 9.3. Stoga kolektorska struja kod diskretnog tranzistora protiče vertikalno kroz komponentu, a kod integriranog tranzistora ona je najvećim delom planparalelna.

Slika 9.5 prikazuje fotografiju čipa jednog diskretnog bipolarnog tranzistora i figurativni odnos veličina samoga čipa i kućišta.

Kako tranzistor ima tri izvoda, to se on može uključiti na 6 različitih načina u dva električna kola, pri čemu je jedan kraj zajednički za oba kola. Međutim, u praksi se koriste samo 3 načina vezivanja; to su: spoj sa uzemljenom (zajedničkom) bazom (sl. 9.6a), spoj sa uzemljenim emitorom (sl. 9.6b) i spoj sa uzemljenim kolektorom (sl. 9.6c).



Sl. 9.6. Tri načina vezivanja PNP tranzistora: (a) – sa uzemljenom bazom; (b) – sa uzemljenim emitorom; (c) – sa uzemljenim kolektorom.

### 9.1.1. Način rada tranzistora

U normalnom radnom režimu (aktivnom režimu) jedan  $p-n$  spoj tranzistora je direktno, a drugi inverzno polarisan; **direktno polarisan** spoj jeste **emitor-bazni** (ili, kratko, **emitorski**) spoj, a **inverzno polarisan** spoj je **kolektor-bazni** (kolektorski) spoj. Prema tome, kod PNP tranzistora pozitivan pol izvora priključen je za emitor preko metalnog kontakta, a negativan za bazu; pozitivan pol kolektorskog izvora priključen je na bazu, a negativan na kolektor (sl. 9.2a). Kod NPN tranzistora je obrnuto (sl. 9.2b).

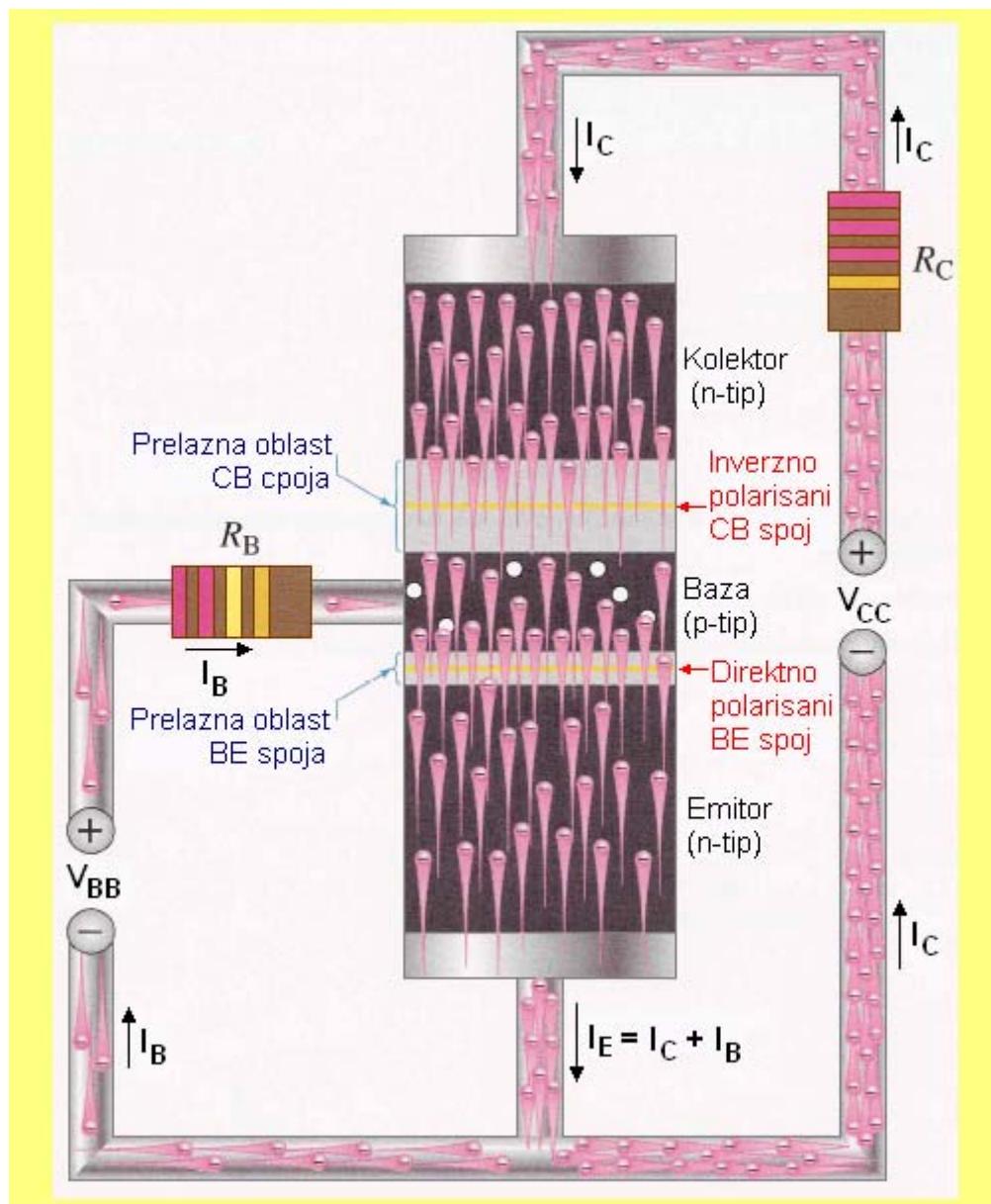
Na sl. 9.7 figurativno je prikazano kako se kreću elektroni kod normalno polarisanog NPN tranzistora sa uzemljenim emitorom, sa naznakom smerova emitorske  $I_E$ , bazne  $I_B$  i kolektorske struje  $I_C$ , s napomenom da su smerovi struja suprotni od smera kretanja elektrona.

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

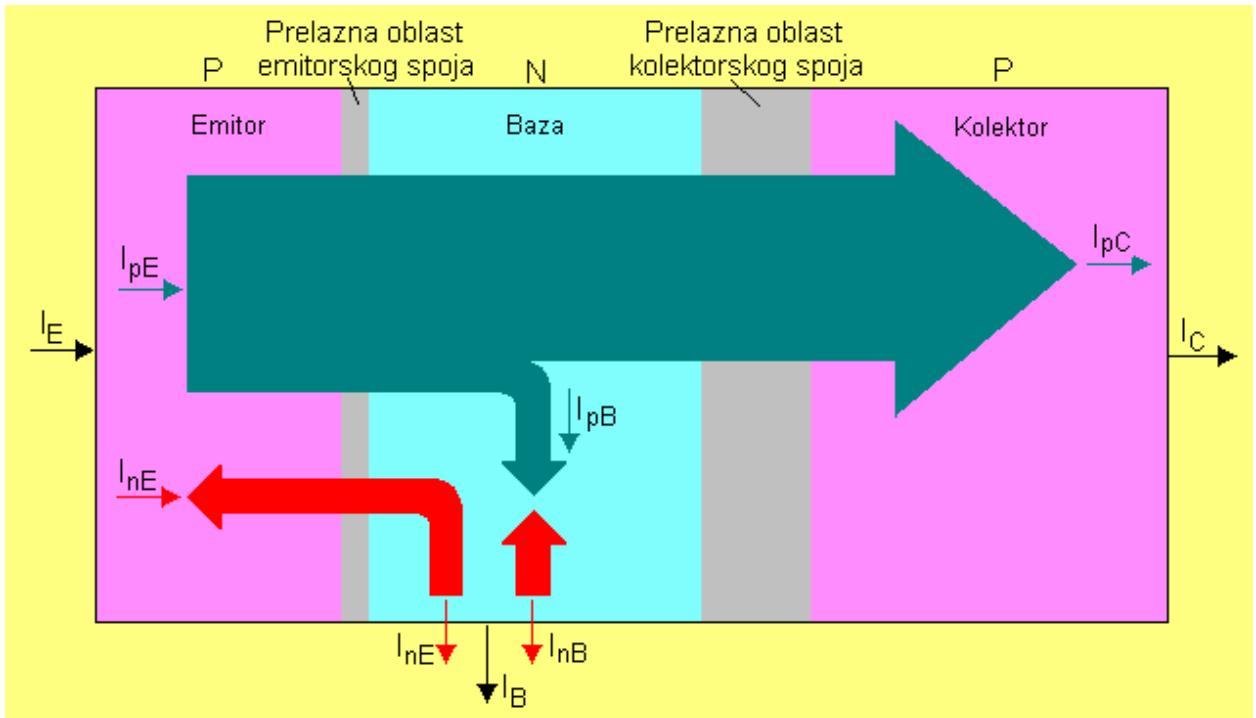
Na sl. 9.8 šematski su prikazane komponente struja u PNP tranzistoru (u preseku AA' na sl. 9.4). Naime, usled direktne polarizacije emitorskog spoja šupljine se, koje su u emitoru većinski nosioci nanelektrisanja, iz emitora injektuju u područje baze; ove injektovane šupljine čine emitorsku struju šupljina  $I_{pE}$ . Sa druge strane, iz baze, gde su većinski nosioci, elektroni prelaze

u područje emitora, čineći emitorsku struju elektrona  $I_{nE}$ . Kako su elektroni i šupljine nosioci nanelektrisanja suprotnog znaka, to je i emitorska struja elektrona  $I_{nE}$  istog smera kao i emitorska struja šupljina  $I_{pE}$ , tako da je emitorska struja  $I_E$  jednaka zbiru ovih dveju struja. Međutim, samo komponenta struje koja nastaje prolaskom šupljina kroz emitorski spoj doprinosi pojačavačkom svojstvu tranzistora, s obzirom da ona efektivno učestvuje u formiranju kolektorske struje. Otuda se u konstrukciji tranzistora teži da se emitorska struja elektrona  $I_{nE}$  kroz emitorski spoj što više smanji (ne treba zaboraviti da je ovde reč o PNP tranzistoru; kod NPN tranzistora je upravo obrnuto). Prema tome, emitorska struja  $I_E$  je:

$$I_E = I_{pE} + I_{nE}. \quad (9.1)$$



Sl. 9.7. Figurativna predstava kretanja elektrona u normalno polarisanom NPN tranzistoru.



Sl. 9.8. Komponente struja u PNP tranzistoru u aktivnom režimu rada.

Injektovane šupljine će se, usled njihove povećane koncentracije u bazi uz emitorski spoj, difuziono kretati kroz bazu ka kolektorskom spoju, sa napomenom da su u bazi šupljine manjinski nosioci nanelektrisanja. Krećući se ka kolektoru, jedan manji broj šupljina se rekombinuje sa elektronima u bazi; ta komponenta struje šupljina obeležena je sa  $I_{pB} = I_{nB}$  (sl. 9.8). Međutim, daleko najveći broj šupljina injektovanih iz emitora stiže do prelazne oblasti kolektorskog spoja. Kako je, zbog inverzne polarizacije, električno polje u prelaznoj oblasti kolektorskog spoja takvog smera da pomaže kretanje manjinskih nosilaca nanelektrisanja (u ovom slučaju šupljina), to, praktično, sve šupljine koje su stigle do kolektorskog spoja prelaze u kolektor, čineći kolektorskiju struju šupljina  $I_{pC}$ . Kroz inverzno polarisani kolektorski spoj protiče i struja  $I_{CBO}$ , koja se sastoji od tri komponente: inverzne struje šupljina – kao posledice prelaska ravnotežnih manjinskih nosilaca ( $p_{no}$ ) iz baze, struje zasićenja elektrona – koja potiče od ravnotežnih manjinskih nosilaca u kolektoru ( $n_{po}$ ) i generaciono-rekombinacione struje usled generacije nosilaca u kolektorskoj prelaznoj oblasti, ali, zbog toga što je  $I_{CBO} \ll I_{pC}$ , o struji  $I_{CBO}$  nadalje se neće voditi računa.

Prema tome, bazna struja  $I_B$  će biti:

$$I_B = I_{pB} + I_{nE}, \quad (9.2)$$

a kolektorska struja  $I_C$  je:

$$I_C \approx I_{pC}. \quad (9.3)$$

Na osnovu sl. 9.8 može se, takođe, videti da je:

$$I_E = I_B + I_C. \quad (9.4)$$

Dakle, iz jedn. (9.1) do (9.4) sledi:

$$I_B = I_E - I_C = I_{pE} + I_{nE} - I_{pC}. \quad (9.5)$$

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

Ako se na red sa izvorom  $V_{BE}$  (sl. 9.2a) priključi izvor naizmenične struje, polarizacija emitorskog spoja menjaće se u ritmu pobudnog naizmeničnog napona. Očigledno je da će se u istom ritmu menjati i emitorska i kolektorska struja i da će, s obzirom na rečeno, i naizmenične komponente emitorske i kolektorske struje biti približno jednakе. Sa druge strane, otpornost direktno polarisanog emitorskog spoja je mala, dok je otpornost **inverzno** polarisanog kolektorskog spoja **vrlo velika**. Drugim rečima, tranzistor se ponaša u odnosu na spoljašnji kolektorski priključak kao **izvor konstantne struje**. To omogućava da se na otporniku vezanom na red u kolektorskom kolu dobije znatno veća snaga i napon od onih kojim se tranzistor pobuđuje, što je osnovno svojstvo tranzistora (tranzistorski efekat) kao pojačavačke komponente. Napominje se da je do sada bilo reči o tranzistoru sa uzemljenom bazom, koji ne može da služi kao strujni pojačavač, jer je kolektorska struja manja od emitorske; međutim, kao što će kasnije biti pokazano, znatno strujno pojačanje se može dobiti kod tranzistora sa uzemljenim emitorom.

## 9.2. KOEFICIJENT STRUJNOG POJAČANJA

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

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E} \text{ za } V_{EB} = \text{const.} \quad (9.6)$$

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

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} \text{ za } V_{BE} = \text{const.} \quad (9.7)$$

Veza između koeficijenata strujnih pojačanja tranzistora sa uzemljenim emitorom i uzemljenom bazom dobija se iz (9.6) i (9.7):

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{I_C}{I_E - I_C} = \frac{\frac{I_C}{I_E}}{1 - \frac{I_C}{I_E}} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}. \quad (9.8)$$

Iz poslednjeg izraza, takođe, sledi:

$$\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta}. \quad (9.9)$$

Treba napomenuti da su vrednosti koeficijenta strujnog pojačanja kod svih tipova tranzistora  $\alpha \approx 1$  (ali uvek  $\alpha < 1$ ), a vrednosti koeficijenta strujnog pojačanja  $\beta$  kod tranzistora male snage su  $\beta \approx 100 \div 300$ , dok su kod tranzistora snage te vrednosti znatno manje ( $\beta \approx 20 \div 60$ ). Koefficijent strujnog pojačanja  $\beta$  se često obeležava i sa  $h_{FE}$ .

## 9.3. STATIČKE STRUJNO-NAPONSKE KARAKTERISTIKE

### 9.3.1. Statičke strujno-naponske karakteristike tranzistora sa uzemljenom bazom

**Ulazna strujno-naponska karakteristika** tranzistora sa uzemljenom bazom jeste zavisnost ulazne struje  $I_E$  od ulaznog napona  $V_{EB}$ . Ova zavisnost je prikazana na sl. 9.9a. Vidi se da za  $V_{CB} = 0$  i  $V_{CB} < 0$  karakteristika odgovara strujno-naponskoj karakteristici emitorskog  $p-n$  spoja. Kada tranzistor radi u zasićenju – kada je i kolektorski spoj direktno polarisan ( $V_{CB} > 0$ ), pri istom emitor-baznom naponu emitorska struja je manja nego u slučaju kada je  $V_{CB} < 0$ . Takođe, sa sl. 9.10a vidi se da pri naponima  $V_{EB} < V_{EB}(0)$  (kada je  $I_E = 0$ ), emitorska struja menja znak, tj. teče u suprotnom smeru od smera koji ima kada tranzistor radi u aktivnom režimu.

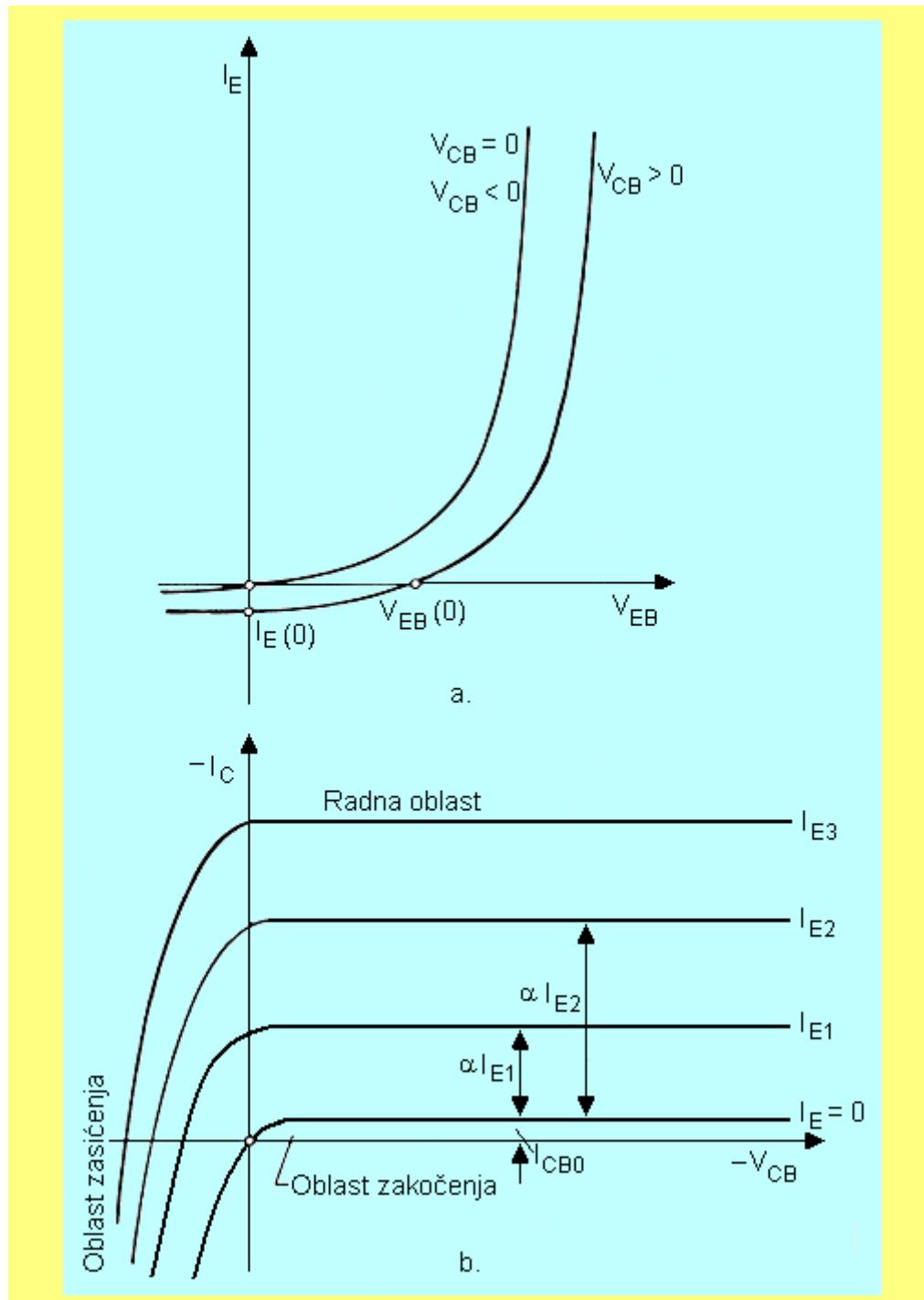
**Izlazne karakteristike** tranzistora sa uzemljenom bazom predstavljaju zavisnost izlazne struje  $I_C$  od izlaznog napona  $V_{CB}$  pri konstantnoj ulaznoj struci  $I_E$ . Uobičajeno je da se sa **pozitivnim** predznakom uzimaju struje koje **utiču** u tranzistor, iako kod PNP tranzistora bazna i kolektorska struja ističu iz tranzistora. U skladu sa takvim označavanjem, na sl. 9.9b su prikazane izlazne karakteristike PNP tranzistora (zato je kolektorska struja  $I_C$  sa negativnim predznakom; kod NPN tranzistora su i  $I_C$  i  $V_{CB}$  sa pozitivnim znakom). Vidi se da je za  $I_E = 0$  kolektorska struja jednaka struci kolektorskog  $p-n$  spoja (pri otvorenom ulazu) i da su te karakteristike, praktično, pomerene za  $\alpha I_E$  kada je  $I_E > 0$ .

### 9.3.2. Statičke strujno-naponske karakteristike tranzistora sa uzemljenim emitorom

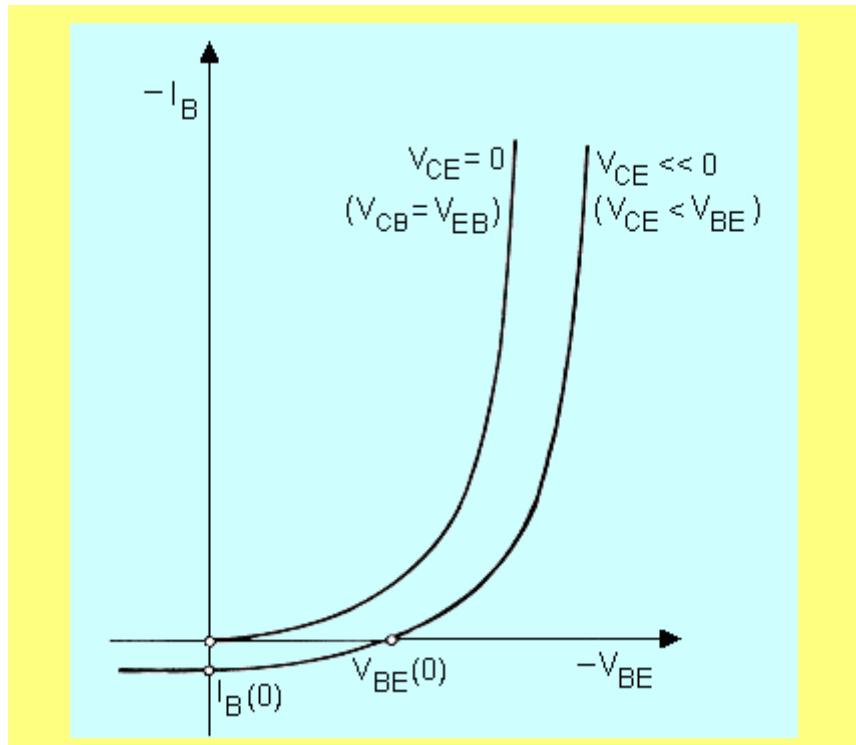
**Ulazna karakteristika** tranzistora sa uzemljenim emitorom jeste zavisnost ulazne struje  $I_B$  od ulaznog napona  $V_{BE}$ , sl. 9.10. Treba naglasiti da je u aktivnom režimu rada  $-V_{BE} > 0$  i kada je  $I_B = 0$ , s obzirom da i tada kroz emitorski spoj protiče inverzna struja kolektorskog spoja, usled čega na emitorskom spoju postoji izvestan napon  $V_{BE}(0)$  (sl. 9.10). Ako je, pak,  $V_{CE} = 0$  ( $V_{CB} = V_{EB}$ ) napon  $V_{BE}$  je, pri datoj baznoj struci, manji nego u slučaju  $V_{CE} \ll 0$ , što je posledica direktno polarisanog kolektorskog spoja, te se struja raspodeljuje između emitorskog i kolektorskog spoja.

**Izlazne karakteristike** tranzistora sa uzemljenim emitorom predstavljaju zavisnost izlazne struje  $I_C$  od izlaznog napona  $V_{CE}$  pri konstantnoj ulaznoj struci  $I_B$ , sl. 9.11. Vidi se da i kada je bazna struja jednaka nuli, između kolektora i emitora protiče struja  $I_{CEO}$ ; ova struja praktično je jednaka  $I_{CEO} = (1 + \beta)I_{CB0}$ , pri čemu je, kao što je pomenuto,  $I_{CB0}$  struja inverzno polarisanog ko-

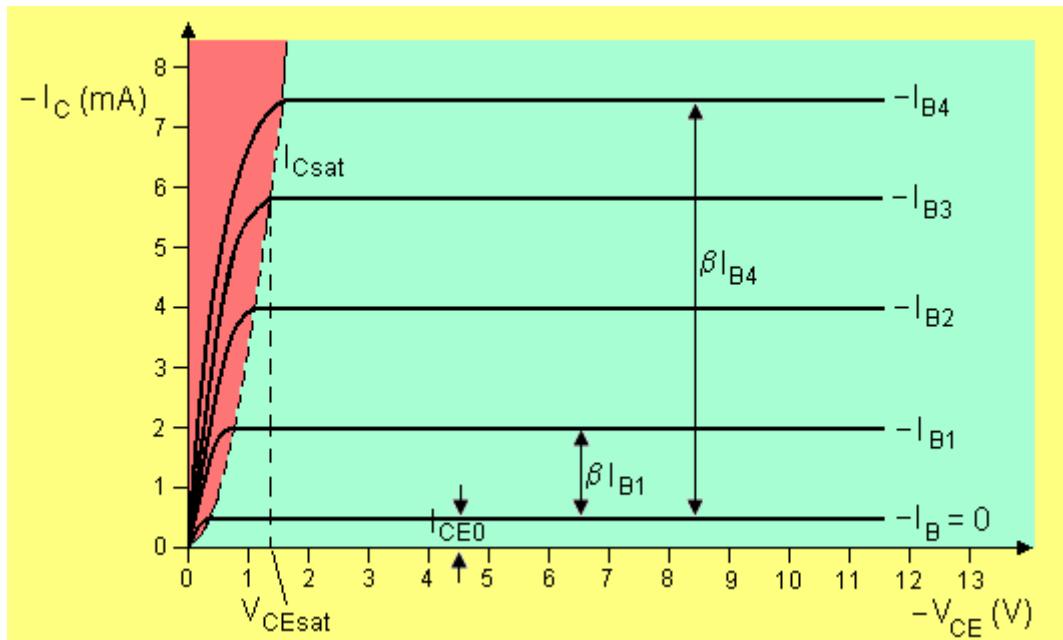
lektorskog  $p-n$  spoja. Sa sl. 9.11 se, takođe, vidi da su, desno od isprekidane krive (**aktivna oblast** – emitorski spoj direktno a kolektorski spoj inverzno polarisan), izlazne karakteristike paralelne (to je samo teorijski, dok su u praksi one nagnute sa pozitivnim koeficijentom nagiba, sl. 9.12); isprekidana kriva označava granicu **oblasti zasićenja (saturacije)** i njome je određen napon zasićenja  $V_{CEsat}$  između emitora i kolektora nakon kojeg je kolektorska struja praktično konstantna i jednaka  $I_{Csat}$ . Levo od isprekidane krive (za napone  $0 < V_{CE} \leq V_{CEsat}$  i struje  $0 < I_C < I_{Csat}$ ) je i kolektorski  $p-n$  spoj direktno polarisan i ta oblast se ne koristi u pojačavačke svrhe.



Sl. 9.9. Statičke strujno-naponske karakteristike PNP tranzistora sa uzemljenom bazom:  
(a) – ulazne i (b) – izlazne karakteristike.



Sl. 9.10. Ulazne karakteristike PNP tranzistora sa uzemljenim emitorom.

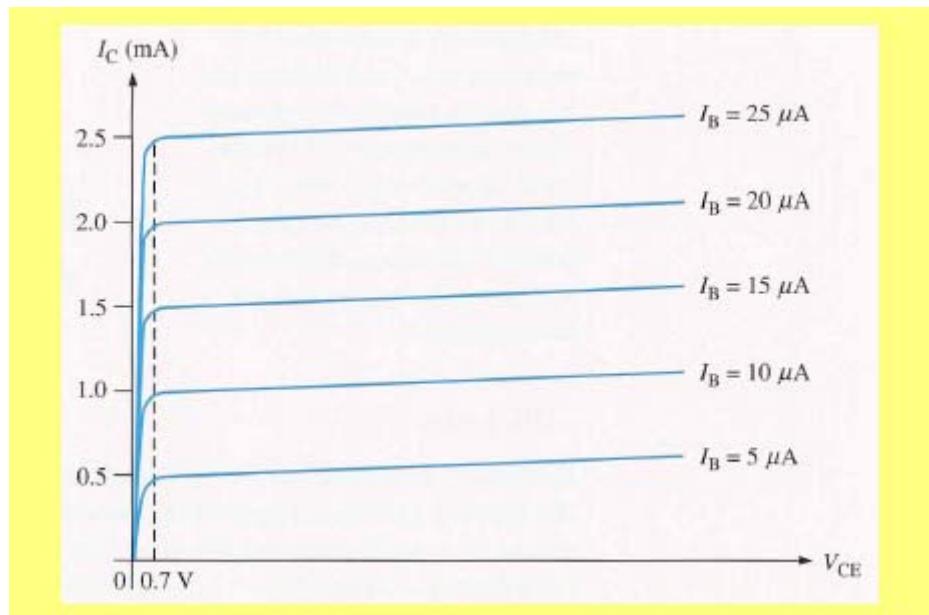


Sl. 9.11. Izlazne karakteristike PNP tranzistora sa uzemljenim emitorom.

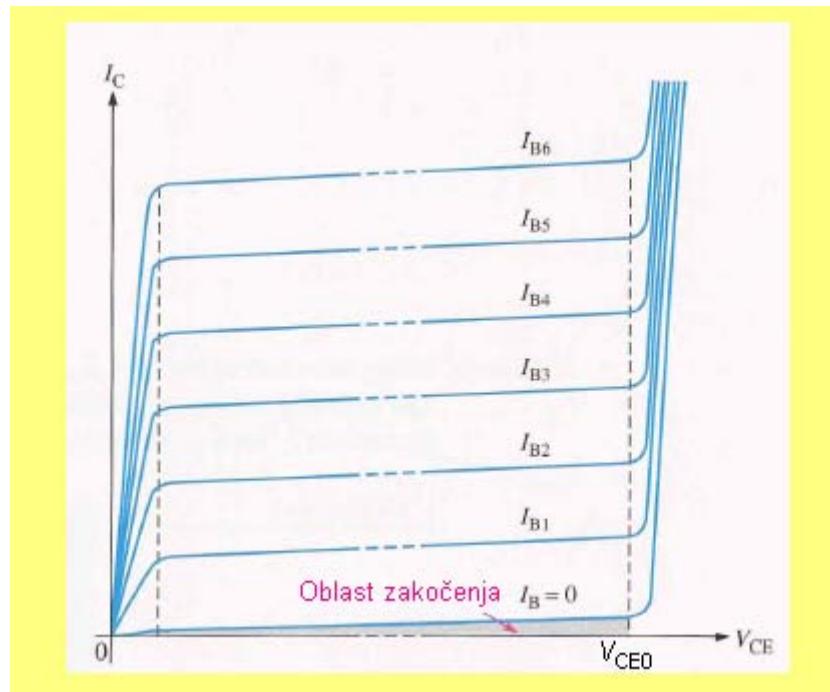
Napon između kolektora i emitora se ne može neograničeno povećavati, s obzirom da je, u normalnom režimu rada, kolektorski spoj inverzno polarisan, te će u jednom trenutku u njemu, kao kod inverzno polarisane diode (odeljak 8.3, sl. 8.18), nastati proboj  $V_{CB0}$ . Međutim, kod tranzistora sa uzemljenim emitorom, pored probojnog napona  $V_{CB0}$ , postoji i proboj između kolektora i emitora  $V_{CE0}$ . Ne ulazeći u analizu i mehanizme nastanka probaja  $V_{CE0}$ , ovde su samo na sl. 9.13 prikazane izlazne karakteristike tranzistora u oblasti probaja. Napominje se da je napon probaja  $V_{CE0}$  između kolektora i emitora manji od probojnog napona kolektor-baznog spoja  $V_{CB0}$ , a može se približno odrediti iz izraza:

$$V_{CE0} = \frac{V_{CB0}}{(1+\beta)^{1/m}}, \quad (9.10)$$

gde je  $m$  koeficijent čija je vrednost, zavisno od koncentracije primesa u bazi,  $2 \leq m \leq 4$ .



Sl. 9.12. Realne izlazne karakteristike NPN tranzistora sa uzemljenim emitorom.



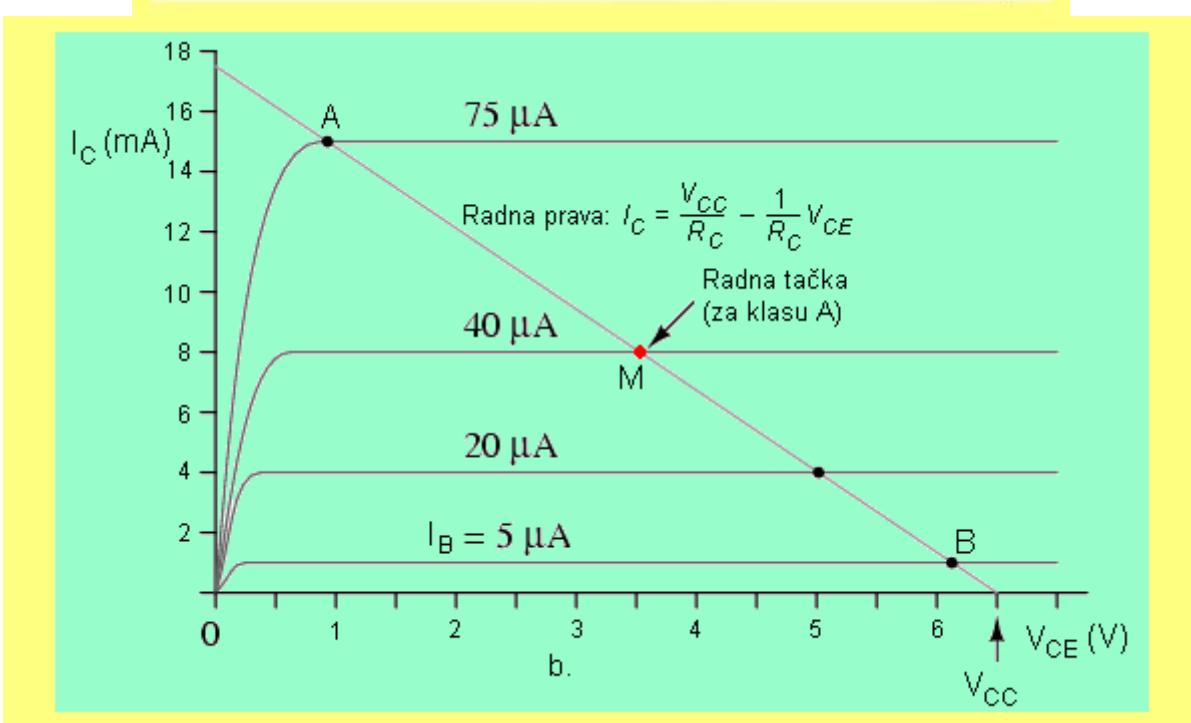
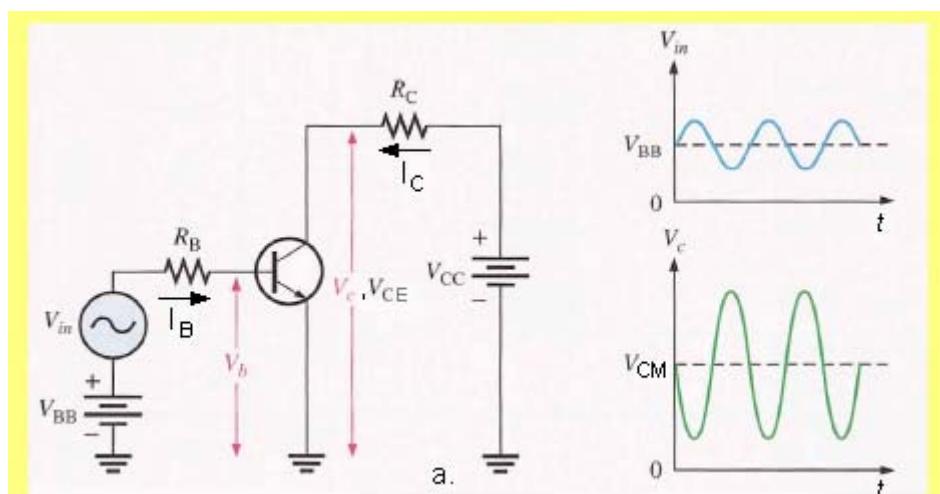
Sl. 9.13. Izlazne karakteristike NPN tranzistora sa uzemljenim emitorom u oblasti proboja.

## 9.4. PRIMENA TRANZISTORA

Osnovna primena tranzistora je kao pojačavačke komponente u pojačavačkim kolima i prekidačke komponente u prekidačkim kolima.

Da je tranzistor sa uzemljenim emitorom elektronska komponenta koja ima **pojačavačke** osobine vidi se sa sl. 9.14. Naime, na sl. 9.14 je prikazan NPN tranzistor sa koeficijentom strujnog pojačanja  $\beta = 200$ . Izvorima napajanja  $V_{CC}$  (u primeru na sl. 9.14 je  $V_{CC} = 6,5$  V) i  $V_{BB}$  obezbeđuju se potrebni naponi za rad tranzistora u aktivnom režimu: izborom vrednosti otpornosti otpornika  $R_B$  podešava se napon između baze i emitora ( $V_{BE} \approx 0,7$  V, kojim se osigurava bazna struja  $I_B = 40 \mu\text{A}$ ), a vrednošću otpornosti otpornika  $R_C$  definiše se tkzv. **radna prava**. Naime, sa sl. 9.14a je  $V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C$ , odakle je:

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_C} - \frac{1}{R_C} V_{CE}. \quad (9.11)$$

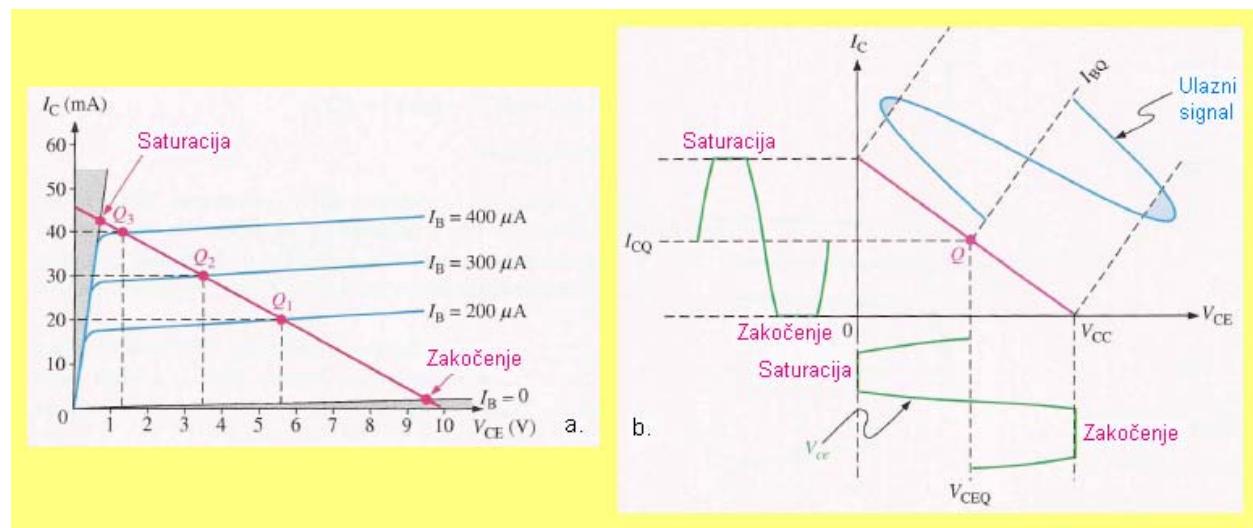


Sl. 9.14. Uz objašnjenje primene tranzistora kao pojačavačke elektronske komponente.

Poslednji izraz ( $I_C = f(V_{CE})$ ) u koordinatnom sistemu  $I_C - V_{CE}$ , u kojem su i izlazne karakteristike tranzistora, predstavlja radnu pravu, sl. 9.14b (za primer na sl. 9.14, ako se želi da u radnoj tački M, u kojoj je bazna struja  $I_B = 40 \mu\text{A}$ , kolektorska struja pri naponu  $V_{CE} = 3,5 \text{ V}$  bude  $I_C = 8 \text{ mA}$ , iz (9.11) se dobija da otpornost otpornika  $R_C$  iznosi  $R_C = 375 \Omega$ ).

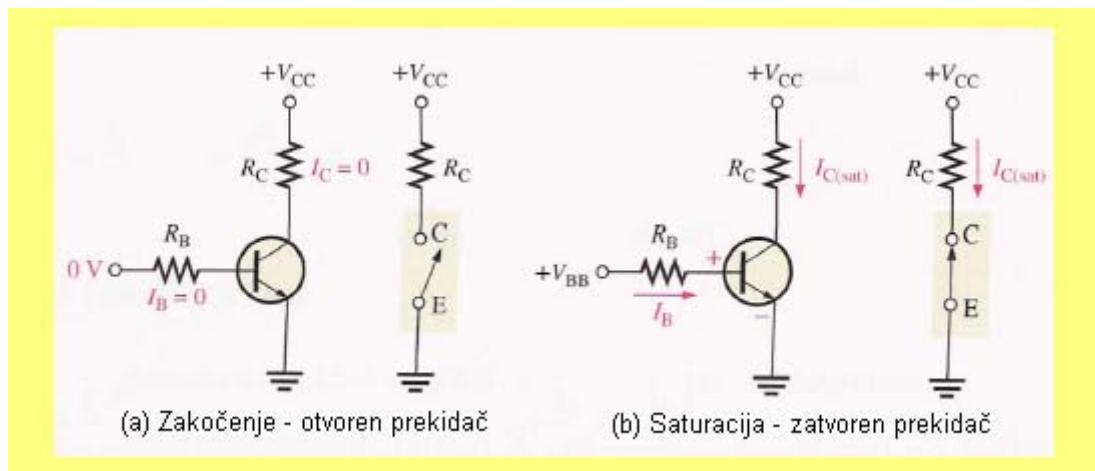
Kada se na bazu dovede i naizmenični signal  $V_{in}$  (sl. 9.14a), jednosmernoj baznoj struji  $I_B$  se superponira naizmenična komponenta  $i_b(t) = I_{bm}\sin(\omega t)$  (u primeru na sl. 9.14 je amplituda naizmenične bazne struje  $I_{bm} = 35 \mu\text{A}$ ). Pri pozitivnoj poluperiodi naizmeničnog signala povećava se i kolektorska struja (od tačke M u levo po radnoj pravoj, sl. 9.14b; za primer na sl. 9.14 pri maksimalnoj vrednosti  $I_{bm} = 35 \mu\text{A}$  promena kolektorske struje je do tačke A, u kojoj je  $I_{cm} = \beta I_{bm} = 200 \cdot 35 \mu\text{A} = 7 \text{ mA}$ , odnosno u tački A kolektorska struja je  $I_{CA} = I_{CM} + I_{cm} = 8 + 7 = 15 \text{ mA}$ ). Isto tako, pri negativnoj promeni naizmenične komponente bazne struje, kolektorska struja se po radnoj pravoj od jednosmerne radne tačke M smanjuje u desno (za primer na sl. 9.14 promena kolektorske struje je do tačke B, u kojoj je kolektorska struja je  $I_{CB} = I_{CM} - I_{cm} = 8 - 7 = 1 \text{ mA}$ ). Dakle, ako je promena bazne struje  $\Delta I_B$ , promena kolektorske struje je  $\Delta I_C = \beta \Delta I_B$  (za primer na sl. 9.14 je  $\Delta I_B = 70 \mu\text{A}$ , tako da je  $\Delta I_C = 200 \cdot 70 \mu\text{A} = 14 \text{ mA}$ ). Drugim rečima, malom promenom ulazne struje moguće je ostvariti relativno veliku promenu izlazne struje, koja na otporniku  $R_C$  stvara pad napona koji se dalje, na isti način, može povećavati; treba napomenuti da je naizmenična komponenta napona na otporniku  $R_C$ , usled  $v_c(t) = -R_C i_c(t) = -R_C \beta i_b(t) = -R_C \beta I_{bm} \sin(\omega t)$  u protivfazi sa baznom strujom – kad se bazna struja povećava napon na kolektoru se smanjuje i obrnuto (kao što je i naznačeno na sl. 9.14a).

Kao što je i pokazano na sl. 9.14, radna tačka na radnoj pravoj pomerala se do tačke A, odnosno do tačke B. To je, stoga, da ne bi došlo do deformacije signala. Naime, na sl. 9.15a su ponovo prikazane izlazne karakteristike jednog NPN tranzistora sa naznakom dozvoljenog „pomeranja“ radne tačke Q po radnoj pravoj; na pomenutoj slici ta oblast se kreće od saturacije (za dati primer je  $V_{CESat} \approx 0,5 \text{ V}$ ) do prekidne oblasti, kada je  $I_B = 0$  ( $V_{CEprekida} \approx 9,5 \text{ V}$  na sl. 9.15a). U suprotnom, ako je ulazni signal relativno veliki, odnosno takav da radna tačka na radnoj pravoj „zalazi“ u oblast saturacije, u prekidnu oblast, dolazi do deformacije izlaznog signala bilo u pogledu izlazne struje  $I_c$ , bilo u pogledu izlaznog napona  $V_{ce}$ , sl. 9.15b (napominje se de su jednosmerne komponente napona i struje označene u indeksu velikim, a naizmenične malim slovom).



Sl. 9.15. Dozvoljeno „pomeranje“ radne tačke po radnoj pravoj (a) i deformacija izlaznog signala kada radna tačka „zalazi“ u oblast saturacije i u prekidnu oblast (b) (ovde je čak uzeto da je u pitanju idealni tranzistor sa  $V_{CESat} = 0 \text{ V}$ ).

Kao što je rečeno, pored primene kao pojačavačke komponente u pojačavačkim kolima, tranzistor se koristi i kao **prekidačka komponenta** u prekidačkim kolima. Naime, ako se tranzistor dovede u stanje zakočenja, a to je kad je bazna struja  $I_B = 0$  (tada radna prava preseca u I-V karakteristikama pravu koja se odnosi na  $I_B = 0$ , sl. 9.15a), tada tranzistor ne vodi (kroz njega ne protiče struja, tj.  $I_C = 0$ ) i može se tretirati kao otvoren prekidač, sl. 9.16a. Napon na kolektoru, koji je tada približno jednak naponu napajanja  $V_{CC}$  može se tretirati kao logička jedinica („1“), što se može da iskoristi u digitalnim logičkim kolima. Naprotiv, kada napon između kolektora i emitora opadne na  $V_{CEsat}$  (kaže se „tranzistor je u zasićenju“), kroz njega protiče maksimalna kolektorska struja, tj.  $I_{C(sat)}$ , i tranzistor se tada ponaša kao zatvoren prekidač, sl. 9.16b; u tom slučaju napon između kolektora i emitora je majmanji i to može da bude logička nula u digitalnim kolima.



Sl. 9.16. Tranzistor kao prekidačka komponenta.

## 9.5. ELEKTRIČNI MODEL TRANZISTORA

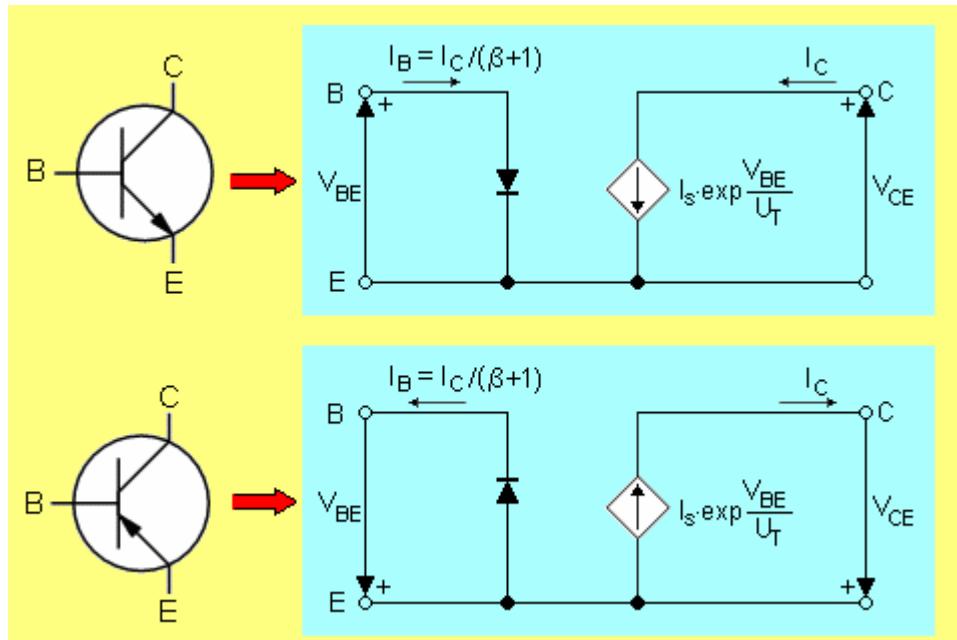
U cilju uspešnog projektovanja nekog elektronskog kola (uključujući i integrisana kola), pogodno je raspolagati električnim modelom tranzistora koji se koriste u različitim simulatorima rada elektronskih kola. Osnovni model se zove Ebers-Molov model, koji su Ebers i Mol razvili na bazi poznavanja fizike rada samih bipolarnih tranzistora. Na sl. 9.17 prikazan je uprošćen ovaj električni model i to samo kada je emitorski spoj direktno, a kolektorski inverzno polarisan.

Na osnovu dosadašnjeg izlaganja može se, u normalnom režimu rada, kada je emitorski spoj direktno a kolektorski spoj inverzno polarisan, spoj kolektor-baza predstaviti strujnim izvorom koji zavisi od vrednosti napona  $V_{BE}$  između baze i emitora. S obzirom da je  $I_C = I_E + I_B \approx I_E$ , a struja  $I_E$  je struja direktno polarisanog emitorskog spoja, to se na osnovu (8.4) može napisati:

$$I_C \approx I_E \approx I_s \exp \frac{V_{BE}}{U_T}. \quad (9.12)$$

Stoga se izrazom (9.12) može predstaviti strujni izvor kolektorskog spoja, što je prikazano na sl. 9.17.

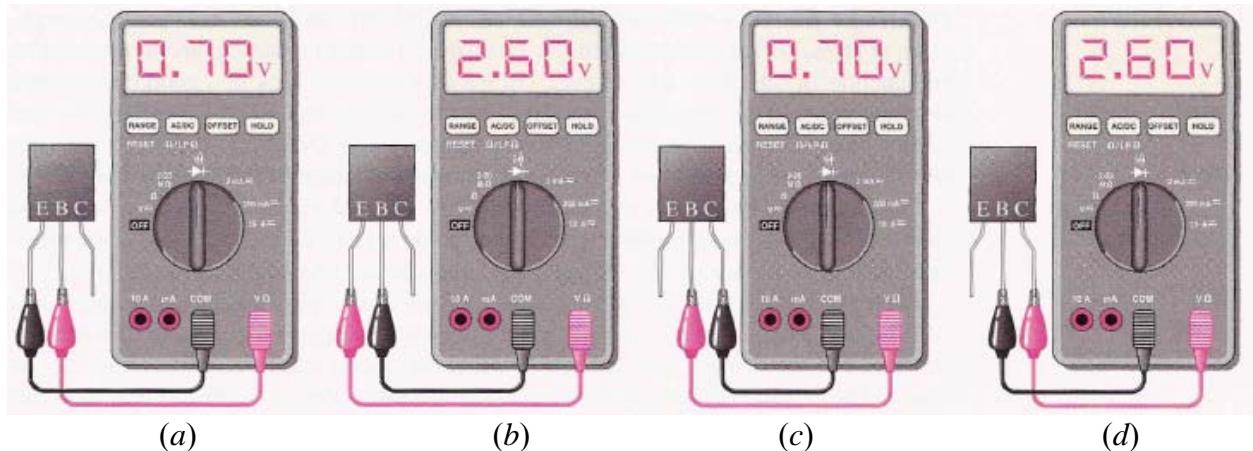
Sa druge strane, direktno polarisani emitor-bazni spoj se na uprošćenom Ebers-Molovom modelu predstavlja diodom (sl. 9.17), sa strujom  $I_B = I_C/(\beta+1)$ .



Sl. 9.16. Uprošćeni Ebers-Molov model NPN i PNP tranzistora za rad u aktivnom režimu.

## 9.6. TESTIRANJE ISPRAVNOSTI TRANZISTORA

S obzirom da se tranzistor, praktično, sastoji od dva  $p-n$  spoja, testiranje njegove ispravnosti je slično testiranju ispravnosti dioda (odeljak 8.2.1 i slike 8.16 i 8.17). Stoga je na sl. 9.17 prikazan samo jedan od načina ispitivanja emitorskog i kolektorskog spoja digitalnim multimetrom (sa napomenom da preklopnik treba prebaciti u položaj koji označava merenje dioda).



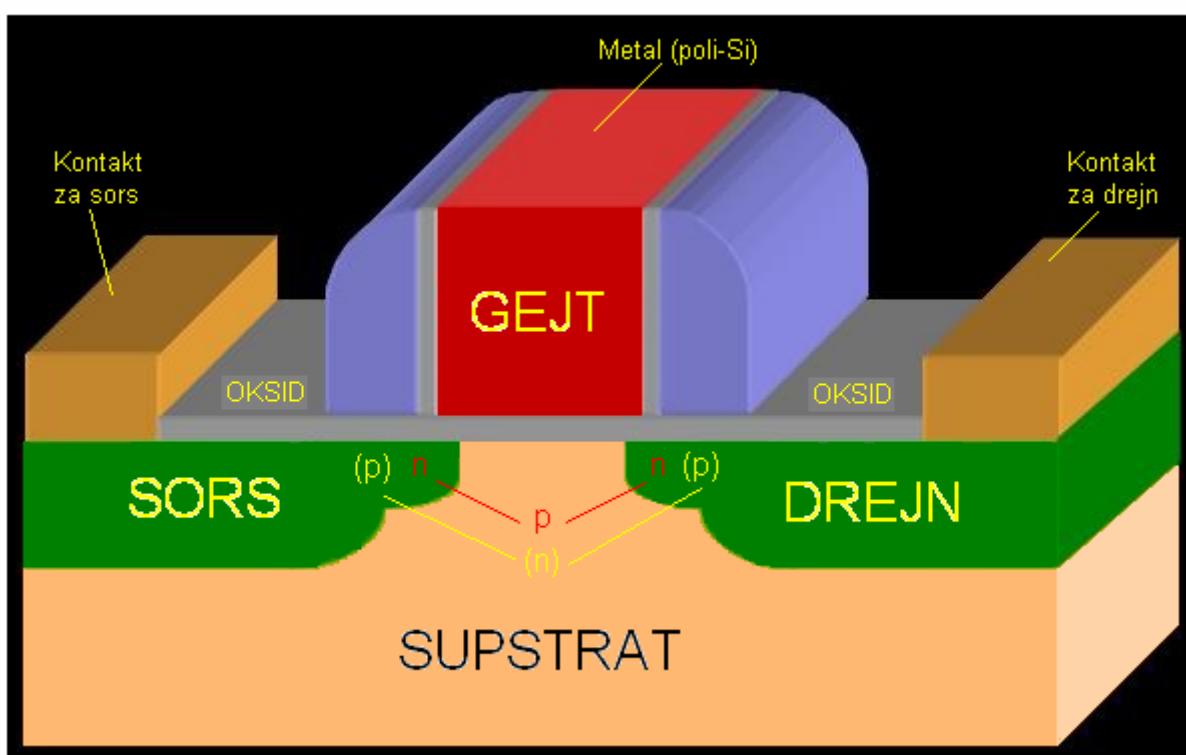
Sl. 9.17. Testiranje ispravnosti dioda:

- (a) direktno polarisan emitor-bazni spoj; (b) inverzno polarisan emitor-bazni spoj;
- (c) direktno polarisan kolektor-bazni spoj; (d) inverzno polarisan kolektor-bazni spoj.

## 10. MOS TRANZISTORI

Do sada je sve vreme bilo reči o bipolarnim komponentama, tj. o komponentama u kojima u procesu provođenja električne struje učestvuju obe vrste nosilaca nanelektrisanja (i elektroni i šupljine). Za razliku od njih, MOS tranzistori su **unipolarne** komponente kod kojih u provođenju električne struje u normalnom radnom režimu učestvuje samo jedna vrsta nosilaca nanelektrisanja. Odmah treba napomenuti da je najveća prednost MOS tranzistora u tome što su to **naponski kontrolisane** komponente, za razliku od strujno kontrolisanih (strujom baze) bipolarnih tranzistora. Ovo je od veoma bitnog značaja, posebno u komponentama snage.

MOS (Metal-Oxide-Semiconductor) tranzistori spadaju u grupu tranzistora sa efektom polja, takozvane FET (Field-Effect Transistor), tako da se mogu sresti i pod nazivom MOSFET. Zanimljivo je da je princip rada tranzistora sa efektom polja predložen još 1932. godine, ali je prve zamisli o izradi ovih tranzistora bilo moguće ostvariti tek kada se ovladalo planarnom tehnologijom. Tek 1960. godine je proizveden prvi silicijumski MOS tranzistor korišćenjem procesa termičke oksidacije. Nakon toga MOS tranzistor je postao osnovna komponenta integrisanih kola vrlo visoke gustine pakovanja, kao i procesora i memorija.



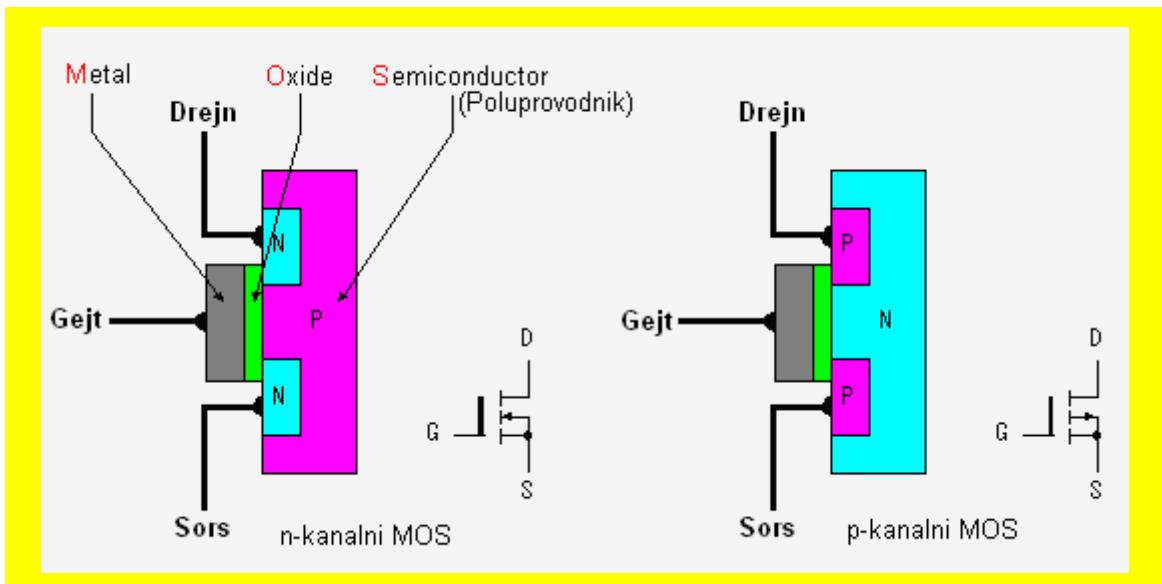
Sl. 10.1. Principijelna struktura MOS tranzistora

Na sl. 10.1 je predstavljena principijelna struktura MOS tranzistora. Praktično, u silicijumski supstrat (osnovu) koji, kao što će kasnije biti pokazano, može biti ili *p*- ili *n*-tipa, difunduju se dve oblasti suprotnog tipa provodnosti (u *p*-supstrat difunduju se *n*-oblasti, a u *n*-supstrat *p*-oblasti). Prva difundovana oblast zove se **sors**, a druga **drejn**. Na površini supstrata načini se

vrlo tanak sloj oksida ( $\text{SiO}_2$ ,  $\text{Si}_3\text{N}_4$ ), a preko njega (ali obavezno da zahvata oblasti sorsa i drejna) sloj metala koji služi kao upravljačka elektroda. Ova upravljačka elektroda zove se **gejt**.

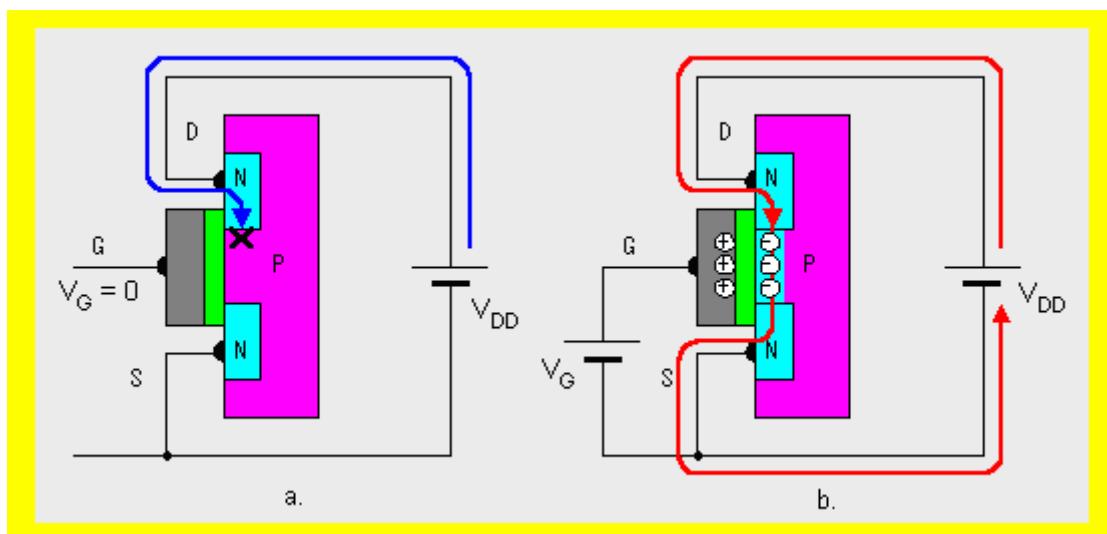
## 10.1. VRSTE MOS TRANZISTORA

Kao što je rečeno, u procesu provođenja električne struje u normalnom radnom režimu učestvuje samo jedna vrsta nosilaca nelektrisanja. U zavisnosti od toga koja vrsta nosilaca učestvuje u provođenju, MOS tranzistori se dele na n-kanalne i p-kanalne, sl. 10.2.

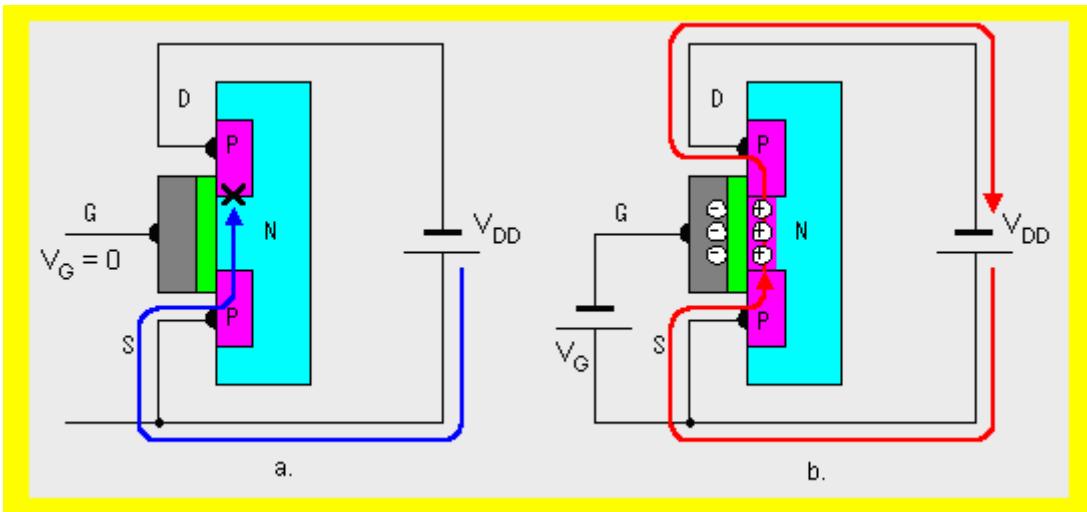


Sl. 10.2. Osnovne strukture n-kanalnih i p-kanalnih tranzistora.

Već u samom nazivu o tipu MOS tranzistora pominje se „kanalni“, što ukazuje na to da u strukturi MOS tranzistora postoji neki kanal. Naime, reč je o kanalu koji se formira u supstratu između sorsa i drejna, i koji, praktično, uspostavlja električnu vezu između te dve oblasti, odnosno omogućava da protiče električna struja između sorsa i drejna, sl. 10.3 i sl. 10.4.



Sl. 10.3. n-kanalni MOS tranzistor pre (a) i posle (b) uspostavljanja (indukovanja) kanala.

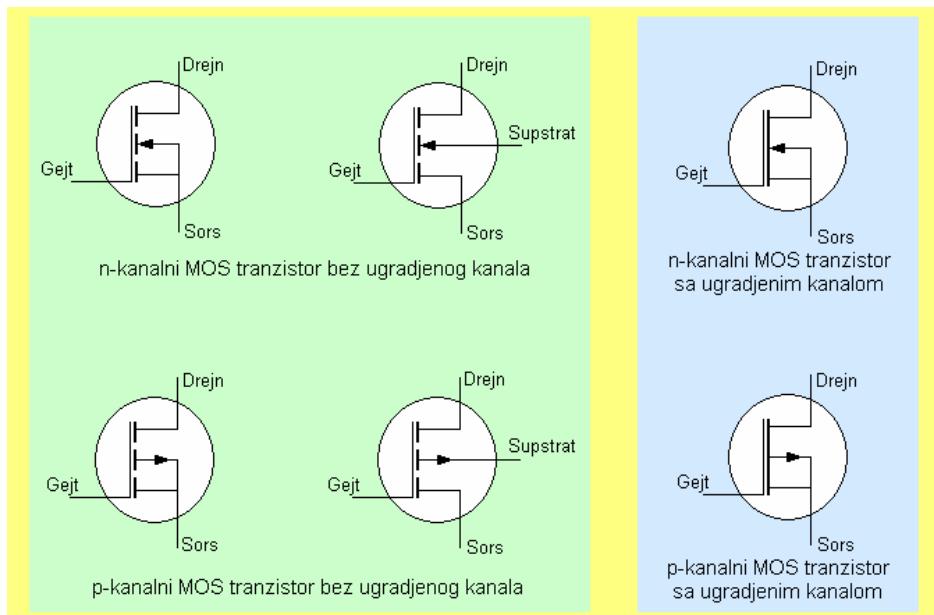


Sl. 10.4. p-kamalni MOS tranzistor pre (a) i posle (b) uspostavljanja (indukovanja) kanala.

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

MOS tranzistor je osnovna komponenta integrisanih kola (IC) vrlo visoke gustine pakovanja. U praktičnim izvođenjima danas dominiraju CMOS IC. CMOS kao osnovnu jedinicu imaju komplementarni par sastavljen od po jednog n- kanalnog i p-kanalnog MOS tranzistora.

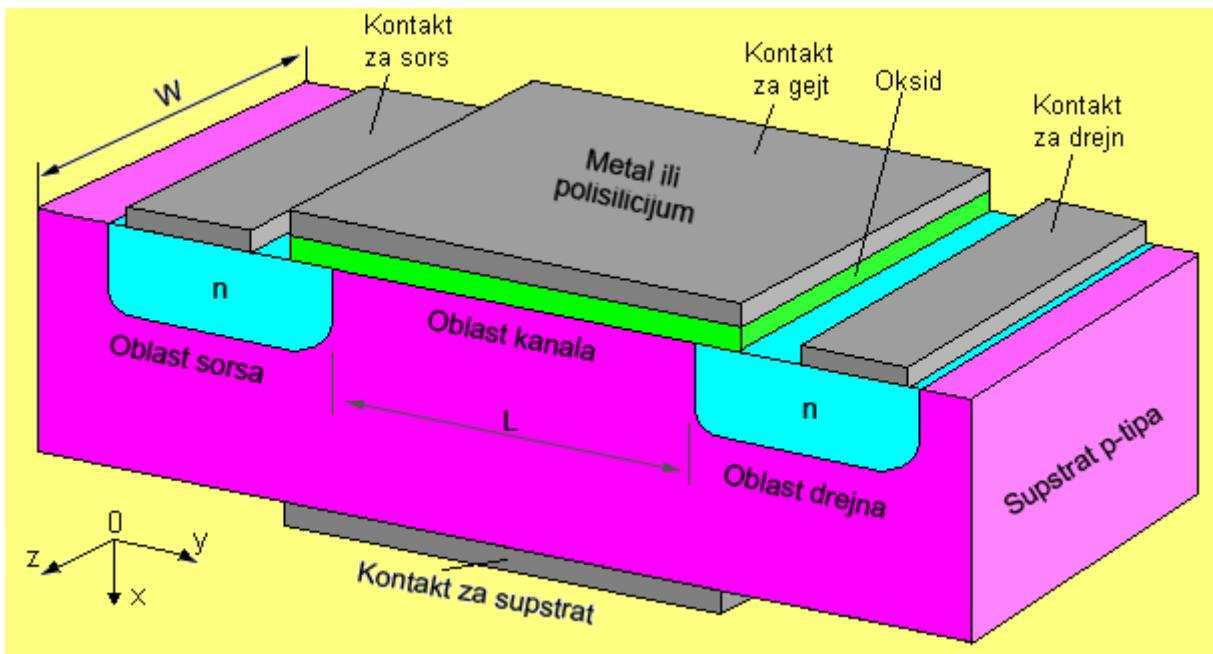
Na sl. 10.5 prikazano je označavanje MOS tranzistora u električnim šemama. Napominje se da se srednje oznake na pomenutoj slici koriste kod tranzistora kod kojih supstrat nije na potencijalu sorsa, već se on priključuje na poseban izvor napona.



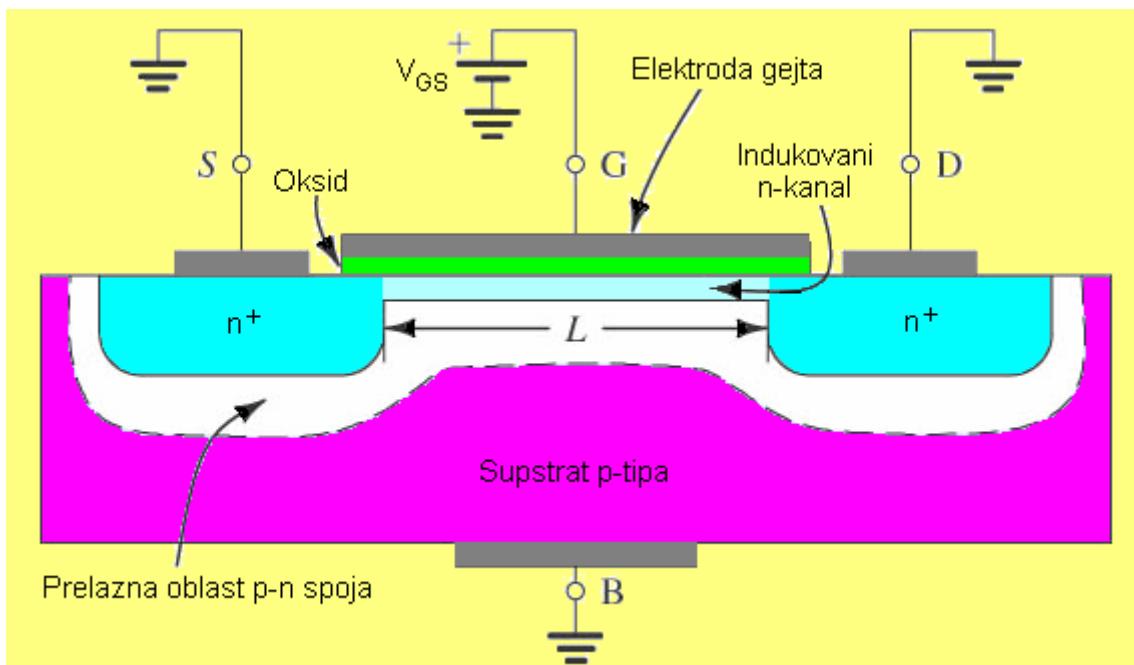
Sl. 10.5. Označavanje MOS tranzistora.

### 10.1.1. Osnovni principi rada MOS tranzistora

Nadalje će biti reči samo o najčešće korišćenim MOS tranzistorima, a to su MOS tranzistori sa indukovanim kanalom i sa uzemljenim sorsom i supstratom (supstrat i sors su kratko-spojeni). Takvi tranzistori, sa potrebnim polarizacijama, prikazani su na slikama 10.3 i 10.4.



Sl. 10.6. n-kanalni MOS tranzistor sa relevantnim podacima za analizu njegovog rada.



Sl. 10.7. Priključivanjem pozitivnog napona na gejt u odnosu na p-supstrat indukuje se n-kanal.

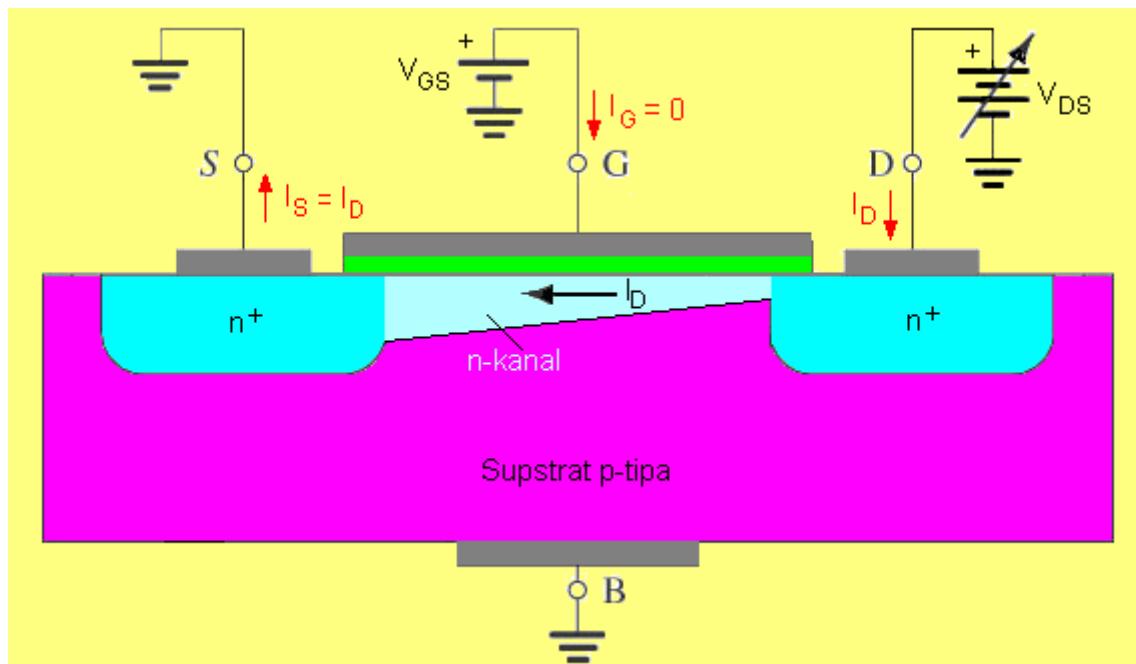
Kao što je već pomenuto, na površini, između sorsa i drejna a jednim delom i iznad njih, nalazi se tanak sloj oksida ( $\text{SiO}_2$ ,  $\text{Si}_3\text{N}_4$ ), koji služi kao dielektrik, sl. 10.6. Preko oksida nalazi se gejt (upravljačka elektroda), kojeg čini tanak sloj aluminijuma (kod MOS tranzistora sa aluminijskim gejtom) ili polikristalnog silicijuma (kod tranzistora sa polisilicijumskim gejtom). S obzirom da su i sors i drejn oblasti suprotne provodnosti od provodnosti supstrata, to se u oblasti sorsa i drejna u supstratu (zato što je koncentracija primesa u supstratu znatno niža nego u sorsu i drejnu) formiraju prelazne oblasti  $p-n$  spojeva, koje se, zbog toga što su sors i drejn veoma blizu ( $L$  je reda  $\mu\text{m}$ ), spajaju (sl. 10.7). U daljem razmatranju načina rada MOS tranzistora ove prelazne oblasti se neće analizirati, a biće pomenute samo kada je to neophodno.

MOS tranzistori koriste efekat poprečnog polja (normalnog na površinu), kojim se ostvaruje inverzija tipa provodnosti površinskog sloja poluprovodnika ispod gejta i na taj način formira kanal između sorsa i drejna. Naime, ako se, na primer, kod n-kanalnog MOS tranzistora gejt priključi na pozitivan napon u odnosu na p-supstrat, pri čemu su i sors i drejn uzemljeni, sl. 10.7, u supstratu će se neposredno ispod oksida na njegovoj površi, usled Kulonove sile, indukovati negativno nanelektrisanje i to tako što će se šupljine iz površinskog sloja udaljiti i ostaviti nekompenzovane negativno nanelektrisane akceptorske jone. Povećavanjem pozitivnog napona na gejtu sve više se udaljavaju šupljine, a iz zapreminskog dela supstrata ka površini kreću manjinski elektroni sve dok, pri određenom naponu na gejtu, ne nastupi inverzija tipa provodnosti supstrata. Drugim rečima, pri jednoj vrednosti napona na gejtu, koji se zove **napon praga** i obeležava sa  $V_T$ , površinski sloj p-supstrata ispod oksida gejta, a između sorsa i drejna, ponaša se kao n-tip poluprovodnika. Stoga se ta oblast ponaša kao **kanal** od sorsa do drejna (sors i drejn su istog tipa provodnosti kao indukovani kanal, sl. 10.7), tj. ako se u tim uslovima dovede pozitivan napon na drejn u odnosu na sors, elektroni iz sorsa kroz kanal mogu driftovski da dođu do drejna, odnosno u tom slučaju između sorsa i drejna će proticati struja drejna, sl. 10.3. Ukoliko je napon na gejtu veći, utoliko je „jača“ inverzija tipa, odnosno utoliko je veći broj elektrona u kanalu. Kada je reč o p-kanalnom MOS tranzistoru inverzija tipa n-supstrata ostvaruje se negativnim naponom na gejtu u odnosu na supstrat, a u indukovanim kanalu se „skupljaju“ šupljine, sl. 10.4.

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

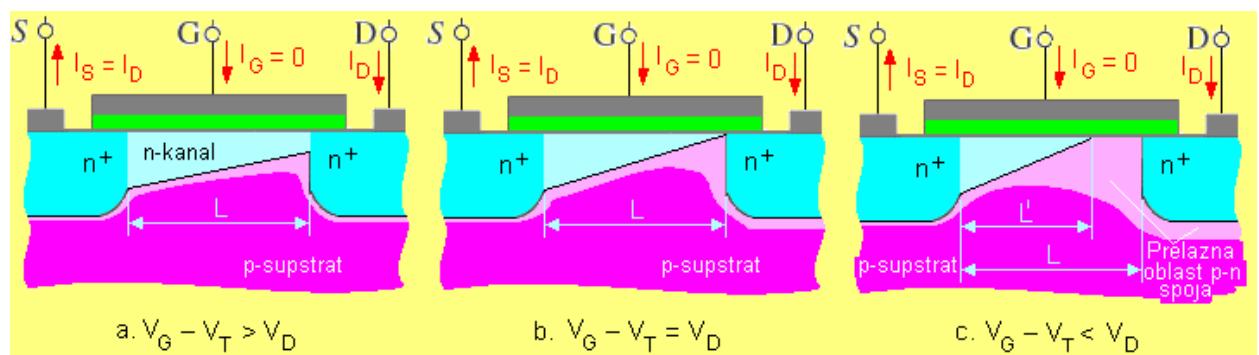
## 10.2. IZLAZNE KARAKTERISTIKE MOS TRANZISTORA

Uspostavljanje kanala između sorsa i drejna omogućuje proticanje struje od sorsa do drejna kada se priključi odgovarajući napon na drejn (slike 10.3, 10.4 i 10.8). Izlazne karakteristike MOS tranzistora predstavljaju zavisnosti struje drejna  $I_D$  od napona na drejnu  $V_D$ .

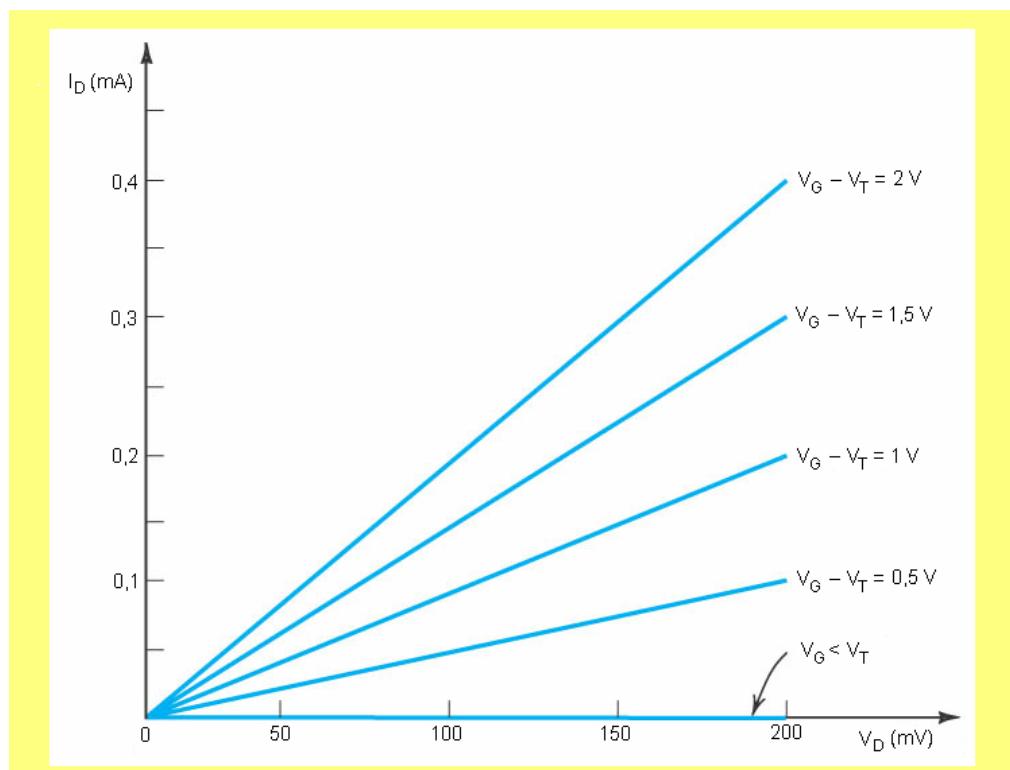


Sl. 10.8. Proticanje struje drejna u n-kanalnom MOS tranzistoru pri malim naponima na drejnu.

Pri veoma malim naponima na drejnu kanal se može predstaviti kao otpornik, tako da je struja drejna u jednom delu  $I_D - V_D$  karakteristike približno linearne proporcionalna naponu na drejnu; to je tzv. **linearna oblast** rada MOS tranzistora (sl. 10.10). Nakon linearne oblasti, a pri naponima  $|V_D| < |V_G - V_T|$ , struja drejna sporije raste sa povećavanjem napona na drejnu, sl. 10.11. To je, stoga, što se kanal u okolini drejna sužava, sl. 10.9a, kao posledica povećavnja širine prelazne oblasti  $p-n$  spoja drejn-supstrat (sl. 10.7), koji je inverzno polarisan. Ta oblast, zajedno sa linearnom oblašću, sve do napona na drejnu  $|V_D| = |V_G - V_T|$  zove se **triodna oblast**, sl. 10.11 (zato što podseća na sličnu oblast na strujno-naponskoj karakteristici triode).



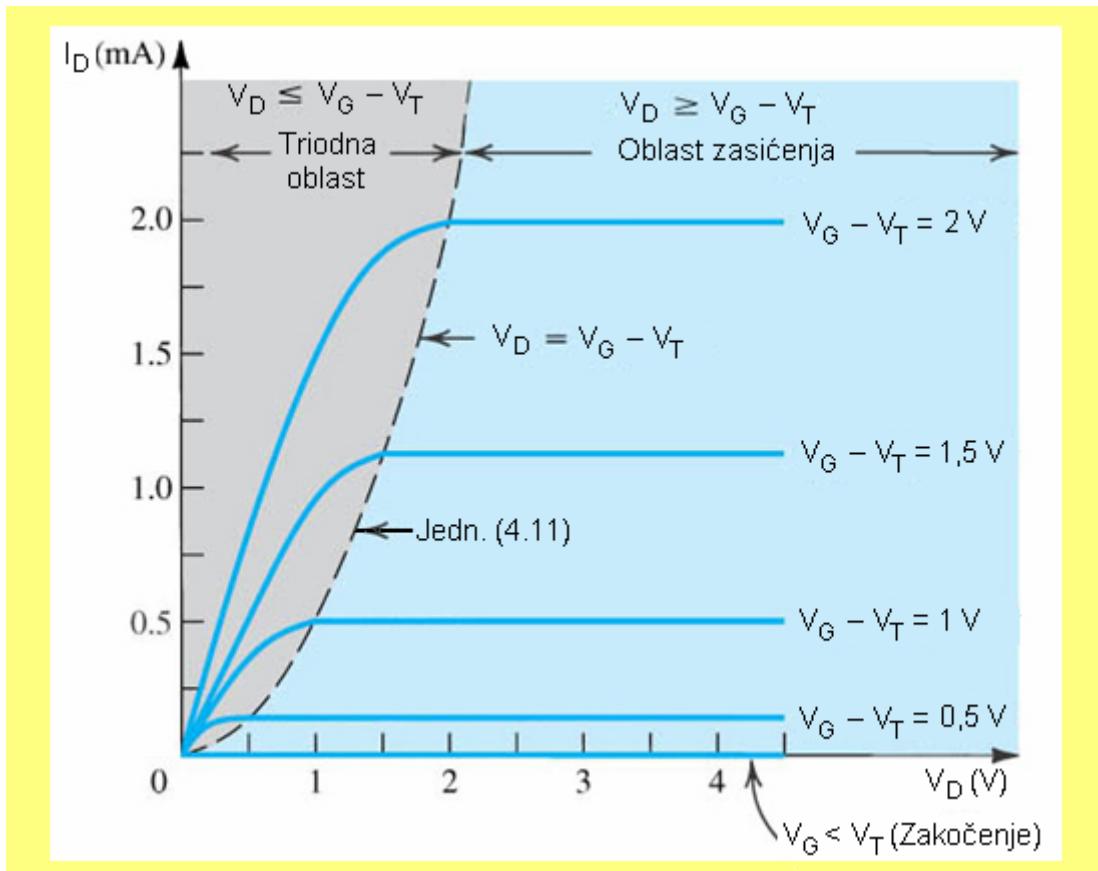
Sl. 10.9. n-kanalni MOS tranzistor u: (a) – linearnoj oblasti rada (mali napon na drejnu);  
(b) – na ivici zasićenja i (c) – u zasićenju.



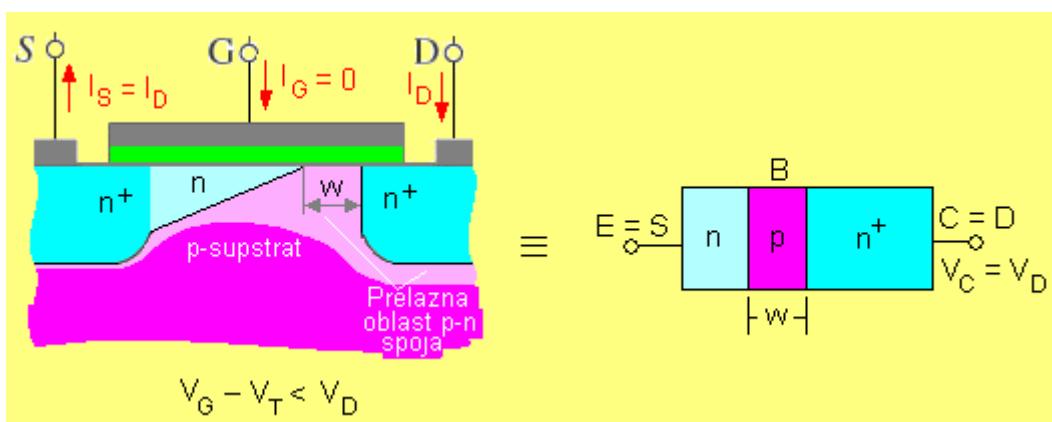
Sl. 10.10.  $I_D - V_D$  karakteristike n-kanalnog MOS tranzistora u linearnoj oblasti rada.

Kada u tački  $y = L$  debljina kanala postane jednaka nuli, dolazi do prekida kanala (sl. 10.9b) i to se dešava pri naponu na drejnu  $|V_D| = |V_G - V_T|$ . Napon drejna pri kome nastaje prekid kanala zove se **napon zasićenja** (saturacije)  $V_{Dsat}$ . Sa daljim povećanjem napona na drejnu (sl. 10.8), tj. pri  $|V_D| > |V_G - V_T|$ , dužina kanala se smanjuje sa  $L$  na  $L'$  (sl. 10.9c). Na prvi pogled može se pomisliti da će struja drejna prestati da teče. Međutim, ona i dalje protiče i sa

povećanjem napona na drejnu ostaje konstantna, sl. 10.11. To znači da broj nosilaca nanelektrisanja koji sa sorsa stižu u tačku  $y = L'$  ostaje nepromenjen, a s obzirom da su oni zahvaćeni poljem osiromašene oblasti drejna, bivaju prebačeni u drejn, tako da struja drejna ostaje, takođe, nepromenjena i konstantna. Zbog toga se oblast rada MOS tranzistora pri naponima  $V_D \geq V_{Dsat}$  zove **oblast zasićenja** (sl. 10.11).



Sl. 10.11. Izlazne ( $I_D$ - $V_D$ ) karakteristike n-kanalnog MOS tranzistora.



Sl. 10.12. Struja između sorsa i drejna ne prestaje i kada se kanal prekine, jer se MOS tranzistor ponaša kao bipolarni tranzistor u stanju prodiranja.

Da struja drejna ostaje konstantna nakon prekida kanala može se protumačiti i uz pomoć sl. 10.12. Naime, u pogledu rasporeda  $p$ - i  $n$ -oblasti n-kanalni MOS odgovara strukturi NPN tranzistora (za  $p$ -kanalni MOS ova struktura će biti PNP tranzistor). Sors sa kanalom je emitor, drejn je kolektor, a supstrat MOS tranzistora je baza. Prelazna oblast širine  $w$  prostire se od drej-

na do kanala (sl. 10.12). Ovo u potpunosti odgovara slučaju kod bipolarnog tranzistora kada se prelazna oblast kolektorskog spoja prostire od kolektora do emitora, pa kod bipolarnog tranzistora nastaje proboj (dostignut je tzv. **napon prodiranja**). Dakle, kod MOS tranzistora proboj nastaje između kanala i drejna i struju drejna ograničava samo otpornost preostalog dela kanala  $L'$ .

Da bismo izveli zavisnost struje drejna od napona na njemu, kao i od napona na gejtu, posmatrajmo ponovo sliku 10.6, sa naznačenim koordinatnim sistemom na njoj.

Na osnovu izraza za gustinu driftovske struje

$$J = qnv = qn\mu_n K_y, \quad (10.1)$$

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

$$I_D = J \cdot S = q\mu_n K_y W \int_0^x ndx, \quad (10.2)$$

gde su:  $S$  – površina kanala normalna na smer struje,  $K_y$  – električno polje u smeru  $y$ ,  $W$  – širina kanala (sl. 10.6), a  $\mu_n$  – efektivna pokretljivost elektrona u kanalu.

Kako koncentracija elektrona opada sa udaljavanjem od površine po složenom zakonu, integral u (10.2) relativno je teško izračunati. Stoga se vrši aproksimacija kojom se vrednost ponutog integrala izjednačava sa ukupnom količinom nanelektrisanja po jedinici površine kanala (površine gejta), koja zavisi od električnog polja u oksidu:

$$q \int_0^x ndx = \frac{dQ}{dS_x} = D_x = \epsilon_{ox} K_x, \quad (10.3)$$

pri čemu su:  $Q$  – količina nanelektrisanja na površini  $S_x$  gejta,  $D_x$  – dielektrični pomeraj,  $\epsilon_{ox}$  – dielektrična konstanta oksida i  $K_x$  – električno polje normalno na površinu gejta. Prema tome, iz (10.2) i (10.3) sledi:

$$I_D = \mu_n \epsilon_{ox} W K_x K_y. \quad (10.4)$$

Električno polje u pravcu kanala je:

$$K_y = -\frac{dV_y}{dy}. \quad (10.5)$$

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

$$K_x = -\frac{V_{Geff} - V_y}{t_{ox}} = -\frac{V_G - V_T - V_y}{t_{ox}}. \quad (10.6)$$

Zamenom vrednosti  $K_y$  iz (10.5) i  $K_x$  iz (10.6) u (10.4), dobija se:

$$I_D = \frac{\mu_n \epsilon_{ox} W}{t_{ox}} (V_G - V_T - V_y) \frac{dV_y}{dy}. \quad (10.7)$$

Iz jednačine (10.7), razdvajanjem promenljivih i integraljenjem duž kanala, sledi:

$$I_D \int_0^L dy = \frac{\mu_n \epsilon_{ox} W}{t_{ox}} \int_0^{V_D} (V_G - V_T - V_y) dV_y . \quad (10.8)$$

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

$$I_D = \frac{\mu_n \epsilon_{ox} W}{2t_{ox} L} [2(V_G - V_T)V_D - V_D^2] = \beta_n [2(V_G - V_T)V_D - V_D^2], \quad (10.9)$$

gde je

$$\beta_n = \frac{\mu_n \epsilon_{ox} W}{2t_{ox} L}. \quad (10.10)$$

Jednačina (10.9) za struju drejna važi samo za  $|V_G - V_T| \geq |V_D|$ , odnosno u triodnoj oblasti, sl. 10.11. Za male napone na drejnu drugi član u srednjim zagradama u (10.9) se može zanemariti u odnosu na prvi član, pa je tada struja drejna:

$$I_D \approx 2\beta_n (V_G - V_T)V_D = \frac{V_D}{R_{on}}, \quad (10.11)$$

gde je  $R_{on}$  otpornost kanala pri malim naponima na drejnu:

$$R_{on} = \frac{1}{2\beta_n (V_G - V_T)}. \quad (10.12)$$

Iz (10.11) vidi se da za vrlo mele napone na drejnu struja drejna linearno zavisi od napona drejna, tj. tada se MOS tranzistor nalazi u linearnoj (omskoj) oblasti rada, sl. 10.10. Drugim rečima, tada se MOS tranzistor ponaša kao otpornik čija je otpornost kontrolisana naponom između gejta i sorsa.

Sa druge strane, kada se u (10.9) uvrsti  $|V_G - V_T| = |V_D|$ , dobija se izraz za struju drejna

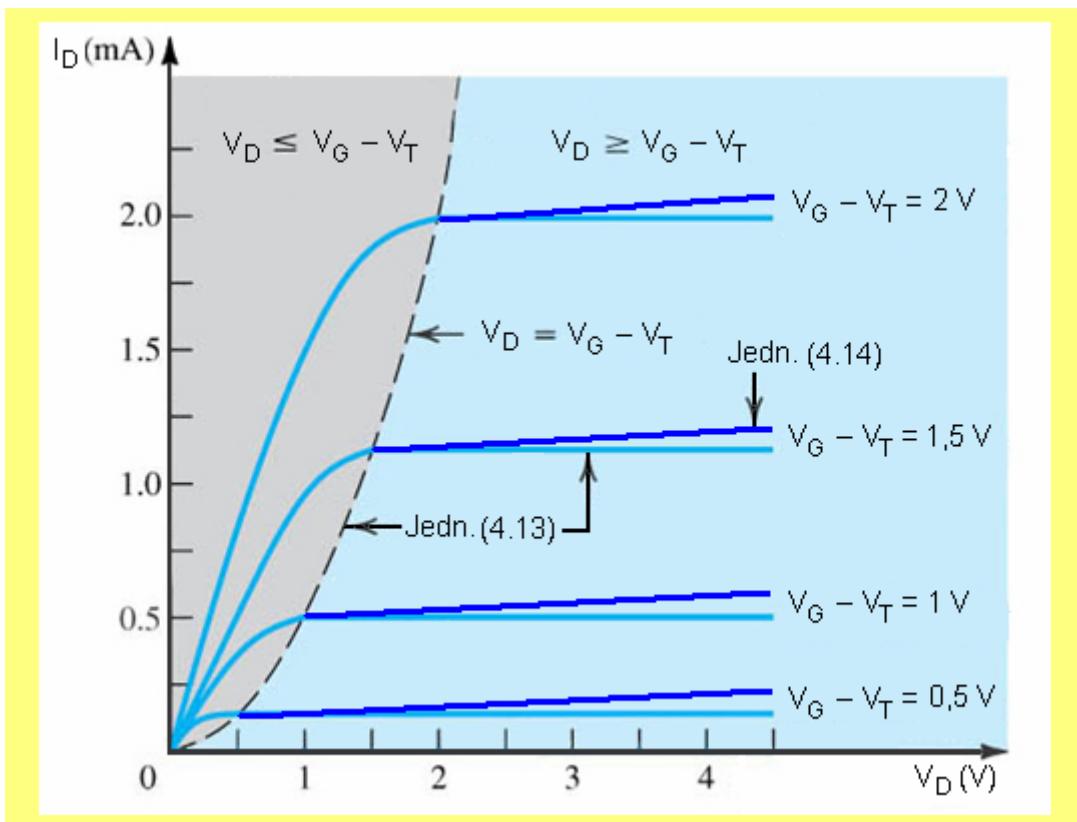
$$I_D = \beta_n (V_G - V_T)^2, \quad (10.13)$$

koji reprezentuje parabolu koja deli triodnu oblast od oblasti zasićenja na izlaznim karakteristikama MOS tranzistora, sl. 10.11.

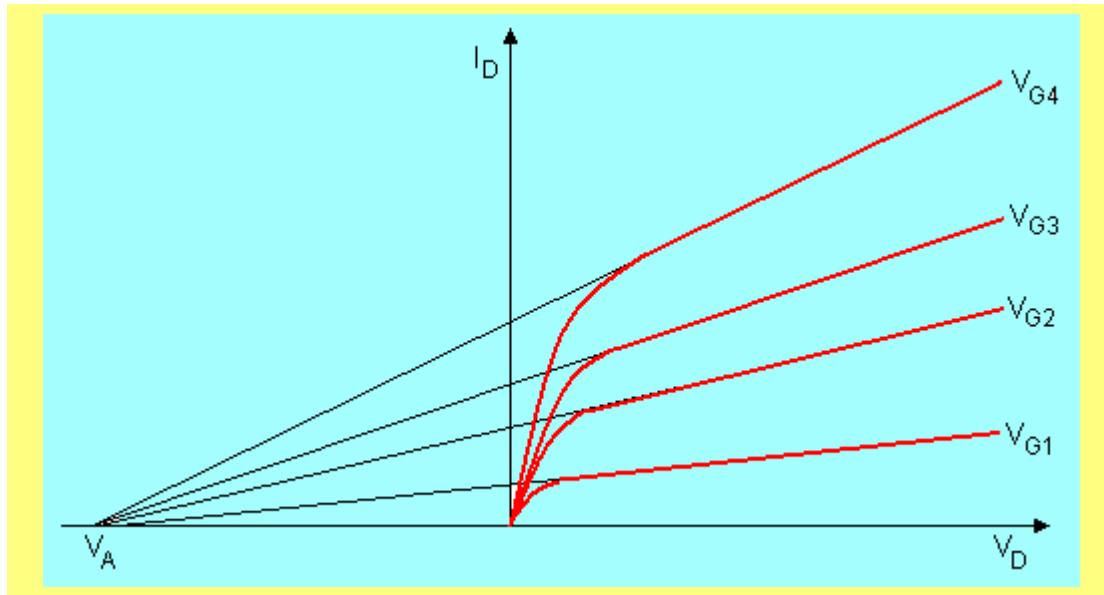
Realna struja drejna će, ipak, rasti sa porastom napona na drejnu, posebno kod MOS tranzistora sa kratkim kanalima. Ovaj efekat se najjednostavnije može opisati izrazom:

$$I_D = \beta_n (V_G - V_T)^2 \left( 1 + \frac{V_D}{|V_A|} \right), \quad (10.14)$$

gde je  $V_A$  tkzv. Erlijev napon, čije se značenje vidi na sl. 10.13.



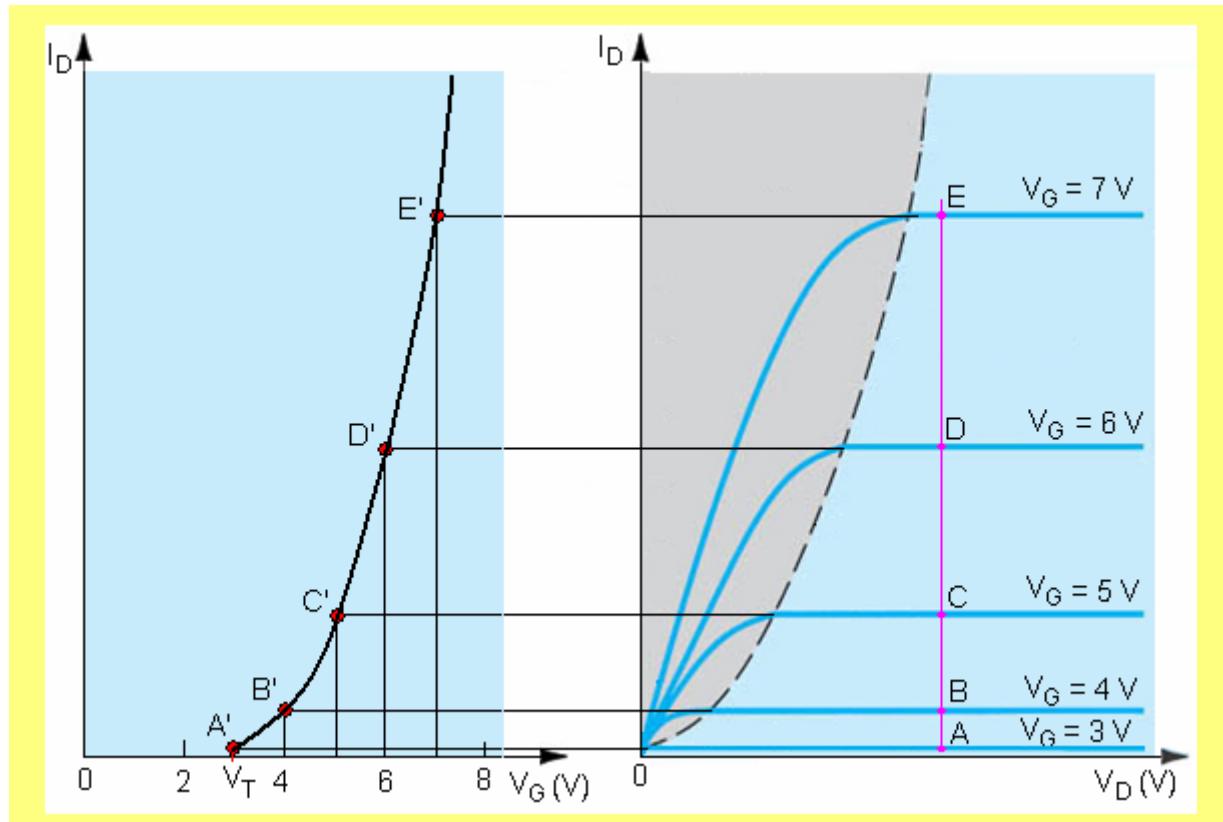
Sl. 10.12. Realna struja dregna ipak raste sa porastom napona na dregnu.



Sl. 10.13. Uz objašnjenje definicije Erlijevog napona.

### 10.3. PRENOSNE KARAKTERISTIKE MOS TRANZISTORA

Prenosne karakteristike MOS tranzistora predstavljaju zavisnost struje dregna od napona na gejtu, tj.  $I_D = f(V_G)$  pri  $V_D = \text{const}$ . One se mogu dobiti iz jedn. (10.9) za triodnu oblast i iz jedn. (10.12) za oblast zasićenja, stavljajući  $V_D = \text{const}$ .



Sl. 10.14. Grafička konstrukcija prenosnih karakteristika n-kanalnog MOS tranzistora iz datih izlaznih karakteristika.

Drugi način dobijanja prenosnih karakteristika je grafički, sl. 10.14. Izabere se vrednost napona  $V_D = \text{const.}$  na izlaznim karakteristikama MOS tranzistora i povuče vertikala, koja preseca karakteristike  $V_G = \text{const.}$  u tačkama A, B, C, D, E. U koordinatnom sistemu  $I_D-V_G$  koji se nacrtava levo od izlaznih karakteristika povuku se vertikalne prave za odgovarajuće  $V_G$ . Horizontalne linije povučene iz tačaka A, B, C, D i E su odgovarajuće struje drenja za napone  $V_G = 3\text{ V}$ ,  $4\text{ V}$ ,  $5\text{ V}$ ,  $6\text{ V}$  i  $7\text{ V}$  na sl. 10.14. Na preseku odgovarajućih horizontalnih i vertikalnih linija dobijamo tačke A', B', C', D' i E', koje leže na prenosnoj karakteristici. Kada ih spojimo, dobijamo prenosnu karakteristiku MOS tranzistora za izabranoj vrednosti napona na drenju. Presek ove karakteristike sa  $V_G$ -osom daje vrednost napona praga  $V_T$  (na sl. 10.14 je  $V_T = 3\text{ V}$ ).

## 11. OSNOVI FOTOELEKTRONSKIH KOMPONENTA

Prilikom osvetljavanja poluprovodnika u njemu se povećava koncentracija i manjinskih i većinskih nosilaca. To je tzv. unutrašnji fotoelektrični efekat. Ovaj efekat se javlja kada usled energije fotona elektroni prelaze iz valentne zone (sl. 11.1a), ili sa primesnih nivoa, u provodnu zonu, kao i iz valentne zone na primesne nivoe. Pri tom, energija fotona mora biti veća ili jednaka aktivacionoj energiji  $E_a$  odgovarajućeg prelaza, tj.:

$$hf \geq E_a, \quad (11.1)$$

gde je  $h = 6,67 \cdot 10^{-34}$  Js – Plankova konstanta, a  $f$  frekvencija elektromagnetsnog zračenja (svetlosti).

Iz jedn. (11.1) se dobija maksimalna talasna dužina elektromagnetsnog talasa koji može izazvati fotoefekat, tzv. „crvena“ granica fotoefekta. „Crvena“ granica unutrašnjeg fotoefekta u poluprovodnicima često se nalazi u oblasti infracrvenog zračenja ( $\lambda_{max}$  reda nekoliko  $\mu\text{m}$ ), tako da se neke poluprovodničke komponente mogu koristiti u prijemnicima infracrvenog zračenja.

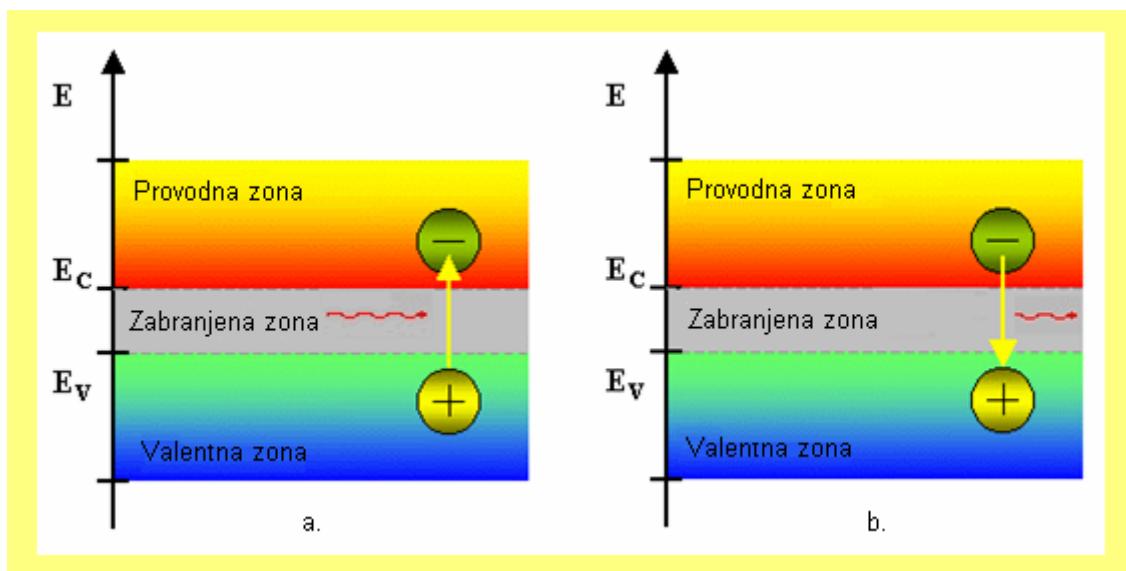
Osvetljavanje poluprovodnika i poluprovodničkih komponenata ima sledeće posledice:

1. Povećava se provodnost poluprovodnika; ovaj fenomen je iskorišćen kod fotootpornika (deo 3.5.4).

2. Ukoliko je fotoefekat u blizini  $p-n$  spoja, nastaje povećanje inverzne struje  $p-n$  spoja.

3. Usled difuzionog kretanja nosilaca, na  $p-n$  spoju će se promeniti visina barijere, te osvetljen  $p-n$  spoj može služiti kao izvor električne energije.

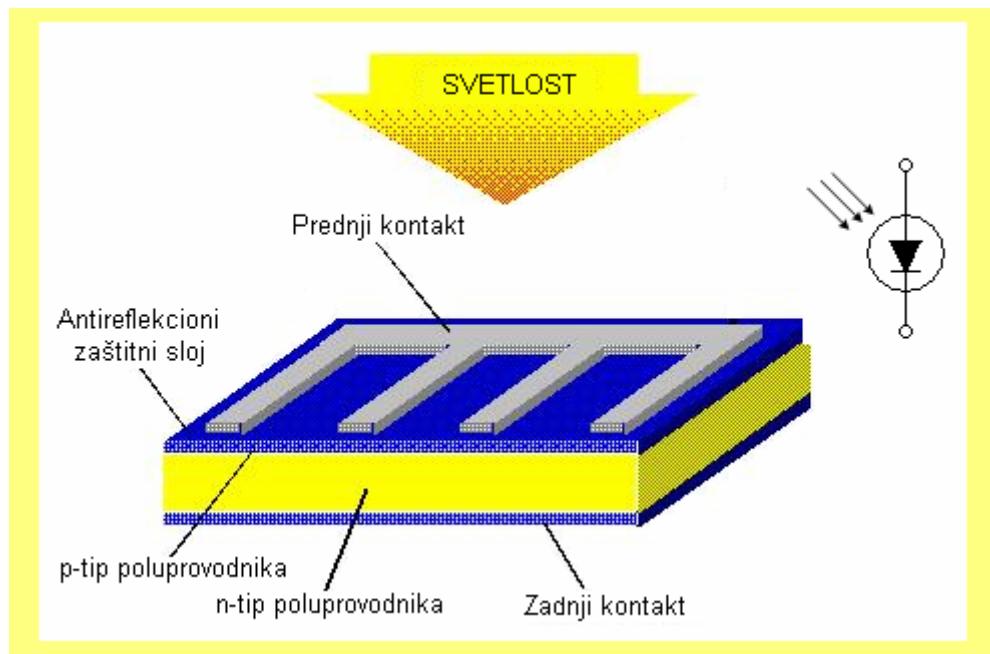
Obrnuto, prilikom proticanja struje kroz  $p-n$  spoj, usled rekombinacije nosilaca može biti emitovana svetlost (sl. 11.1b), te takav elemenat može služiti kao izvor svetlosti.



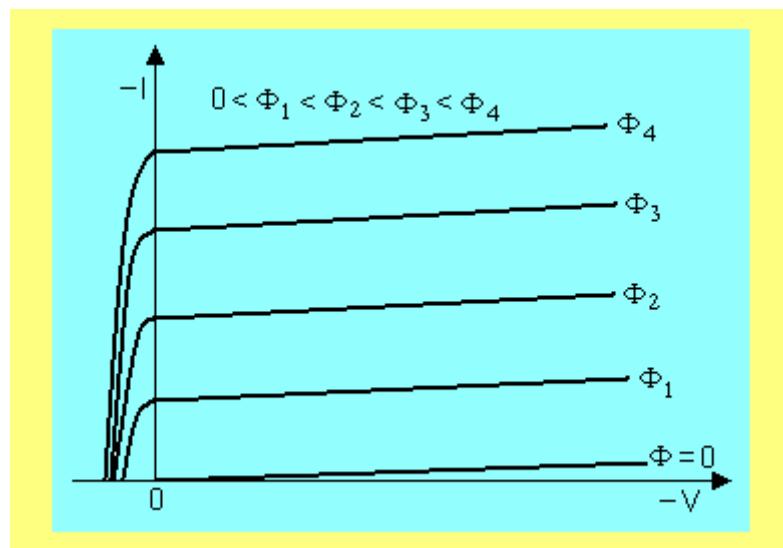
Sl. 11.1. Apsorpcija (a) i emisija (b) svetlosti.

## 11.1. FOTODIODA

Na sl. 11.2 prikazan je presek fotodiode. To je planarna dioda kod koje je anodni kontakt izведен samo na delu difundovane površine, tako da je samo mali deo površine *p*-tipa zaklonjen kontaktom. Svetlost koja pada na površinu prodire u silicijum. Struja inverzno polarisane diode pri osvetljavanju poraste usled povećanja koncentracije manjinskih nosilaca u *p*-oblasti, koja je vrlo tanka, i u *n*-oblasti u dubini ispod prelazne oblasti. Osim toga, inverzna struja poraste i usled generacije nosilaca u prelaznoj oblasti. Stvoreni elektroni odlaze iz prelazne oblasti u *n*-oblast, a šupljine u *p*-oblast.



Sl. 11.2. Fotodioda i njen grafički simbol.



Sl. 11.3. Statičke karakteristike fotodiode.

Ako je koncentracija generisanih nosilaca proporcionalna svetlosnom fluksu  $\Phi$  koji je pao na aktivnu površinu diode, tj. ako je  $n \sim \Phi$  i  $p \sim \Phi$ , onda će i povećanje inverzne struje biti proporcionalno svetlosnom fluksu:

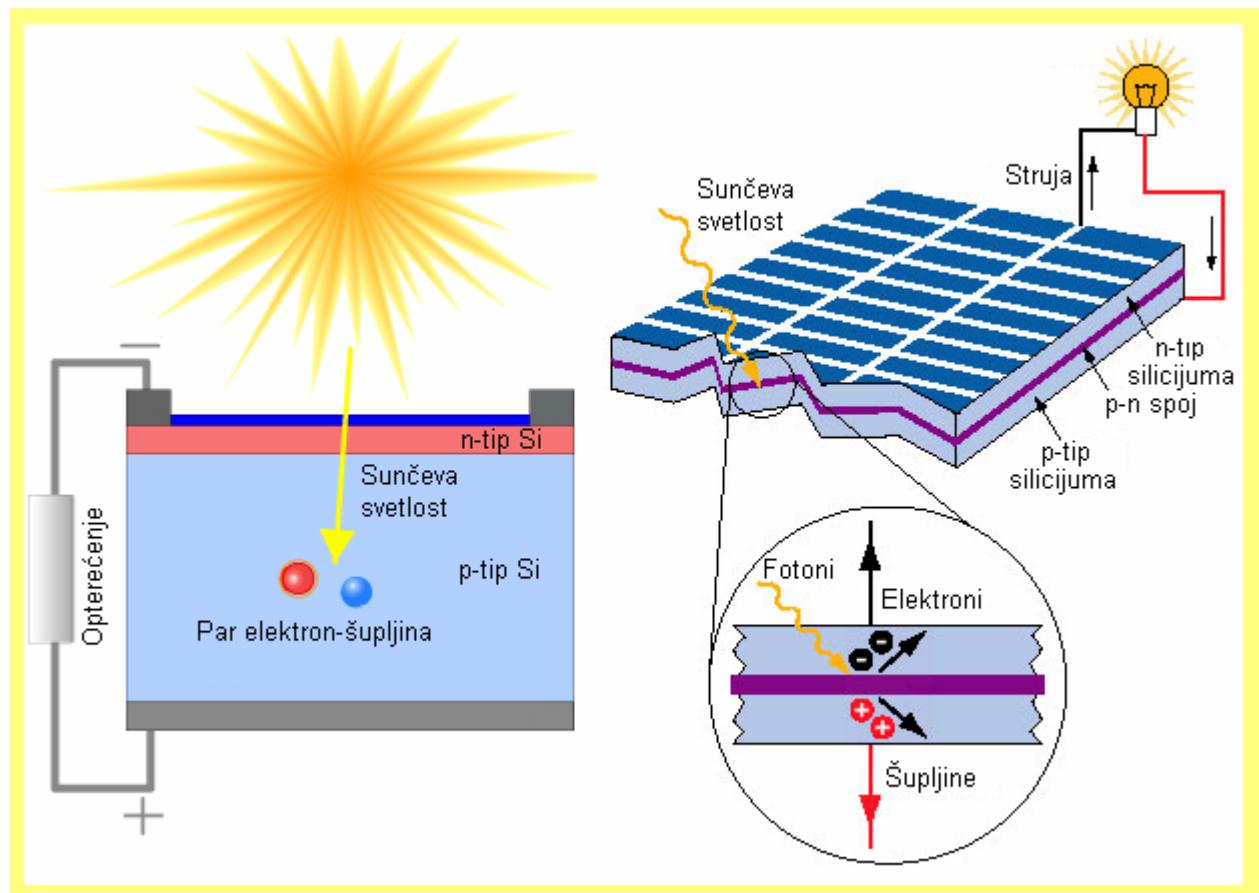
$$\Delta I = K_\Phi \Phi , \quad (11.2)$$

gde se koeficijent  $K_\Phi$  zove osetljivost fotodiode.

Na sl. 11.3 prikazane su strujno-naponske karakteristike fotodiode. One podsećaju na tranzistorске karakteristike bipolarnog tranzistora sa uzemljenom bazom, samo je ovde parametar svetlosni fluks.

## 11.2. FOTOGENERATOR (SOLARNA ĆELIJA)

Fotogenerator stvara elektromotornu silu pod uticajem svetlosti. To je, u stvari, fotodioda koja nije priključena na spoljašnji izvor napajanja. Naime, pod dejstvom ugrađenog polja u prelaznoj oblasti  $p-n$  spoja, svetlošću generisani elektroni iz prelazne i p-oblasti preći će u n-oblasc, a šupljine iz prelazne i n-oblasti u p-oblasc, sl. 11.4. Usled prelaska ovih nosilaca narušiće se ravnoteža, anoda će se nanelektrisati pozitivno, a katoda negativno. Ako spojimo krajeve (anodu i katodu), poteći će struja, što znači da se ovakva dioda ponaša kao generator električne energije. Drugim rečima, ovakva dioda, koja se često zove **solarna ćelija**, pretvara sunčevu energiju u električnu. Paralelnim i rednim vezivanjem većeg broja solarnih ćelija (sl. 11.4) dobijaju se solarni paneli dovoljno velike električne energije da mogu da napajaju manje potrošače.



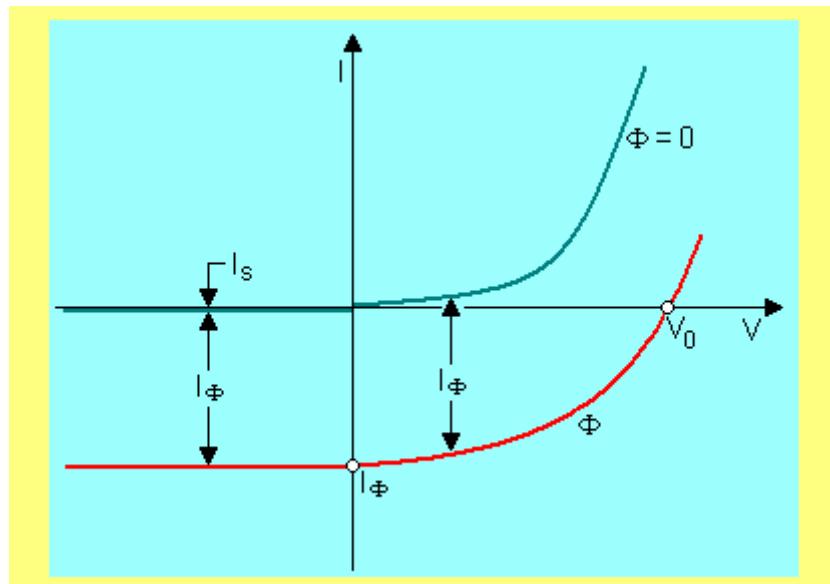
Sl. 11.4. Uz opis foto ćelije i solarnih panela.

Struja nastala usled foftoefekta, a koja protiče kroz neki potrošač, kao što je rečeno kod fotodiode, proporcionalna je svetlosnom fluksu:

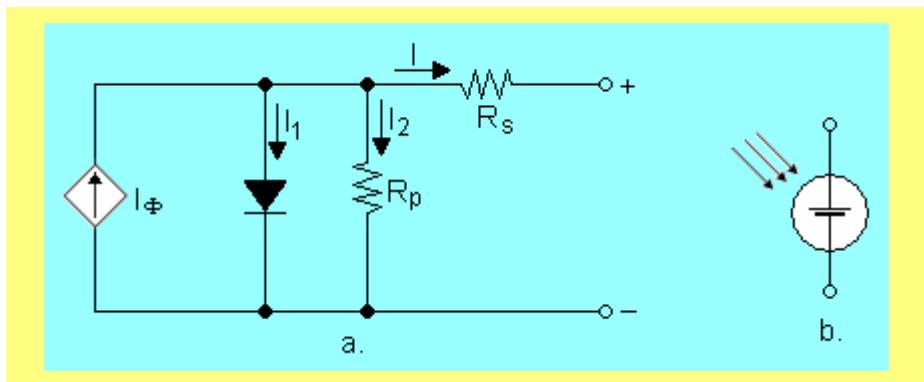
$$I_\Phi = K_F \Phi. \quad (11.3)$$

Ako dioda nije kratkospojena, kontaktna razlika potencijala se mora smanjiti za  $V_0$  da bi poteckla i difuziona struja, odnosno da bi ukupna struja bila jednaka nuli.

Na sl. 11.5 prikazana je statička karakteristika fotogeneratora. Karakteristika za neosvetljeni fotogenerator ( $\Phi = 0$ ) je praktično karakteristika diode. Osvetljavanjem je porasla inverzna struja, te se karakteristika prosto spušta na niže. Struja je usled svetlosnog fluksa (jedn. (11.3)) jednaka struji kratkog spoja fotogeneratora.



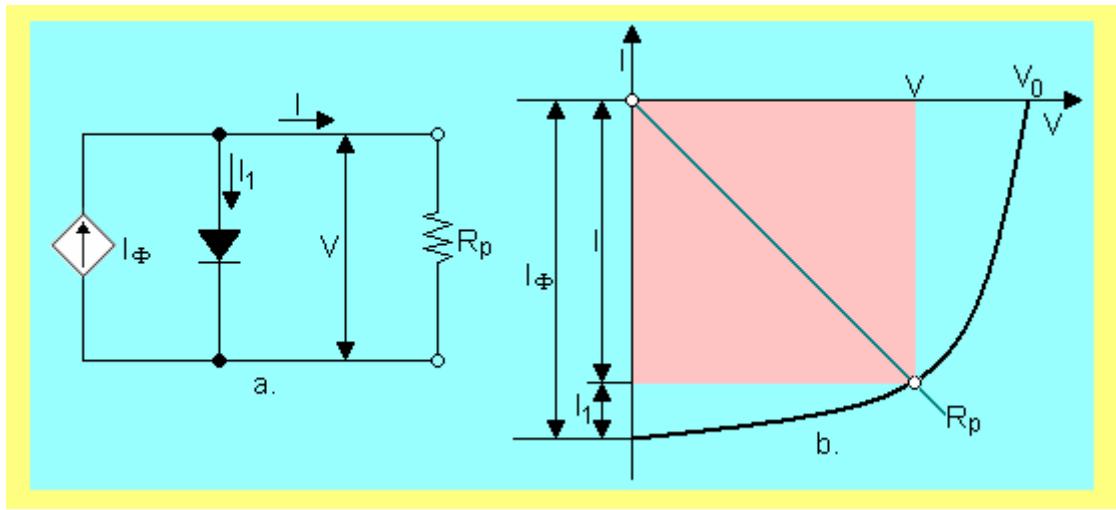
Sl. 11.5. Diodna karakteristika fotogeneratora pomera se na niže za veličinu struje kroz p-n spoj nastale usled svetlosnog fluksa.



Sl. 11.6. a. – Ekvivalentna šema, b. – grafički simbol fotogeneratora.

Na sl. 11.6a prikazana je ekvivalentna šema fotogeneratora. Idealnoj diodi, kroz koju protiče difuziona struja usled promene barijere, na red je vezana otpornost  $R_s$ , a paralelno otpornost  $R_p$  i strujni generator fotoelektrične struje  $I_\Phi$ . Za razliku od redne otpornosti, paralelna otpornost  $R_p$  se uglavnom može zanemariti. Ekvivalentna šema fotogeneratora kod koga su zanemarene i redna i paralelna otpornost prikazana je na sl. 11.7a, a radni deo njegove statičke karakteristike na sl. 11.7b.

Sa sl. 11.7 vidi se da se fotostruja  $I_\Phi$  deli na jednu kroz otpornost potrošača  $R_p$  – to je spoljašnja struja  $I$  i drugu  $I_1$  – to je difuziona struja kroz diodu. Režim rada fotogeneratora se bira tako da korisna snaga bude najveća. Kako je korisna snaga



Sl. 11.7. a – Uprošćena ekvivalentna šema fotogeneratora; b – strujno-naponska karakteristika fotogeneratora u aktivnom području.

$$P_K = UI, \quad (11.4)$$

to se  $R_p$  tako bira da osenčena površina na sl. 11.7b bude maksimalna.

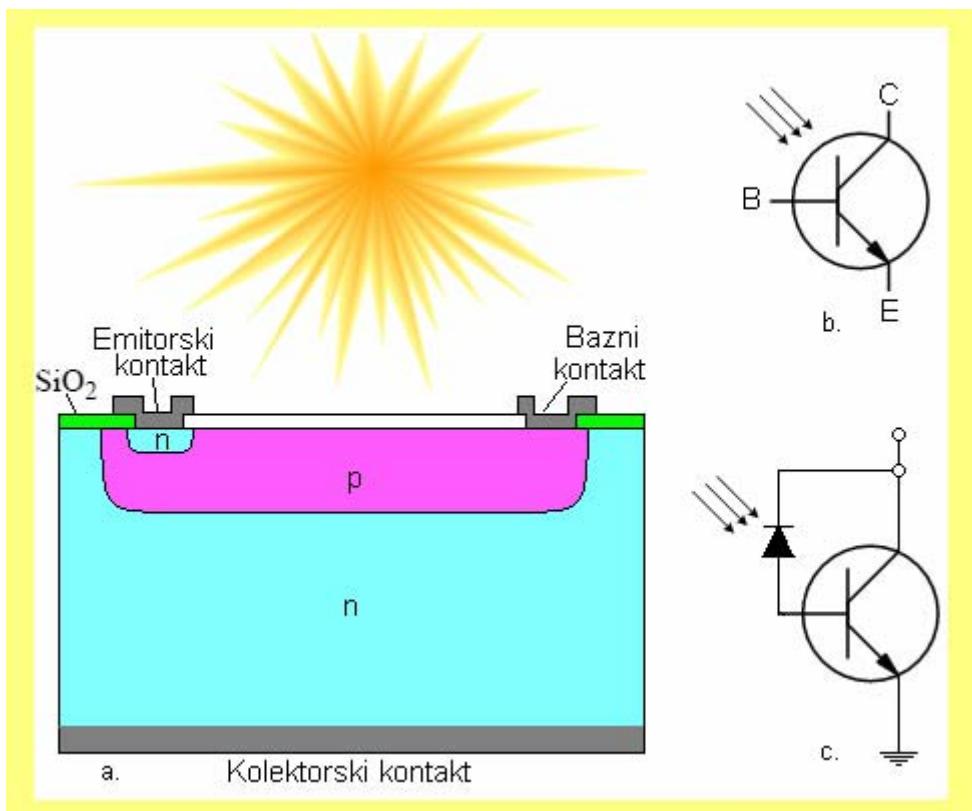
Danas se intenzivno radi na poboljšanju karakteristika fotogeneratora, odnosno solarnih celija, prvenstveno u cilju povećanja stepena korisnog dejstva. Postignuti su izuzetno dobri rezultati, pa se u mnogim delovima sveta, gde ima dosta sunčanih dana, velikim solarnim panelima koji sadrže veoma veliki broj solarnih celija, a koji se i kompjuterski upravljaju tako da na njih uvek pada najviše svetlosti, dobijaju izvori relativno velike električne energije, sl. 11.8.



Sl. 11.8. Različiti primjeri primene solarnih celija.

## 11.3. FOTOTRANZISTOR

Dalje povećanje osetljivosti fotoelemenata postiže se fototranzistorima. Na sl. 11.9a prikazan je presek fototranzistora. Kao što se vidi, fotodiodi je dodat još mali emitor, te je dobijen tranzistor, koji ima veliku površinu kolektorskog spoja. Svetlost deluje uglavnom na kolektorski spoj. Ovaj tranzistor je zatvoren u providno kućište kako bi svetlost prodire do tranzistorske strukture. S obzirom da je najvećim delom osvetljen kolektorski  $p-n$  spoj, to je kao da je kolektor-baznom spoju paralelni vezana fotodioda, sl. 11.9c, a kako je bazna struja praktično jednaka fotostruji  $I_\phi$ , to znači da je kolektorska struja  $I_C = \beta I_\phi$ . Drugim rečima, fototranzistor je  $\beta$  puta osetljiviji od fotodiode koja ima istu efektivnu površinu.

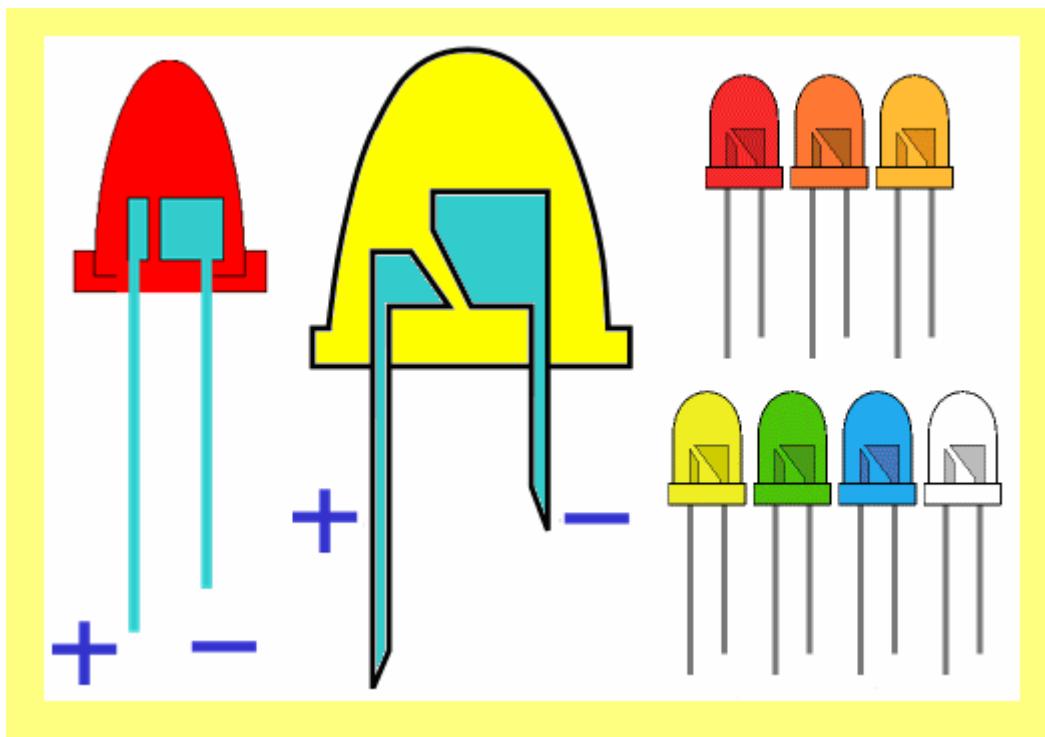


Sl. 11.9. Fototranzistor: a – presek; b – grafički simbol;  
c – fototranzistor je ekvivalentan fotodiodi i „običnom“ bipolarnom tranzistoru.

## 11.4. SVETLEĆE DIODE (LED)

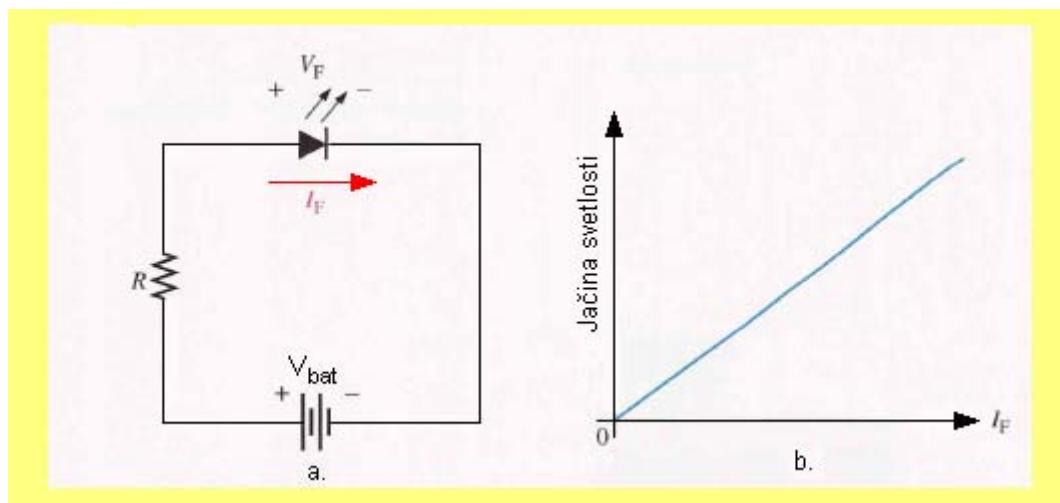
Dosad smo analizirali poluprovodničke komponente koje svetlosni signal ili svetlosnu energiju pretvaraju u električni signal, odnosno u električnu energiju. Svetleća dioda, sl. 11.10, koja se znatno češće zove **LED** (od Light-Emitting Diode) ili **fotoluminiscentna dioda**, vrši obrnuti proces: električnu energiju, odnosno električni signal pretvara u svetlosnu energiju.

Na sl. 11.1b prikazan je osnovni princip na kome se zasniva rad svetlećih dioda. Naime, elektron u valentnoj zoni ima manju energiju od elektrona u provodnoj zoni za veličinu širine zabranjene zone  $E_g$ . Ako je moguća rekombinacija direktnim prelaskom elektrona iz provodne u valentnu zonu, a kod svetlećih dioda se biraju upravo takvi poluprovodnički materijali koji to omogućavaju, oslobađa se tom prilikom električna energija čija je vrednost jednak  $E_g$ . Ova energija se pretvara u foton svetlosti energije  $hf = E_g$ .



Sl. 11.10. Svetleće diode (LED); anoda je uvek sa dužim izvodom.

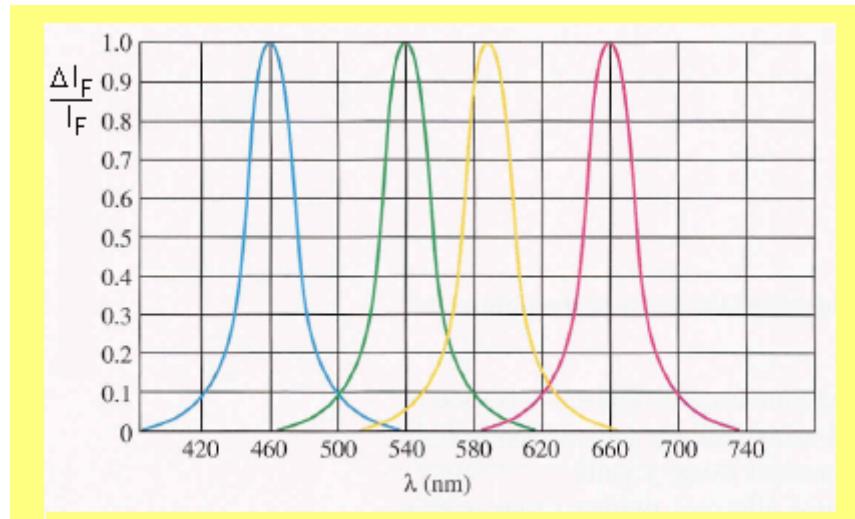
Da bi poluprovodnik emitovao svetlost, neophodno je da postoji veliki broj pobuđenih elektrona. Pobuđivanje elektrona sa nižeg na viši energetski nivo najbolje se postiže injekcijom, dakle pomoću  $p$ - $n$  spoja pri direktnoj polarizaciji, sl. 11.11a. U tom slučaju slobodni elektroni iz provodne zone  $n$ -tipa prelaze u provodnu zonu  $p$ -tipa. Pošto u  $p$ -tipu ima mnogo šupljina, pojačane intenzitet rekombinacije, te će nastati svetlosno zračenje – tkzv. **spontana emisija**. Ukoliko je struja veća, a to je direktna struja diode  $I_F$ , biće veća i jačina svetlosti, sl. 11.11b.



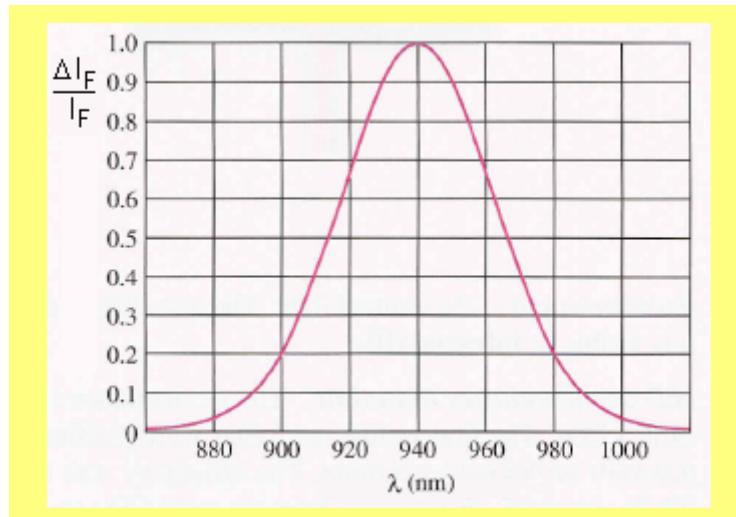
Sl. 11.11. a – Način povezivanja luminiscentne diode;  
b – zavisnost jačine svetlosti od struje direktno polarisane diode.

Od širine zabranjene zone zavisiće energija fotona, odnosno talasna dužina svetlosti. Prema tome, izborom poluprovodnika možemo dobiti željenu talasnu dužinu svetlosti, sl. 11.12. Odmah treba istaći da se LED ne realizuju u silicijumskoj tehnologiji, tako da je njihov napon pri

direktnoj polarizaciji znatno veći od 0.7 V. Drugim rečima, LED se izrađuju od poluprovodničkih materijala čije su vrednosti energetskih procepa veće nego u slučaju silicijuma. Na primer, trokomponentno jedinjenje galijum-arsenid-fosfid (GaAsP) zrači vidljivu crvenu svetlost, dok se LED od galijum-arsenida (GaAs) koristi za infracrveno (nevidljivo) područje spektra, sl. 11.13.



Sl. 11.12. Spektralne karakteristike LED u vidljivom delu spektra.



Sl. 11.13. Spektralna karakteristika LED za infracrveno područje.

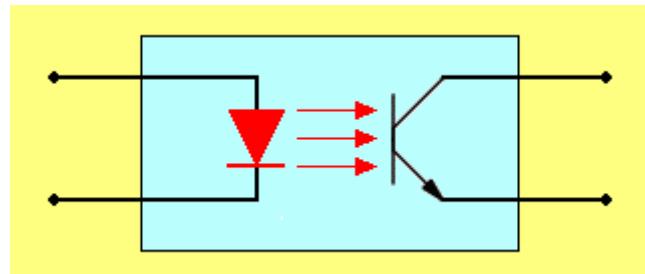
## 11.5. KOMPONENTE SA SVETLOSNOJ SPREGOM

Sve poluprovodničke komponente koje imaju ulaz i izlaz, iako se tretiraju kao da imaju četiri izvoda, u suštini imaju samo tri kraja, s obzirom da je jedan kraj zajednički i za ulazno i za izlazno kolo. Prema tome, **nije moguće** ulaz izolovati od izlaza. I ne samo to, već postoji i povratno dejstvo izlaznog kola na ulazno.

Kod komponenata sa svetlosnom spregom, koji se popularno zovu **optokapleri**, ulaz je izolovan od izlaza i, osim toga, izlaz nema nikakvog povratnog dejstva na ulaz. Između izlaznog i ulaznog kola potencijalna razlika može biti i nekoliko kilovolta.

Komponenta sa svetlosnom spregom sastoji se od dve nezavisne optokomponente koje su u nekom kućištu, obično plastičnom, zatopljene. Prva komponenta je svetleća dioda (LED), a

druga je neka od fotokomponenata: fotootpornik, fotodioda ili, najčešće, kao što je prikazano na sl. 11.14, fototranzistor. Između njih je providan izolator. LED je prema tranzistoru okrenuta tako da zrači najveći intenzitet svetla, a fototranzistor je okrenut prema diodi svojom fotoosetljivom stranom.

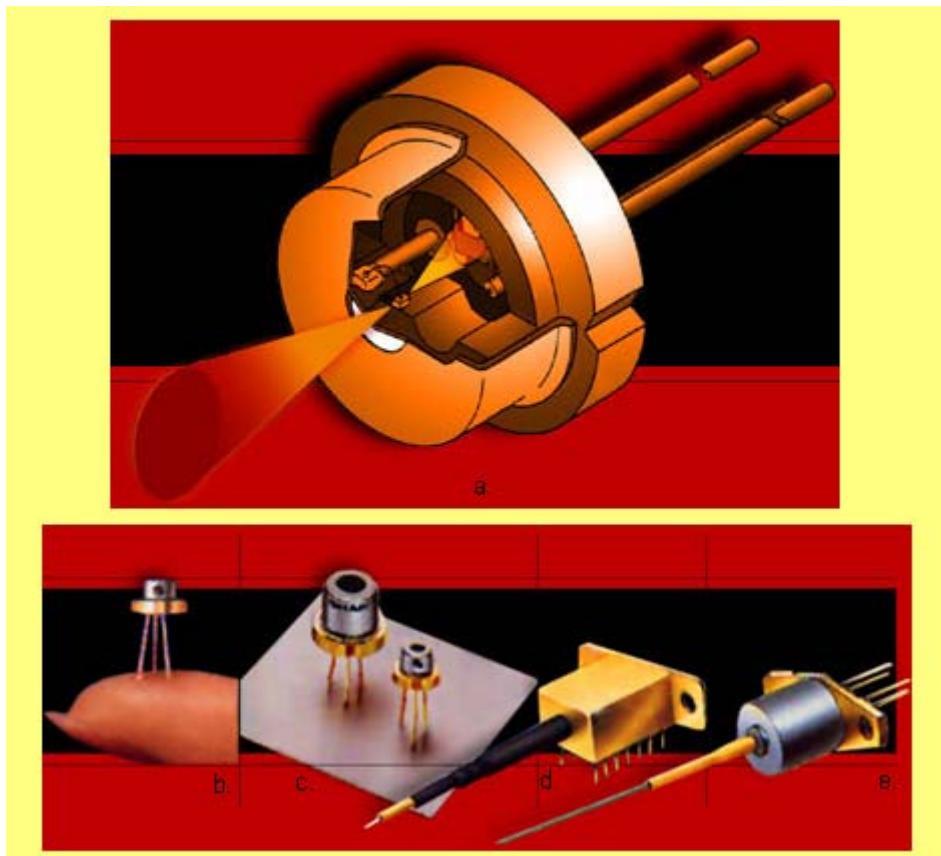


Sl. 11.14. Komponenta sa svetlosnom spregom (optokapler).

Svetlost se od svetleće diode do fototranzistora može prenositi i posredstvom svetlosnog provodnika. To je nit načinjena od transparentnog materijala, sa izuzetno dobro obrađenom površinom. Svetlost se usled totalne refleksije od zida prenosi kroz nit sa vrlo malim slabljenjem.

## 11.6. POLUPROVODNIČKE LASERSKE DIODE

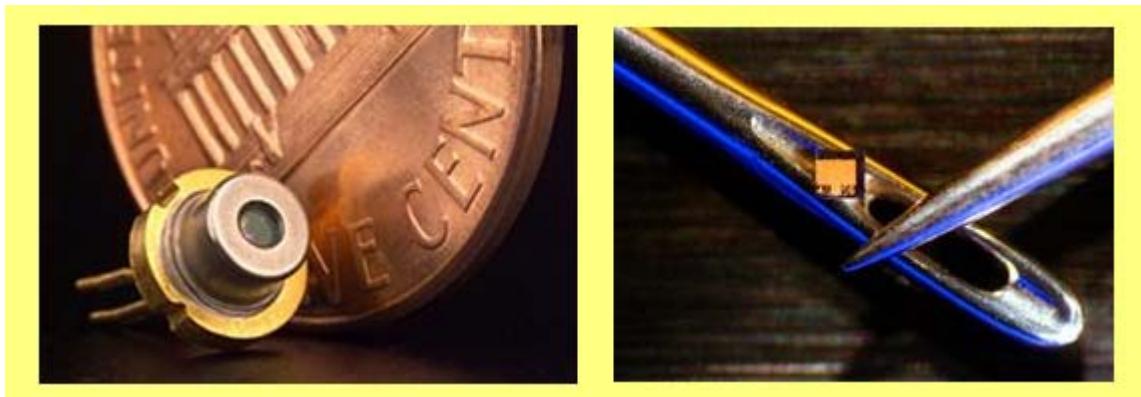
Poluprovodnički laseri predstavljaju praktično jednu od najbitnijih optoelektronskih naprava, koje se koriste u optičkim fiber komunikacijama, kao i u optičkom skladištenju podataka u nizu aplikacija u mnogim oblastima.



Sl. 11.15. Laserske diode u različitim kućištima.

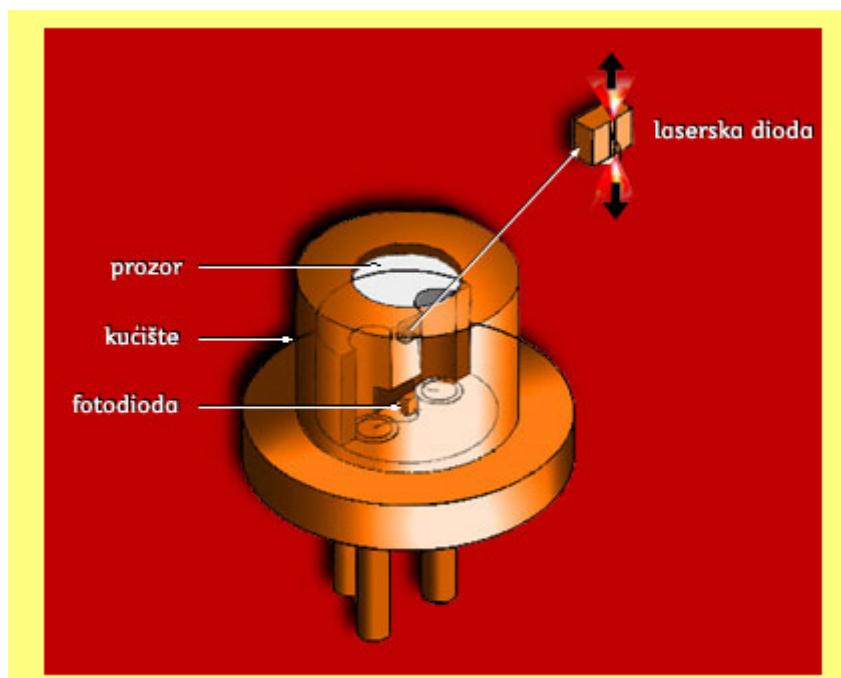
Većina laserskih dioda male snage inkapsulirana su u kućišta tranzistorskog tipa (sl. 11.15 a, b i c), a manji deo ima kućišta drugih oblika, sa različitim talasnim dužinama svetla koje emituju (npr. oko 670 nm za crveno područje spektra). Laserske diode koje se koriste u optičkim komunikacijskim sistemima ugrađuju se u kućišta koja na prozoru imaju ugrađen (nalepljen) svetlovod (sl. 11.15 d i e).

Na sl. 11.16 ilustrativno je prikazano poređenje veličine laserskih dioda sa drugim predmetima.



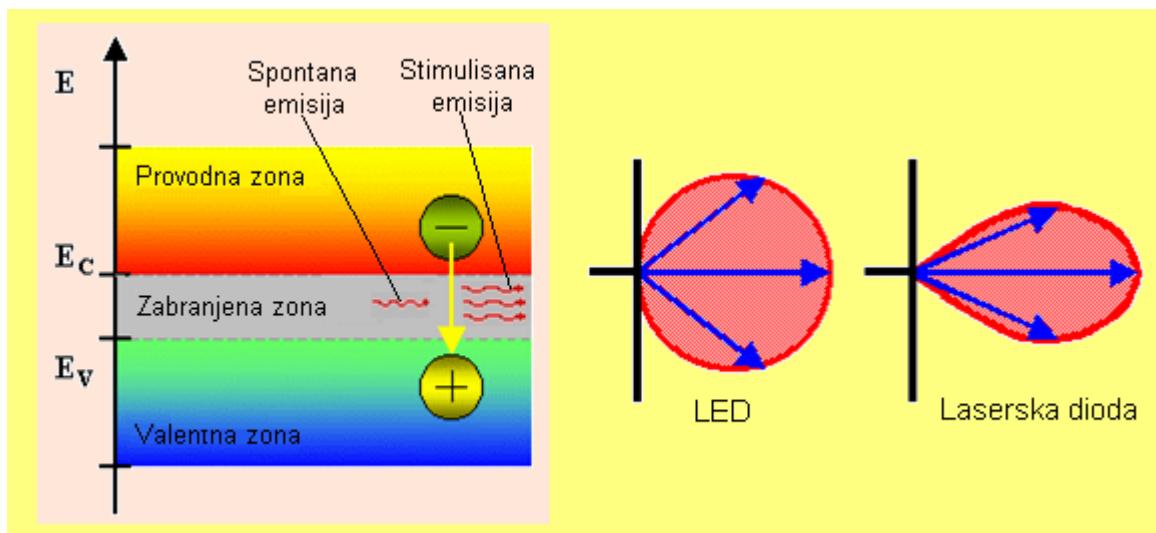
Sl. 11.16. Uz prikaz dimenzija laserskih dioda.

Slika 11.17 prikazuje delove diodnog lasera. Okruglo kućište zatvoreno je hermetički. Sa prednje strane (gore) ima tanki stakleni prozor kroz koji prolazi laserska svetlost, a sa zadnje strane tri električna kontakta (nožice). U kućištu se nalazi ne samo laserski čip mikronskih dimenzija, približno  $0,5 \times 5 \times 300 \mu\text{m}$  (desni gornji uago na slici, strelice označavaju snopove svetlosti), nego i jedna integrisana fotodiода, takođe mikronskih dimenzija. Ona služi za praćenje intenziteta svetla lasera koje dolazi iz zadnjeg ogledala laserske diode. Ova fotodioda, u principu, omogućuje kontrolu snage i talasne dužine zračenja lasera optoelektronском povratnom vezom, preko odgovarajućeg sklopa koji je deo elektronike za napajanje diode.



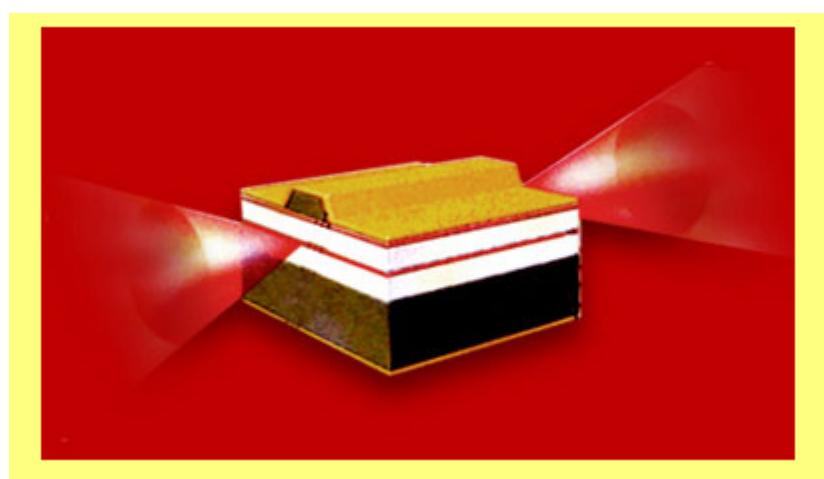
Sl. 11.17. Uz prikaz inkapsulirane laserske diode.

Bitna karakteristika lasera, koja ga izdvaja od ostalih izvora svetlosti, jeste emisija strogo definisanih (uzanih) snopova monohromatske svetlosti. Sam princip rada laserske diode je sličan radu svetleće diode, sl. 11.18, ali za razliku od LED kod koje svetlost nastaje usled spontane emisije, kod laserskih dioda svetlost je rezultat procesa stimulisane emisije. Drugim rečima, kod lasera se srećemo sa terminom **stimulisana emisija**, jer i sam naziv **laser** potiče od Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation, što znači: pojačanje svetlosti stimulisanom emisijom zračenja. Stimulisana emisija nastaje kada kod direktno polarisane diode pored emisije fotona (spontana emisija) dolazi do stvaranja fotonske lavine, tj. kada svaki ovako stvoreni foton uzrokuje stvaranje drugih fotona koji imaju iste optičke osobine (istu frekvenciju, smer, stanje polarizacije).



Sl. 11.18. Uz sličnost i razliku između svetleće diode i laserske diode.

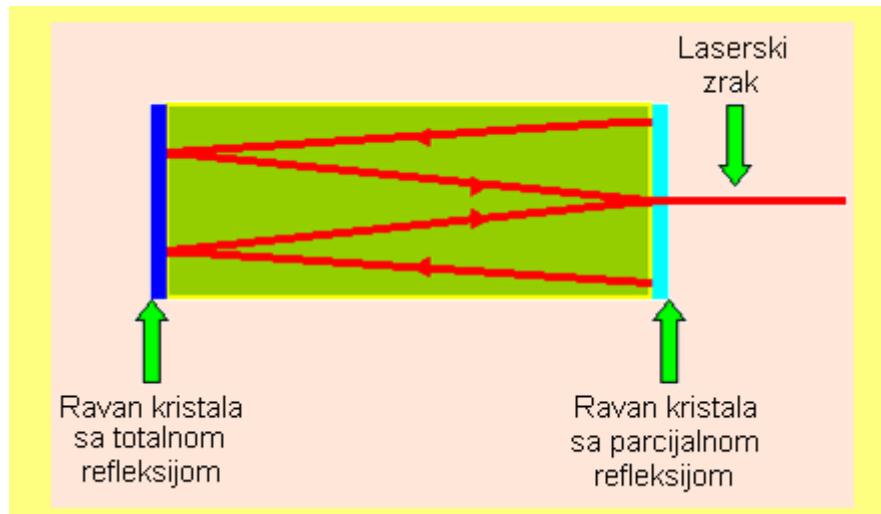
Kod laserske diode se  $p-n$  spoj nalazi u optičkoj šupljini (rezonatoru) koju čine kristalne ravni po kojima je kristal sečen, tako da fotoni nastali stimulisanim emisijom doživljavaju višestrukе refleksije unutar ovog rezonatora. Ako pojačanje emisije svetlosti (kao posledica stimulisane emisije) uspe da kompenzuje gubitak fotona usled apsorpcije i difuzije iz  $p-n$  spoja, može se pojaviti laserski efekt, odnosno laserska emisija, sl. 11.19.



Sl. 11.19. Ilustracija laserske emisije.

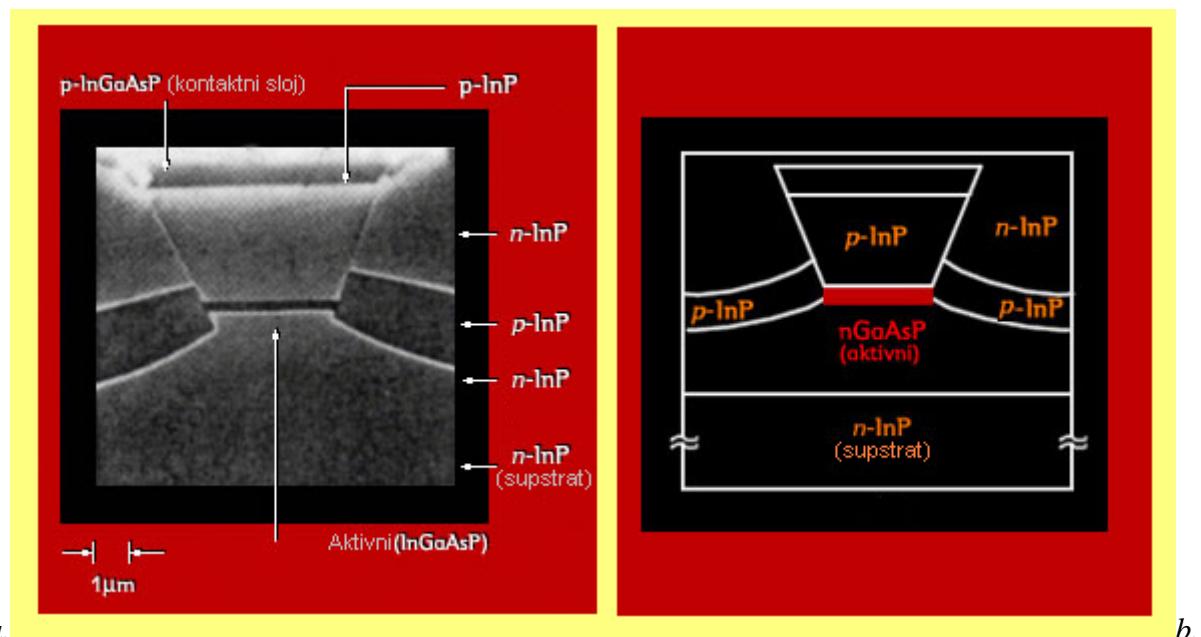
Laserski efekat se javlja u ravni  $p-n$  spoja ako kroz njega protiče struja elektrona dovoljno velike gustine. Poluprovodnički diodni laser nema spoljašnjih ogledala. Višestruka refleksija

unutar rezonatora lasera odvija se na izlaznim ravnima kristala poluprovodnika (sl. 11.20) čija je prirodna refleksivnost samo oko 30%. Međutim, veliko pojačanje kojim se odlikuje laserska dioda ipak, i sa ogledalima tako niske refleksije, omogućava lasersku emisiju. Treba napomenuti da je laserski efekat u smeru normalnom na osu laserskog zračenja „ugušen“ time što se dve bočne ravni naprave da budu hrapave, čime se onemogući refleksija svetla u tom smeru koja bi, inače, dovela do dodatnih gubitka i smanjenja efikasnosti laserske diode.



Sl. 11.20. Ilustracija višestruke refleksije laserskog zraka unutar rezonatora.

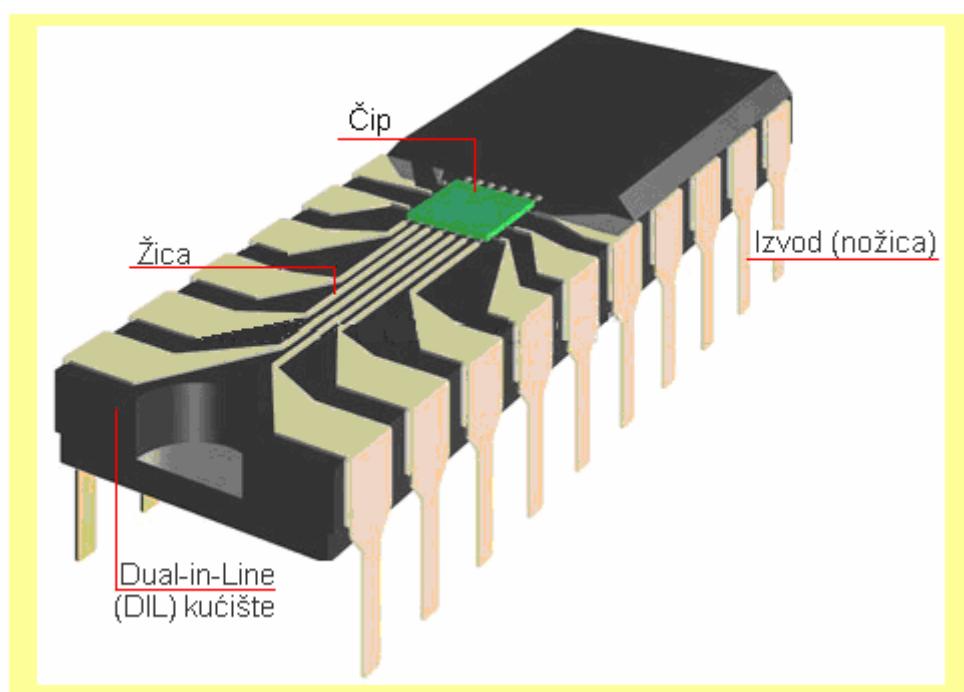
Treba napomenuti da se laserske diode proizvode od poluprovodnika sa tzv. direktnim prelazom nosilaca iz provodne u valentnu zonu, u koje ne spada silicijum. To su jedinjenja iz III i V ili iz II i VI grupe periodnog sistema. I ne samo to, već se  $p-n$  spoj formira kao heterospoj, a to znači da je takav spoj sačinjen od različitih poluprovodničkih jedinjenja. Na sl. 11.21a je prikazana realna struktura jednog InGaAsP poluprovodničkog lasera. Slika je dobijena skenirajućim elektronskim mikroskopom, i na njoj se lepo vidi struktura laserskog čipa. U cilju boljeg objašnjenja realne strukture na slici 11.21b data je skica te iste strukture. Uočava se da je aktivni sloj mikronskih dimenzija, oko  $0.3 \times 3 \mu\text{m}$  (dužina čipa je  $200 \div 300 \mu\text{m}$ ).



Sl. 11.21. Realna struktura InGaAsP poluprovodničkog lasera (a) i skica iste strukture (b).

## 12. OSNOVI INTEGRISANIH KOLA

Integrисано коко је сложено електично коко састављено из мноштва елемената објединjenih на јединственој подлози и спремно за уградњу у сложење система, али као јединствена компонента. Ону у себи садржи читаве електичне ѕеме са разлиčitim компонентама, као што су транзистори, отпорници, кондензатори. Састоји се (сл. 12.1) од кућиšta које је од пластике или керамике, извода помоћу којих се монтира на штапану плочу и чипа (у којем су интегрисани сви елементи) у средишту интегрисаног кола, који је са изводима повезан најчешће веома танким ћицама.



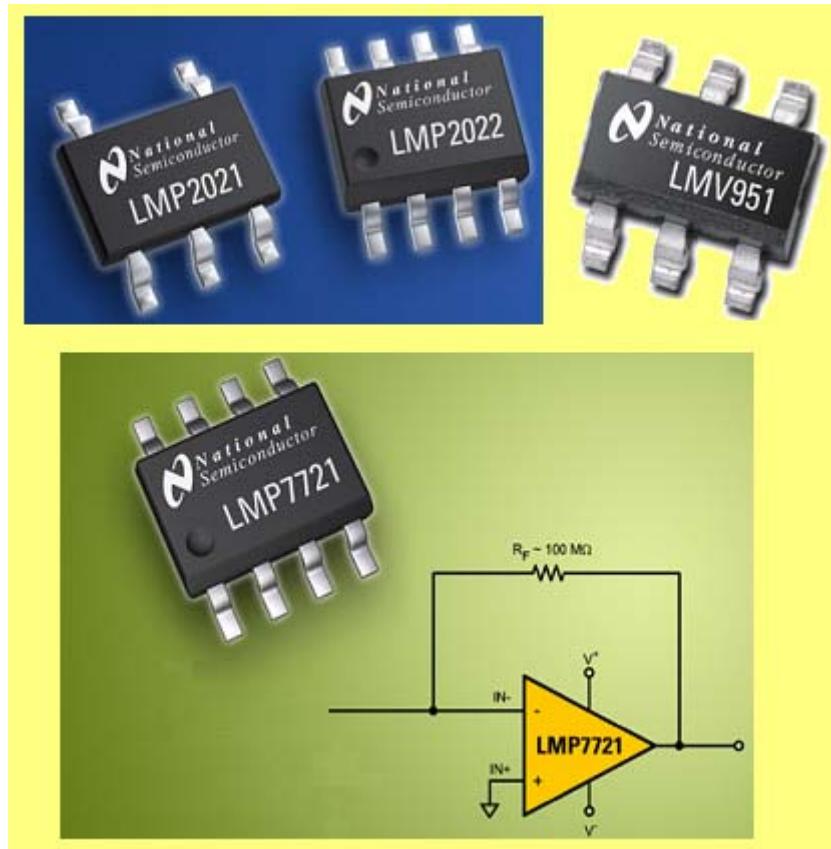
Sl. 12.1. Интегрисано коко са осовним саставним деловима.

Број извода зависи од типа интегрисаног кола, тј. од његове функције и може се рећи да је тај број стандардизован за разлиčите функције. Управо функција коју обавља усlovљава осовну поделу интегрисаних кола на: **аналогна** (на пример, операциони појачавач, сл. 12.2), **дигитална** (на пример, процесор, сл. 12.3) и **меšovita** – на пример, А/Д и Д/А конвертори – она која обрађују и аналогни и дигитални сигнал на истом чипу (чиј – полупроводниčка плаћа са монолитним склопом).

### 12.1. VRSTE INTEGRACIJE

После открића транзистора, вероватно најјасљунјији изум који је doveо до елекронске револуције какву познајемо у садашњем облику, posebno kada je reč o рачунарској технологији, jesu интегрисана кола, која су условила технолошки напредак неизабелен у историји цивилизације. Наиме, интегрисана кола су постала и постали са све бржи и моћнији захвалјујући стальном пovećавању

broja komponenata u njima, a novi modeli raznovrsne računarske opreme pojavljuju se takvom brzinom da ih s poteškoćama prate i najbolje upućeni poznavaoци. Da se, na primer, automobilска industrija razvijala istim tempom, automobil bi danas prelazio milion kilometara s potrošnjom od jednog litra goriva, razvijao bi brzinu veću od milion km/h, koštalo bi svega nekoliko evra, imao bi težinu manju od 100 g, a vreme eksploracije bi mu bilo preko 10000 godina.

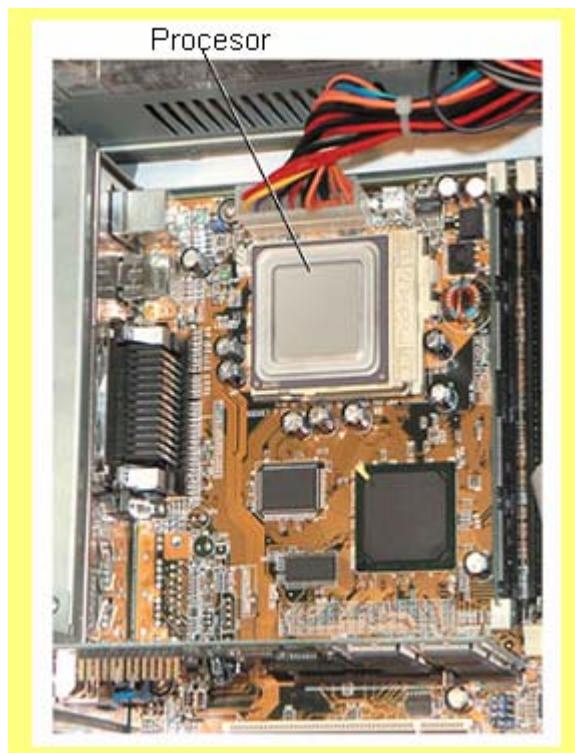


Sl. 12.2. Nekoliko SMD operacionih pojačavača i oznaka u šemama.

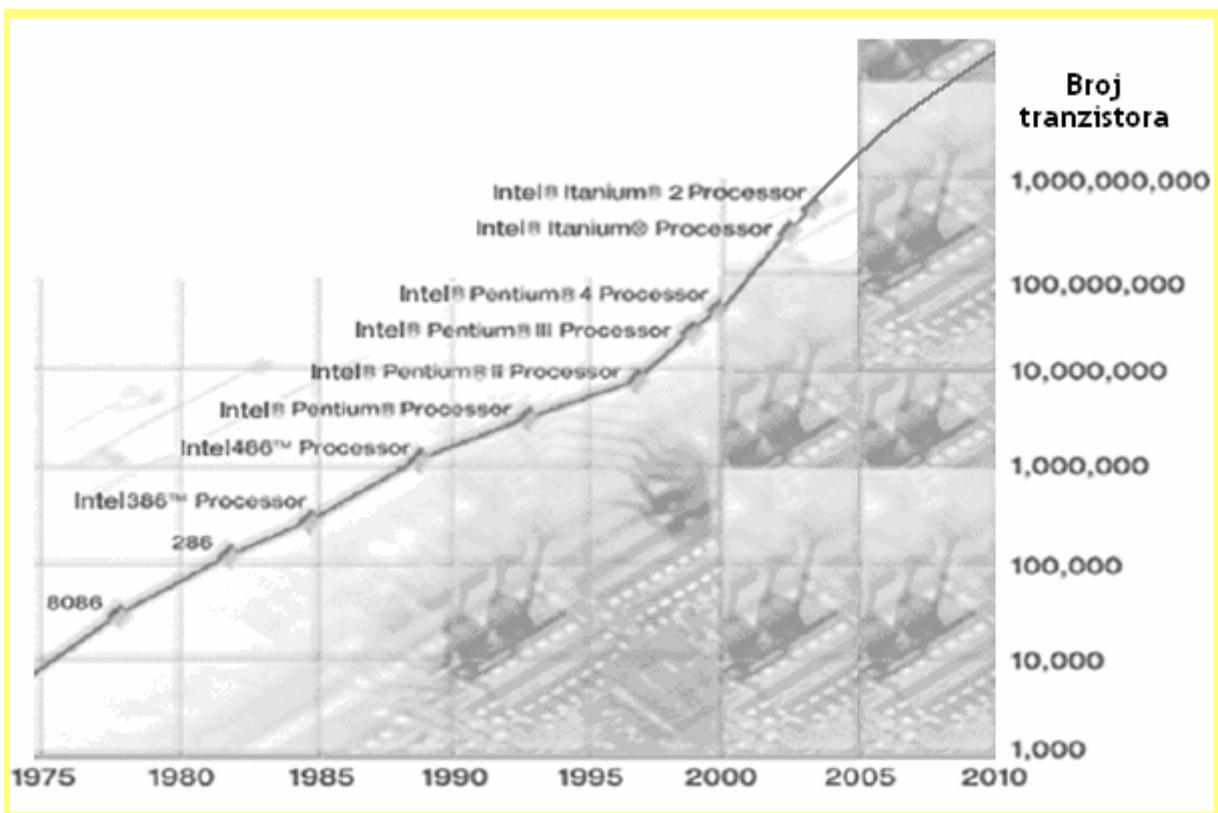
Složenost, odnosno kompleksnost integrisanih kola meri se **stepenom integracije**, koji predstavlja broj osnovnih elemenata (sada se tu misli na broj tranzistora) integrisanih u jednom kolu. Usavršavanjem tehnologije stepen integracije iz godine u godinu raste. O ovakovom tempu razvoja govori poznati Murov zakon (sl. 12.4), nazvan po osnivaču *Intela* Gordonu Muru, koji kaže da se broj elektronskih komponenata u procesoru udvostručuje svakih 18 meseci. Međutim, fantastičan napredak koji je doživeo silicijumski čip, ucrtan Murovim zakonom, ima svoje granice posle kojih neće postojati fizička mogućnost da u jedan silicijumski čip stane još elektronskih komponenata. Ograničenje je uslovljeno smanjivanjem najmanje komponente integriranog kola na veličinu atoma, kada će dalji razvoj mikroprocesora biti zaustavljen. Poluprovodnička tehnologija poštovala je Murov zakon gotovo 40 godina, a prema mišljenju mnogih stručnjaka to bi trebalo da potraje do 2020. godine, dok mikroprocesori ne dođu do atomske granice, što će značiti kraj ere silicijuma.

Po stepenu integracije integrisana kola se mogu podeliti u sledeće grupe:

- SSI (od Small Scale Integration) – kola malog stepena integracije (sl. 12.5), koja u sebi sadrže do 100 osnovnih elemenata;
- MSI (od Medium Scale Integration) – kola srednjeg stepena integracije (sl. 12.5), sa 100 do 1000 osnovnih elemenata;
- LSI (od Large Scale Integration) – kola visokog stepena integracije (sl. 12.6), koja imaju 1000 do 10000 elemenata;



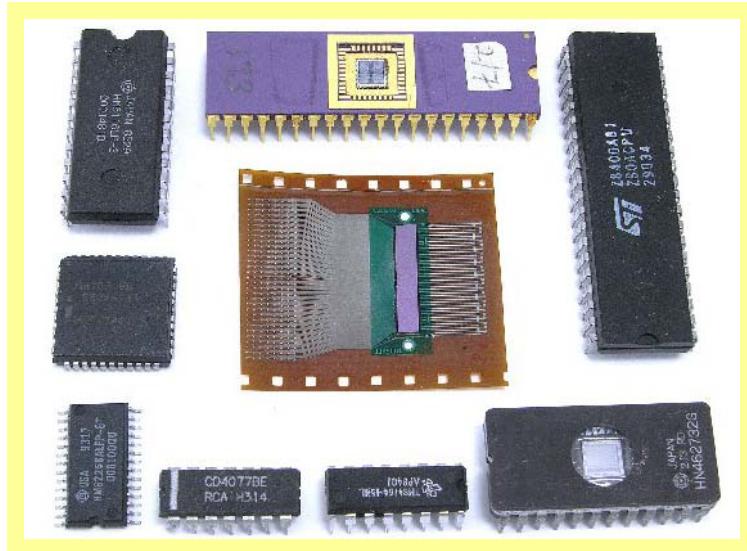
Sl. 12.3. Procesor (iz generacije 486) u okviru personalnog računara.



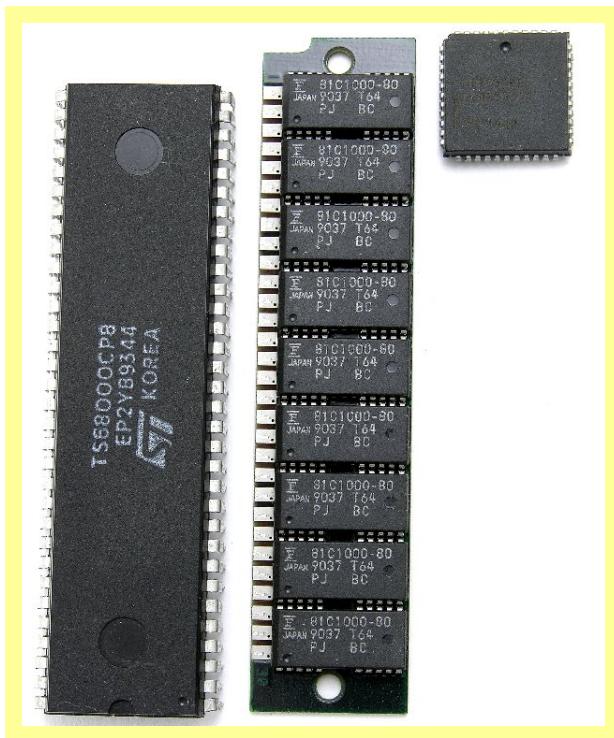
Sl. 12.4. Prikaz povećanja broja tranzistora u *Intelovim* procesorima tokom godina.

- VLSI (od Very Large Scale Integration) – kola vrlo visokog stepena integracije (sl. 12.6), koja u sebi sadrže 10000 do 100000 tranzistora;
- ULSI (od Ultra Large Scale Integration) – kola izuzetno visokog stepena integracije (sl. 12.7), sa preko milion tranzistora po integriranom kolu ili čipu;

- U<sup>2</sup>LSI<sup>3</sup> (od Ultra-Ultra Large Scale Integration) – kola izuzetno-izuzetno visokog stepena integracije (sl. 12.8), sa preko milijardu tranzistora po integrisanom kolu ili čipu (sa preko milion tranzistora po mm<sup>2</sup>).



Sl. 12.5. Neka od SSI i MSI integrisanih kola.

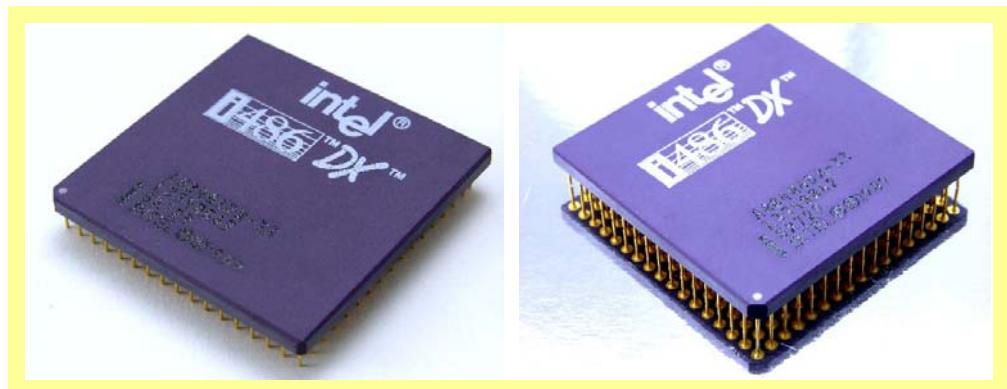


Sl. 12.6. LSI i VLSI integrisanih kola.

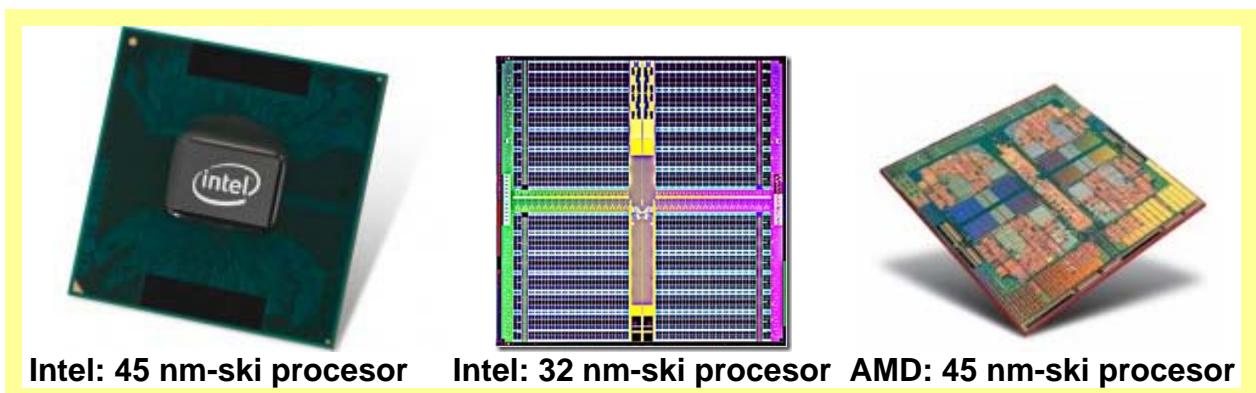
Dakle, broj tranzistora u procesorima koji se sada ugrađuju u računare veći je od milijarde. Stoga je disipacija na njima izuzetno velika. Kao primer kako se povećava snaga disipacije *Intelovih* procesora sa smanjivanjem dužine kanala MOS tranzistora, na sl. 12.9 je prikazan dijagram koji u budućnosti predviđa snage za koje je komentar izlišan. (Napominje se da su već sada napajanja naponima od 0.8 V, tako da za snagu od npr. 80 W, struja iznosi 100 A!). Iz tog razloga je ULSI i U<sup>2</sup>LSI kola potrebno dodatno hladiti. Hlađenje može biti pasivno – dodavanjem

<sup>3</sup> Ovaj termin nije zvaničan, već je autor ovog teksta dao „sebi za pravo“ da ga uvede.

masivnih hladnjaka koji odaju toplotu, ili aktivno – ugradnjom ventilatora (što je danas redovan slučaj kod procesora).

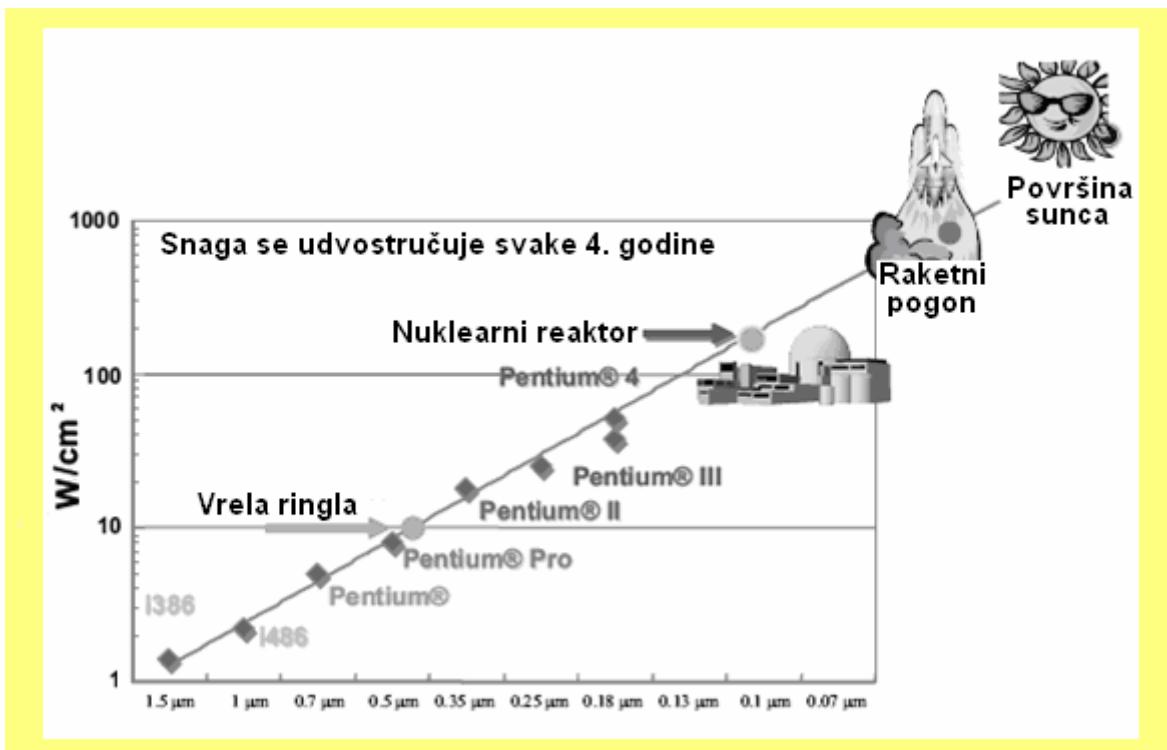


Sl. 12.7. Intelovi procesori 486 iz generacije ULSI kola.



**Intel: 45 nm-ski procesor    Intel: 32 nm-ski procesor    AMD: 45 nm-ski procesor**

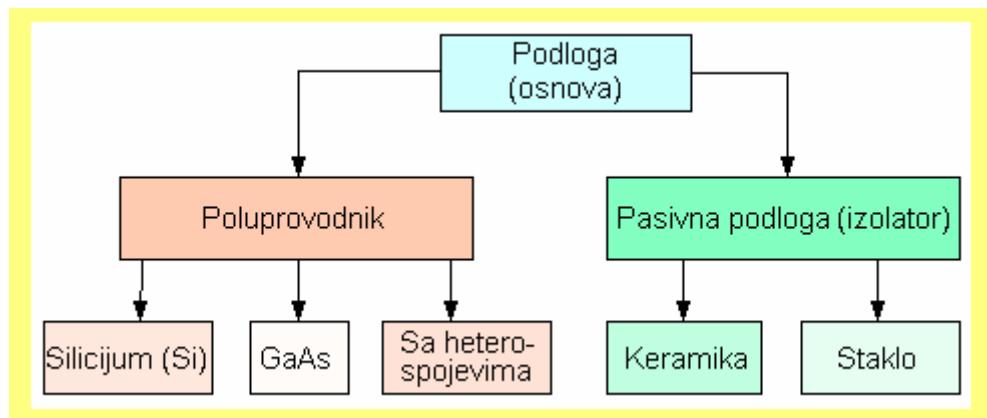
Sl. 12.8. Nove generacije četvojezgarnih procesora.



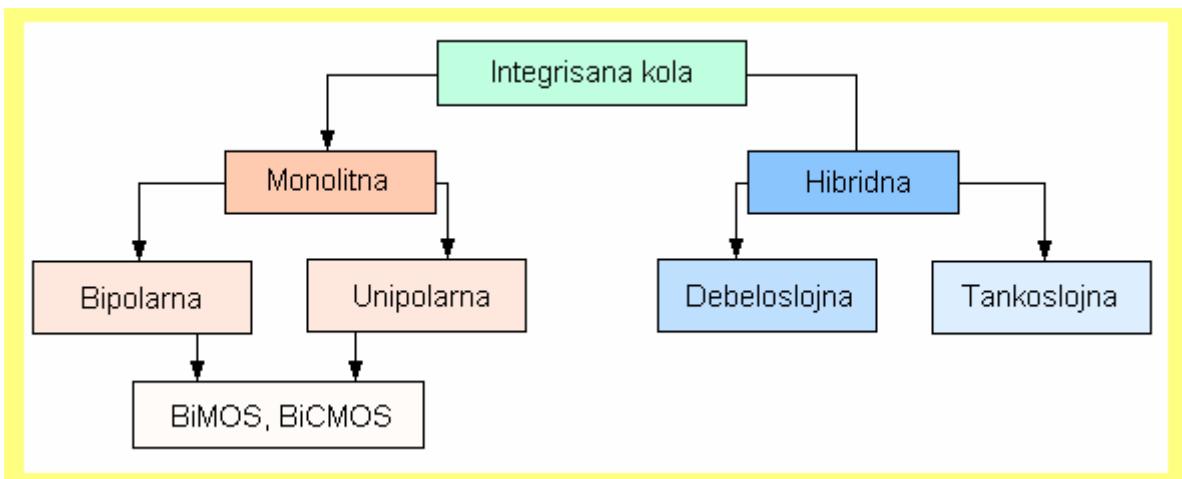
Sl. 12.9. Murov prikaz povećanja snage sa smanjivanjem dužine kanala tranzistora u Intelovim procesorima tokom godina.

## 12.2. VRSTE INTEGRISANIH KOLA

Integrисана kola se mogu podeliti na više načina: prema vrsti podloge (sl. 12.10), prema tehnologiji izrade (sl. 12.11) i prema načinu rada.



Sl. 12.10. Podela integrisanih kola prema vrsti podloge (osnove).



Sl. 12.11. Podela integrisanih kola prema tehnologiji izrade.

### 12.2.1. Monolitna integrisana kola

Daleko najveći broj svih današnjih integrisanih kola jesu monolitna integrisana kola – sve njegove osnovne komponente su od istog materijala. Ova kola se još zovu i **planarna** integrisana kola, i to iz tri razloga: prvo, njihova izrada je bazirana na planarnom tehnološkom postupku; drugo, struktura osnove na kojoj su realizovani elementi kola je planarna, tj. ravna, i treće, dimenzije elemenata kola, normalne na površinu osnove, su za više od reda veličine manje od debljine osnove, pa se stiče utisak kao da su svi elementi u jednoj ravni.

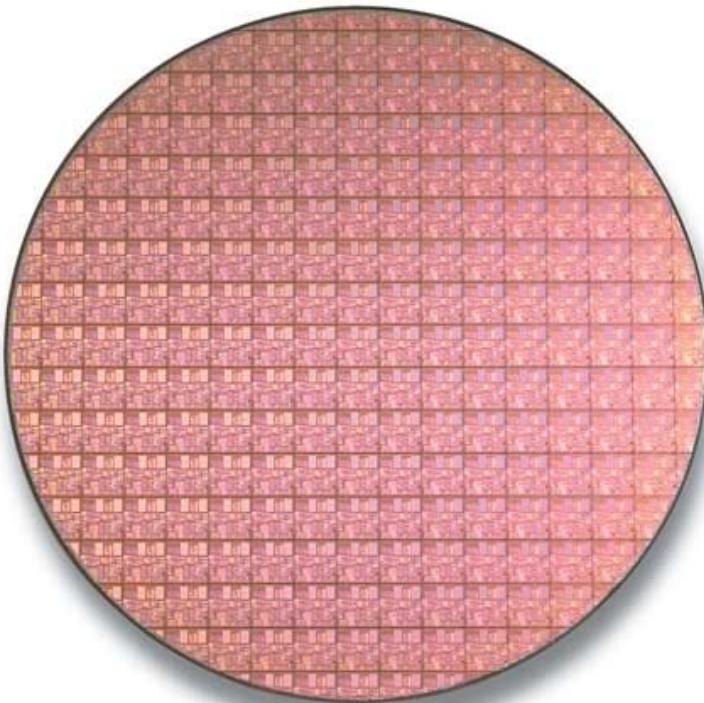
Ne ulazeći u detalje, ovde se ističu dve bitne prednosti planarnog procesa u poređenju sa svim ostalim postojećim procesima, koja se neće posebno opisivati:

- *p-n* spojevi, kao osnovni delovi svih bipolarnih i unipolarnih monolitnih integrisanih kola, zaštićeni su na površini poluprovodnika oksidnim slojem od spoljašnjih uticaja, što omogućuje da se postignu vrlo male vrednosti struja inverzno polarisanih *p-n* spojeva i visoka pouzdanost elemenata kola;

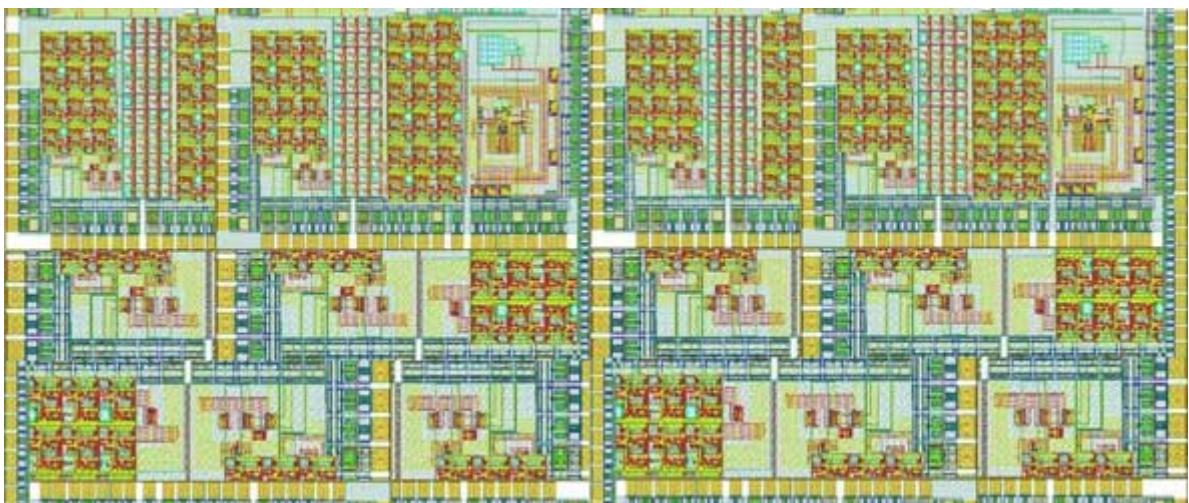
- tehnika fotolitografije omogućuje postizanje izuzetno malih dimenzija elemenata kola i istovremenu proizvodnju velikog broja istovetnih integrisanih kola na jednoj poluprovodničkoj pločici, sl. 12.12 i sl. 12.13.

Dimenzije čipa monolitnih integrisanih kola, zavisno od složenosti i funkcije koju integrисано коло treba da obavlja, mogu biti od nekoliko  $\text{mm}^2$  (kao na sl. 12.14a) do preko  $350 \text{ mm}^2$  (kao kod procesora na sl. 12.8). Na sl. 12.14b je prikazano jedno minijaturno SMD integrisano kolo na vrhu prsta, upravo da bi se mogla da oceni njegova veličina.

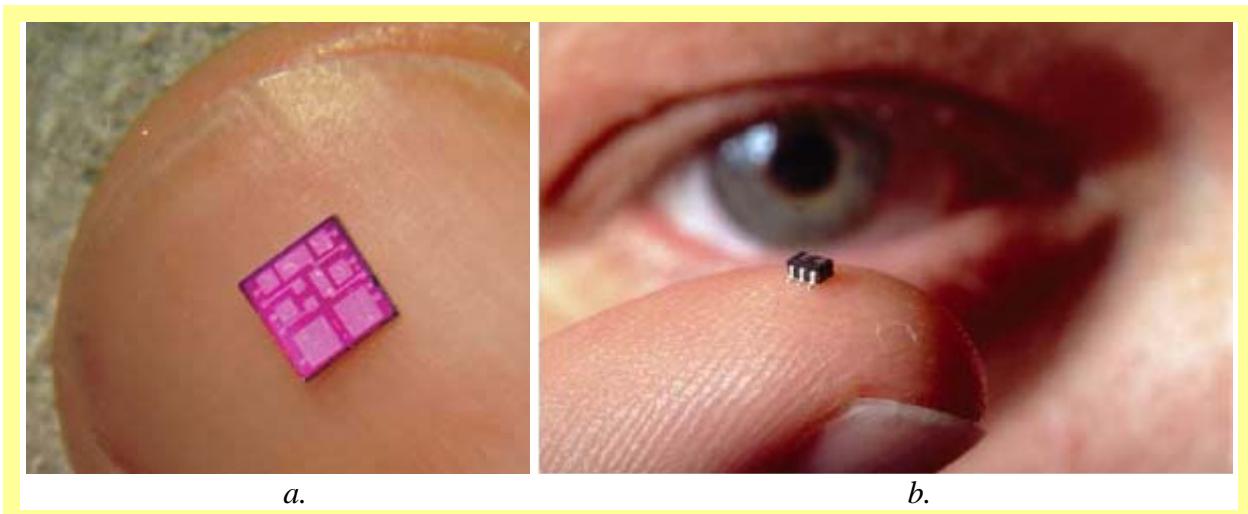
Sa sl. 12.11 vidi se da monolitna integrisana kola mogu biti bipolarna, unipolarna i bipolarno-unipolarna (BiNOS i BiCMOS). U bipolarnim integrisanim kolima osnovni element je NPN tranzistor. Izrada svih ostalih elemenata (dioda, PNP tranzistora, otpornika i kondenzatora) je prilagođena tehnologiji NPN tranzistora. Bipolarna integrisana kola se odlikuju velikom opterećljivošću, ali i relativno velikom složenošću.



Sl. 12.12. Planarna tehnologija omogućuje istovremenu proizvodnju velikog broja istovetnih integrisanih kola na jednoj poluprovodničkoj pločici (svaki kvadrat predstavlja jedno integrisano kolo).



Sl. 12.13. Uvećana slika dva istovetna čipa dobijena planarnom tehnologijom.



Sl. 12.14. Poređenje čipa sa veličinom nokta (a) i minijaturnog SMD operacionog pojačavača sa vrhom prsta (b).

Osnovni element unipolarnih integrisanih kola je MOS tranzistor, odnosno komplementaran par n-kanalnog i p-kanalanog MOS tranzistora – CMOS (s obzirom da su digitalna CMOS integrisana kola od veoma velike važnosti u savremenoj elektronici, nadalje će više reći biti o CMOS invertoru, sl. 12.15).

Od bipolarnih i unipolarnih elemenata moguće je realizovati i kombinovana integrisana kola (BiMOS i BiCMOS, sl. 12.11). U suštini, kod njih je osnova bipolarna ili MOS tehnologija, pri čemu se drugi osnovni element (npr. MOS tranzistor u bipolarnoj tehnologiji) radi komplementarnim postupkom.

## CMOS invertor

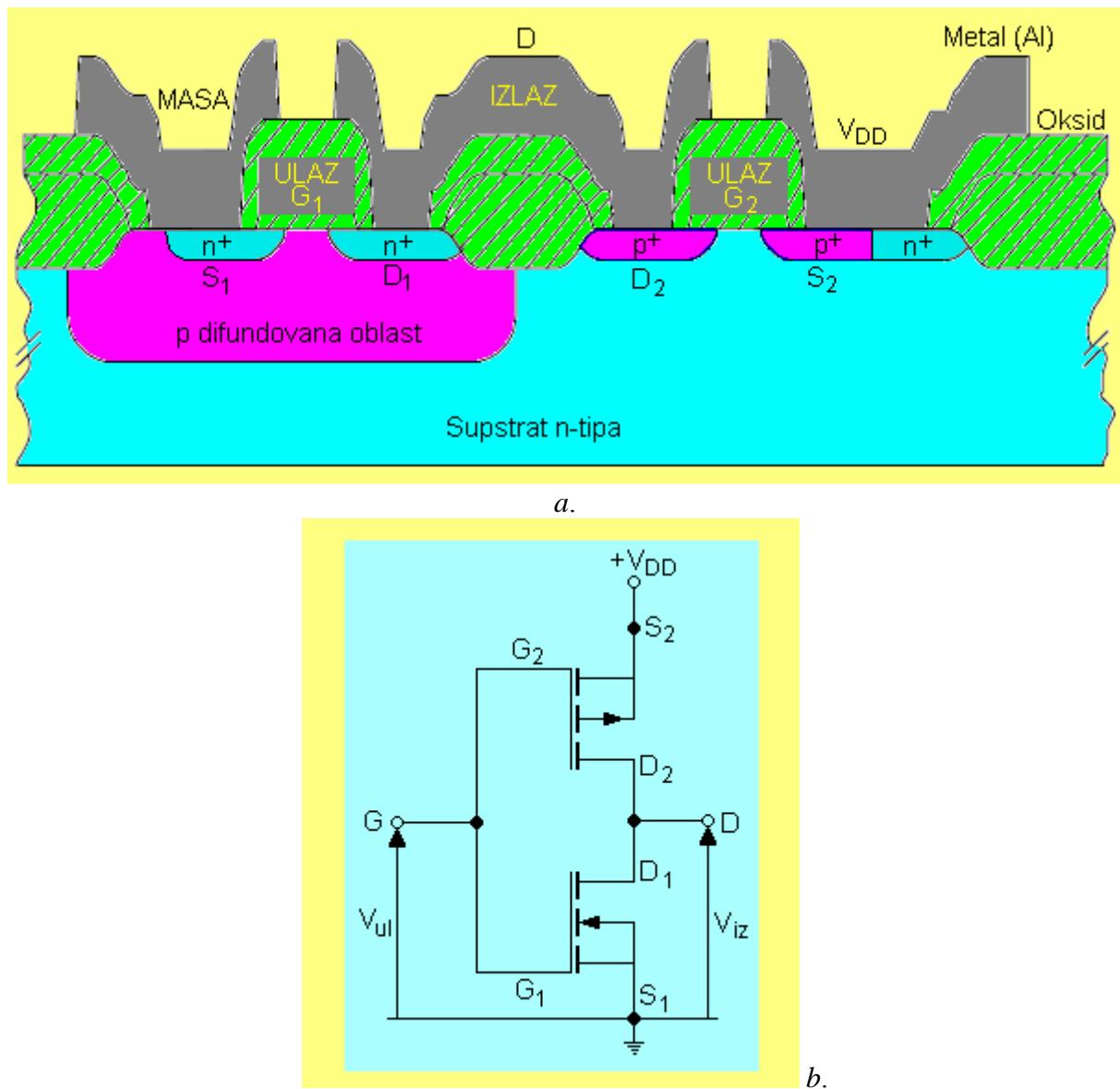
Osnovna ćelija digitalnih CMOS integrisanih kola jeste CMOS invertor, u kojem se koristi par MOS tranzistora sastavljen od jednog n-kanalnog i jednog komplementarnog p-kanalnog tranzistora, sl. 12.15. Korišćenje komplementarnog para MOS tranzistora omogućava projektovanje digitalnih kola sa minimalnom potrošnjom energije. Karakteristika CMOS kola da imaju nisku potrošnju energije enormno je proširila primenu digitalnih kola, koja se kreće od dečjih igračaka do mobilnih telefona i kompjutera koje sada poznajemo. Prekidačka brzina, odnosno maksimalna radna frekvencija, bila je u početku nedostatak CMOS kola, ali je savremenim tehnološkim postupcima postignuto izuzetno smanjivanje dimenzija MOS tranzistora, što je dovelo do veoma velikog porasta brzine. Smanjivanje dimenzija je, takođe, omogućilo porast nivoa integracije, dovodeći do realizacije digitalnih integrisanih kola velikih operativnih mogućnosti. Stoga je CMOS tehnologija danas postala dominantna elektronska tehnologija.

CMOS invertor redovno se formira u supstratu n-tipa koji je istovremeno podloga integrisanog kola kao celina i podloga p-kanalnog tranzistora. Da bi se formirao n-kanalni tranzistor, potrebno je u zajedničkom n-supstratu oformiti lokalnu p-podlogu. Ona se dobija difuzijom bora. U tako dobijeno p-područje difunduju se  $n^+$ -područja sorsa  $S_1$  i drejna  $D_1$  n-kanalnog tranzistora, sl. 12.15b. p-kanalni tranzistor dobija se difuzijom bora direktno u n-podlogu, čime se formiraju  $p^+$ -područja sorsa  $S_2$  i drejna  $D_2$ .

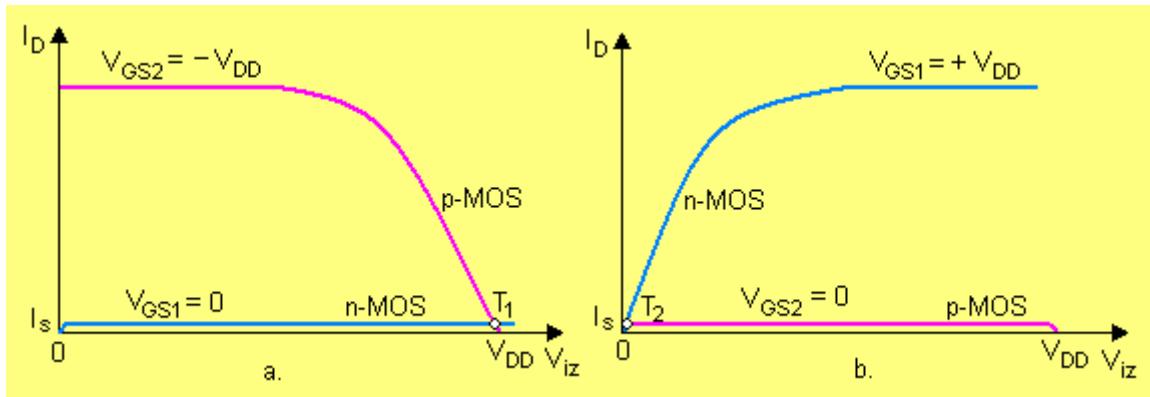
U CMOS invertoru upravljačke elektrode  $G_1$  i  $G_2$  n-kanalnog i p-kanalnog tranzistora međusobno su spojene i služe kao ulazna elektroda invertera. Drejn  $D_1$  n-kanalnog i drejn  $D_2$  p-

kanalnog tranzistora su takođe međusobno spojeni i oni su izlazna elektroda invertora, sl. 12.15. Sors  $S_1$  n-kanalnog tranzistora je uzemljen, a sors  $S_2$  p-kanalnog tranzistora je spojen na napajanje  $V_{DD}$ .

Uz pretpostavku da su p-kanalni i n-kanalni tranzistori komplementarni po karakteristikama i da su im naponi praga suprotni po predznaku i jednaki po apsolutnom iznosu, princip rada CMOS invertora može se objasniti pomoću slika 12.15 i 12.16. Naime, kad se na ulaz G CMOS invertora doveđe napon logičke nule, što odgovara naponu  $V_{GS1} = 0$ , tada n-kanalni MOS ne vodi. Istovremeno je napon između kontrolne elektrode  $G_2$  i sorsa  $S_2$  p-kanalnog MOS tranzistora negativan i približno jednak  $-V_{DD}$ . Zato što je napon praga tog tranzistora negativan, p-kanalni MOS tranzistor vodi. Međutim, kako je n-kanalni tranzistor zatvoren, p-kanalni MOS radi s vrlo malom strujom drenja  $I_s$  n-kanalnog MOS tranzistora, te se nalazi na samom početku triodnog područja. Zato je napon  $V_{DS1} = V_{iz} \approx V_{DD}$ , pa logičkoj nuli na ulazu odgovara logička jedinica na izlazu. Taj slučaj ilustrovan je na sl. 12.16a. Radna tačka  $T_1$  odgovara izlaznom naponu  $V_{DD}$  i struji drenja  $I_D = I_s$ . Pri tome se menjanjem napona napajanja  $V_{DD}$  može menjati po želji napon logičke jedinice.



Sl. 12.15. Presek (a) i šematski prikaz (b) MOS invertora.



Sl. 12.16. Uz opis rada CMOS invertora: a - stanje logičke jedinice na izlazu; b - stanje logičke nule na izlazu.

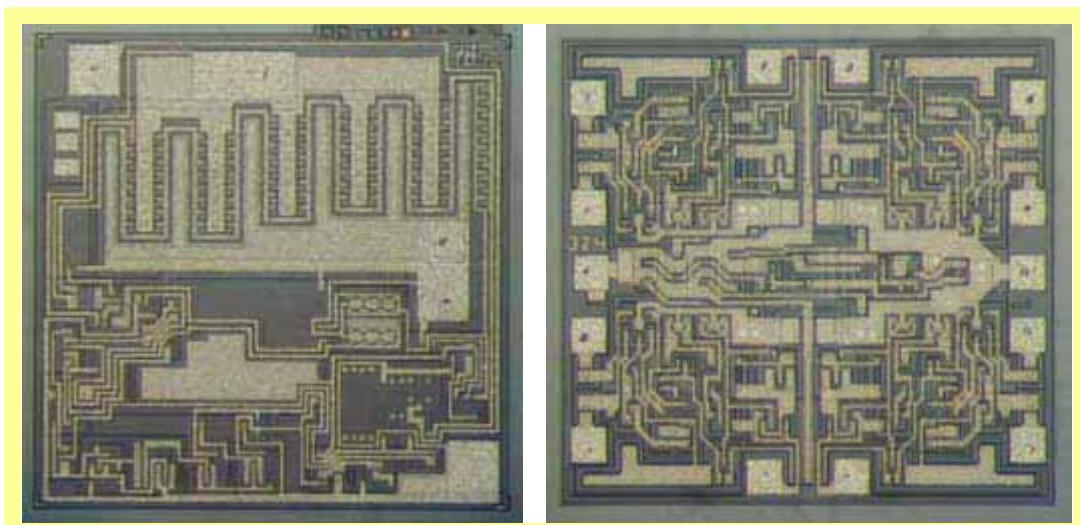
Ukoliko se na ulaz CMOS invertora dovede napon logičke jedinice, tj. napon  $+V_{DD}$ , tada n-kanalni MOS tranzistor vodi. Istovremeno je napon kontrolne elektrode G<sub>2</sub> prema sorsu S<sub>2</sub> jednak nuli, pa p-kanalni tranzistor ne vodi. Zato n-kanalni MOS tranzistor vodi vrlo malu struju drejna p-kanalonog MOS tranzistora, te se nalazi na samom početku triodnog područja karakteristika. Taj slučaj je predstavljen na sl. 12.16b, gde je označena tačka T<sub>2</sub> koja odgovara stanju logičke nule na izlazu.

Dakle, i pri vođenju n-kanalnog i pri vođenju p-kanalnog MOS tranzistora troši se veoma malo energije, s obzirom da u oba slučaja protiče izuzetno mala struja drejna jednog od tranzistora.

## 12.2.2. Tankoslojna i debeloslojna integrisana kola

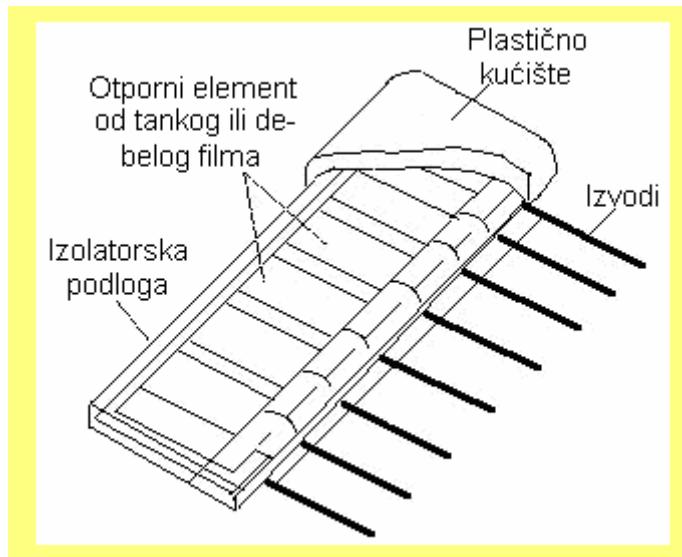
Paralelno sa monolitnim integriranim kolima razvijala su se, ali u znatno manjoj meri, i integrisana kola u tehnologiji debelog i u tehnologiji tankog filma. U oba slučaja kao podloga kola služi tanka pločica od izolatorskog materijala, npr. od specijalnih vrsta keramike.

U tehnologiji debelog filma se na podlogu metodom sito-štampe nanose provodni, otporni, dielektrični i izolatorski slojevi, pomoću kojih se formiraju pasivne komponente debeloslojnog integrisanog kola (npr. otpornici, kondenzatori, provodne veze), sl. 12.17.

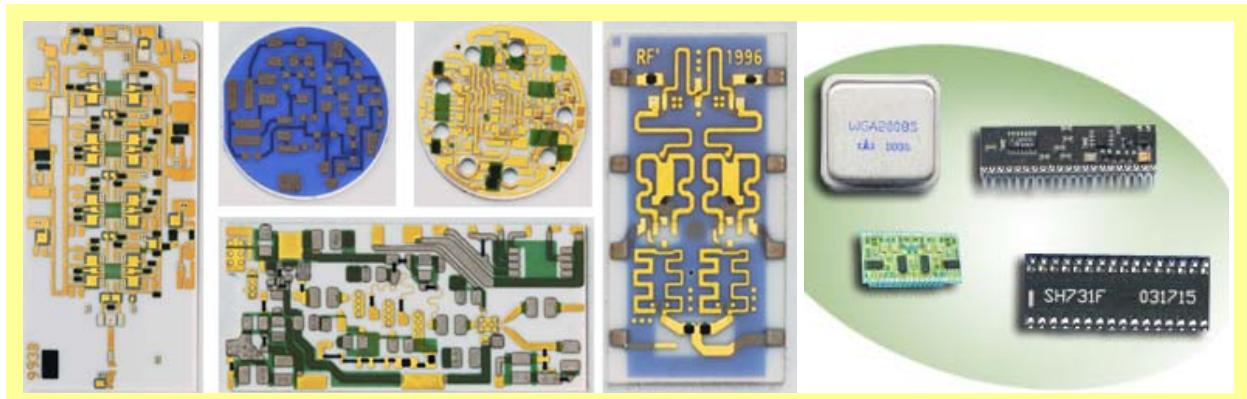


Sl. 12.17. Debeloslojna integrisana kola.

U tehnologiji tankog filma se za nanošenje odgovarajućih slojeva koristi tehnika vakuumskog naparavanja ili tehnika katodnog (jonskog) raspršavanja. Ovom tehnologijom, kao i debeloslojnom, mogu se dobiti dovoljno kvalitetne pasivne komponente, sl. 12.18. Mada je ovom tehnikom moguće dobiti i pojedine aktivne komponente, one se u praksi, ipak, dodaju kao diskretne. Na sl. 12.19 prikazano je nekoliko različitih tankoslojnih inetgrisanih kola.



Sl. 12.18. Otponički modul u tehnici debelog ili tankog filma (sloja).

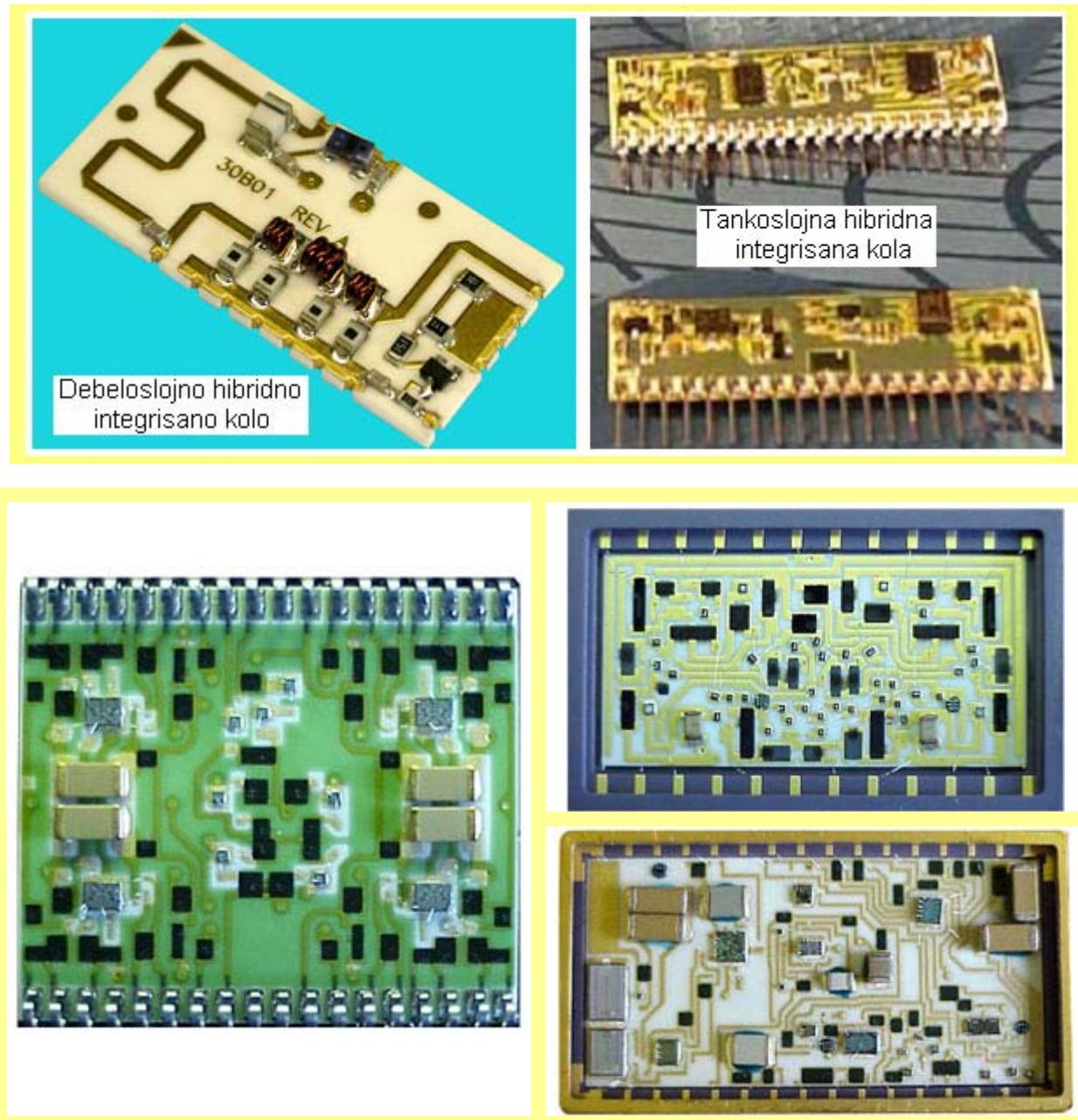


Sl. 12.19. Tankoslojna integrisana kola.

### 12.2.3. Hibridna integrisana kola

Hibridna integrisana kola su kombinacija monolitnih kola i elemenata s kolima urađenim tehnikama debelog ili tankog filma. Pri tome, pasivne komponente se realizuju debeloslojnom ili tankoslojnom tehnologijom. Aktivna kola, realizovana planarnim procesom, dodaju se naknadno u formi čipa koji se na pasivnoj podlozi povezuje sa debeloslojnim ili tankoslojnim komponentama. Stoga postoji **deboslojna** i **tankoslojna** hibridna integrisana kola, sl. 12.20 i sl. 12.21.

U opštem slučaju, u jednom hibridnom kolu mogu da budu i tankoslojne i debeloslojne i monolitne i diskretne aktivne i pasivne komponente. Tehnologija kojom se komponente povezuju određuje naziv kola. Tako, na primer, debeloslojna hibridna integrisana kola, osim debeloslojnih pasivnih elemenata, mogu da sadrže u čip formi aktivne komponente (tranzistore, diode, monolitna integrisana kola) i tankoslojne komponente. Stoga što se sve te komponente međusobno povezuju tehnikom debelog filma, kola se zovu debeloslojna.



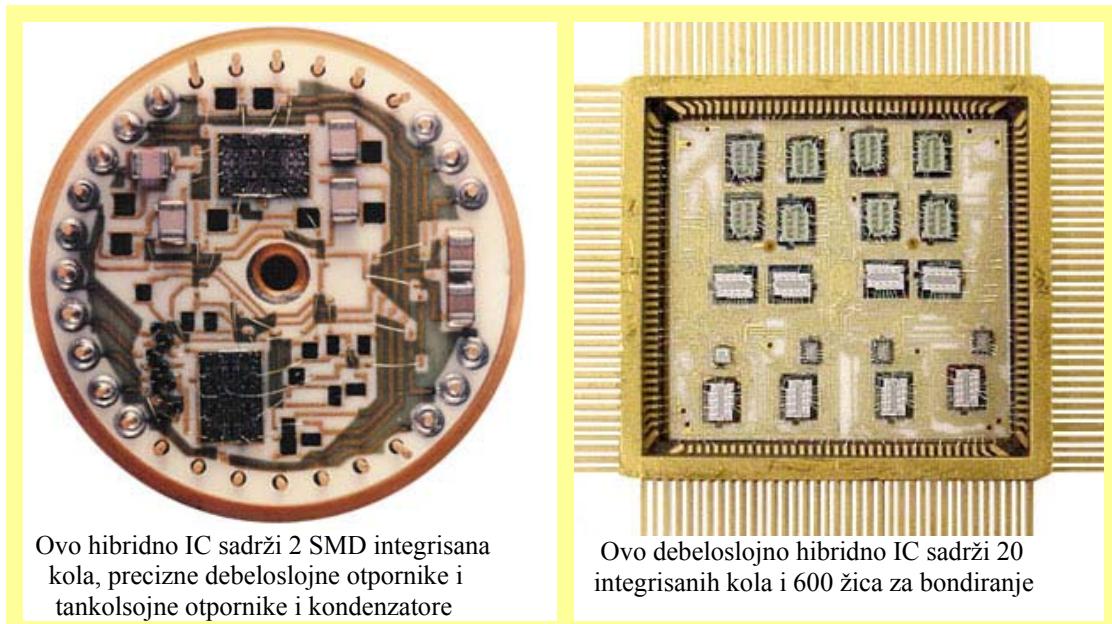
Sl. 12.20. Debeloslojna i tankoslojna hibridna integrisana kola.

Kombinovanjem svih raspoloživih tehnika koje omogućuju hibridno „udruživanje“ komponenata (sl. 12.21) dobijaju se integrisana kola optimalnih karakteristika. Tako, na primer, tankoslojni otpornici imaju manje tolerancije otpornosti, a tehnika debelog filma omogućuje veći raspon vrednosti otpornosti otpornika. Ako u jednom hibridnom integrisanom kolu postoje oba zahteva, kolo će se uraditi u debeloslojnoj tehnologiji, pri čemu će se otpornici, kod kojih se traže uske tolerancije otpornosti, realizovati kao čip komponenta tankoslojnom tehnologijom.

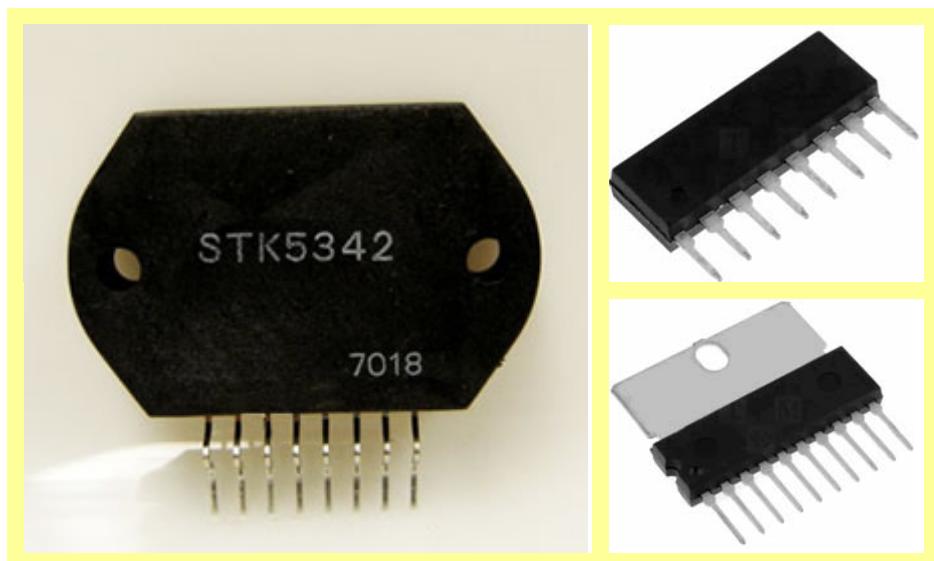
Ovde je neophodno istaknuti da se hibridna integrisana kola neuporedivo manje koriste od monolitnih integrisanih kola. To je, stoga, što je monolitna tehnologija znatno univerzalnija, s obzirom da omogućuje realizaciju i aktivnih i pasivnih komponenata veoma širokog raspona vrednosti osnovnih parametara, i što, takođe, omogućuje za nekoliko redova veličine veću gustinu pakovanja, kao i znato veću pouzdanost. Sa druge strane, hibridnom tehnikom se prvenstveno realizuju pasivne komponente. Doduše, tankoslojna tehnologija omogućuje realizaciju tranzistora koji su slični MOS-u, ali se, po pravilu, u hibridnoj tehnici, kao što je pomenuto,

aktivne komponente dodaju u obliku čipa napravljenog planarnom tehnologijom. Može se reći da će se korisnik opredeliti za hibridnu tehniku u sledećim slučajevima:

- kod maloserijske proizvodnje, jer je hibridna tehnologija, zbog niže cene, prihvatljivija;
- za izradu kola specijalne namene;
- kada se monolitnom tehnikom ne mogu ostvariti potrebne performanse (npr. veće kapacitivnosti kondenzatora);
- kada je potrebno smanjiti dimenzije sistema realizovanog na štampanoj ploči sa diskretnim komponentama (sl. 12.22).



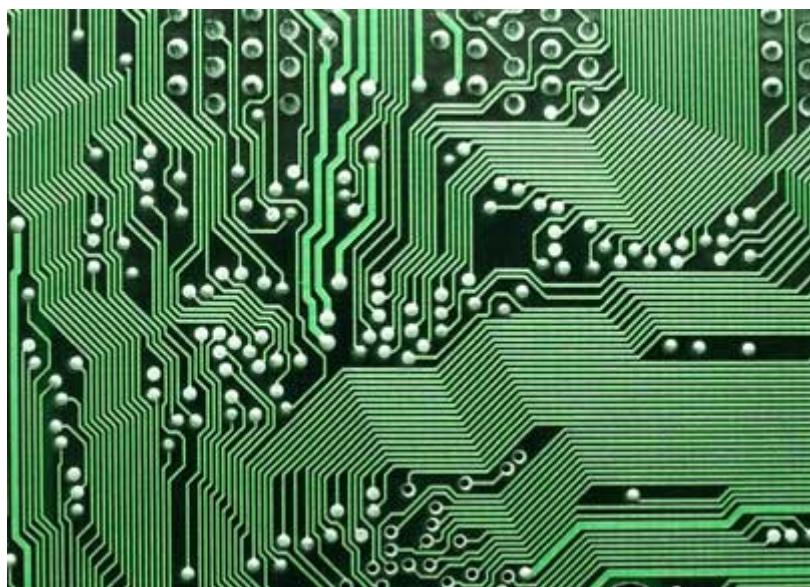
Sl. 12.21. Različita hibridna integrisana kola.



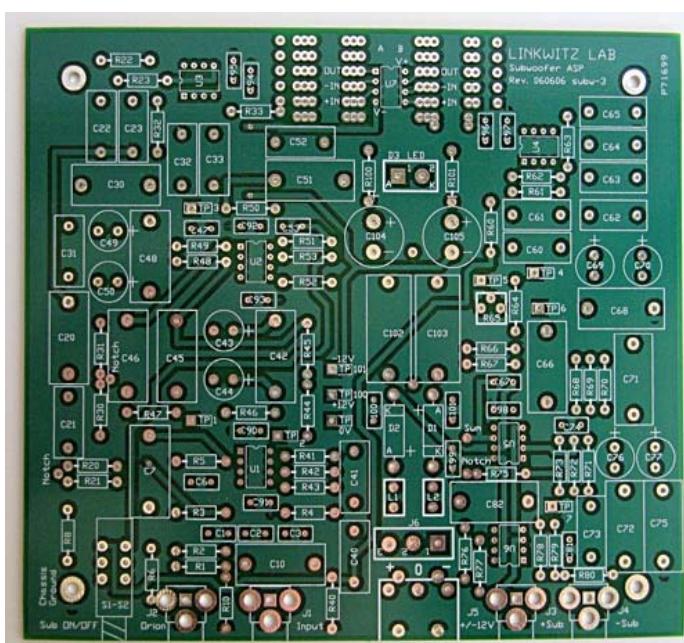
Sl. 12.22. Spoljašnji izgled hibridnih integrisanih kola.

## 13. ŠTAMPANE PLOČE

Štampane ploče služe da se na njih montiraju pasivne komponente (otpornici, kondenzatori, kalemovi, diode), aktivne diskretne komponente (bipolarni i MOS tranzistori), integrisana kola i sve ostale elektronske komponente, kao i za međusobno električno povezivanje tih komponenata. Na sl. 13.1 je prikazan deo štampane ploče za komponente sa izvodima (komponente su sa suprotne strane), na kojoj se vide zaledmljeni izvodi tih komponenata (sjajne „zadebljane tačke“) i „naštampane“ provodne veze između komponenata; na sl. 13.2 se vidi prednji deo štampane ploče sa otvorima za izvode komponenata, koji će titi zaledmljeni sa suprotne strane ploče.



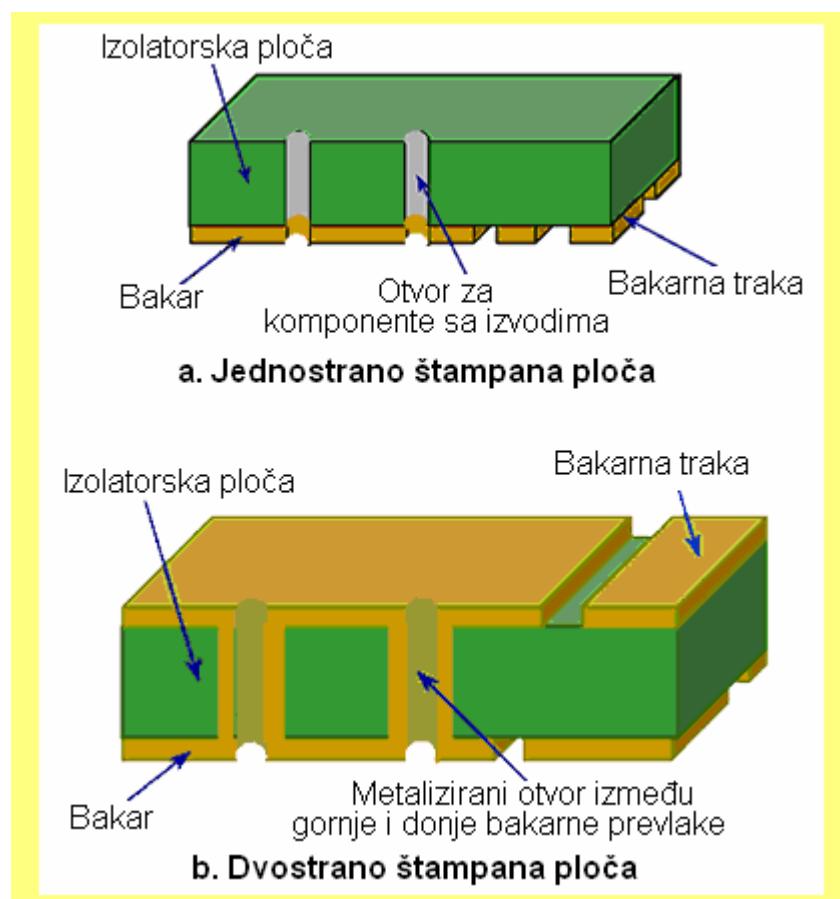
Sl. 13.1. Deo štampane ploče za komponente sa izvodima; komponente su sa suprotne strane.



Sl. 13.2. Prednji deo pripremljene štampane ploče za komponente sa izvodima.

Primenom štampanih provodnih veza u proizvodnji elektronskih uređaja obezbeđuje se veća pouzdanost komponenata i samih uređaja, poboljšana tehnološka izvodičljivost (uslovljena automatizacijom nekih montažnih procesa), povećana gustina pakovanja komponenata (zbog smanjenja dimenzija i mase pojedinih komponenata), povećana brzina rada i zaštita od smetnji.

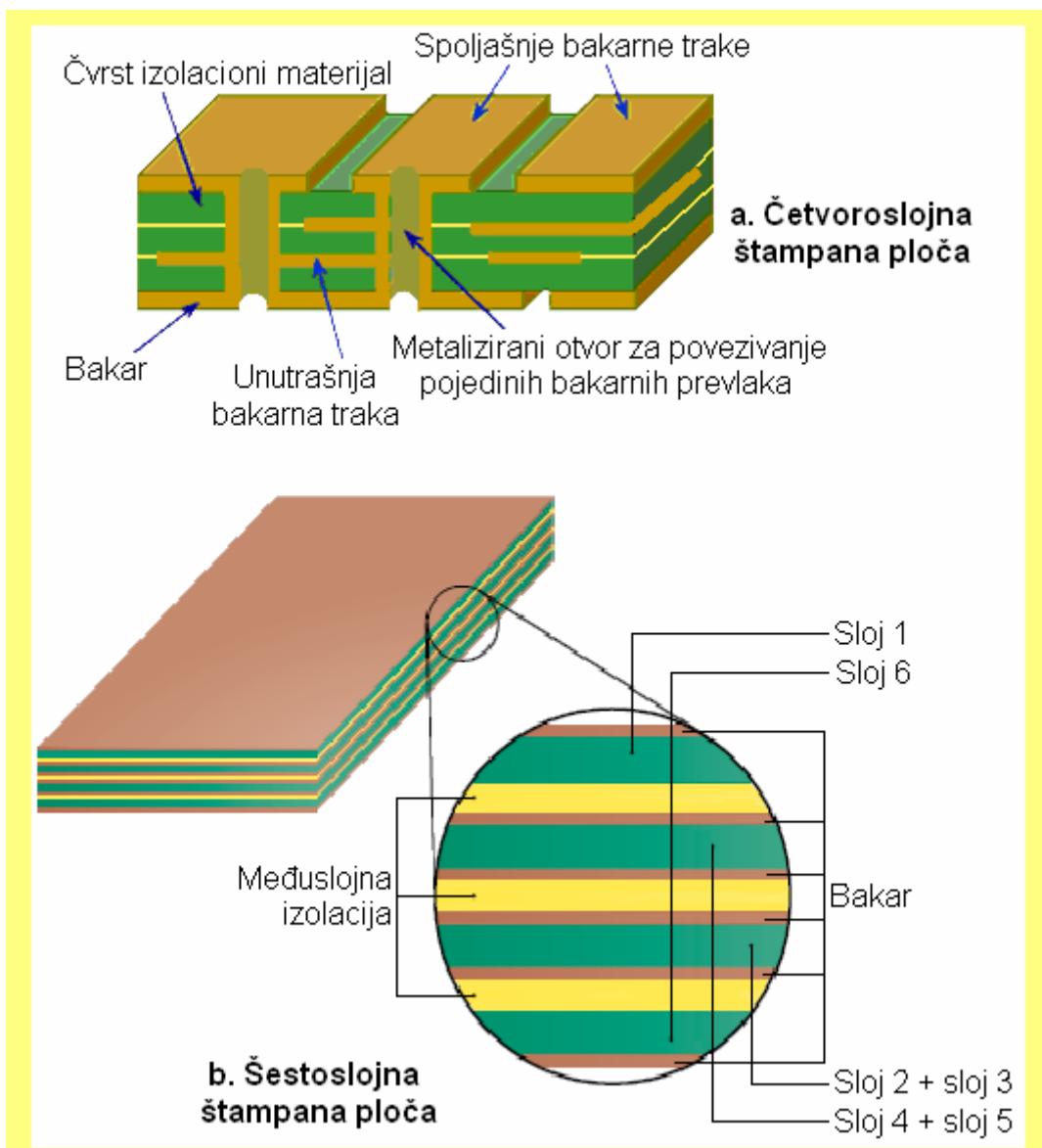
Za štampanu ploču neophodna je fabrički pripremljena tanka ploča od nekog izolacionog materijala, npr. od vitroplasta, pertinaksa (obično se zove kaširani pertinaks) ili fiberstakla sa epoksidnom smolom, na koju je sa jedne ili sa obe strane nanesen tanak sloj bakra. Na sl. 13.3 su predstavljene **jednoslojne** štampane ploče, koje se, pak, dele na **jednostrano** (sl. 13.3a) i **dvostrano** (sl. 13.3b) štampane ploče. Jednostrano štampane ploče imaju provodne veze samo na jednoj strani podloge, dok su dvostrano štampane ploče (kao i na sl. 13.2) sa provodnim vezama na obema stranama. Pored njih, u industrijskoj proizvodnji i za veoma složena elektronska kola koriste se i **višeslojne** štampane ploče, sl. 13.4. Višeslojne štampane ploče se sastoje od naizmenično raspoređenih slojeva provodnog i izolacionog materijala spojenih zajedno. Provodni slojevi su povezani preko metaliziranih otvora koji se koriste kako za montiranje, tako i za električno povezivanje komponenata.



Sl. 13.3. Jednoslojne štampane ploče.

### 13.1. JEDNOSLOJNE ŠTAMPANE PLOČE

Postoji više načina da se jednoslojna štampana ploča napravi, i svi su oni zasnovani na istom principu, a to je da se ukloni tanak sloj bakra sa neželjenih mesta, a da ostane samo tamo gde je potrebno (za provodne veze i stopice za koje se leme komponente). Uklanjanje sloja bakra ostvaruje se tako što se pločica nagriza hemijskim putem nekom kiselinom, ili se nepotrebni delovi bakra mehanički odstranjuju posebnim glodalicama.



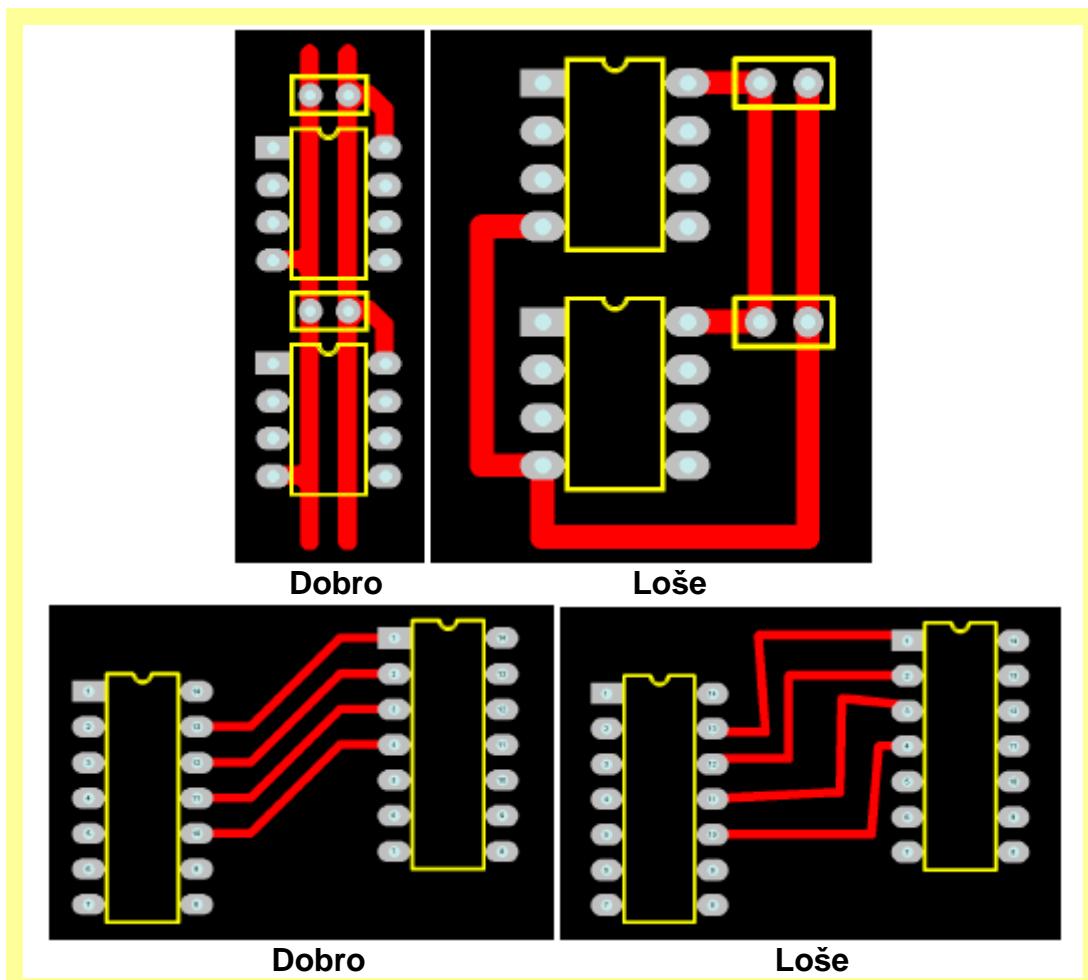
Sl. 13.4. Višeslojne štampane ploče.

### 13.1.1. Izrada crteža štampanog kola

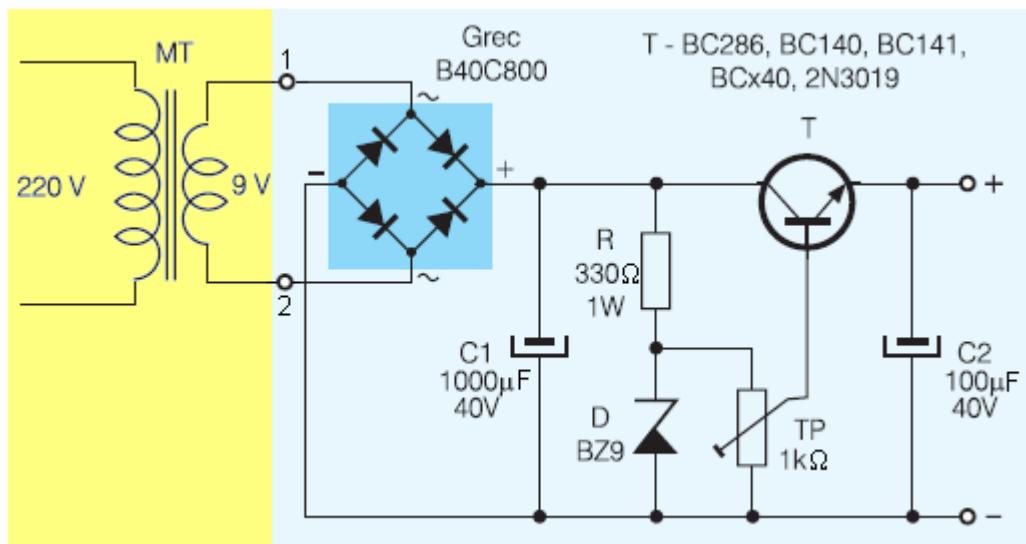
Da bi se na pločici ostvarile provodne štampane veze, potrebno je prvo da se na njoj iscrtava šema tih veza. To se radi tako što se na bakarni površinski sloj (jednom od tehnika koje će u delu 13.1.2 biti opisane) nanosi slika štampanih veza, vodeći, pri tom, računa da se provodne veze ne seku i da budu što kraće (na sl. 13.5 prikazane su dve dobro i dve loše projektovane provodne veze).

Nadalje će se, kao najprostiji slučaj, razmatrati samo jednostrano štampane ploče kao na sl. 13.3a, a da bi postupak izrade maske bio jasniji, prikazat će se kako se, od ulaznih tačaka „1“ i „2“ do izlaza „+“ i „-“, crta štampa za električno kolo sa sl. 13.6<sup>4</sup> (to je jedan klasičan stabilisani ispravljač kod kojeg se, pomoću trimer potenciometra TP, izlazni napon može podešiti na bilo koju vrednost do 9 V).

<sup>4</sup> Primer sa sl. 13.6 i slike označene sa „\*“, kao i dobar deo objašnjenja vezan za njih, uz saglasnost autora Miomira D. Filipovića i izdavača *Mikoelektronika* (Beograd, 2008) preuzet je iz knjige „Komponente i praktična realizacija elektronskih uređaja“.

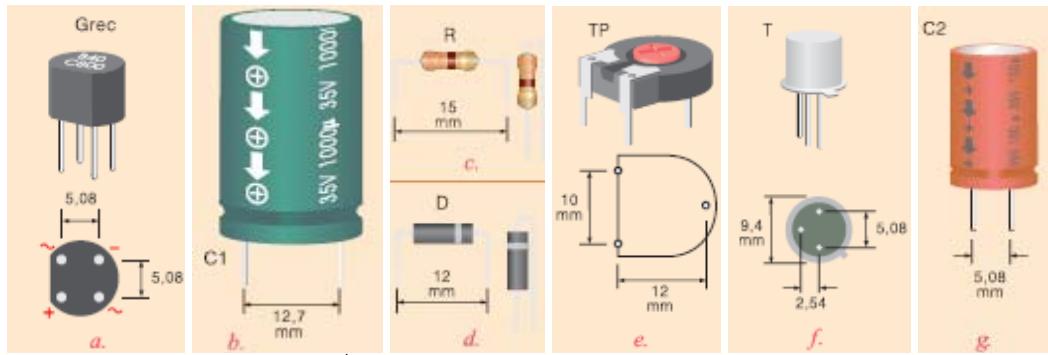


Sl. 13.5. Dobro i loše projektovane provodne štampane veze.



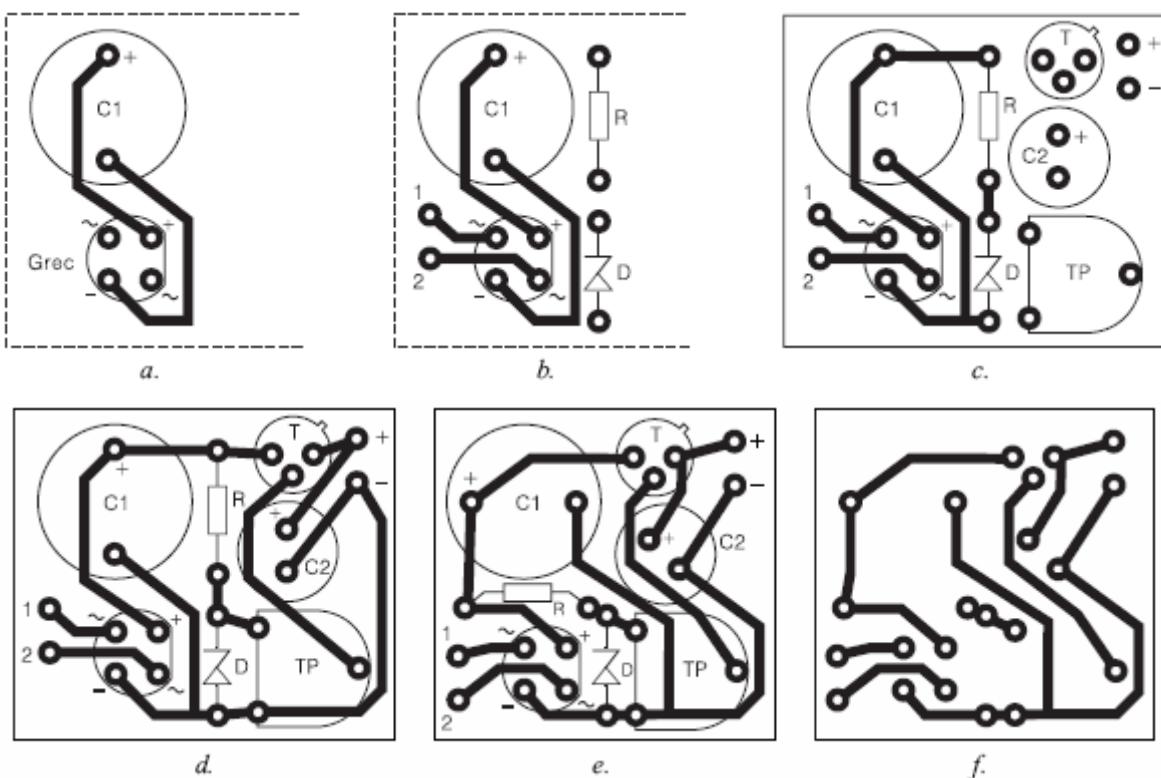
Sl. 13.6\*. Klasičan stabilisani ispravljač.

Pre početka crtanja štampanog kola neophodno je nabaviti sve komponente, da bi se znale kolike su im dimenzije i kolika su rastojanja između njihovih izvoda (nožica). Takve raspoložive komponente sa naznakom njihovih relevantnih dimenzija za ispravljač sa sl. 13.6, od ulaznih tačaka „1“ i „2“ do izlaza „+“ i „-“, prikazane su na sl. 13.7.



Sl. 13.7\*. Komponente za ispravljač sa sl. 13.6.

(O prikazanim komponentama videti sledeće delove: za Grecov spoj (a) deo 8.5; za elektrolitske kondenzatore (b) i (g) deo 4.2.6; za otpornik (c) deo 3.1.1; za Zener diodu (d) deo 8.3; za trimer potenciometar (e) deo 3.4.3; za NPN tranzistor (f) deo 9.1.1)



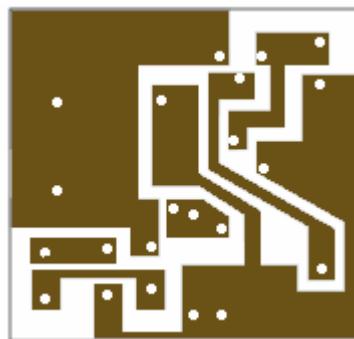
Sl. 13.8\*. Postupak crtanja štampanog kola ispravljača sa sl. 13.6.

Postupak crtanja je prikazan na sl. 13.8. Prvo su, sl. 13.8a, nacrtana dva kružića prečnika 2 mm do 3 mm, na međusobnom rastojanju od oko 13 mm. To su stopice u koje će biti zaledljene nožice elektrolitskog kondenzatora C1 (sa sl. 13.7b). Ispod ovih stopica, a na osnovu dimenzija sa sl. 13.7a, nacrtane su četiri stopice na međusobnom rastojanju od oko 5 mm u koje će se zalemiti nožice Grecovog spoja (usmeraća). Prema sl. 13.6, nožica usmeraća koja je obeležena sa „+“ spojena je sa „+“ nožicom kondenzatora C1, a nožica obeležena sa „-“, spojena je sa „-“ nožicom kondenzatora. Te dve veze su na sl. 13.8a nacrtane u obliku dve izlomljene prave linije. Pri tome, treba se truditi da te linije budu, kao što je već rečeno, što kraće i da se dobro pazi da se ne dodirnu međusobno ili sa nekom od stopica pored kojih prolaze. Na sl. 13.8a su nacrtani i kondenzator C1 i Grecov usmerać onako kako izgledaju gledani sa donje strane (gde su im nožice), mada oni ne mogu da se vide, jer se nalaze sa suprotne strane pložice. Zgodno ih je, ipak, crtati, da bi se lakše snalazili i pri crtanju i pri kasnijoj montaži komponenata na pločicu.

Na sl. 13.8b su nacrtane još dve stopice, „1“ i „2“, koje su povezane sa stopicama u koje se leme nožice Grecovog spoja, obeležene sa „~“. U stopice „1“ i „2“ će biti zaledljene dve bakarne žice kojima se na pločicu dovodi naizmenični napon sa sekundara mrežnog transformatora. Desno od kondenzatora C1 i Grecovog usmrača, vodeći računa o dimenzijama, nacrtane su stopice za otpornik R i Zener diodu D.

U daljem postupku crtanja štampanih veza, na sl. 13.8c su dodate i linije kojima su otpornik R i Zener dioda D spojeni međusobno, kao i sa „+“ krajem kondenzatora C1 i „–“ krajem Grecovog spoja. Na istoj slici su nacrtane i stopice u koje će biti zaledljene nožice NPN tranzistora T, elektrolitskog kondenzatora C2 i trimer potenciometra TP, kao i dve stopice (gore desno, sa oznakama „+“ i „–“) u koje se leme dve bakarne žice kojima se „odvodi“ ispravljeni izlazni napon. Odgovarajućim međusobnim povezivanjem pomenutih stopica, kao i njihovim spajanjem sa ostalim komponentama, dobija se konačan izgled štampane ploče, prikazan na sl. 13.8d. To je pogled na pločicu sa strane štampe. Sve komponente su sa druge strane (strane komponenata), pa kao što je već rečeno, ne mogu da se vide.

Raspored komponenata i izgled štampanih veza ne mora da bude kao na sl. 13.8d. Na primer, samo malo drugačijim rasporedom komponenata dobija se izgled štampane ploče kao na sl. 13.8e, odnosno na sl. 13.8f, na kojoj je prikazano kolo sa slike 13.8e bez komponentata, onako kako ono stvarno treba da izgleda. Pored toga, sigurnije je, posebno ako kroz provodne veze teku veće struje, da same veze budu šire. Stoga, kolo sa slike 13.8f može da izgleda kao na sl. 13.9, na kojoj su linije kroz koje teku struje proširene do maksimuma (napominje se da u slučaju ispravljača sa sl. 13.6 to nije neophodno). Time se ostvaruje ušteda tečnosti za nagrizanje bakra, pločica postaje otpornija na mehanička oštećenja, a komponente se efikasnije hlade, jer bakarne površine odvode sa njih toplotu i emituju je u okolini prostora. Nekada se upravo želi da se provodna površina za masu (uzemljenje) uređaja maksimalno poveća, što doprinosi stabilnijem radu uređaja, posebno ako su to uređaji koji rade na visokim frekvencijama.



Sl. 13.9\*. Drugačiji oblik (u odnosu na sl. 13.8f) štampanih veza ispravljača sa sl. 13.6.

### 13.1.2. Prenošenje crteža na pločicu

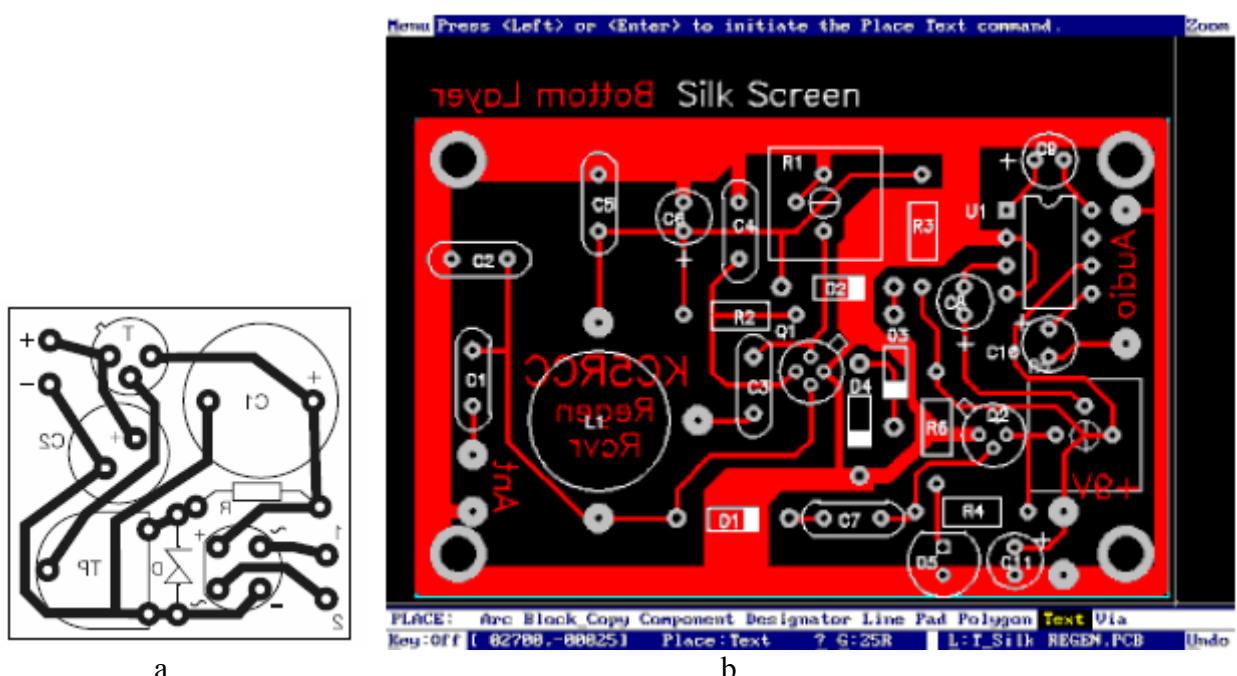
Pripremljeni crtež štampanih veza neophodno je sada preneti na površinu pločice na kojoj se nalazi bakar. Postoji više načina prenošenja tog crteža. Najjednostavnije je da se crtanje provodnih veza kao na sl. 13.8 uradi **alkoholnim flomasterom** direktno na bakarnoj površini. Međutim, ovako relativno prost postupak crtanja crteža štampanog kola moguće je samo kada su u pitanju elektronski uređaji koji nisu složeni, kao što su ispravljači, razni pojačavači, alarmni uređaji, jednostavniji digitalni uređaji i sl.

Opisani postupak nije moguće koristiti u složenijim digitalnim uređajima koji imaju vrlo veliki broj minijaturnih stopica i vrlo tanke provodne veze (linije). Jednostavno, stopice su suviše malih dimenzija, a linije suviše tanke (čak i do desetog dela milimetra) i sasvim blizu jedna po drugu, tako da ih nije moguće nacrtati rukom. U takvim slučajevima koristi se računar i neki

od programa za projektovanje štampanih kola (primer jednog takvog štampanog kola prikazan je na sl. 13.10b). Najpoznatiji su TANGO, OrCAD PCB, PROTEL, EAGLE, itd. U takvim slučajevima se za prenošenje crteža koristi **fotopostupak**.

Za prenošenje crteža **fotopostupkom** potreban je fotolak u obliku spreja, a postupak je sledeći:

1. Štampano kolo se nacrtava rukom (npr. kao na sl. 13.10a), ili odštampa visokokontrastno na printeru sa računara na poluprovidnoj hartiji (pausu) ili nekom drugom propustljivom materijalu za ultraljubičastu (UV) svetlost (fotografski film, prozirna folija visoke stabilnosti i sl.). Kako odštapani sloj treba da prijanja uz bakarni sloj na pločici, to je crtanje, odnosno printanje crteža neophodno izvesti u „Mirror“ (kao lik u ogledalu) opciji, sl. 13.10. Sam nacrt mora biti izrađen tako da budući električno provodni putevi budu potpuno neprozirni za UV deo spektra, a da delovi koji će odgovarati nagriženim površinama bakarne folije budu potpuno prozirni.



Sl. 13..10. Crteži koji se prenose fotopostupkom mora da budu u „Mirror“ opciji (kao lik u ogledalu).

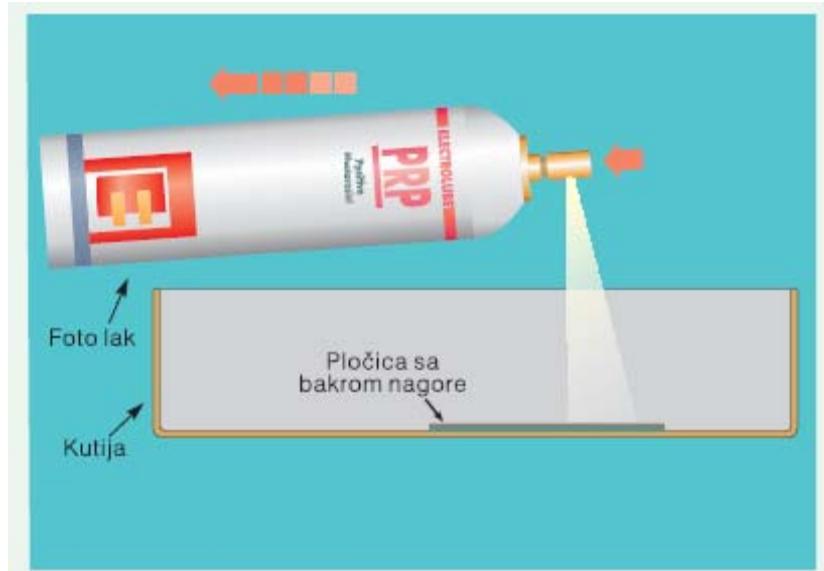
2. Bakarna površina treba da bude savršeno čista. Najbolje čišćenje moguće je postići nekim praškom koji sadrži sitan pesak (npr. „VIM“), a zatim je prebrisati suvom čistom tkaninom (površina mora biti sjajna, bez otisaka prstiju, a posle čišćenja se bakarni sloj ne sme dodirivati prstima).

3. Bakarna strana pločice se ravnomerno isprska lakom (sl. 13.11) u tankom sloju. Nanesenje laka je potrebno izvesti u (cik-cak) horizontalnoj i zatim vertikalnoj osnovi, koso držeći sprej na udaljenosti oko 20 cm. Lak je, nešto manje nego fotografski film, osetljiv na svetlost, pa se prskanje obavlja u nekoj polutamnoj prostoriji. Osim toga, lak je osetljiv i na prašinu, pa i o tome treba voditi računa. Sloj laka treba da je vrlo tanak i ravnomerno preliven preko cele površine.

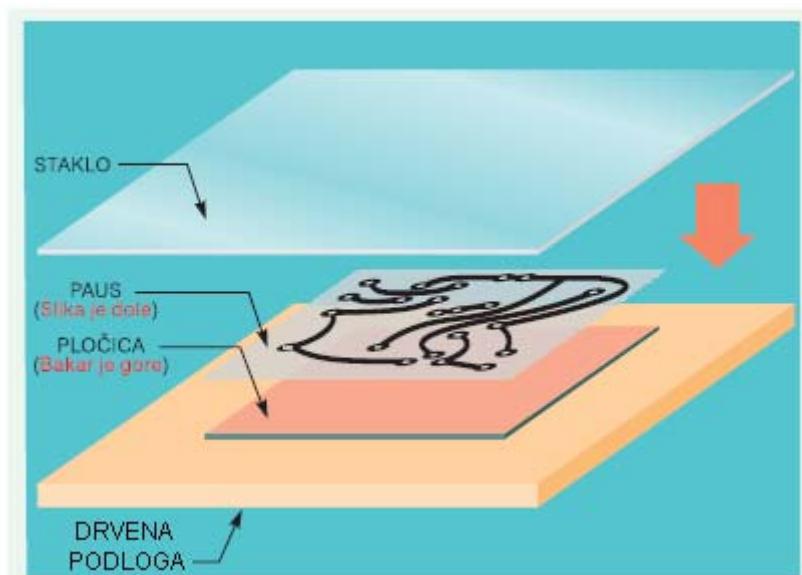
4. Sušenje laka na pločici na sobnoj temperaturi može da potraje čitava 24 sata. Ovo vreme se skraćuje na samo oko 15 minuta ako se sušenje obavlja u pećnici štednjaka, na temperaturi oko 70°C. Pri sušenju lak promeni boju, odnosno postane malo svetlij. Hlađenje pločice traje nekoliko minuta. I sušenje i hlađenje treba obavljati u polumraku, štiteći pločicu od svetlosti.

5. Za dalji rad potrebni su ravno staklo i komad ravne drvene podloge istih dimenzija, koje su veće od dimenzija štampane pločice koja se pravi. Prema sl. 13.12, na drvenu podlogu se stavi

pločica. Bakarna strana, koja je isprskana lakom, mora da bude gore. Na nju se stavi paus sa crtežom kola. Strana na kojoj je crtež mora da bude sa donje strane, tako da boja kojom je crtež pravljen leži na bakru. Preko pauza se stavi staklo. Staklo se pritisne i komadima lepljive trake spoji po uglovima za drvenu podlogu (tako je dobijen tzv. „sendvič“). Sve ovo se radi u polumraku sa što manje svetlosti koja bi mogla da ošteti fotolak.

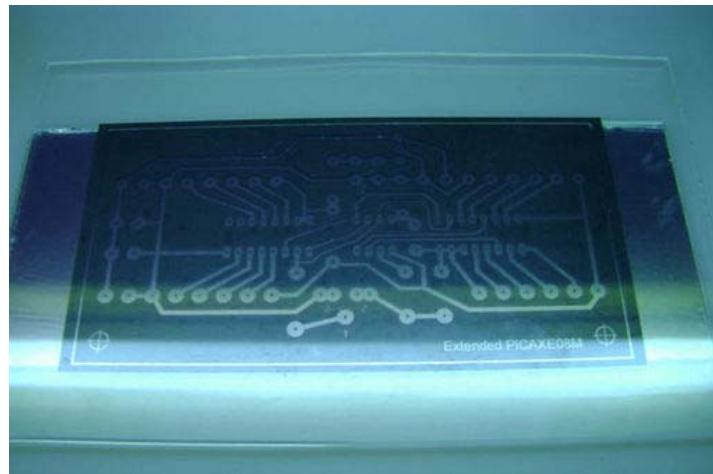


Sl. 13.11\*. Prskanje pločice lakom.



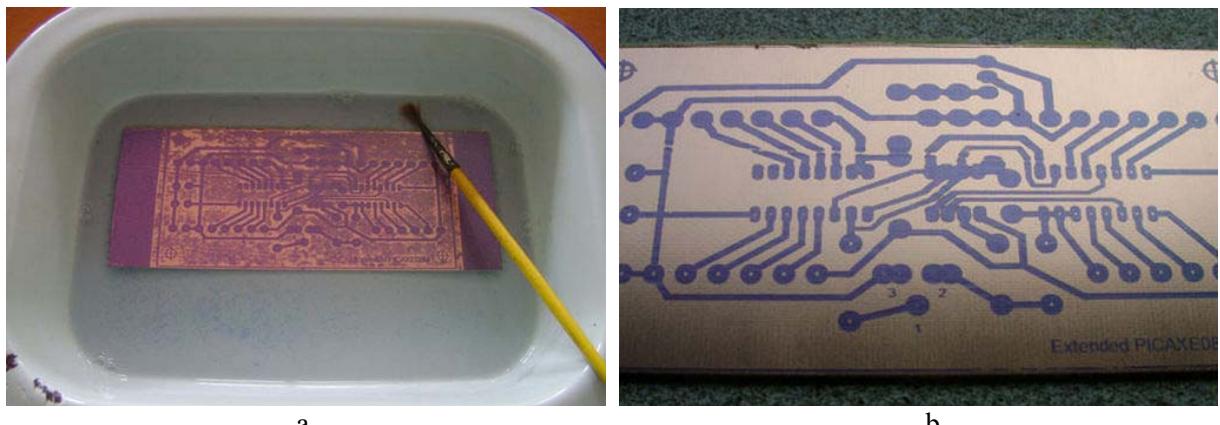
Sl. 13.12\*. „Sendvič“: drvena podloga, pločica sa lakiranim bakrom na gore, paus sa slikom na dole, staklo.

6. Sledeći korak je osvetljavanje (eksponicija) pločice (sl. 13.13). „Sendvič“, sa stakлом на горе, стави се испод UV (ultravioletне) сјалице и држи испод ње неколико минута. У недостатку ове сјалице може да се користи и неки други извор светлости таласне дужине од 370 nm до 440 nm (уз стриктно придржавање упутства за време осветљавања плочице), при чему је неопходно да плочика буде равномерно осветљена. Да би цела површина плочице била равномерно осветљена, с времена на време плочицу треба померати лево-десно, напред-назад. Време излагања „sendvičа“ светлости, као и удаљеност извора светлости од плочице, зависи од врсте и јачине светла, али и од врсте фотолака.



Sl. 13.13. Osvetljavanje (ekspozicija) pločice.

7. Odmah nakon završetka osvetljavanja, pločica se odvoji iz „sendviča“ u zatamnjenoj prostoriji i izlaže procesu koji se zove „razvijanje“. Razvijač se pravi tako što se 7 grama natrijum hlorida ( $\text{NaOH}$  – živa soda) rastvoriti u jednom litru vode na sobnoj temperaturi. Pločica se, sa bakarnom stranom okrenutom na gore, stavi u neku plitku posudu od plastike ili keramike i sipa razvijač, tako da prekrije pločicu za nekoliko milimetara (sl. 13.14a). Pločica ostaje u rastvoru oko 2 minuta, dok lak koji nije bio zaštićen od svetlosti (to je sav lak van stopica i linija na crtežu) ne bude rastvoren. Razvijanje je gotovo kada se na pločici pojavi crtež štampanog kola, „nacrtan“ lakom, sl. 13.14b. Odmah treba izvaditi pločicu i isprati je pod mlazom vode. Razvijanjem prestaje svaka osetljivost na svetlo i tako dobijen sloj je stabilan u dužem vremenskom periodu.



Sl. 13.14. a – Uz proces „razvijanja“; b – „razvijena“ pločica.

Pre nego što bude reći o završnom delu u dobijanju štampane pločice, a to je nagrizanje, odnosno odstranjivanje viška bakra sa pločice koji nije bio zaštićen crtežom, ovde će se navesti još jedan način prenošenja crteža na pločicu, koji po kvalitetu daje štampane veze skoro kao i fotografска tehnika, ali je znatno jednostavniji (jer se preskaču koraci od 3 do 7 opisani u okviru fotopostupka). Naime, postoji posebna plastična folija koja se zove **Press and Peel Blue** (PnP Blue). To je tanka plastična folija presvučena specijalnim plavim premazom. Spoj između premaza i plastične podloge je veoma slab. Šema štampane veze se otiskuje na PnP Blue, a zatim se peglanjem prenosi na čistu bakarnu površinu pločice. Zagrejana pegla topi toner, usled čega se on lepi za bakar. Zatim se PnP Blue skida sa pločice, a toner ostaje na bakru.

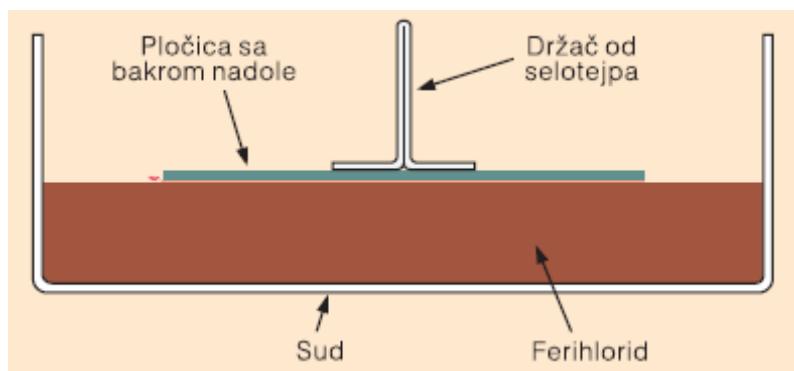
### 13.1.3. Nagrizanje pločice

Krajnji rezultat opisanih postupaka projektovanja štampanog kola i njegovog precrтavanja na pločicu je nagrizanje viška bakra, odnosno odstranjivanje sa pločice bakra koji nije zaštićen stopicama i linijama. To se u kućnim uslovima obavlja pomocu ferihlorida, ili pomoću mešavine sone kiseline i vodonik peroksid (hidrogena). Treba naglasiti da su oba sredstva za nagrizanje, kao i većina drugih kiselina, **otrovni**, opasni za oči, otvorenu ranu i sluzokožu. Dakle, pri radu sa sredstvima za razvijanje, treba biti **oprezan**.

#### Nagrizanje pomoću ferihlorida

U trgovini se ferihlorid ( $\text{FeCl}_3$ ) može nabaviti ili kao tečnost crveno-smeđe boje, ili u čvrstom stanju u obliku grumenova kristala. Da bi se dobila tečnost, u plastičnu posudu u kojoj 0,5 kg grumenja treba naliti jedan litar vode i sačekati da se grumenovi otope.

Za nagrizanje pločice je potreban neki plitak sud, najbolje pravougaonog oblika, izrađen od plastike, stakla ili keramike. Ferihlorid se sipa u sud tako da dubina tečnosti bude nekoliko centimetara. Pločica, sa bakrom na dole, stavljaju se tako da „pliva“ po površini tečnosti (sl. 13.15). Pločicu treba povremeno vaditi iz rastvora i proveravati kako se proces razvija, jer ako pločica suviše dugo ostane u rastvoru, on će početi da uništava i bakar ispod boje. Vađenje pločice se vrši isključivo nemetalnim pomagalima (plastičnom pincetom ili, kao na sl. 13.15, pomoću selotejpja zapečaćenog u obliku malog držača za gornji deo pločice). Pored toga, potrebno je pomerati pločicu, naročito ako je većih dimenzija, nekoliko puta levo-desno da bi se bilo sigurno da se ispod nje nisu zadržali mehuri od vazduha.

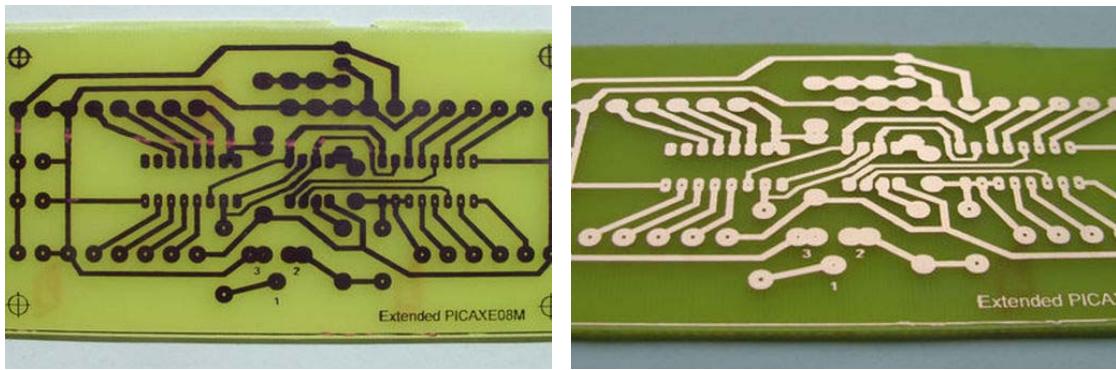


Sl. 13.15\*. Nagrizanje ferihloridom.

Tečnost će početi da nagriza i rastvara bakar koji nije zastićen flomasterom ili lakom i posle izvesnog vremena, oko 15 minuta, sav ovaj bakar će nestati i pločica će izgledati kao na sl. 13.16a. Kada je nagrizanje završeno i na pločici nema više nezaštićenog bakra, treba je prvo dobro oprati u vodi, a zatim skinuti boju koja je štitila štampane veze. Na pločici će se pojaviti sjajne bakarne linije i stopice kao na sl. 13.16b.

#### Nagrizanje pomoću $\text{H}_2\text{O} + \text{HCl} + \text{H}_2\text{O}_2$

Umesto ferihlorida, za nagrizanje se češće koristi mešavina 35% hlorovodonične (sone) kiseline ( $\text{HCl}$ ), hidrogena ( $\text{H}_2\text{O}_2$  – vodonik peroksid, ili kako se još zove, oksižen) i vode. Smeša se pravi neposredno pre nagrizanja.

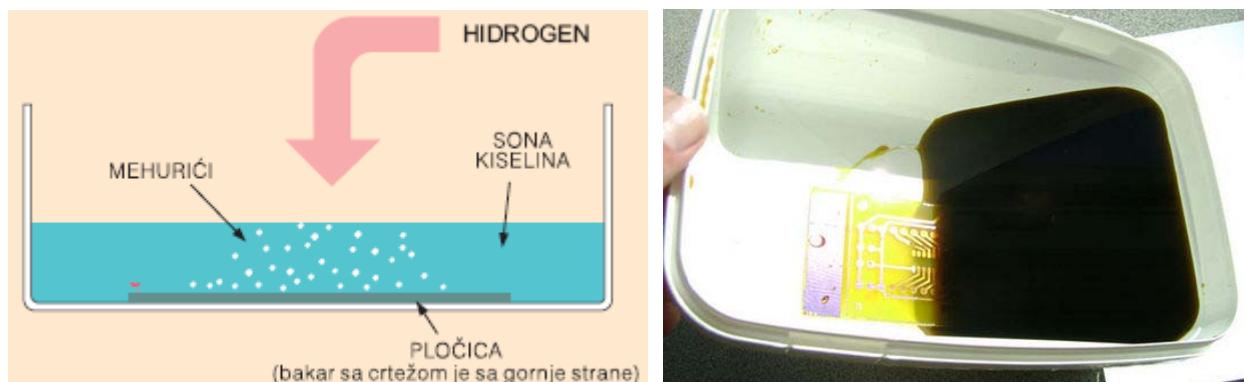


a.

b.

Sl. 13.16. Izgled pločica posle nagrizanja (a) i posle uklanjanja zaštitnog sloja (b).

Na dno plitkog plastičnog ili nekog drugog nemetalnog suda stavi se pločica sa bakrom na gore i sipa sona kiselina tako da tečnost prekrije pločicu (sl. 13.17). Zatim se u nju dodaje hidrogen, koji se sipa direktno iznad pločice. Količina hidrogena koji se dodaje zavisi od njegove koncentracije, kao i od koncentracije sone kiseline. To znači da treba iznad pločice sipati malo hidrogena, podići malo levi pa desni kraj suda, da se tečnosti izmešaju, i posmatrati pločicu. Smeša je potpuno providna, i ako bakar posle desetak sekundi počne da menja boju, nagrizanje je počelo. Pri tome, iz tečnosti izlaze mehurići, a ako i nema ili ih je malo, dodaje se još malo hidrogena. Pri dodavanju hidrogena se pazi da se ne pretera, jer ako mehurića ima previše, tečnost će početi da se zagreva i može da uništi boju.



Sl. 13.17\*. Nagrizanje sonom kiselinom i hidrogenom.

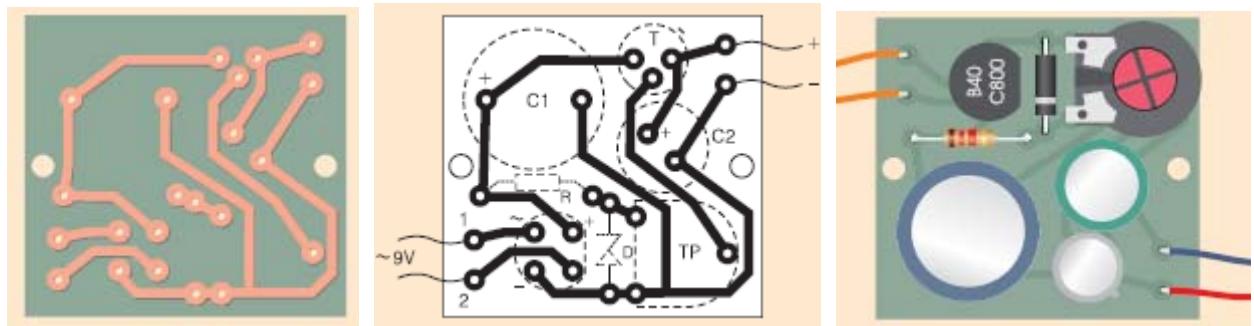
Proces nagrizanja se lako prati, jer je tečnost providna. Nagrizanje je završeno kada na pločici nema više nezaštićenog bakra (sl. 13.16a). Nju treba izvaditi i dobro oprati u vodi, a boju koja je štitila štampane veze treba skinuti (sl. 13.16b) trljanjem vlažnom krpicom, zamočenom u neko od praškastih sredstava za čišćenje.

Završena pločica, sa prethodno izbušenim rupicama (obično prečnika 1 mm) za komponente i dve rupe od 3 mm za zavrtnje kojima se pločica montira u kutiju u koju je smešten ispravljač sa slike 13.6, prikazana je na sl. 13.18a.

### 13.1.4. Dvostrano štampana ploča

Pored jednostrano kaširanog pertinaksa o kome je do sada bilo reči, kao što je rečeno (sl. 13.3b) postoji i pertinaks na čije je obe strane nanešen tanak sloj bakra. On se najčešće koristi pri

praktičnoj realizaciji elektronskih kola koja imaju mnogo linija kojima se spajaju komponente, dovode i odvode signali, itd.



Sl. 13.18\*. a – Završena štampana pločica ispravljača sa sl. 13.6; b – crtež štampane pločice (sl. 13.8b); c – štampana ploča sa komponentama.

Komponente se montiraju na jednoj strani – „strani komponenata“, a većina veza, sve koje mogu da se ostvare, su na suprotnoj strani, kao i kod običnih (jednostranih) štampanih ploča. Preostale veze se crtaju na strani komponenata. Spojevi između bakarnih linija (veza) sa jedne i sa druge strane ostvaruju se na taj način što se te linije crtaju tako da se ukrštaju, a na mestu ukrštanja se buši rupica kao za komponentu. U fabričkoj proizvodnji te rupe se metalizuju (oblože metalom), čime se ostvaruje potreban spoj. U kućnoj izvedbi spoj se ostvaruje tako što se kroz rupicu provuče komad žice koji se zalemi za obe bakarne linije. Može i kolo da se tako projektuje, da kroz tu rupicu prolazi priključak neke komponente koji se zalemi za obe bakarne linije.

Ako se crtež štampanih veza koji se realizuje na jednostrano kaširanom pertinaksu po precrtavanju na bakarnu stranu pločice pomeri malo levo ili desno, to nema velikog značaja. Ali u slučaju dvostrane štampe, čak i vrlo malo pomeranje može da dovede do toga da je vrlo teško, često i nemoguće, ostvariti potrebne veze između jedne i druge strane. Zato je najbolje nacrtati samo jednu stranu, izvršiti nagrizanje bakra i izbušiti rape. Rupe kroz koje prolaze provodnici kojima se ostvaruje spoj između veza sa suprotnih strana, omogućuju da se veze sa druge strane nacrtaju tačno na potrebnim mestima. Naravno, te veze ne smeju da prelaze preko ostalih rupa, jer su one „zauzete“. Zatim se izvrši nagrizanje bakra i sa te strane.

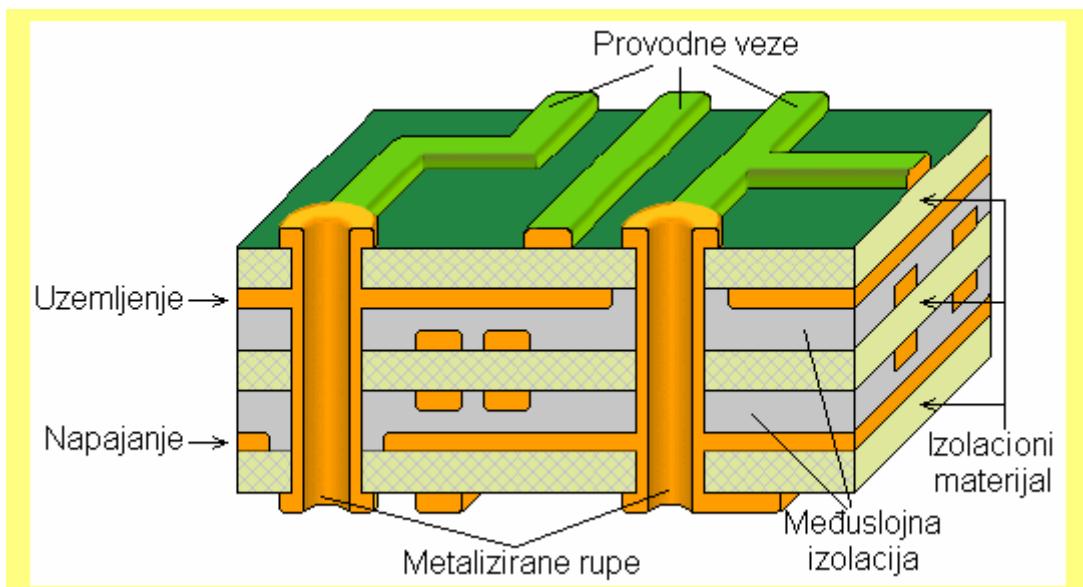
Dok se nagriza jedna strana, druga mora biti zaštićena. To se najlakše ostvaruje tako što se na nju, pomoću lepljive trake, pričvrsti komad neke plastične folije otporne na kiseline.

## 13.2. VIŠESLOJNE ŠTAMPANE PLOČE

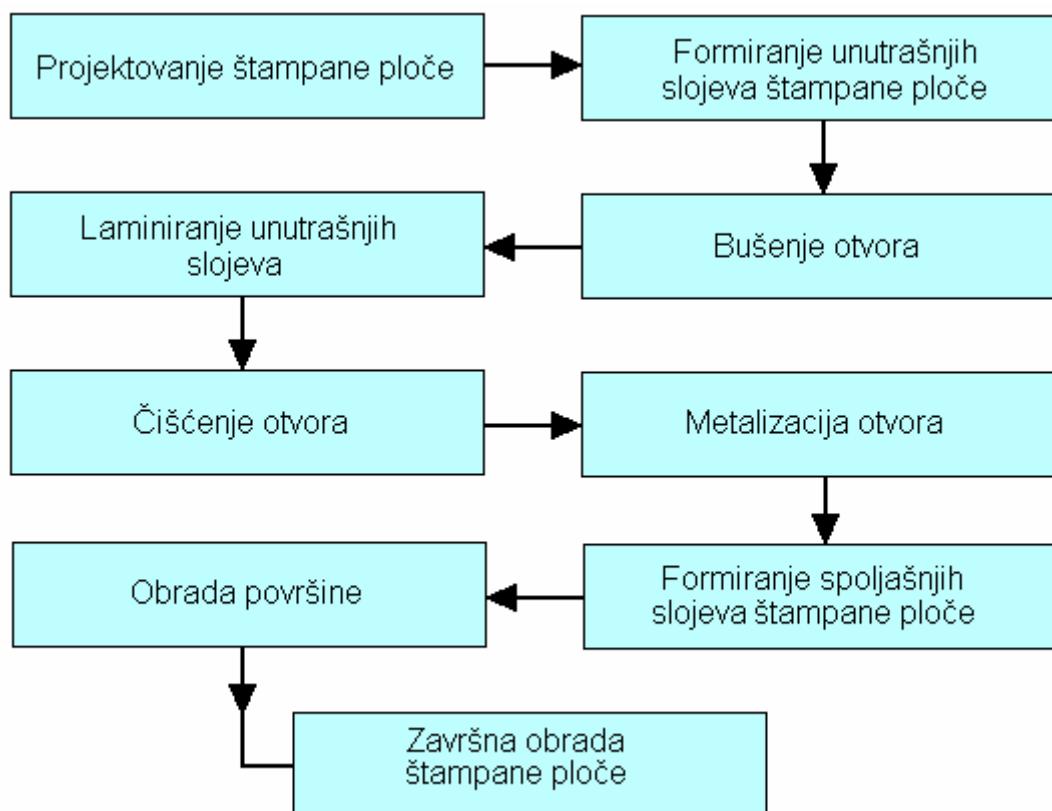
Odmah treba reći da se višeslojne štampane ploče, čiji su poprečni preseci prikazani na sl. 13.4 i sl. 13.19, ne realizuju u kućnim uslovima, već je njihova proizvodnja isključivo industrijska, s obzirom da su za njih neophodne veoma velike investicije i skupa oprema.

Na svetskom tržištu postoje dve velike grupe proizvođača ovih štampanih ploča. Prvu grupu čine tzv. nezavisni ili tržišni proizvođači, koji svoje proizvode nude na otvorenom tržištu. Te ploče su, pre svega, namenjene za ugradnju u uređaje koji se prodaju u veoma velikom broju (TV aparati, PC računari, mobilni telefoni). Pored toga, ova grupa proizvođača nudi mogućnost kupcima da i sami učestvuju u dizajniranju štampanih ploča, čime je tržište značajno prošireno i na proizvodnju uređaja koji se ne proizvode u

tako velikim serijama. Drugu veliku grupu proizvođača višeslojnih štampanih ploča čine tzv. proizvođači zatvorenog tipa, koji proizvode ove ploče isključivo za ugradnju u svoje sopstvene proizvode („Hewlett Packard“, „Texas Instruments“, „IBM“).



Sl. 13.19. Poprečni presek višeslojne štampane ploče.



Sl. 13.20. Blok šema tipičnog tehnološkog niza za proizvodnju višeslojnih štampanih ploča.

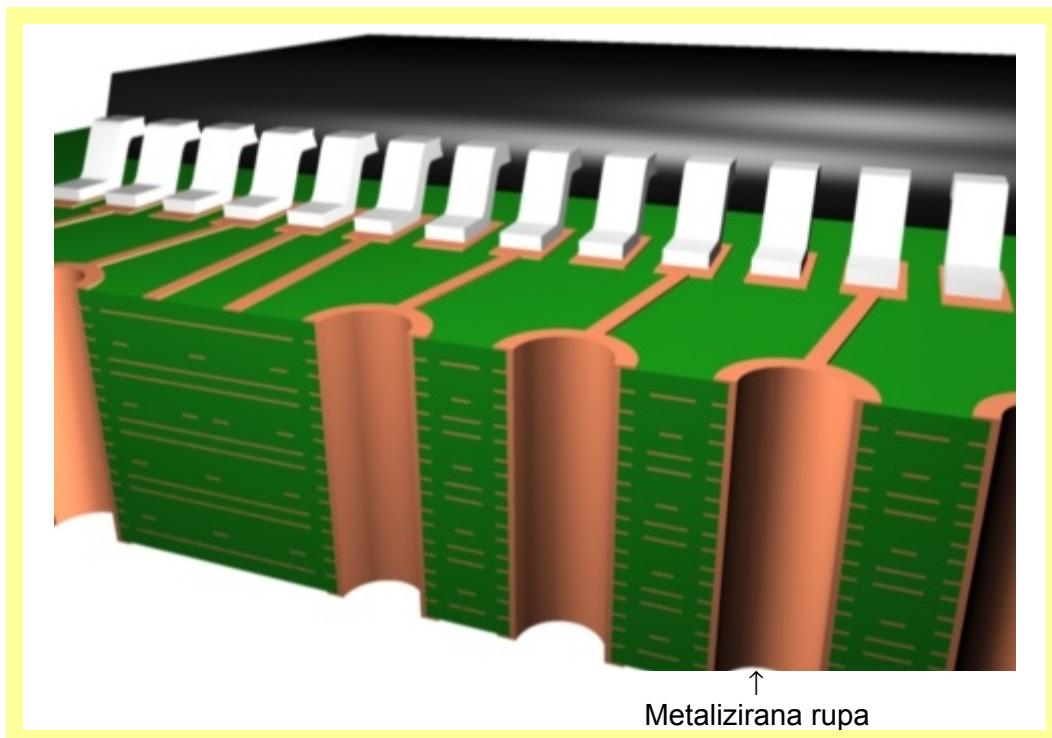
Kao što je već rečeno, višeslojne štampane ploče se sastoje od naizmenično raspoređenih slojeva provodnog i izolacionog materijala spojenih zajedno (sl. 13.4 i sl. 13.19). Provodni slojevi su povezani preko metaliziranih otvora koji se koriste kako za montiranje, tako i

za električno povezivanje komponenata, uz napomenu da se pojedini čitavi provodni slojevi koriste kao kontakti za napajanje ili za uzemljenje (sl. 13.19)

Proces proizvodnje višeslojnih štampanih ploča predstavlja veoma složen tehnološki postupak koji ubuhvata preko 50 proizvodnih koraka, ali se, grubo, može podeliti u 9 procesnih koraka, kao što je prikazano blok šemom na sl. 13.20. Procesi projektovanja, kao i formiranja unutrašnjih i spoljašnjih slojeva štampane ploče su potpuno automatizovani primenom snažnih računara i softverskih paketa za razmeštaj komponenata. Treći procesni korak (laminiranje unutrašnjih slojeva) je proces spajanja različitih slojeva, u kojem se električno povezuju provodni likovi prethodno nezavisno urađeni na svakom sloju bakar-dielektrik. Ovaj proces na kraju uključuje i presovanje složenih ploča u jedinstvenu „sendvič“ štampanu ploču (sl. 13.4 i sl. 13.21). Posle bušenja otvora (četvrti korak, sl. 13.20) i njihovog čišćenja (peti korak), pristupa se metalizaciji otvora. Proizvođači za metalizaciju koriste različite materijale: jedni je izvode hemijskim nanošenjem bakra, drugi za to koriste ugljenik, treći grafit, a četvrti se opredeljuju za paladijum. Završna obrada na kraju (sl. 13.20), između ostalog, predviđa i elektrotestiranje ploče u cilju otklanjanja neispravnosti provodnih veza, kao što su prekidi i kratki spojevi.

### 13.3. ŠTAMPANE PLOČE ZA POVRŠINSKU MONTAŽU

To su, praktično, višeslojne štampane ploče sa stopicama prilagođenim za komponente za površinsku montažu (SMD), sl. 13.21. Procenjuje se da svetsko tržište ovakvih štampanih ploča iznosi između 20 i 25 milijardi dolara. Do pre par godina vodeći proizvođači su bili SAD i Japan, a sada je primat preuzeo Kina, uz stalno prisutnu tendenciju daljeg rasta proizvodnje.

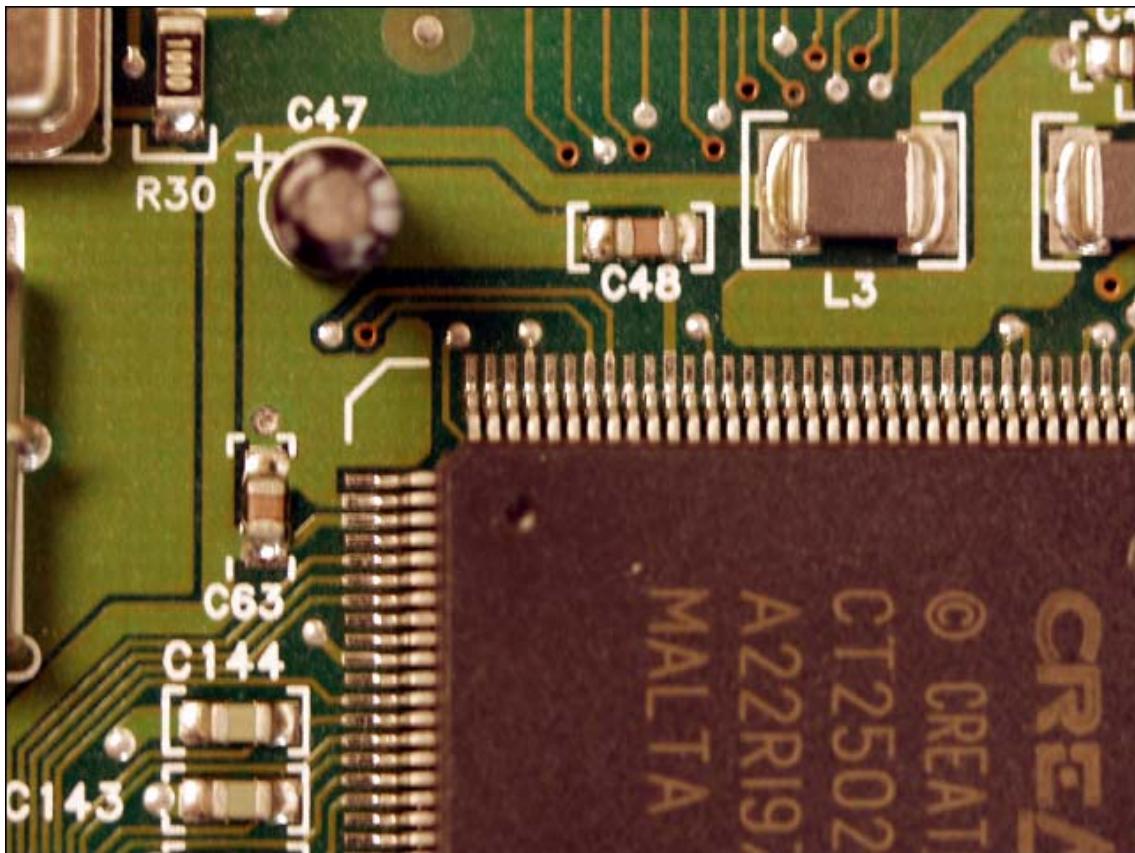


Sl. 13.21. Deo višeslojne štampane ploče za površinsku montažu komponenata.

Na sl. 13.22 je prikazana fotografija (sa uvećanjem 16 puta) dela štampane ploče sa površinski montiranim komponentama, a sl. 13.23 se, takođe, odnosi na deo takve ploče, snimljenom „odozgo“.



Sl. 13.22. Fotografija (sa uvećanjem 16 puta) dela štampane ploče sa površinskim montiranim komponentama.



Sl. 13.23. Snimak „odozgo“ dela štampane ploče sa površinskim montiranim komponentama.

