*Zvonko Benčić*
*Zlatko Plenković*

# ENERGETSKA ELEKTRONIKA

## I DIO
## POLUVODIČKI VENTILI

*ŠKOLSKA KNJIGA – ZAGREB*

UDŽBENICI ZAGREBAČKOG SVEUČILIŠTA
MANUALIA UNIVERSITATIS STUDIORUM ZAGREBIENSIS

*Stručni urednik*
Dr. ing. Željko Matutinović

*Lektor*
Vlado Opačić, prof.

*Crteže izradila*
Danica Malešević—Mihalek, dipl. ing. arh.

*Odobrila Komisija za izdavačku djelatnost Sveučilišta u Zagrebu.*

Tisak: Grafički zavod Hrvatske, Zagreb

Mr ZVONKO BENČIĆ
upravitelj Zavoda za energetsku elektroniku,
Elektrotehnički institut »Rade Končar«

ZLATKO PLENKOVIĆ
savjetnik, RO Industrijska elektronika »Rade Končar«,
izvanredni profesor Elektrotehničkog fakulteta u Zagrebu

# ENERGETSKA ELEKTRONIKA

## I DIO

## POLUVODIČKI VENTILI

Sv. b. 2969/

ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET
ZAVOD ZA ELEKTROSTROJARSTVO
Zagreb, Unska bb (neboder), tel. 54-911

ŠKOLSKA KNJIGA ZAGREB 1978

## *PREDGOVOR*

Razvoj elektrotehnike započeo je s razvojem istosmjernih izvora električne energije. Godine 1793. fizičar *Volta* je dokazao elektrokemijsko funkcioniranje galvanskih elemenata. Prvi izvori električne energije bili su galvanski elementi.

Tek 1866. otkrio je *Siemens* elektrodinamski princip, što je dovelo do razvoja istosmjernih generatora i motora, a zatim, zahvaljujući radovima *Nikole Tesle*, dolazi do otkrića rotacijskog polja i razvoja izmjeničnih strojeva.

Godine 1891. ostvario je *Dolivo-Dobrovolski* izmjenični prijenos električne energije. Time je započelo natjecanje između istosmjernog i izmjeničnog sistema prijenosa električne energije. Ubrzo se pokazalo da je izmjenični sistem pogodniji u proizvodnji, prijenosu i razdiobi električne energije. Međutim, za napajanje nekih potrošača kao što su galvanizacije, elektrolize i istosmjerni elektromotorni pogoni neophodna je istosmjerna struja. Bilo je, prema tome, potrebno razviti uređaje koji će iz mreže izmjeničnog sistema napajati istosmjerne potrošače. U tu svrhu najprije su se upotrebljavali motor-generatori, tj. uređaji koji su električnu energiju izmjeničnog sistema pretvarali u mehaničku, a zatim pomoću istosmjernog generatora ponovno u električnu, ali istosmjernog sistema. Motor-generatori bili su teški, skupi, bučni i radili su s nepovoljnim stupnjem djelovanja.

Nedostatke motor-generatorskih grupa otklonili su usmjerivači. Usmjerivači su elektronički pretvarači izmjeničnog sistema električne energije u istosmjerni, i obrnuto, istosmjernog sistema električne energije u izmjenični. U usmjerivačima se struja pomoću elektroničkih ventila usmjeruje u željenom smjeru, pa prema tome do pretvorbe dolazi direktno, tj. bez prethodnog pretvaranja u mehaničku energiju. Danas se pomoću usmjerivača pretvara približno 20% proizvedene električne energije.

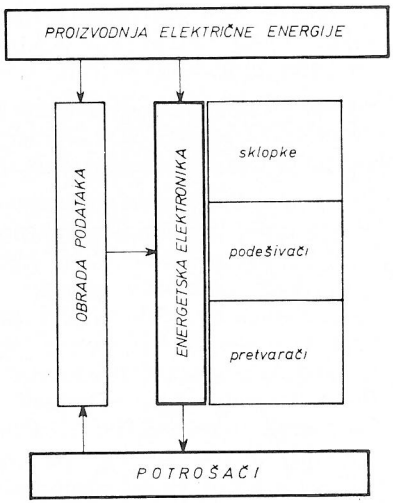
Razvoj usmjerivačke tehnike praktički je započeo s razvojem živinih ventila. Živini ventili zahtijevali su posebne uređaje za paljenje luka. Stoga su oni bili relativno skupi i nepraktični za primjenu u usmjerivačima manjih snaga (do 100 kW). U usmjerivačima manjih snaga mogli su se tada primijeniti jedino tiratroni i selenski ventili.

Razvoj silicijevih dioda, tranzistora i tiristora omogućio je proširenje usmjerivačke tehnike na području manjih snaga, a zbog znatno boljih dinamičkih svojstava omogućena je primjena za sasvim nove potrebe. Poluvodički energetski ventili dali su nove mogućnosti upravljanja tokom električne energije. Ovu granu elektrotehnike, koja je povijesno izrasla iz usmjerivačke tehnike danas nazivamo **energetska elektronika.**

Postrojenja energetske elektronike povezuju izvore električne energije s potrošačima, kako je to principno prikazano na slijedećoj slici. Ova veza između proizvodnje i potrošnje električne energije može se ostvariti na tri načina:

— elektronički sklopovi djeluju kao sklopke, tj. u poželjnim trenucima uklapaju ili isklapaju potrošače **(elektroničke sklopke),**

— elektronički sklopovi periodički uklapaju i isklapaju struju potrošača, tako da se time regulira njezina srednja ili efektivna vrijednost **(elektronički podešivači ili regulatori struje),**
— elektronički sklopovi pretvaraju električnu energiju jednog sistema u električnu energiju nekog drugog sistema (drugog napona, broja faza, frekvencije — uključujući frekvenciju nula) **(elektronički pretvarači).**




Energetska elektronika se bavi:

— studijem elektroničkih energetskih ventila,
— studijem elektroničkih sklopki, elektroničkih podešivača i elektroničkih pretvarača, te
— njihovom primjenom u električnim uređajima i postrojenjima.

U ovom prvom dijelu udžbenika energetske elektronike bit će proučeni razni problemi poluvodičkih energetskih ventila — dioda, tranzistora i tiristora. Svrha je ovog proučavanja da čitalac uoči mogućnosti koje ti ventili pružaju u raznim sklopovima energetske elektronike, kao i probleme ispravnog odabiranja ventila i dimenzioniranja njihove zaštite. Osnovna je težnja bila stvoriti fenomenološku fizikalnu sliku rada ventila, razumijevanje električnih, toplinskih i mehaničkih karakteristika te zaštitnih komponenata i krugova u vezi s nesavršenošću ispravljačkih osobina ventila. Namjera je autora da u slijedećim dijelovima ove knjige dadu probleme sklopova, uređaja i postrojenja energetske elektronike i njihovu primjenu.

Ovaj je udžbenik prvenstveno namijenjen studentima elektrotehnike i inženjerima elektrotehnike koji se u svojoj praksi bave problemima projektiranja i održavanja postrojenja koja sadrže sklopove energetske elektronike. Stoga su, uz temeljna objašnjenja neophodna početniku, razmatrani i problemi projektiranja.

Analiza mnogih problema dimenzioniranja i zaštite poluvodičkih energetskih ventila inicirana je zahtjevima prakse autora u dugogodišnjem radu na pod-

ručju energetske elektronike u poduzeću »Rade Končar«. Autori se zahvaljuju na ovom doprinosu poduzeću »Rade Končar«.

Ugodna nam je dužnost zahvaliti prof. dr inž. Radenku Wolfu na recenziji rukopisa, te korisnim savjetima. Zahvaljujemo se i našim suradnicima u Zavodu za energetsku elektroniku Elektrotehničkog instituta »Rade Končar«, a naročito inž. Ivanu Flegaru na kritičkom čitanju rukopisa i korekturi teksta.

Izdavačko poduzeće »Školska knjiga« i tiskara »Grafički zavod Hrvatske« nastojali su besprijekorno opremiti knjigu.

Na kraju dugujemo posebnu zahvalnost SIZ-u za znanost SR Hrvatske koji je financijski potpomogao izdavanju ove knjige.

Zahvaljujemo i tvrtkama: AEG — TELEFUNKEN, ASEA, FERRAZ, LAUR. KNUDSEN, RO INDUSTRIJSKA ELEKTRONIKA — RADE KONČAR, SEMIKRON, WESTINGHOUSE—ELECTRIC koji su davanjem oglasa učinile pristupačnijom cijenu knjige.

Zagreb, 1978.

Autori

# SADRŽAJ


Predgovor . . . . . V

**1. Klasifikacija elektroničkih ventila** . . . . . 1
1. 1. Vakuumski ventili . . . . . 1
1. 2. Ionski (plinom punjeni) ventili . . . . . 1
1. 3. Elektrolitski ventili . . . . . 2
1. 4. Poluvodički ventili . . . . . 2
1. 5. Transduktori . . . . . 3
1. 6. Mehanički električni ventili . . . . . 3

**2. Povijesni razvoj elektroničkih ventila** . . . . . 4
2. 1. Vakuumski ventili . . . . . 4
2. 2. Ionski (plinom punjeni) ventili . . . . . 4
2. 3. Mehanički električni ventili . . . . . 5
2. 4. Poluvodički ventili (diode, tranzistori, tiristori) . . . . . 5

**3. Osnovni pojmovi iz teorije poluvodiča** . . . . . 8
3. 1. Intrinsična vodljivost . . . . . 8
3. 2. Ekstrinsična vodljivost . . . . . 10
3. 3. Struja u poluvodiču zbog stranog električnog polja . . . . . 12
3. 4. Struja u poluvodiču zbog difuzije nosilaca naboja . . . . . 13
3. 5. *P-N* prijelaz . . . . . 14
3. 6. Injekcija i rekombinacija nosilaca naboja . . . . . 17
3. 7. Dužina difuzije . . . . . 17
3. 8. Vrste *P-N* prijelaza . . . . . 18
3. 9. Vrste poluvodičkih ventila . . . . . 19

**4. Fenomenologija energetske diode** . . . . . 23
4. 1. Izrada sendviča . . . . . 24
4. 2. Konstrukcija . . . . . 26
4. 3. Propusno polarizirana $P^+$-$N_s$-$N^+$ struktura . . . . . 27
4. 4. Zaporno polarizirana $P^+$-$N_s$-$N^+$ struktura . . . . . 29
4. 5. *P-N* prijelaz s prinudnim lavinskim probojem . . . . . 30
4. 6. Dinamičke karakteristike . . . . . 32

**5. Fenomenologija energetskog tranzistora** . . . . . 34
5. 1. Osnovna struktura i kvalitativna slika rada . . . . . 34
5. 2. Izrada sendviča . . . . . 36
5. 3. Tok struja kroz tranzistor . . . . . 37
5. 4. Pojam pojačanja tranzistora . . . . . 39
5. 5. Osnovni spojevi s tranzistorom . . . . . 40
5. 6. Tranzistor u spoju sa zajedničkom bazom . . . . . 40
5. 7. Tranzistor u spoju sa zajedničkim emiterom . . . . . 42
5. 8. Fizikalna zbivanja koja utječu na strujno pojačanje tranzistora . . . . . 45
5. 9. Fizikalna zbivanja koja utječu na frekvencijske karakteristike tranzistora . . 46

5.10. Osobitosti energetskih tranzistora . . . . . 47
5.11. Sekundarni proboj . . . . . 49

**6. Fenomenologija energetskog tiristora** . . . . . 51
6. 1. Osnovna struktura i kvalitativna slika rada . . . . . 52
6. 2. Izrada sendviča . . . . . 53
6. 3. Konstrukcija . . . . . 55
6. 4. Stanje zapiranja . . . . . 56
6. 5. Stanje blokiranja . . . . . 58
6. 6. $P^+$-$P$-$N_s$-$P$-$N^+$ struktura s prinudnim lavinskim probojem . . . . . 58
6. 7. Stanje vođenja . . . . . 59
6. 8. Uklapanje tiristora . . . . . 60
6. 9. Uklapanje (prekretanje) tiristora povišenjem blokirnog napona . . . . . 62
6.10. Uklapanje (prekretanje) tiristora povišenjem temperature . . . . . 63
6.11. Uklapanje (prekretanje) tiristora prekoračenjem kritične brzine porasta blokirnog napona (efekt $du/dt$) . . . . . 64
6.12. Uklapanje (okidanje) tiristora impulsom na geitu . . . . . 66
6.13. Uklapanje (okidanje) tiristora svjetlosnim impulsom . . . . . 67
6.14. Usporedba uvjeta prekretanja, okidanja i vođenja tiristora . . . . . 67
6.15. Faze uklapanja tiristora kod uklapanja impulsom na geitu, kritična brzina porasta propusne struje (efekt $di/dt$) . . . . . 67
6.16. Konstrukcije koje poboljšavaju otpornost tiristora na brzinu porasta propusne struje . . . . . 71
6.17. Proces oporavljanja . . . . . 73
6.18. Međusobna ovisnost kritične brzine porasta propusne struje, vremena oporavljanja i kritične brzine porasta blokirnog napona . . . . . 75

**7. Fenomenologija inverzno vodljivog tiristora** . . . . . 76
7. 1. Konstrukcija sendviča . . . . . 77
7. 2. Električne karakteristike . . . . . 77

**8. Fenomenologija trijaka** . . . . . 79
8. 1. *U-I* karakteristika . . . . . 80
8. 2. Konstrukcija . . . . . 80
8. 3. Uklapanje (okidanje) trijaka impulsom na geitu . . . . . 81
8. 4. Dinamičke karakteristike . . . . . 84

**9. Toplinska slika poluvodičkih energetskih ventila** . . . . . 85
9. 1. Analogija između toplinskih i električnih veličina . . . . . 85
9. 2. Pojam virtuelne temperature silicija . . . . . 85
9. 3. Toplinski krug poluvodičkog energetskog ventila . . . . . 86
9. 4. Nadomjesna *RC*-mreža toplinskog kruga poluvodičkog energetskog ventila . 88
9. 5. Prijelazna toplinska impedancija za konstantnu struju . . . . . 90
9. 6. Prijelazna toplinska impedancija za impulsnu struju . . . . . 92
9. 7. Toplinska stabilnost poluvodičkog energetskog ventila . . . . . 93

**10. Granice povećanja naponske i strujne opteretivnosti poluvodičkih energetskih ventila** . . . . . 95
10. 1. Energetska dioda . . . . . 95
10. 2. Energetski tiristor . . . . . 98

**11. Karakteristike energetskih tranzistora** . . . . . 102
11. 1. Nazivi i oznake radnih područja tranzistora . . . . . 102
11. 2. Nazivi i oznake probojnih napona i korespondentnih zapornih struja . . . 103

11. 3. Probojni napon kolektorskog *P-N* prijelaza tranzistora u spoju sa zajedničkom bazom . . . 105
11. 4. Probojni napon između kolektora i emitera tranzistora u spoju sa zajedničkim emiterom . . . 105
11. 5. Napon podržavanja proboja . . . 109
11. 6. Strujno pojačanje . . . 110
11. 7. Otpor zasićenja . . . 111
11. 8. Strujne i temperaturne granice . . . 112
11. 9. Gubici tranzistora ograničeni virtuelnom temperaturom silicija . . . 112
11.10. Gubici tranzistora ograničeni sekundarnim probojem . . . 113
11.11. Opteretivost tranzistora u aktivnom području . . . 114
11.12. Opteretivost tranzistora kod prebacivanja iz stanja vođenja u stanje blokiranja . . . 116
11.13. Proračun granične strujne opteretivosti u aktivnom području (kriterij: neprekoračenje granične virtuelne temperature silicija) . . . 117
11.14. Proračun granične strujne opteretivosti u aktivnom području (kriterij: sekundarni proboj) . . . 119
11.15. Tranzistor kao sklopka . . . 120

**12. Karakteristike energetskih dioda i tiristora** . . . 123
12. 1. Nazivi i oznake *U-I* karakteristike diode te glavnog i upravljačkog kruga tiristora i trijaka . . . 123
12. 2. Propusna karakteristika . . . 125
12. 3. Propusni gubici . . . 128
12. 4. Prijelazna toplinska impedancija . . . 129
12. 5. Granične temperature . . . 132
12. 6. Strujna opteretivost . . . 133
12. 7. Udarna strujna preopteretivost . . . 135
12. 8. Zaporna karakteristika . . . 139
12. 9. Zaporni gubici . . . 140
12.10. Blokirna karakteristika, blokirni gubici . . . 143
12.11. Naponska opteretivost . . . 144
12.12. Statičke karakteristike geita . . . 146
12.13. Vrijeme kašnjenja uklapanja, vrijeme opadanja blokirnog napona i vrijeme širenja vodljivog područja . . . 151
12.14. Struja prihvaćanja i struja držanja, minimalno trajanje okidnog impulsa . . 155
12.15. Kritična brzina porasta propusne struje . . . 156
12.16. Vrijeme zatezanja isklapanja, vrijeme opadanja struje oporavljanja, struja oporavljanja, naboj oporavljanja . . . 158
12.17. Vrijeme oporavljanja . . . 161
12.18. Kritična brzina porasta blokirnog napona . . . 163

**13. Karakteristike frekvencijskih energetskih tiristora** . . . 166
13. 1. Međudinamičke karakteristike . . . 166
13. 2. Općenito o dinamičkim gubicima . . . 170
13. 3. Gubici uklapanja . . . 171
13. 4. Gubici oporavljanja . . . 175
13. 5. Granična pulsirajuća struja visoke frekvencije i velike brzine porasta . . . 176

**14. Metode ispitivanja energetskih dioda i tiristora** . . . 178
14. 1. Tipska i rutinska ispitivanja . . . 178
14. 2. Toplinski uvjeti mjerenja električnih karakteristika . . . 179
14. 3. Ispitivanje ispravnosti dioda i tiristora omometrom . . . 180

14. 4. Propusna karakteristika . . . . . 181
14. 5. Zaporna i blokirna karakteristika . . . . . 182
14. 6. Udarna strujna preopteretivost . . . . . 184
14. 7. Prijelazna toplinska impedancija . . . . . 185
14. 8. Otpornost na pulsirajuće opterećenje . . . . . 188
14. 9. Trajnost pod radnim strujnim i naponskim opterećenjem . . . . . 189
14.10. Minimalni napon i struja okidanja, napon i struja neokidanja . . . . . 190
14.11. Struja prihvaćanja i struja držanja . . . . . 192
14.12. Vrijeme okidanja . . . . . 192
14.13. Naboj oporavljanja i struja oporavljanja . . . . . 193
14.14. Vrijeme oporavljanja . . . . . 194
14.15. Kritična brzina porasta blokirnog napona . . . . . 195
14.16. Kritična brzina porasta propusne struje . . . . . 196
14.17. Sklopni gubici . . . . . 197

**15. Strujno dimenzioniranje poluvodičkih energetskih ventila pri zanemarivim dinamičkim naprezanjima** . . . . . 200
15. 1. Pristup strujnom dimenzioniranju i pretpostavke proračuna virtuelne temperature silicija . . . . . 200
15. 2. Skokovito opterećenje i rasterećenje konstantnom istosmjernom strujom . . 201
15. 3. Osnove proračuna strujne opteretivosti za proizvoljno strujno opterećenje 202
15. 4. Opterećenje periodičkim nizom jednakih pravokutnih impulsa struje . . . . 205
15. 5. Opterećenje periodičkim nizom jednakih impulsa struje proizvoljnog valnog oblika . . . . . 207
15. 6. Opterećenje paketima jednakih pravokutnih strujnih impulsa frekvencije mreže . . . . . 209
15. 7. Svođenje nepravilnog impulsa gubitaka na ekvivalentni pravokutni impuls . 210
15. 8. Dijagrami jednokratne i višekratne preopteretivosti ventila . . . . . 211
15. 9. Konzervativnost proračuna virtuelne temperature silicija pomoću prijelazne toplinske impedancije . . . . . 213

**16. Strujno dimenzioniranje poluvodičkih energetskih dioda i tiristora pri velikim dinamičkim naprezanjima** . . . . . 214
16. 1. Kontrola da gubici uklapanja ne prelaze granične gubitke (određivanje kritične brzine porasta propusne struje i njezine konačne vrijednosti) . . . . . 214
16. 2. Kontrola da gubici oporavljanja ne prelaze granične gubitke . . . . . 215
16. 3. Strujno dimenzioniranje korištenjem dijagrama ovisnosti granične amplitude impulsa o njegovu valnom obliku, trajanju i frekvenciji . . . . . 215
16. 4. Strujno dimenzioniranje kod dugačkih vremena odmaranja . . . . . 216
16. 5. Strujno dimenzioniranje kod kratkih vremena odmaranja . . . . . 218

**17. Zaštita poluvodičkih energetskih ventila osiguračima** . . . . . 219
17. 1. Prekidanje struje osiguračem . . . . . 219
17. 2. Brzi osigurači za zaštitu poluvodičkih ventila su aktivni osigurači . . . . . 221
17. 3. Konstrukcija osigurača i djelovanje . . . . . 222
17. 4. Fizikalni proces taljenja rastalnice osigurača . . . . . 223
17. 5. Fizikalni proces nastajanja i gorenja luka u osiguraču . . . . . 223
17. 6. Razvoj struje kratkog spoja u izmjeničnom strujnom krugu . . . . . 224
17. 7. Prekidanje struje kratkog spoja osiguračem u izmjeničnom strujnom krugu . 226
17. 8. Prekidanje struje kratkog spoja osiguračem u istosmjernom strujnom krugu . 230
17. 9. Nazivni napon . . . . . 232
17.10. Nazivna struja . . . . . 232
17.11. Nazivni gubici . . . . . 234

17.12. Nazivna frekvencija . . . . . 234
17.13. Prekidna moć . . . . . 234
17.14. Napon luka . . . . . 234
17.15. Karakteristika taljenja i karakteristika pregaranja . . . . . 236
17.16. Karakteristika ($I^2t$)-taljenja i karakteristika ($I^2t$)-pregaranja . . . . . 239
17.17. Vršna vrijednost struje kratkog spoja u krugu štićenu osiguračem . . . . . 241
17.18. Selektivnost osigurača . . . . . 242
17.19. Koordinacija udarne strujne preopteretivosti ventila i karakteristika pregaranja osigurača . . . . . 245
17.20. Odabiranje osigurača za zaštitu ventila . . . . . 250

**18. Zaštita poluvodičkih energetskih ventila od prenapona oporavljanja, od prekoračenja kritične brzine porasta blokirnog napona i od prekoračenja kritične brzine porasta propusne struje** . . . . . 254
18. 1. Ekvivalentni krug za proračun brzine porasta propusne struje, prenapona oporavljanja i brzine porasta blokirnog napona . . . . . 254
18. 2. Brzina porasta propusne struje, gubici uklapanja . . . . . 256
18. 3. Prenaponi oporavljanja, gubici oporavljanja . . . . . 259
18. 4. Brzina porasta blokirnog napona . . . . . 263
18. 5. Gubici u otporniku *RLC*-člana zbog oporavljanja ventila . . . . . 265
18. 6. Gubici u otporniku *RLC*-člana zbog uklapanja ventila . . . . . 266
18. 7. Oprečnost zahtjeva na komponente *LRC*-člana . . . . . 267
18. 8. Utjecaj fizičkog smještaja i rasipnog induktiviteta komponenata *RC*-člana na njegovo limitirajuće djelovanje . . . . . 270

**19. Serijsko spajanje poluvodičkih energetskih ventila** . . . . . 272
19. 1. Statička i dinamička stanja serijskog spoja ventila, uzroci nastajanja nejednolike raspodjele napona na serijski spojenim ventilima . . . . . 272
19. 2. Ujednačavanje raspodjele zapornog napona tokom periode oporavljanja . . . 273
19. 3. Ujednačavanje raspodjele zapornog napona tokom periode zapiranja . . . . 274
19. 4. Ujednačavanje raspodjele blokirnog napona tokom periode blokiranja . . . 275
19. 5. Ujednačavanje raspodjele blokirnog napona tokom uklapanja . . . . . 276
19. 6. Ujednačavanje raspodjele zapornog napona u statičkim i dinamičkim uvjetima na diodama s prinudnim lavinskim probojem . . . . . 278
19. 7. Mjerenje raspodjele zapornog, odnosno blokirnog, napona na serijski spojenim ventilima . . . . . 280

**20. Paralelno spajanje poluvodičkih energetskih ventila** . . . . . 281
20. 1. Uzroci nastajanja neravnomjernosti raspodjele struje između paralelno spojenih ventila . . . . . 281
20. 2. Izravno paralelno spajanje ventila . . . . . 284
20. 3. Ujednačavanje raspodjele struje spajanjem otpornika u seriju sa svakim ventilom . . . . . 286
20. 4. Ujednačavanje raspodjele struje spajanjem prigušnice u seriju sa svakim ventilom . . . . . 287
20. 5. Ujednačavanje raspodjele struje transformatorskim spajanjem paralelnih ventila . . . . . 288
20. 6. Utjecaj impedancija vodova u paralelnom slogu ventila na raspodjelu struje 290
20. 7. Problem zaštite paralelnog sloga ventila *LRC*-članovima . . . . . 292
20. 8. Mjerenje raspodjele struje između paralelno spojenih ventila . . . . . 292

**21. Određivanje parametra izlaznog stupnja impulsnog uređaja za okidanje upravljivih poluvodičkih ventila** . . . . . 294
21. 1. Definicija karakterističnih veličina okidnog impulsa . . . . . 294
21. 2. Definicija radne točke . . . . . 294

21. 3. Optimiranje napona praznog hoda i otpora izlaznog stupnja impulsnog uređaja . . . . . 295
21. 4. Prednosti okidanja ventila impulsima kratkog trajanja . . . . . 300
21. 5. Strmina okidnog impulsa, konstrukcija transformatora izlaznog stupnja impulsnog uređaja . . . . . 300
21. 6. Metode sprečavanja generiranja lažnih okidnih impulsa u krugu geita . . . 301

**22. Principi hlađenja i montaže poluvodičkih energetskih ventila** . . . . . 304
22. 1. Pristup toplinskoj analizi sklopova i uređaja . . . . . 304
22. 2. Teorija odvoda topline iz rashladnog tijela . . . . . 304
22. 3. Toplinski otpor rashladnog tijela . . . . . 305
22. 4. Optimalno rashladno tijelo . . . . . 308
22. 5. Toplinski otpor prijelaza ventil—rashladno tijelo . . . . . 308
22. 6. Izbor rashladnog tijela i načina hlađenja . . . . . 310
22. 7. Hlađenje ventila u ormaru prirodnom ventilacijom . . . . . 311
22. 8. Hlađenje ventila u ormaru prisilnom ventilacijom . . . . . 312
22. 9. Strujna opteretivost ventila u ventilacijskom kanalu . . . . . 315
22.10. Hlađenje ventila tekućim sredstvom . . . . . 317
22.11. Toplinske cijevi (*heat pipe*) . . . . . 320
22.12. Montaža ventila na rashladno tijelo . . . . . 322
22.13. Mjerenje temperature kućišta ventila . . . . . 328

**23. Pouzdanost poluvodičkih ventila** . . . . . 330
23. 1. Izražavanje pouzdanosti . . . . . 330
23. 2. Postizanje pouzdanosti ventila . . . . . 331
23. 3. Uzroci kvarova ventila . . . . . 331
23. 4. Vremenska ovisnost brzine javljanja kvarova . . . . . 333
23. 5. Ispitivanje pouzdanosti . . . . . 334

**24. Pregled ostalih ventila iz porodice tiristora** . . . . . 335
24. 1. Podjela porodice tiristora . . . . . 335
24. 2. Četveroslojna dioda . . . . . 336
24. 3. Četveroslojna foto-dioda . . . . . 337
24. 4. Dijak . . . . . 337
24. 5. Foto-tiristor (LASCR) . . . . . 339
24. 6. Geitom isklopiv tiristor . . . . . 340
24. 7. Tetrodni tiristor, *N*-geit tiristor i fotoupravljivi tetrodni tiristor (LASCS) . 342
24. 8. Tiristorska jednosmjerna sklopka (SUS), tiristorska dvosmjerna sklopka (SBS), tiristorska dvosmjerna nesimetrična sklopka (ASBS) . . . . . 343

**25. Pristup dimenzioniranju poluvodičkih energetskih ventila i pripadnih zaštitnih komponenata pri projektiranju pretvarača** . . . . . 345
25. 1. Projektni zadatak: dimenzionirati usmjerivački sklop u trofaznom punoupravljivom mosnom spoju . . . . . 345
25. 2. Općenito o trofaznom punoupravljivom mosnom spoju . . . . . 345
25. 3. Odabiranje strujne veličine tiristora . . . . . 348
25. 4. Dimenzioniranje sistema hlađenja . . . . . 349
25. 5. Odabiranje osigurača . . . . . 350
25. 6. Zaštita usmjerivačkog sklopa od preopterećenja . . . . . 353
25. 7. Položaj *LRC*-članova u shemi trofaznog punoupravljivog mosnog spoja . . 355
25. 8. Određivanje induktiviteta prigušnice u *LRC*-članu s obzirom na brzinu porasta propusne struje kod uklapanja tiristora . . . . . 356
25. 9. Određivanje otpora otpornika u *LRC*-članu s obzirom na struju izbijanja kondenzatora kroz tiristor kod uklapanja tiristora . . . . . 358

25.10. Određivanje *LRC*-člana s obzirom na komutacijske $du_D/dt$ efekte . . . . . 358
25.11. Određivanje *LRC*-člana s obzirom na komutacijske prenapone . . . . . 361
25.12. Određivanje snage otpornika u *LRC*-članu . . . . . 362
25.13. Odabiranje naponske veličine tiristora . . . . . 364
25.14. Odabiranje naponske i strujne veličine ventila u mrežom komutiranim usmjerivačima . . . . . 366
Pravila pisanja slovnih simbola za poluvodičke ventile . . . . . 371
Slovni simboli za diode, tranzistore i tiristore . . . . . 374
Slovni simboli u vezi s osnovnim pojmovima iz teorije poluvodiča i s fenomenologijom poluvodičkih komponenata . . . . . 381
Literatura . . . . . 382
Kazalo pojmova . . . . . 397

# 1. KLASIFIKACIJA ELEKTRONIČKIH VENTILA

Naziv *električni ventil* nastao je analogijom prema pneumatskom ventilu. Kao što pneumatski ventil propušta struju plina u jednom (propusnom) smjeru, tako je svojstvo i električnog ventila da u propusnom smjeru predstavlja malen otpor, a u zapornom smjeru velik otpor prolazu struje.

U elektroničkom ventilu do ventilnog djelovanja dolazi na graničnom prijelazu dvaju područja u kojima se gibanje električnih naboja zbiva u raznim uvjetima. Možemo razlikovati ove uvjete prolaza struje:

— kroz metale (elektroni),
— kroz poluvodiče *N*-tipa (elektroni),
— kroz poluvodiče *P*-tipa (šupljine),
— kroz elektrolite (elektroni i ioni),
— kroz plinove (elektroni i ioni) i
— kroz vakuum (elektroni).

Kombinacijom raznih medija za prolaz struje razvijene su slijedeće vrste elektroničkih ventila.

## 1.1. Vakuumski ventili

*Vakuumski ventili* su evakuirane cijevi sa žarnom katodom i metalnom anodom. Zbog termičke emisije iz užarene katode izlaze elektroni. Emitirani elektroni prolaze kroz vakuum prema anodi, ako je ona na pozitivnom potencijalu obzirom na katodu. Kada na ventilu vlada suprotan (zaporni) napon, to jest kada je katoda pozitivna obzirom na anodu, prolaz struje nije moguć, jer hladna anoda ne može emitirati elektrone.

U vakuumskim električnim ventilima struju vode samo elektroni. Zbog njihova međusobnog odbojnog djelovanja nije moguća veća koncentracija elektrona, pa su struje koje mogu voditi ovi ventili malene (do 0,5 A), a pad napona na ventilu velik (više od 100 V).

## 1.2. Ionski (plinom punjeni) ventili

*Ionski ventili* su evakuirane cijevi sa žarnom katodom (fanotroni, tiratroni) ili živinom katodom, punjene plinom (npr. argon) ili živinim parama. Zbog prolaza struje elektrona kroz plin dolazi do ionizacije plina. Pozitivni ioni plina kompenziraju negativan prostorni naboj elektrona. Zato je, u usporedbi s vakuumskim ventilima, moguća znatno veća koncentracija nosilaca naboja i time moguć prolaz znatno većih struja (do 1 000 A) uz znatno manji pad napona (oko 20 V).

Propaljivanje ventila (stvaranje plazme elektrona i iona) moguće je spriječiti, iako je anoda na pozitivnom potencijalu, negativnim naponom na rešetki koja je smještena neposredno ispred anode. Tako se iz neupravljivih ventila (fanotroni) dobivaju upravljivi ventili (tiratroni i živini ventili). Nakon što je dovođenjem pozitivnog impulsa na rešetku došlo do propaljivanja ventila, tj. pošto je stvorena plazma, nemoguće je negativnim naponom na rešetki prekinuti daljnje stvaranje plazme (tj. vođenje ventila) dok je god anoda na pozitivnom potencijalu.

## 1.3. Elektrolitski ventili

Prije razvoja poluvodičkih ventila primjenjivao se, primjerice, *elektrolitski ventil* s elektrodama od aluminija i željeza koje su bile uronjene u zasićenu otopinu amonijeva karbonata ili ventil s elektrodama iz tantala i olova uronjenim u sumpornu kiselinu.

Kada istosmjerna struja prolazi kroz neformiranu *Ta-Pb* ćeliju, nastaje na tantalovoj elektrodi film tantalova oksida. Ventilno djelovanje temelji se na činjenici da elektroni mogu prelaziti samo iz tantala u oksidni sloj i dalje kroz elektrolit prema olovnoj anodi.

## 1.4. Poluvodički ventili

U *poluvodičkim ventilima* do ventilnog djelovanja dolazi na graničnom prijelazu metala i poluvodiča ili poluvodiča *N*-tipa i poluvodiča *P*-tipa, što je podrobnije objašnjeno u poglavlju o osnovnim pojmovima iz teorije poluvodiča.

Do današnjeg razvoja poluvodičkih ventila došlo je postupno. Najprije su razvijeni bakreno-oksidulni ventili, zatim selenski, germanijevi i, konačno, silicijevi ventili. Bakreno-oksidulni i selenski ventili su na bazi polikristalnog poluvodiča, a germanijevi i silicijevi ventili na bazi monokristalnog poluvodiča. Tehničke su prednosti germanijevih i silicijevih ventila tolike da su oni potisnuli iz tehničke upotrebe sve ostale vrste ventila. Danas se u energetskoj elektronici pretežno upotrebljavaju silicijevi ventili.

Poluvodički ventili se prema svojim karakteristikama dijele na: porodicu dioda, porodicu tranzistora i porodicu tiristora. Dioda u jednom smjeru propušta struju, dok u drugom smjeru sprečava tok struje. Tranzistorom se može kontinuirano upravljati tokom struje u jednom smjeru, pa i uklopiti i isklopiti istosmjerna struja. Tiristor dolazi u stanje vođenja dovođenjem impulsa na upravljačku elektrodu (tzv. geit). Tiristorom (bez pomoćnih sklopova) ne možemo prekinuti istosmjernu struju. On po tom svom svojstvu odgovara tiratronu, odnosno živinom ventilu. U porodicu tiristora spada i trijak i inverzno vodljiv upravljiv poluvodički ventil. Trijak po svojim karakteristikama odgovara antiparalelnom spoju dvaju tiristora, a inverzno vodljiv upravljiv poluvodički ventil odgovara antiparalelnom spoju tiristora i diode.

Spomenuti elektronički ventili su tzv. pravi ventili, jer do ventilnog djelovanja dolazi zbog same strukture ventila koja omogućuje prolaz struje u jednom smjeru, a sprečava prolaz struje u drugom. Propuštanje struje u određenom momentu u jednom smjeru i sprečavanje prolaza struje u drugom momentu možemo osigurati i pomoću *transduktora* i *mehaničkih električnih ventila.*

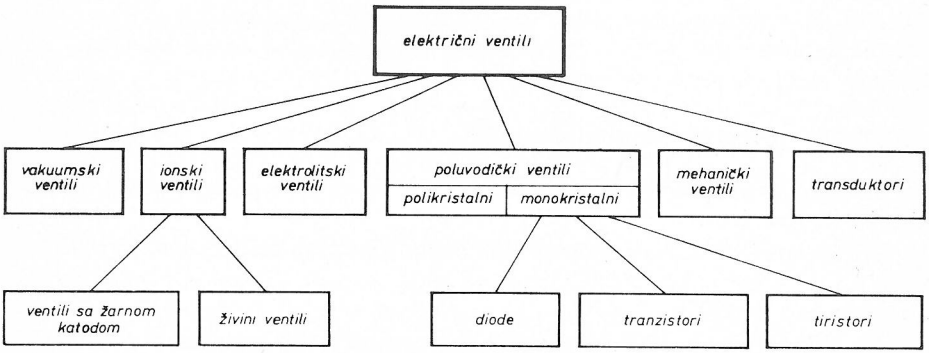
## 1.5. Transduktori

Spojimo li u seriju s upravljivom prigušnicom (istosmjernom strujom magnetizirana prigušnica s oštrom krivuljom magnetiziranja) neupravljiv ventil, možemo postići slična svojstva koja ima tiristor. Ovakva kombinacija nalazi primjenu u postrojenjima s velikim strujama, gdje nisu postavljeni zahtjevi za naročito brzom i dubokom regulacijom.

## 1.6. Mehanički električni ventili

Razvoj poluvodičkih ventila izbacio je iz upotrebe čitav niz raznih rješenja kod kojih se sinkronim pokretanjem kontakata osigurava a zatim onemogućuje u određenom momentu daljnji prolaz struje. Tako su bila razvijena razna rješenja za ispravljanje struja kod visokih napona (50 kV, 100 mA; elektrofilter, rendgen), zatim rješenja za ispravljanje velikih struja (100 kA, 400 V; elektrolize) i razna rješenja vibratora pomoću kojih se istosmjerna struja periodički prekidala, tj. pretvarala u izmjeničnu, i nakon transformacije ponovno pomoću kontakata na istom vibratoru pretvarala u istosmjernu.

Na slici 1.1. prikazana je klasifikacija raznih vrsta električnih ventila.




**Sl. 1.1. Podjela električnih ventila**

## 2. POVIJESNI RAZVOJ ELEKTRONIČKIH VENTILA

Već 1835. ustanovljeno je da razni kristali propuštaju struju samo u jednom smjeru. Godine 1903. patentiran je kristalni detektor (šiljak metala pritisnut na kristal). Unatoč tome, najprije je došlo do razvoja vakuumskih i ionskih ventila, a tek nakon toga do razvoja poluvodičkih ventila — dioda, tranzistora i tiristora.

### 2.1. Vakuumski ventili

*Edison* je 1883. primijetio da u njegovoj električnoj žarulji struja između žarne niti — katode — i pozitivno nabijene elektrode — anode — teče samo jednim smjerom. Godine 1899. objasnio je *J. J. Thomson* da iz užarene katode izlaze elektroni koje privlači pozitivno nabijena anoda. Godine 1903. patentirana je vakuumska dioda. Tako su se razvili *vakuumski ventili* sa žarnom katodom — *kenotroni* — koji su s vremenom usavršeni, pa su mogli ispravljati vrlo visoke napone (do 100 kV), ali relativno male struje (do 0,5 A) uz velik pad napona (više od 100 V) između katode i anode.

### 2.2. Ionski (plinom punjeni) ventili

*Fleming* je 1889. ustanovio da električnu struju kroz plinove vode elektroni i ioni (električni luk).

*Arons* je 1890. konstruirao žarulju napunjenu živinim parama. Tu je žarulju *Peter Cooper-Hewitt* upotrijebio kao električni ventil; njezino ispravljačko djelovanje objavio je 1901.

*Cooper-Hewitt* je 1903. predložio da se vremenski upravlja početak paljenja električnog luka u *ionskom ventilu* u svakoj periodi. U SAD osnovano je društvo Westinghouse-Cooper-Hewitt koje je počelo s proizvodnjom *živinih ventila* sa staklenom posudom.

Godine 1908. započinje u Evropi tvrtka AEG na temelju licence proizvodnju ispravljačkih sklopova sa staklenim živinim ventilima iz SAD, a nešto kasnije i s proizvodnjom staklenih živinih ventila u Jeni.

*Cooper-Hewitt* je 1908. patentirao živin ventil s čeličnom posudom.

U SAD su se živini ventili sa staklenom posudom razvijali kao jednoanodni ventili — *ignitroni* — i kao dvoanodni, troanodni ili šestanodni ventili — *eksitroni* — za struje do makismalno 1 000 A. Kod ignitrona dolazi do stvaranja luka u svakoj periodi pomoću posebne elektrode uronjene u živu, tzv. ignitora. Kod eksitrona posebne uzbudne anode održavaju trajno na katodi uzbudnu mrlju. U Evropi je razvoj ventila s čeličnom posudom doveo do vrlo velikih 24-anodnih eksitrona za struje do 8 000 A. U spomenutim ventilima za održavanje vakuuma bio je potreban trajan rad visokovakuumske pumpe.

Godine 1925. osnovao je *W. Dällenbach* udruženje koje je nastojalo riješiti probleme visokovakuumske tehnike i omogućiti razvoj bespumpnih živinih ventila s čeličnom posudom. Godine 1933. je tvrtka Secheron u suradnji s Dällenbachovim udruženjem proizvela prvi bespumpni ventil s čeličnom posudom, hlađen trikloretilenom. Godine 1935. proizvela je berlinska firma Pintch uz suradnju s Dällenbachovim udruženjem prvi bespumpni ventil s čeličnom posudom hlađen zrakom za struju od 250 A i napon 500 V.

Godine 1929. patentirao je *Uno Lamm* (ASEA) živin ventil za ispravljanje visokih napona (50 kV i više) s nekoliko rešetaka ispred anode (tzv. stepenaste elektrode). Godine 1953. nakon dugog pokusnog rada pušten je u pogon prvi istosmjerni prijenos električne energije s usmjerivačima: 6 500 kW, 50 kV, udaljenost od 50 km (Trollhättam-Mellerund, Švedska).

Usporedno s razvojem živinih ventila tekao je i razvoj ionskih ventila sa žarnom katodom. Žarnu katodu je 1917. patentirao *Wehnelt*. Prvi ventili sa žarnom katodom punjeni argonom bili su tzv. *tungar-ventili*, sposobni za ispravljanje struja od nekoliko desetaka ampera i napona do 60 V. Kasnije su razvijeni ventili s nešto nižim pritiskom argona ili živinih para, tzv. *fanotroni*, koji su omogućili ispravljanje struja do 100 A i napona do 40 kV. Varijanta ovih ventila, koja pred anodom ima rešetku za određivanje trenutka paljenja luka, poznata je pod imenom *tiratron*.

## 2.3. Mehanički električni ventili

U težnji da prilikom ispravljanja velikih struja (elektrolize: 100 kA) postigne bolji stupanj djelovanja od onog što su ga omogućavali živini ventili (pad napona u luku: 25 do 30 V), *Koppelmann* je 1940. razvio kod Siemensa *mehaničke ispravljače* kod kojih se ventilno djelovanje postizalo sinkronim otvaranjem i zatvaranjem kontakata.

## 2.4. Poluvodički ventili (diode, tranzistori, tiristori)

Do 1960. radilo se intenzivno na razvoju živinih ventila, osobito na razvoju ventila za visoke napone i velike struje (istosmjerni prijenosi). Tada je nagli razvoj poluvodičkih ventila potpuno zaustavio razvoj niskonaponskih živinih ventila. Nešto kasnije, i na području istosmjernog prijenosa električne energije tiristori su počeli potiskivati živine ventile.

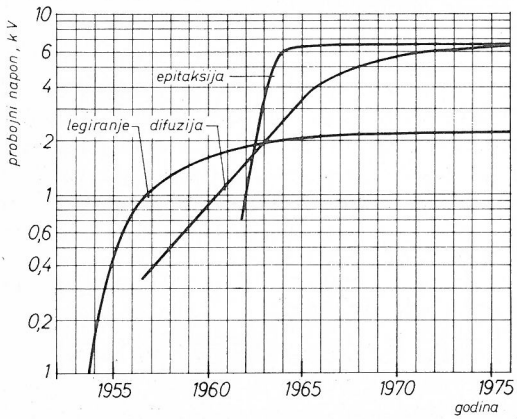
Prije drugog svjetskog rata jedini poluvodički ventili bili su oni na bazi *bakrenog oksidula* (1929) i *selena* (1930). U to vrijeme fenomen ispravljanja nije bio objašnjen, i proizvodnja se u cijelosti temeljila na iskustvu. Ventili na bazi bakrenog oksidula mogu ispravljati napone amplitude do 6 V i struje do 5 A; selenski ventili mogu ispravljati napone amplitude do 25 V i struje do nekoliko desetaka ampera. Tik pred rat pojavila se germanijeva točkasta dioda. Ova visokofrekventna dioda bila je konstruirana specijalno za radar.

Intenzivan razvoj teorije i tehnologije poluvodiča i poluvodičkih komponenata započeo je 1945. u SAD. Istražuju se električna svojstva germanija i silicija i usavršavaju metode rasta kristala. Prvi *P-N* prijelaz sa zadovoljavajućim ispravljačkim svojstvima izradili su *Scaff* i *Theurer* u »Bell Telephone Laboratories«. Upotrijebili su tzv. postupak »izvlačenja«. Godine 1948. *Bardeen* i *Brattain* otvaraju novu eru u elektronici: objavljuju otkriće točkastog tranzistora. Točno godinu dana kasnije, 1949. godine, objavljen je rad izuzetne teoretske vrijednosti — *W. Shockley*: »*Theory*

*of P-N Junctions in Semiconductors and P-N Junction Transistors*«. Izgradnja teoretske baze ubrzala je razvoj tehnologije. U laboratorijima tvrtke »General Electric« *Hall* i *Dunlap* su 1950. pronašli postupak legiranja za proizvodnju dioda i tranzistora. To je bio jedini komercijalni postupak dobivanja *P-N* prijelaza do 1958. Godine 1951. postalo je jasno kakve mogućnosti otvaraju diode i tranzistori u elektronici, osobito u vojnim elektroničkim uređajima. Godine 1956. *Bardeen, Brattain* i *Schockley* dobili su Nobelovu nagradu za svoj rad na razvoju dioda i tranzistora.

Prve *diode* (1950) bile su germanijeve, jer je lakše proizvesti intrinsični germanij nego silicij. Godine 1956. izrađena je dioda slijedećih karakteristika: površina *P-N* prijelaza — 180 mm², probojni napon — oko 200 V. Dvije godine kasnije silicijeve diode pretekle su germanijeve. Zbog nižeg pada napona u stanju vođenja prednost germanijevih dioda ostala je samo kod nižih napona.

Razvoj silicijevih dioda započeo je 1952. Mnoga iskustva stečena na germaniju mogla su se bez velikih promjena prenijeti na silicij. Jedina kočnica razvoja silicijevih dioda velike površine *P-N* prijelaza i visokih probojnih napona bila je nedovoljna kvaliteta monokristala silicija.



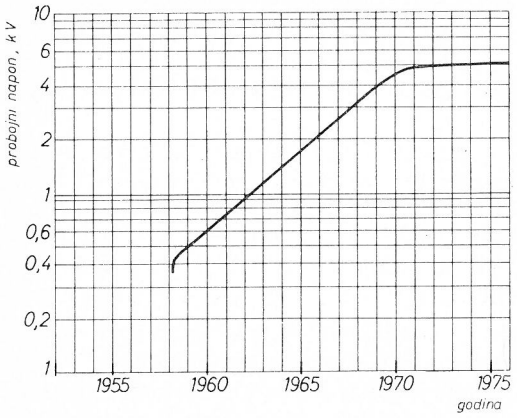

**Sl. 2.1. Porast probojnog napona komercijalnih silicijevih energetskih dioda**

Godine 1957. i 1958. otpočela je proizvodnja energetskih dioda. Na slici 2.1. prikazano je kako se povećavao probojni napon komercijalnih silicijevih energetskih dioda proizvedenih postupkom legiranja, difuzije i epitaksije*. Iz dijagrama se vidi da je 1961. postupak difuzije počeo konkurirati postupku legiranja. Danas su visokonaponske difundirane diode potpuno potisnule visokonaponske legirane diode. Najbolji rezultati postignuti su postupkom epitaksije. Prednosti postupka epitaksije dolaze do izražaja osobito kod visokonaponskih energetskih dioda (probojni napon veći od otprilike 3,5 kV).

Prvi su *tranzistori*, zbog već spomenutog razloga, također bili germanijevi. Godine 1952. konstruiran je tranzistor s kojim se mogla upravljati snaga do 100 W (*Hall*, General Electric). Danas je silicij osnovni materijal za izradu tranzistora manjih snaga. Područje većih snaga pokrivaju i germanijevi i silicijevi tranzistori.

* Postupak difuzije i epitaksije objašnjen je u odsječku 4.1.

Razvoj *tiristora* započeo je malo kasnije od razvoja dioda i tranzistora. Godine 1954/55. *Moll* je shvatio značenje *P-N-P-N* upravljivog poluvodičkog ventila.




**Sl. 2.2. Porast probojnog napona komercijalnih energetskih tiristora (inverzno nevodljivih upravljivih poluvodičkih ventila)**

Pod njegovim rukovodstvom grupa stručnjaka u »Bell Telephone Laboratories« izradila je prvi upotrebljivi tiristor. Kao što to obično biva, mnogi su potcijenili praktičnu primjenljivost *P-N-P-N* ventila. Međutim, 1957. godine *R. A. York* (General Electric) potakao je rad na razvoju strujno jačeg tiristora. *York* i njegovi sljedbenici pokazali su da se pomoću ovog »poluvodičkog tiratrona« može upravljati stotinama kilovata. Na slici 2.2. pokazano je kako se povećavao probojni napon komercijalnih energetskih tiristora (inverzno nevodljiv upravljiv poluvodički ventil). Danas je razvoj doveo do čitave obitelji upravljivih poluvodičkih ventila, koji se jednim imenom nazivaju tiristori. Samo inverzno nevodljivih upravljivih poluvodičkih ventila ima nekoliko vrsta: na primjer, razvijeni su tiristori s vrlo velikom strujnom opteretivosti (1 500 A), s vrlo kratkim vremenom oporavljanja (10 $\mu$s), s vrlo velikom naponskom opteretivosti (4 kV), s vrlo velikom kritičnom brzinom porasta propusne struje (1 000 A/$\mu$s) itd.

# 3. OSNOVNI POJMOVI IZ TEORIJE POLUVODIČA

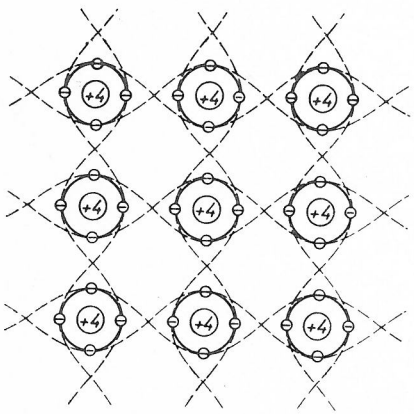
Bez dubljeg razumijevanja teorije poluvodiča može se shvatiti kako se koriste diode, tranzistori ili tiristori. Izučavanje teorije čvrstog stanja ne ulazi u domenu ove knjige, ali je za pravilno poznavanje fizikalnih osobina poluvodiča neophodno nabrojiti konačne rezultate kvantne teorije, naravno u dosta pojednostavnjenom obliku, što će nam olakšati razumijevanje električnih karakteristika poluvodičkih ventila i omogućiti sigurniju upotrebu u krugovima energetske elektronike.

Ovo poglavlje obuhvaća, vrlo ukratko, onaj dio teorije poluvodiča koji je neophodan za razumijevanje električnih karakteristika dioda, tranzistora i tiristora. Protumačena su fizikalna svojstva germanija i silicija — osnovnih materijala za izradu poluvodičkih ventila. Na kraju su opisana ispravljačka svojstva *P-N* prijelaza, jer se diode, tranzistori i tiristori sastoje od jednog ili više *P-N* prijelaza.

## 3.1. Intrinsična vodljivost

Za izradu poluvodičkih ventila danas se uglavnom upotrebljavaju samo dva elementa: germanij i silicij. Zato će se veći dio daljnjeg izlaganja odnositi na te elemente.

Silicij i germanij pripadaju četvrtoj grupi periodskog sustava elemenata. Oni se kristaliziraju u dijamantnoj rešetki. Svaki atom okružen je četirima atomima, slika 3.1. Atomi se međusobno nalaze na jednakim udaljenostima. Iako jedan atom germanija ima 32 elektrona, a silicija 14 elektrona, većina elektrona čvrsto je ve-




**Sl. 3.1. Shematski prikaz dijamantne kristalne rešetke**

**Tablica 3.1. Ovisnost specifičnog otpora intrinsičnog silicija i bakra o temperaturi**

| Temperatura | Silicij | Bakar |
|---|---|---|
| 20°C | 300 000 ohm cm | 0,000 0017 ohm cm |
| 100°C | 4000 ohm cm | 0,000 0023 ohm cm |
| 200°C | 100 ohm cm | 0,000 0030 ohm cm |

zana za matični atom (ovi elektroni nisu prikazani na slici). Samo su četiri vanjska elektrona slabije vezana. Zbog toga se atom shematski može prikazati jezgrom s pozitivnim nabojem od četiri elektronske jedinice koja je okružena s četiri elektrona. Četiri vanjska elektrona nazivaju se *valentnim elektronima* jer ulaze u kemijske veze. U idealnom kristalu svaki od ovih četiriju elektrona tvori jednu kovalentnu vezu s jednim elektronom od svakog susjednog atoma. Na niskim temperaturama valentni elektroni čvrsto su vezani za atome. Prema tome, kristal je izolator.

S porastom temperature raste energija titranja atoma u kristalnoj rešetci. Uslijed toplinskog titranja kristalne rešetke pojedini valentni elektroni povećavaju svoju energiju. Na sobnoj temperaturi neki elektroni dobivaju toliku energiju da se mogu slobodno kretati u kristalu. To su slobodni elektroni, i oni vode struju. (Jedan amper je tok od $6{,}24 \cdot 10^{18}$ elektrona u jednoj sekundi.)

Oslobađanjem elektrona odgovarajuća kovalentna veza ostala je nepopunjena. Slobodni elektron ostavlja u kovalentnoj vezi jedno slobodno mjesto — *šupljinu*. Atom koji je bio električno neutralan postao je gubitkom jednog elektrona pozitivan ion. Pozitivan ion lako privlači elektron iz susjedne kovalentne veze, jer je energija premještanja elektrona iz jedne kovalentne veze u drugu mnogo manja od energije oslobađanja elektrona iz kovalentne veze. Valentni elektron mijenja mjesto, govori se da šupljina slobodno »putuje« od jedne do druge kovalentne veze. Gibanje šupljine može se poistovjetiti s gibanjem pozitivno nabijene čestice. Naboj šupljine jednak je po apsolutnom iznosu naboju elektrona, a masa je približno jednaka masi elektrona.

Dakle, s porastom temperature stanovit se broj kovalentnih veza između susjednih atoma kida uslijed toplinskog titranja kristalne rešetke. Ovaj proces stvaranja slobodnih nosilaca naboja naziva se *toplinska generacija parova elektron-šupljina*. Sa svakom slomljenom kovalentnom vezom stvara se jedan slobodan elektron i jedna slobodna šupljina. U čistom (intrinsičnom) kristalu poluvodiča postoji jednak broj šupljina i elektrona. Vodljivost nastala na opisani način naziva se *vlastitom ili intrinsičnom vodljivosti*.

Proces generacije uvijek je praćen suprotnim procesom, procesom *rekombinacije*. Kada elektron susretne šupljinu, on padne u kovalentnu vezu. Prijelaz može biti ili direktan ili preko tzv. *rekombinacijskog centra*. Rekombinacijske centre stvaraju strani atomi i nepravilna građa kristalne rešetke.

Nekoliko slobodnih elektrona i šupljina ne pridonosi mnogo vodljivosti. Pošto s porastom temperature u kristalu nastaje sve veći broj elektrona i šupljina, germanij i silicij imaju negativni temperaturni koeficijent otpora. Može se pokazati da je produkt koncentracije elektrona i koncentracije šupljina samo funkcija temperature i da za germanij na sobnoj temperaturi iznosi $2{,}4 \cdot 10^{13}\ \mathrm{cm}^{-3}$, a za silicij $1{,}5 \cdot 10^{10}\ \mathrm{cm}^{-3}$. Za usporedbu, gustoća nosioca naboja u bakru iznosi $1{,}5 \cdot 10^{22}\ \mathrm{cm}^{-3}$. Vidi se da je mnogo teže proizvesti intrinsični silicij nego germanij, jer čistoća silicija mora biti mnogo veća od čistoće germanija (u odsječku 3.2. pokazat će se da koncentracija elektrona, odnosno šupljina, uvelike ovisi o koncentraciji stranih atoma u rešetki). Zato su diode i tranzistori na bazi silicija bili kasnije razvijeni od germanijevih dioda i tranzistora.

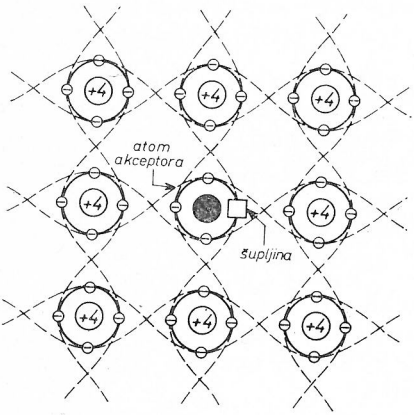
Tablica 3.1. prikazuje ovisnost specifičnog otpora silicija i bakra o temperaturi. Silicij je na sobnoj temperaturi gotovo izolator.

## 3.2. Ekstrinsična vodljivost

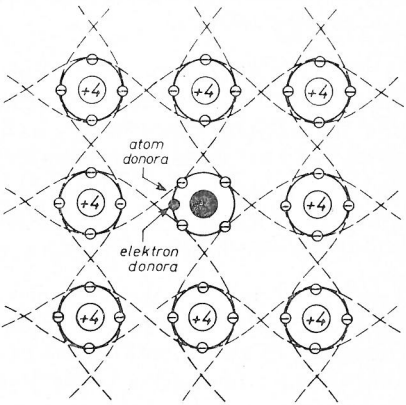
U odsječku 3.1. razmatran je kristal sastavljen od istovrsnih atoma, tj. samo od atoma germanija ili silicija. Električne karakteristike kristala (a u krajnjoj liniji i električne karakteristike poluvodičkih ventila) vrlo jako ovise o koncentraciji stranih atoma.

Određeni strani atomi unose dodatne nosioce naboja i, prema tome, znatno mijenjaju vodljivost. Količina atoma stranih elemenata u kristalu kontrolira se u toku procesa tehnološke pripreme kristala za proizvodnju poluvodičkih ventila. Željena koncentracija stranih atoma zavisi od toga kolika se vodljivost želi postići. Obično odnos broja stranih atoma prema broju atoma germanija ili silicija iznosi od $1 : 10^6$ do $1 : 10^8$. Vodljivost nastala dodavanjem stranih atoma naziva se *ekstrinsična vodljivost*.

Uvođenje stranih atoma u kristalnu rešetku poluvodiča naziva se *dopiranje*. Kao *dopanti* upotrebljavaju se elementi iz trećeg ili petog stupca tablice periodskog sustava elemenata. Elementi iz trećeg ili petog stupca tablice elemenata ulaze u kristalnu rešetku supstitucijski, tj. zamjenjuju atome silicija ili germanija i ne mijenjaju dijamantnu strukturu rešetke. Kako je količina primjesa mala, svaki strani atom okružen je atomima originalne rešetke, slika 3.2. i 3.3. Treba naglasiti da je dodavanjem primjesa poluvodič ostao električno neutralan.




**Sl. 3.2. Atom akceptora u kristalnoj rešetki poluvodiča**



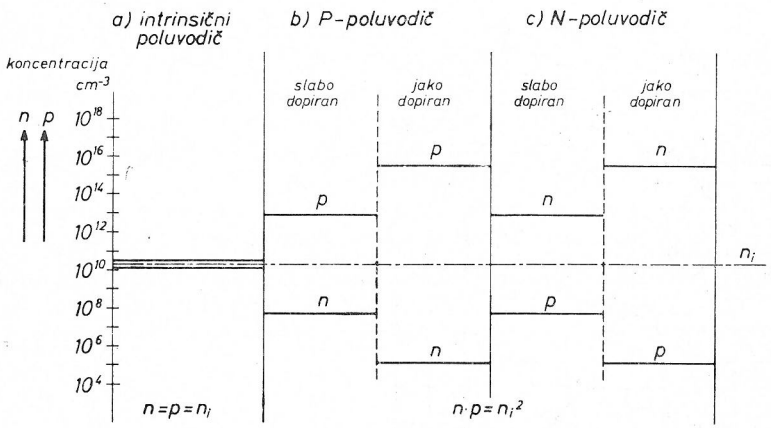

**Sl. 3.3. Atom donora u kristalnoj rešetki poluvodiča**

Elementi iz trećeg stupca imaju samo tri valentna elektrona (npr. bor, aluminij, galij) i ne mogu ispuniti sve četiri kovalentne veze, kao što zahtijeva kristalna rešetka, slika 3.2. Da bi se mogla stvoriti i četvrta kovalentna veza, atom primjese prisvaja jedan elektron iz obližnjeg atoma. Usvojeni naziv za atome trovalentnih primjesa je *akceptor*, što potpuno odgovara nastalom procesu. Oduzimanjem elektrona obližnjoj kovalentnoj vezi stvorena je na tom mjestu šupljina, a akceptorski je atom primanjem elektrona postao negativan ion. Akceptori predstavljaju mjesta s negativnim, čvrsto vezanim prostornim nabojem. Struju kroz poluvodič dopiran akceptorima na sobnoj temperaturi velikim dijelom vode šupljine. Poluvodič dopiran akceptorima naziva se *P-poluvodič*.

Suprotno djeluju elementi iz petog stupca tablice elemenata, npr. fosfor i antimon, slika 3.3. Oni imaju pet valentnih elektrona. No samo četiri mogu ući u kovalentne veze. Peti elektron slabo je vezan za atom i praktički se može smatrati slobodnim elektronom, jer je energija potrebna za njegovo oslobađanje od atoma vrlo mala. Uobičajen naziv za ovaj tip primjesa jest *donor*. Donorski atomi gubitkom elektrona postaju pozitivni ioni čvrsto vezani u strukturu kristalne rešetke. Struju kroz poluvodič dopiran donorima na sobnoj temperaturi velikim dijelom vode elektroni. Poluvodič dopiran donorima naziva se *N-poluvodič*.

U poluvodiču *P*-tipa šupljine su glavni, ali ne i isključivi nosioci naboja. U ovom tipu poluvodiča uz šupljine postoje i slobodni elektroni, koji su nastali razaranjem kovalentnih veza uslijed toplinskog titranja rešetke. Kako je koncentracija šupljinâ mnogo veća od koncentracije slobodnih elektrona, šupljine predstavljaju glavne nosioce naboja — *majoritetne nosioce*, a slobodni elektroni sporedne nosioce naboja — *minoritetne nosioce*. U poluvodiču *N*-tipa je obratno: slobodni elektroni su majoritetni nosioci naboja, a šupljine minoritetni.

Za bilo koji tip poluvodiča vrijedi da je produkt koncentracije elektrona $n$ i koncentracije šupljina $p$ jednak kvadratu intrinsične koncentracije naboja $n_i$: $n \cdot p = n_i^2$, slika 3.4. Što je veća koncentracija nosilaca naboja jednog tipa, to je manja koncentracija nosilaca naboja drugog tipa. Mijenjanjem intenziteta i tipa dopiranja karakter vodljivosti može se mijenjati u širokim granicama od poluvodiča *P*-tipa do poluvodiča *N*-tipa.




**Sl. 3.4. Koncentracija nosilaca naboja u siliciju kod sobne temperature: a) vrlo čisti kristal, b) kristal dopiran akceptorima i c) kristal dopiran donorima**

Na višim temperaturama toplinski generirani nosioci naboja nadvisuju nosioce naboja od primjesa i rad dioda, tranzistora ili tiristora više ne zadovoljava. Npr. silicijeve visokonaponske diode (zaporni napon veći od oko 1 000 V) proizvode se iz silicija specifičnog otpora oko 100 ohm · cm. Iz tablice 3.1. vidi se da radna temperatura kristala ne može biti viša od oko 200 °C, jer na toj temperaturi intrinsična vodljivost postaje veća od ekstrinsične.

### 3.3. Struja u poluvodiču zbog stranog električnog polja

Toplinska brzina pojedinih elektrona na sobnoj temperaturi dosiže i 100 km/s. U kristalu se elektroni i šupljine kreću u svim smjerovima. Ako se na krajeve kristala narine napon, elektroni se usmjeruju prema pozitivnoj, a šupljine prema negativnoj elektrodi. Kretanje šupljina i elektrona između elektroda nije pravocrtno. Nosioci naboja neprekidno se sudaraju s kristalnom rešetkom i mijenjaju smjer gibanja.

Veličina *struje zbog stranog električnog polja* ovisi o električnoj vodljivosti poluvodiča. *Električnu vodljivost poluvodiča* određuje koncentracija nosilaca naboja i pokretljivost nosilaca naboja u stranom električnom polju. *Pokretljivost nosilaca naboja* jednaka je brzini gibanja nosilaca naboja u jediničnom električnom polju. Dakle, specifična električna vodljivost poluvodiča (A/Vcm) zbog prisutnosti elektrona iznosi

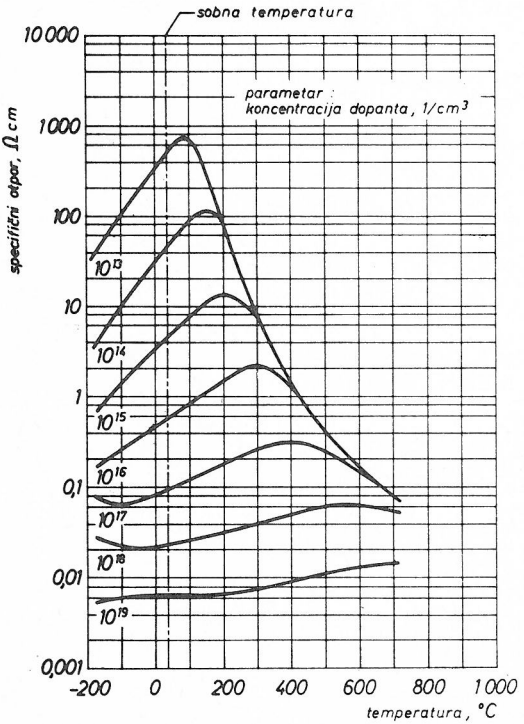
$$\sigma_n = \mu_n \cdot q \cdot n \tag{3.1}$$

gdje je

$\mu_n$ pokretljivost elektrona, $cm^2/Vs$
$n$ koncentracija elektrona, $1/cm^3$
$q$ naboj elektrona, $1{,}60 \cdot 10^{-19}$ As

Specifična električna vodljivost poluvodiča zbog prisutnosti šupljina iznosi

$$\sigma_p = \mu_p \cdot q \cdot p \tag{3.2}$$




**Sl. 3.5. Temperaturna ovisnost specifičnog otpora silicija dopiranog atomima antimona [K 15].**

gdje je

$\mu_p$ pokretljivost šupljina, $cm^2/Vs$

$p$ koncentracija šupljina, $1/cm^3$

$q$ naboj elektrona, $1{,}60 \cdot 10^{-19}$ As

Ukupna specifična električna vodljivost poluvodiča iznosi

$$\sigma = q\,(\mu_n \cdot n + \mu_p \cdot p) \tag{3.3}$$

Često dominira bilo $n$ bilo $p$, te se jedan od pribrojnika može zanemariti.

Temperaturna ovisnost specifične električne vodljivosti jedna je od najznačajnijih karakteristika poluvodiča, slika 3.5. Mijenjanje specifične električne vodljivosti izazvano je mijenjanjem koncentracije i pokretljivosti nosilaca naboja. Na visokim temperaturama, kod kojih prevladava intrinsična vodljivost, specifična električna vodljivost značajno raste s temperaturom.

Kod vrlo jakih električnih polja (oko $10^5$ V/cm) dolazi do nove pojave. Elektroni i šupljine između dva sudara postižu vrlo velike kinetičke energije. Prilikom sudara s kristalnom rešetkom oslobađaju se elektroni i šupljine u parovima. Oslobođeni nosioci naboja opet stvaraju nove parove elektron-šupljina. Proces je kumulativan i donekle sličan pojavama u plinu (*Townsendov proboj*). Ovaj proces naziva se *ionizacija putem sudara.*

## 3.4. Struja u poluvodiču zbog difuzije nosilaca naboja

Elektroni i šupljine (u odsutnosti električnog polja) kreću se ravnomjerno u svim smjerovima. Zbog toga uvijek postoji težnja izjednačavanja koncentracije nosilaca naboja u volumenu u kojem se nosioci naboja mogu kretati. Dakle, elektroni i šupljine *difundiraju* iz područja visoke koncentracije prema područjima niske koncentracije. Difuzno kretanje naboja, iako ne ovisi o naboju pridruženom šupljinama i elektronima, proizvodi tok električne struje.

Analiza *mehanizma difuzije* pokazuje da je gustoća struje proporcionalna gradijentu koncentracije šupljina i elektrona. Primjerice, ako se koncentracija šupljina mijenja u smjeru $x$-osi, $x$-komponenta gustoće struje šupljina iznosi

$$J_{px} = -D_p \frac{\mathrm{d}p}{\mathrm{d}x} \tag{3.4}$$

gdje je

$D_p$ koeficijent difuzije šupljina, $cm^2/s$

$p$ koncentracija šupljina, $1/cm^3$

Gornja jednadžba vrijedi samo kod umjerenog gradijenta koncentracije nosilaca naboja.

Ako u poluvodiču istodobno postoji električno polje i umjereni gradijent koncentracije nosilaca naboja, nosioci naboja gibaju se pod utjecajem električnog

polja i gradijenta koncentracije neovisno. Gustoća struje, bilo šupljina bilo elektrona, jeste zbroj komponente struje uslijed električnog polja i komponente struje uslijed gradijenta koncentracije nosilaca naboja.

### 3.5. *P-N* prijelaz

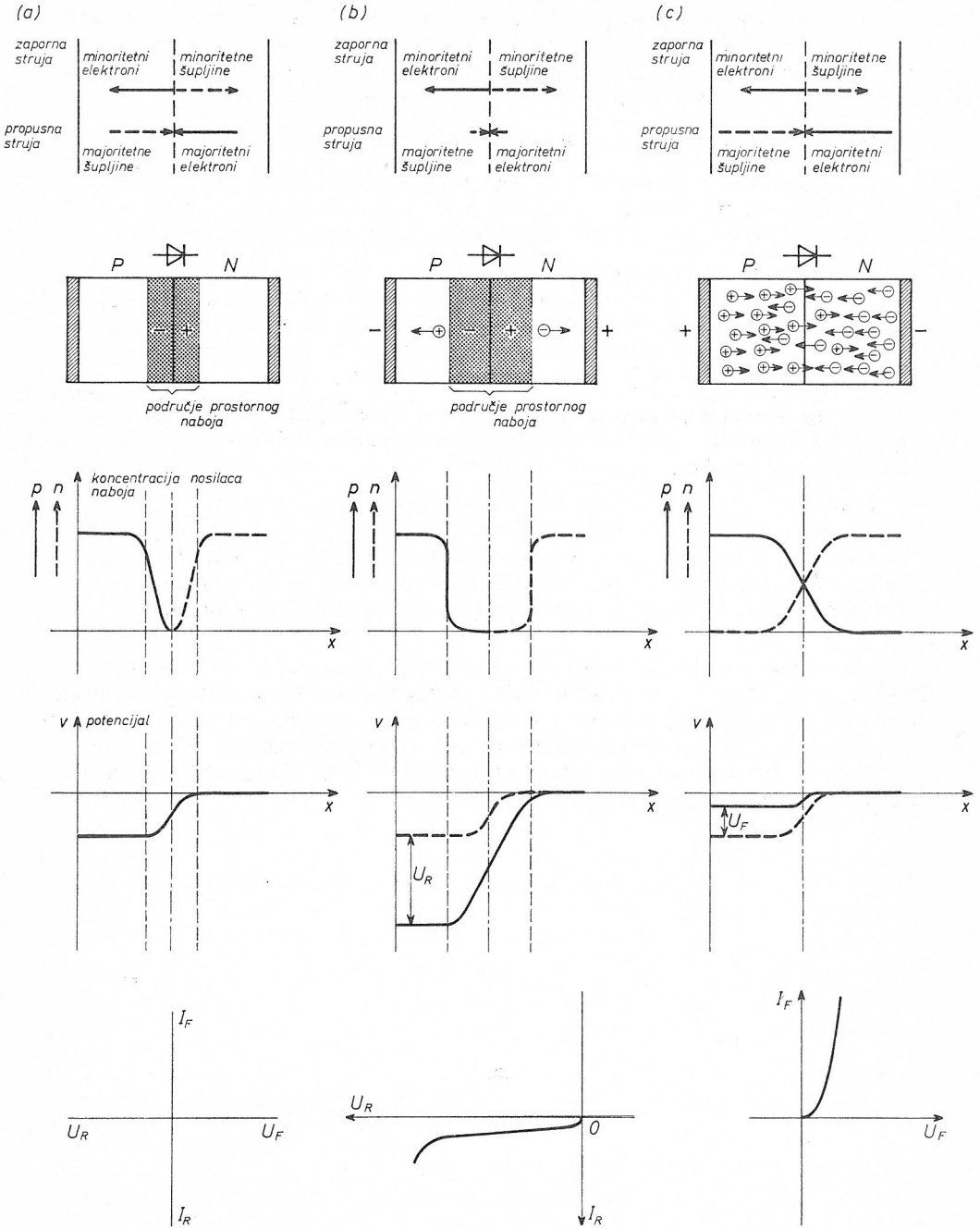
Područje oko granice *P*-poluvodiča i *N*-poluvodiča unutar monokristala poluvodiča naziva se *P-N prijelaz.*

Električne karakteristike *P-N* prijelaza najlakše je shvatiti na slijedeći način. Za trenutak zamislimo da je *P*-strana odvojena od *N*-strane. Svaka strana je električno neutralna. Sada dovedimo obje strane u kontakt. Budući da je koncentracija elektrona u *P*-području različita od koncentracije elektrona u *N*-području, neki elektroni prelaze na *P*-stranu. Analogno, šupljine s *P*-strane prelaze na *N*-stranu. Prijelazom u *P*-područje elektroni postaju minoritetni nosioci naboja, nailaze na veliku koncentraciju slobodnih šupljina, i vrlo brzo dolazi do rekombinacije. Isto tako dolazi do rekombinacije slobodnih šupljina koje prelaze u *N*-područje. Procesom rekombinacije oko *P-N* prijelaza nastalo je područje prostornog naboja. Na *P*-strani preostali su negativno ionizirani atomi poluvodiča, a na *N*-strani pozitivno ionizirani atomi poluvodiča, slika 3.6.a. U okolini *P-N* prijelaza nema slobodnih nosilaca naboja. Na prijelazu, točnije — u zoni prostornog naboja, nastao je pad potencijala. *Potencijalna barijera* sprečava tok majoritetnih nosilaca naboja preko *P-N* prijelaza.

S obje strane *P-N* prijelaza, zbog toplinskog titranja kristalne rešetke, stvaraju se parovi elektron-šupljina. Slobodni elektroni s *P*-strane i slobodne šupljine s *N*-strane nesmetano prelaze preko prijelaza; pad potencijala na barijeri pomaže njihovu kretanju. Elektroni, koji ulaze iz *P*-područja u zonu prostornog naboja ili koji se generiraju u zoni prostornog naboja, ubrzavaju se prema *N*-području, ulaze u *N*-područje i postaju majoritetni nosioci naboja. Slično vrijedi i za šupljine. Ovaj tok naboja naziva se *toplinska struja*, jer ovisi o temperaturi. U beznaponskom stanju (na *P*-područje i *N*-područje nisu priključeni polovi baterije) ukupan tok struje preko *P-N* prijelaza jednak je nuli. Zbog toga se mora pretpostaviti da vrlo malen broj šupljina iz *P*-područja i elektrona iz *N*-područja uspijeva savladati potencijalnu barijeru i prijeći na drugu stranu. Ova se struja naziva *struja rekombinacije*, jer se nakon prijelaza barijere nosioci naboja rekombiniraju. Dakle, struja rekombinacije jednaka je toplinskoj struji. Ravnoteža vrijedi i za struju elektrona i za struju šupljina. Tako, u stvari, imamo četiri struje u ravnoteži.

Što će se dogoditi ako se na vanjske krajeve *P*-područja i *N*-područja narine napon iz nekog vanjskog izvora, slika 3.6.b i c? Izvor, npr. baterija, može se priključiti na dva načina. Na slici 3.6.b. vidi se što se događa ako se na *P*-područje stavi negativni pol baterije. Šupljine se kreću prema negativnom, a elektroni prema pozitivnom polu. Zona prostornog naboja se širi, potencijalna barijera veća je nego u beznaponskom stanju. Napon baterije »leži« na potencijalnoj barijeri. Gotovo ni jedna šupljina iz *P*-područja ili elektron iz *N*-područja ne može prijeći na suprotnu stranu. Jedina struja koja teče preko *P-N* prijelaza jest toplinska struja. *P-N* prijelaz ne dopušta tok struje, on je *nepropusno* (*zaporno*, *inverzno*) *polariziran.*

Toplinska struja koja teče preko nepropusno polariziranog *P-N* prijelaza naziva se *zaporna struja.* Zaporna struja raste s temperaturom, jer je generacija parova elektron-šupljina to intenzivnija što je jače titranje atoma u kristalnoj rešetki, tj. što je viša temperatura.




**Sl. 3.6. Ispravljačko djelovanje *P-N* prijelaza: a) *P-N* prijelaz u toplinskoj ravnoteži u beznaponskom stanju, b) *P-N* prijelaz polariziran u nepropusnom smjeru i c) *P-N* prijelaz polariziran u propusnom smjeru**

Napon koji nepropusno polarizira *P-N* prijelaz naziva se *zaporni napon.* Povećanje zapornog napona ne može ići u beskonačnost. O veličini zapornog napona ovisi jakost električnog polja unutar potencijalne barijere. Napon pri kojem dolazi do naglog porasta zaporne struje naziva se *probojni napon P-N* prijelaza.

Nagli porast zaporne struje u blizini probojnog napona ima dva uzroka:

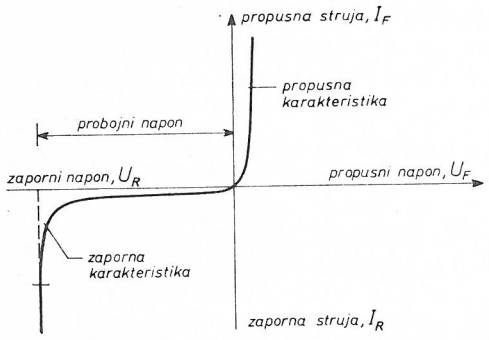
a) Uslijed velike jakosti električnog polja (oko $10^6$ V/cm) kidaju se kovalentne veze unutar zone prostornog naboja; broj slobodnih nosilaca naboja povećava se, i zaporna struja raste. Ova se pojava zove po pronalazaču *Zenerov efekt.*

b) Elektroni i šupljine prilikom prolaza kroz zonu prostornog naboja ubrzavaju se i dobivaju energiju. Kod neke određene jakosti električnog polja zadobivaju toliku energiju da mogu putem sudara s atomima rešetke osloboditi nove naboje. Oslobođeni naboji opet stvaraju nove naboje. Proces je kumulativan (multiplikacija naboja, lavinski proboj). Zaporna struja brzo raste.

Mehanizam *lavinskog proboja* prevladava za sve *P-N* prijelaze koji imaju probojni napon veći od približno 10 V. Kod *P-N* prijelaza s manjim probojnim naponom prevladava Zenerov proboj.

Ako se na *P*-područje priključi pozitivni pol, a na *N*-područje negativni pol baterije, slika 3.6.c, potencijalna se barijera smanjuje. Sada velik broj elektrona s *N*-strane i šupljina s *P*-strane može prijeći barijeru, baterija tjera nosioce naboja prema *P-N* prijelazu. *P-N* prijelaz dopušta tok struje, on je *propusno* (*direktno*) *polariziran.* Kažemo da struja teče u propusnom smjeru *P-N* prijelaza.

Na osnovi gornjih kvalitativnih razmatranja nacrtana je *U-I* karakteristika *P-N* prijelaza, slika 3.7. Iz slike se vidi da zaporna struja lagano raste sa zapornim naponom do probojnog napona. Razlog je u tome što zaporna struja uglavnom potječe od generacije nosilaca naboja u zoni prostornog naboja. Kako raste zaporni napon, zona prostornog naboja se proširuje i raste ukupan broj generiranih nosilaca naboja u jedinici vremena.




**Sl. 3.7. *U-I* karakteristika *P-N* prijelaza (nije jednako mjerilo za zapornu karakteristiku i propusnu karakteristiku)**

Ionizirani atomi donora i akceptora s obje strane prijelaza tvore kondenzator. Dielektrik je poluvodič. Svaka promjena napona baterije uzrokuje kapacitivnu komponentu struje preko *P-N* prijelaza. Kapacitet *P-N* prijelaza opada s porastom napona na *P-N* prijelazu [K 9].

### 3.6. Injekcija i rekombinacija nosilaca naboja

*Injekcijom nosilaca naboja* naziva se svaki proces kojim se može povećati koncentracija nosilaca naboja iznad ravnotežne koncentracije. Koncentracija nosilaca naboja povećava se, na primjer, dodavanjem električne ili svjetlosne energije poluvodiču. Tako razlikujemo električnu i svjetlosnu injekciju nosilaca naboja. Električna injekcija može se izvršiti preko *P-N* prijelaza, primjerice kažemo da se šupljine s *P*-strane preko *P-N* prijelaza injektiraju na *N*-stranu. Svjetlosna injekcija može se izvršiti obasjavanjem svjetlošću odgovarajuće valne dužine.

Treba naglasiti da kod poluvodiča povećanje koncentracije nosilaca naboja nužno ne znači stvaranje unutarnjeg električnog polja, kao što je to slučaj kod metala. Ako je prostorni naboj šupljina jednak prostornom naboju elektrona, poluvodič je električno neutralan. Ova temeljna razlika između metala i poluvodiča, koja je posljedica biopolarne prirode poluvodiča, odgovorna je za funkcioniranje niza poluvodičkih komponenata.

Višak naboja u poluvodiču predstavlja poremećaj prema ravnotežnom stanju. Elektroni i šupljine neprekidno se međusobno rekombiniraju i prestaju postojati kao aktivni nosioci naboja. Analiza procesa rekombinacije pokazuje da je *srednja brzina rekombinacije* približno proporcionalna odstupanju koncentracije nosilaca naboja od ravnotežne koncentracije

$$\text{brzina rekombinacije šupljina} = \frac{p - p_o}{\tau_p} \tag{3.5.a}$$

$$\text{brzina rekombinacije elektrona} = \frac{n - n_o}{\tau_n} \tag{3.5.b}$$

gdje je

$\tau_p$, $\tau_n$ *vrijeme života nosilaca naboja*

$p_o$, $n_o$ ravnotežna koncentracija nosilaca naboja

Kada otklonimo vanjski uzrok injekcije nosilaca naboja, koncentracija nosilaca naboja pada prema ravnotežnoj koncentraciji po zakonu

$$p - p_o = [p(0) - p_o] \exp(-t/\tau_p) \tag{3.6.a}$$

$$n - n_o = [n(0) - n_o] \exp(-t/\tau_n) \tag{3.6.b}$$

gdje je

$p(0)$, $n(0)$ koncentracija nosilaca naboja u trenutku $t = 0$

### 3.7. Dužina difuzije

Sada razmotrimo slučaj difuzije nosilaca naboja kroz »dugački štap«, na jednom kraju kojega održavamo, na neki način, ravnotežnu koncentraciju nosilaca naboja. Na primjer, za šupljine u neutralnom *N*-štapu, diferencijalna jednadžba gibanja glasi

$$-\frac{p(x) - p_o}{\tau_p} - \frac{1}{q}\frac{\mathrm{d}J_p(x)}{\mathrm{d}x} = 0 \tag{3.7}$$

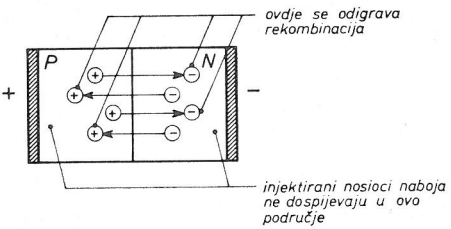
Rješenje ove diferencijalne jednadžbe glasi

$$p(x) - p_o = [p(0) - p_o] \exp\left(-\frac{x}{\sqrt{D_p \tau_p}}\right) \tag{3.8}$$

$p(0) - p_o$ predstavlja višak koncentracije nosilaca naboja na mjestu $x = 0$. Veličina $\sqrt{D_p \tau_p}$ je *dužina difuzije* šupljina, to je karakteristična udaljenost na kojoj višak koncentracije šupljina padne na $\frac{1}{e}$ 100 %.

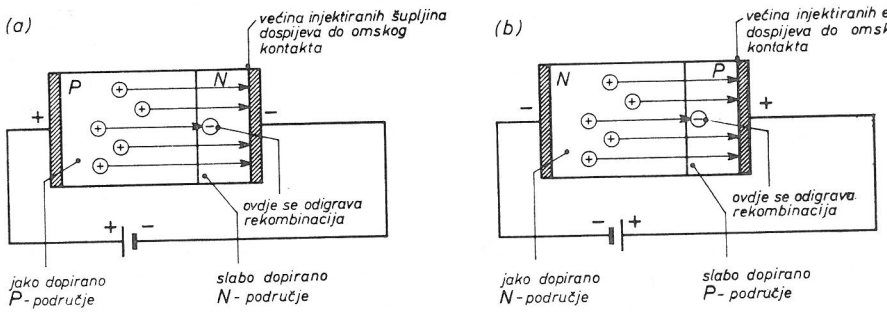
## 3.8. Vrste *P-N* prijelaza

S obzirom na jačinu dopiranja, *P-N* prijelazi mogu biti simetrični i asimetrični. *Simetrični P-N prijelazi* su oni kod kojih je koncentracija donora na *N*-strani jednaka koncentraciji akceptora na *P*-strani. *Asimetrični P-N prijelazi* imaju različite koncentracije primjesa s obje strane prijelaza.




**Sl. 3.8. Kod simetričnog propusno polariziranog *P-N* prijelaza rekombinacija sprečava dublje prodiranje injektiranih manjinskih nosilaca naboja.**

Razmotrimo tok nosilaca naboja preko simetričnog *P-N* prijelaza, slika 3.8. Injektirana šupljina u *N*-područje, zbog velike koncentracije elektrona u *N*-području, vrlo brzo susretne elektron i rekombinira se. Zato je dužina difuzije šupljina u *N*-području mala. Analogno, injektirani elektron u *P*-područje brzo se rekombinira s jednom od brojnih šupljina u *P*-području. Dakle, kod simetričnog propusno polariziranog *P-N* prijelaza vrijeme života injektiranih manjinskih nosilaca naboja je kratko, te injektirani manjinski nosioci naboja ne mogu prodrijeti daleko od *P-N* prijelaza.



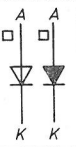
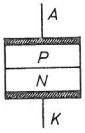
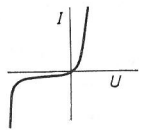
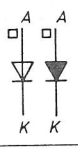
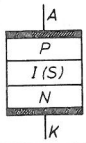
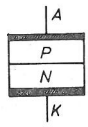
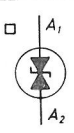
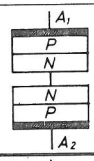
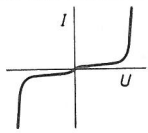
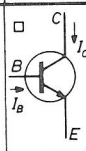
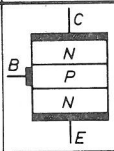
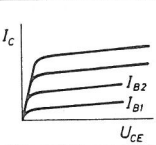
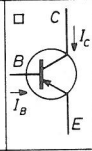
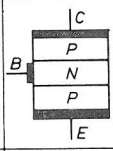
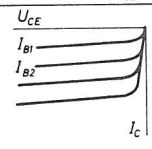
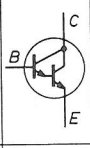
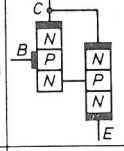
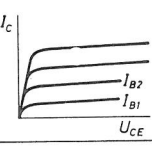
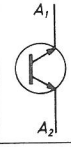
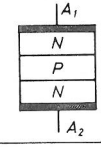
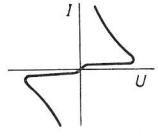
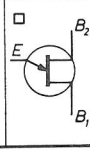
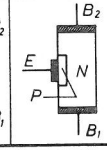
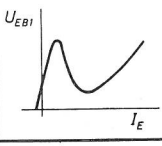

**Sl. 3.9. Kod asimetričnog propusno polariziranog *P-N* prijelaza tanko slabo dopirano područje omogućuje da većina injektiranih šupljina (a), odnosno većina injektiranih elektrona (b), prijeđe preko tankog slabo dopiranog područja.**

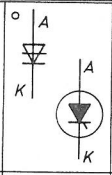
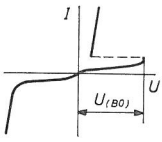
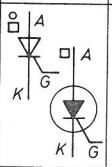
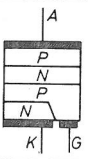
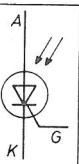
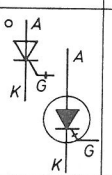
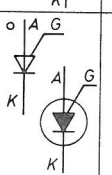
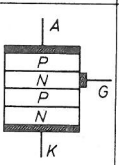
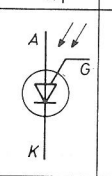
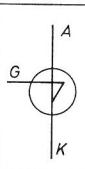
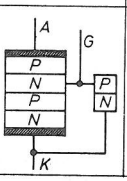
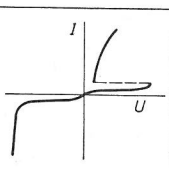
Zatim razmotrimo tok nosilaca naboja preko asimetričnog *P-N* prijelaza. Slika 3.9.a. prikazuje asimetrični *P-N* prijelaz koji ima *P*-područje mnogo jače dopirano od *N*-područja i slabo dopirano tanko *N*-područje. Preko takvog propusno polariziranog *P-N* prijelaza prolazi mnogo više šupljina u *N*-područje nego elektrona iz *N*-područja u *P*-područje. Gustoća injektiranih šupljina u *N*-područje mnogo je veća od gustoće elektrona u *N*-području, te je vjerojatnost rekombinacije injektiranih šupljina mala. Prema tome, većina šupljina uspijeva prijeći tanko *N*-područje i doći do omskog priključka. Analogno, kod asimetričnog *P-N* prijelaza, koji ima *N*-područje mnogo jače dopirano od *P*-područja i slabo dopirano tanko *P*-područje, slika 3.9.b, većina injektiranih elektrona u *P*-područje uspijeva prijeći *P*-područje i doći do omskog priključka.

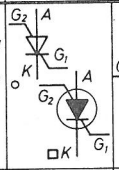
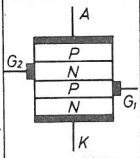
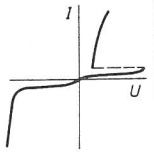
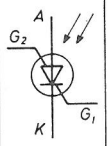
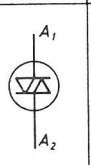
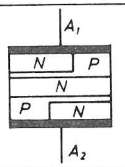
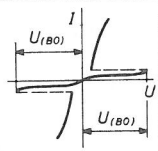
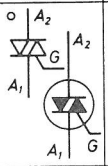
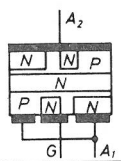
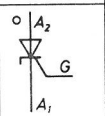
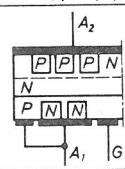
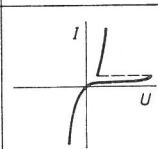
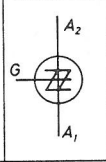
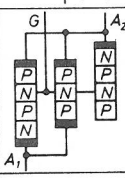
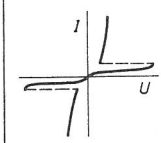
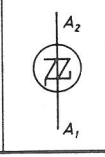
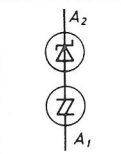
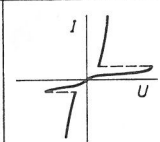
## 3.9. Vrste poluvodičkih ventila

Na opisanim svojstvima *P-N* prijelaza razvijen je čitav niz poluvodičkih ventila različitih karakteristika. U tablici 3.2. dan je pregled poluvodičkih energetskih ventila i nekih, za energetsku elektroniku zanimljivih, manjih poluvodičkih ventila.

## Tablica 3.2. Pregled poluvodičkih ventila

| | Naziv ventila | Engleski naziv ventila | Simbol | Shema P- i N- slojeva | Električna karakteristika | Opis električne karakteristike |
|---|---|---|---|---|---|---|
| DIODE | P-N dioda | P-N diode |   |   |   | - velik otpor od katode prema anodi<br>- malen otpor od anode prema katodi |
| | PIN ili PSN dioda, ispravljačka dioda | PIN ili PSN diode, rectifier diode |   |   | — " — | - velik otpor od katode prema anodi<br>- malen otpor od anode prema katodi<br>- visok probojni napon |
| | Zenerova dioda | Zener (undirectional breakdown) diode | |   | — " — | - velik otpor od katode prema anodi<br>- malen otpor od anode prema katodi<br>- oštro izražen probojni napon |
| | odvodnik prenapona | overvoltage suppressor |   |   |   | - velik otpor u oba smjera<br>- oštro izražen probojni napon u oba smjera |
| TRANZISTORI | NPN tranzistor | NPN - transistor |   |   |   | - konstantna struja kolektora za zadanu struju baze |
| | PNP tranzistor | PNP transistor |   |   |   | - komplementaran NPN tranzistoru |
| | NPN Darlington-tranzistor | NPN Darlington transistor |   |   |   | - funkcionalno identičan pojačalu s dva tranzistora |
| | — | trigger diac |   |   |   | - velik otpor u oba smjera<br>- nakon prekoračenja određenog napona, napon na diaku se smanji ali ne padne na nulu |
| | jednospojni tranzistor s N- bazom | unjunction transistor (UJT) with N- base |   |   |   | - otpor između E i B1 naglo pada kada napon između E i B1 prijeđe određenu vrijednost<br>- između B1 i B2 ima karakteristiku otpora |

| | Naziv ventila | Engleski naziv ventila | Simbol | Shema P i N slojeva | Električna karakteristika | Opis električne karakteristike |
|---|---|---|---|---|---|---|
| TRISTORI — JEDNOSMJERNI ILI INVERZNO NEVODLJIVI TIRISTORI — s tri elektrode: anoda, katoda, te P- ili N- geit — s dvije elektrode: anoda i katoda | četveroslojna dioda ili Schockleyjeva dioda | four-layer (Schockley) diode ili reverse blocking diode thyristor |   | |   | - velik otpor u oba smjera<br>- otpor od anode prema katodi naglo padne prekoračenjem napona prekretanja |
| | četveroslojna fotodioda | light activated switch (LAS) ili light activated reverse blocking diode thyristor | | —"— | —"— | - ima sve funkcije kao četveroslojna dioda s time da se još može uklopiti impulsom svjetla |
| | tiristor | silicon controlled rectifier (SCR) ili reverse blocking triode thyristor |   |   | —"— | - velik otpor u oba smjera<br>- otpor od anode prema katodi naglo padne dovođenjem pozitivnog impulsa na geit |
| | fototiristor | light activated silicon controlled rectifier (LASCR) ili light activated reverse blocking triode thyristor |   | —"— | —"— | - ima sve funkcije kao tiristor s time da se još može uklopiti impulsom svjetla |
| | geitom isklopivi tiristor | gate turn-of switch (GTO) |   | —"— | —"— | - velik otpor u oba smjera<br>- otpor od anode prema katodi naglo padne dovođenjem pozitivnog impulsa na geit<br>- otpor od anode prema katodi naglo poraste dovođenjem negativnog impulsa na geit |
| | PUT ili tiristor s N-geitom | silicon controlled switch with N-gate ili programmable unijunction transistor (PUT) |   |   | —"— | - velik otpor u oba smjera<br>- otpor od anode prema katodi naglo padne dovođenjem negativnog impulsa na geit |
| | fototiristor s N-geitom | light activated programmable unijunction transistor (LAPUT) |   | —"— | —"— | - ima sve funkcije kao tiristor s N-geitom s time da se još može uklopiti impulsom svjetla |
| | tiristorska jednosmjerna sklopka | silicon unilateral switch (SUS) |   |   |   | - funkcionalno identičan PUT-u<br>- između geita i katode nalazi se Zenerova dioda |

| | | Naziv ventila | Engleski naziv ventila | Simbol | Shema P- i N-slojeva | Električna karakteristika | Opis električne karakteristike |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| TIRISTORI | JEDNOSMJERNI ILI INVERZNO NEVODLJIVI TIRISTORI s četiri elektrode: anoda, katoda te P- i N-geit | tetrodni tiristor | silicon controlled switch (SCS) ili reverse blocking tetrode thyristor |  |  |  | - velik otpor u oba smjera<br>- otpor od anode prema katodi naglo padne dovođenjem pozitivnog impulsa na $G_1$ ili negativnog na $G_2$ |
| | | tetrodni fototiristor | light activated silicon controlled switch (LASCS) ili light activated reverse blocking tetrode thyristor |  | — " — | — " — | - ima sve funkcije kao tetrodni tiristor s time da se još može uklopiti impulsom svjetla |
| | DVOSMJERNI TIRISTORI | dijak | bidirectional diode thyristor (DIAC) ili bidirectional switch |  |  |  | - blokira napon bilo kojeg polariteta i vodi struju u bilo kojem smjeru<br>- otpor između $A_1$ i $A_2$ naglo padne prekoračenjem napona prekretanja |
| | | trijak | bidirectional triode thyristor (TRIAC) ili gated bidirectional switch |  |  | — " — | - blokira napon bilo kojeg polariteta i vodi struju u bilo kojem smjeru<br>- otpor između $A_1$ i $A_2$ naglo padne dovođenjem pozitivnog ili negativnog impulsa na geit |
| | | inverzno vodljivi tiristor | reverse conducting triode thyristor |  |  |  | - funkcionalno identičan antiparalelnom spoju tiristora i diode |
| | | tiristorska dvosmjerna sklopka | silicon bilateral switch (SBS) |  |  |  | - funkcionalno identičan antiparalelnom spoju dvaju SUS-a |
| | | tiristorska asimetrična dvosmjerna sklopka | assyimetrical silicon bilateral switch (ASBS) |  |  |  | - funkcionalno identičan serijskom spoju SBS-a i Zenerove diode |

Objašnjenje kratica: A - anoda; B - baza; C - kolektor; E - emiter; G - geit; K - katoda; $U_{(BO)}$ - napon prekretanja

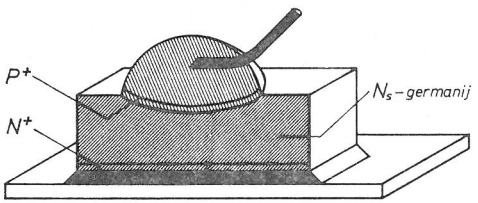
Objašnjenje oznaka: ○ - prema standardu DIN 40 700; □ - prema standardima IEC-a

Napomene: (a) Kružnice oko grafičkog simbola obično se izostavljaju ako nisu neophodne za ispravno razumijevanje simbola
(b) Opći grafički simbol za jednosmjerne tiristore je

## 4. FENOMENOLOGIJA ENERGETSKE DIODE

Već na početku razvoja germanijevih i silicijevih dioda uočeno je da silicijeve diode imaju nekoliko prednosti pred germanijevim. Najznačajnije su: a) vrlo malena zaporna struja, i b) sposobnost rada na višim temperaturama.

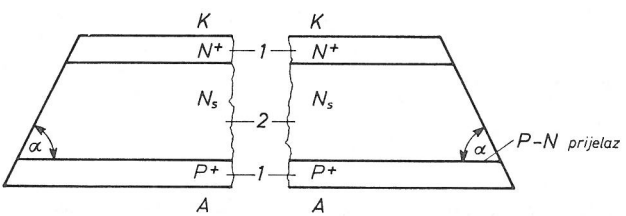
S dvoslojnom *P-N* strukturom pločice monokristala poluvodiča ne može se istodobno postići malen pad napona u propusnom smjeru i visok probojni napon. Zanimljivo je da je već 1952. *Hall* (General Electric) izradio diodu strukturno jednaku današnjim (visokonaponskim) energetskim diodama, slika 4.1. Prijelaz




**Sl. 4.1. Presjek sendviča Hallove diode [1.1]**

$P^+$-$N_s$ dobio je legiranjem kuglice indija s gornjom, a $N^+$-kontakt legiranjem folije legure zlata i antimona s donjom površinom pločice germanija *N*-tipa (»+« znači da je sloj jako dopiran, »*s*« znači da je sloj slabo dopiran). Tako je izradio $P^+$-$N_s$-$N^+$ strukturu unutar monokristala germanija. Uvođenjem trećeg, slabo dopiranog sloja, gotovo intrinsičnog sloja, postigao je vrlo visok probojni napon, a da nije bitno povećao pad napona u propusnom smjeru.

Slika 4.2. prikazuje shematski strukturu pločice monokristala silicija energetske diode. Između jako dopiranih $P^+$- i $N^+$-područja nalazi se slabo dopirano područje $N_s$- ili $P_s$-tipa, debljine oko 100—400 $\mu$m (ovisno o probojnom naponu). Metalni kontakt koji se nadovezuje na $P^+$-područje jest *anoda*. Drugi metalni kontakt jest *katoda*.




**Sl. 4.2. Unutarnja struktura pločice monokristala energetske diode**

**1 — područje malog specifičnog otpora**
**2 — područje velikog specifičnog otpora**
**K — katodna strana**
**A — anodna strana**

*Direktni ili propusni smjer* diode je od anode prema katodi. *Inverzni ili zaporni smjer* diode je od katode prema anodi.

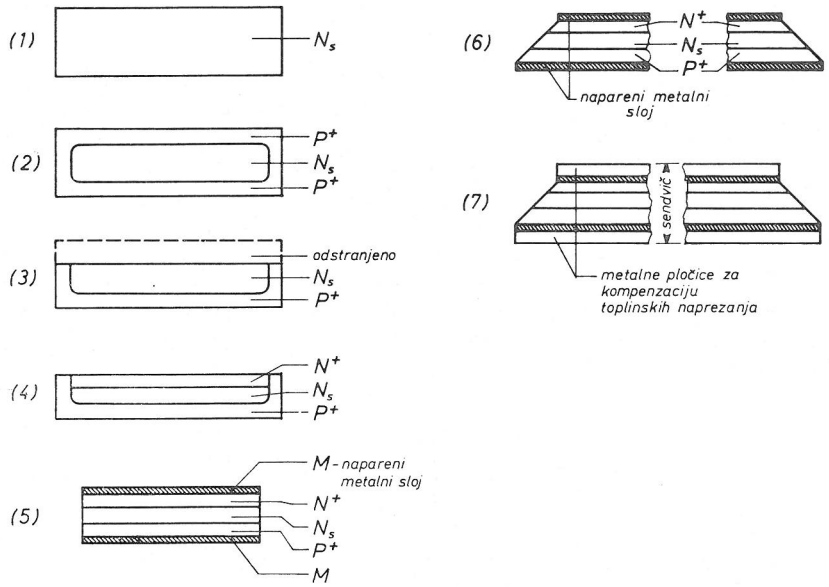
Diode s troslojnom $P^+$-$N_s$-$N^+$ ili $P^+$-$P_s$-$N^+$ strukturom odlikuju se slijedećim osobinama:

— imaju malen pad napona u propusnom smjeru,
— imaju vrlo malu zapornu struju,
— imaju veliku dopuštenu gustoću struje u propusnom smjeru i
— imaju visok probojni napon.

Prema tome, ove diode približuju se idealnim električnim ventilima.

## 4.1. Izrada sendviča

Za dobivanje *P-N* prijelaza primjenjuju se postupci *legiranja, difuzije i epitaksije*. Postupak legiranja je najstariji i danas je gotovo napušten, jer ne omogućuje izradu *P-N* prijelaza bez mnogo defekata. Bolji je postupak difuzije; *P-N* prijelaz stvaraju atomi donora ili akceptora difuzijom u pravilnu kristalnu rešetku silicija. Najnoviji je postupak epitaksije. Direktnom kristalizacijom atoma silicija i atoma dopanta iz plinovitog stanja na pločici silicija nastaje sloj željenog tipa vodljivosti, koji sa silicijevom pločicom tvori jedinstvenu kristalnu rešetku.




**Sl. 4.3. Tok izrade sendviča energetske diode postupkom difuzije (shematski)**

Slika 4.3. prikazuje jednu varijantu tehnološkog procesa izrade $P^+$-$N_s$-$N^+$ strukture postupkom difuzije. Silicijeve pločice režu se dijamantnom pilom iz

štapa monokristala silicija $N_s$-tipa (1)*. Već prema željenom probojnom naponu, štap silicija je više ili manje dopiran; na primjer na otprilike 10 milijardi atoma silicija dolazi 3—50 atoma fosfora. Nakon rezanja, pločice se poliraju kako bi se dobile planparalelne površine. Difuzija se obavlja na temperaturi 1 200—1 300 °C. Preko silicijeve pločice $N_s$-tipa prelijevaju se pare iz kojih u monokristal silicija difundiraju atomi akceptora. Tako nastaje $P^+$-područje i $P^+$-$N_s$ prijelaz (2). Zatim se s jedne strane brušenjem odstrani $P^+$-područje (3). Drugom difuzijom stvara se $N^+$-područje i $N_s$-$N^+$ prijelaz. U završnim fazama izrade nanese se na $N^+$- i $P^+$-područja sloj metala (5), oblikuje se rub silicijeve pločice (6) i zaleme se kompenzacijske pločice (7). Između pojedinih radnih operacija pločice se kemijski čiste. Većina radnih operacija obavlja se u čistoj atmosferi, što jamči reproducibilnost i kvalitetu električnih, mehaničkih i toplinskih karakteristika.

Slojevita struktura — kompenzacijska pločica, $P^+$-$N_s$-$N^+$ pločica monokristala silicija, kompenzacijska pločica — naziva se *sendvič*.

Skošenje na rubu silicijeve pločice smanjuje jakost električnog polja na rubu (skošenjem se povećava razmak između točaka velike razlike potencijala, vidi odsječak 4.5). Skošavanje se obavlja mehanički brušenjem. Nakon brušenja rubovi se kemijski poliraju i zaštićuju polimerom od utjecaja okoline.

Kod diode se svi električni procesi odigravaju u unutrašnjosti $P^+$-$N_s$-$N^+$ pločice monokristala silicija. Svi drugi dijelovi diode služe samo za osiguranje odvoda topline koja se stvara prilikom prolaza struje kroz silicij, za uključenje u strujni krug i za učvršćenje i zaštitu pločice monokristala silicija.

Kompenzacijske pločice imaju trojaku funkciju: odvode toplinu iz silicija prema rashladnom tijelu, omogućuju pričvršćenje strujnih priključaka i daju $P^+$-$N_s$-$N^+$ strukturi mehaničku čvrstoću. Budući da je koeficijent toplinskog rastezanja kompenzacijskih pločica približno jednak koeficijentu toplinskog rastezanja silicija, sendvič se temperaturno ponaša kao jedna mehanička cjelina. Takvu čvrstu mehaničku cjelinu mnogo je lakše zalemiti za podlogu ili pritisnuti na podlogu različitog toplinskog koeficijenta rastezanja nego krhki slicij.

Sendviči manjeg promjera, do oko 20 mm, obično se leme za bakrenu podlogu (odvođenje topline!). Promjer sendviča je ograničen, jer se u lemnom spoju sendviča s podlogom zbog pulsacija temperature silicija javljaju mehanička naprezanja (koeficijent rastezanja kompenzacijskih pločica iz molibdena, odnosno volframa, jest oko četiri puta manji od koeficijenta toplinskog rastezanja bakra). Ako lemni spoj nije dovoljno čvrst, može doći do umora materijala i time do slabljenja toplinskog i električnog kontakta sendviča s podlogom, ili čak do odvajanja sendviča od podloge. Stoga je poželjno da se veza sendviča s podlogom ostvari tvrdim lemom (temperatura lemljenja oko 450 °C), a ne mekim lemom (temperatura lemljenja oko 250 °C).

Kod sendviča većih promjera, većih od oko 20 mm, problemi mehaničkih naprezanja u lemnom spoju između sendviča i podloge postaju tako veliki da je ovaj spoj nemoguće kvalitetno ostvariti lemljenjem. Zato se mehanički i električni spoj između sendviča i podloge ostvaruje pritiskom (v. odsječak 4.2).

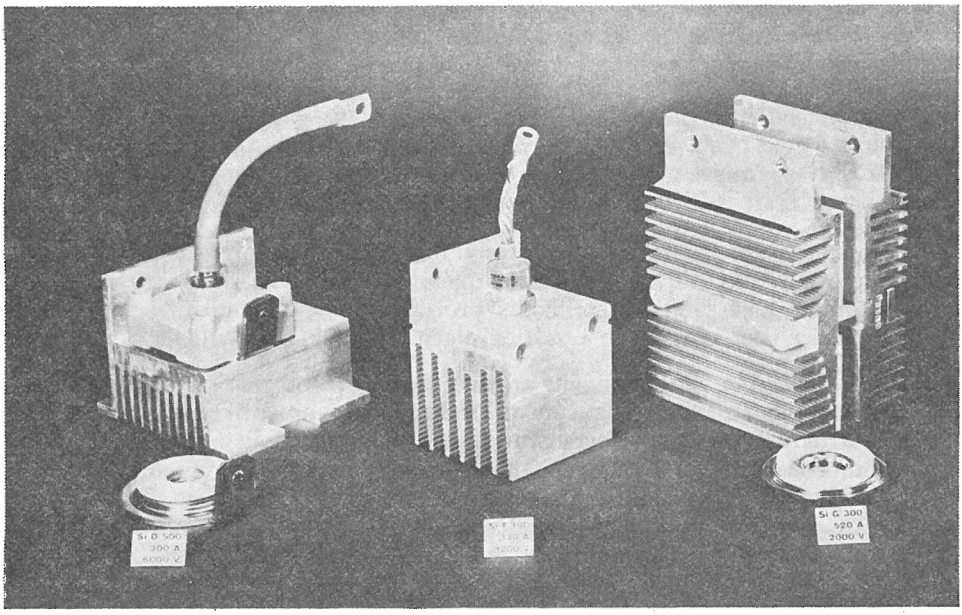
---

* U slijedećim razmatranjima, da bismo izbjegli suvišne komplikacije, ograničit ćemo se na $P^+$-$N_s$-$N^+$ strukturu; za $P^+$-$P_s$-$N^+$ strukturu vrijede analogna razmatranja.

## 4.2. Konstrukcija

Kućište diode ima slijedeće značajne funkcije:
— štiti sendvič od mehaničkih naprezanja,
— štiti sendvič od vanjskih utjecaja,
— električno povezuje sendvič sa strujnim priključcima,
— daje električnu izolaciju strujnih priključaka i
— omogućuje odvod topline iz sendviča.

Na slici 4.4. vide se različita konstruktivna rješenja energetske diode.




a) b) c)

**Sl. 4.4. Konstruktivna rješenja energetske diode: a) i b) dioda s jednostranim hlađenjem (ASEA), c) dioda s dvostranim hlađenjem (ASEA)**

Diode s jednostranim hlađenjem izrađuju se ili s bazom u obliku vijka, ili s ravnom bazom. Izvedbe na slici 4.4.a i b razlikuju se, osim po vanjskom izgledu, i po načinu učvršćenja sendviča za dovode. Kod diode s bazom u obliku vijka donja kompenzacijska pločica sendviča zalemljena je na bakrenu bazu. Preko baze odvodi se toplina prema rashladnom tijelu. Rashladno tijelo služi i kao jedan priključak struje. Drugi priključak zalemljen je na gornju kompenzacijsku pločicu i izoliran je od baze pomoću izolacijskog prstena. Kod diode s ravnom bazom toplinski i električni kontakt sendviča ostvaren je pomoću pritiska. Pritisak daje opruga upeta u kućište.

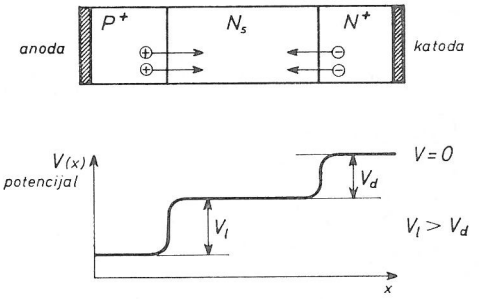
Diode s ravnom bazom vrlo su spretne za montažu na rashladna tijela najrazličitijih geometrijskih oblika, npr. na sabirnice protjecane vodom. Ravna baza

učvršćuje se za rashladno tijelo vijcima, te je ovakva konstrukcija otpornija na na vibracije od konstrukcije kod koje su diode uvijene u rashladno tijelo.

Strujna opteretivost diode ovisi, osim niza drugih veličina, i o toplinskoj impedanciji silicij—rashladno tijelo—rashladno sredstvo (glede toplinske impedancije vidi poglavlje 9). Toplinska impedancija može se smanjiti dvostranim hlađenjem sendviča. Ovako su konstruirane današnje najveće energetske diode, slika 4.4.c.

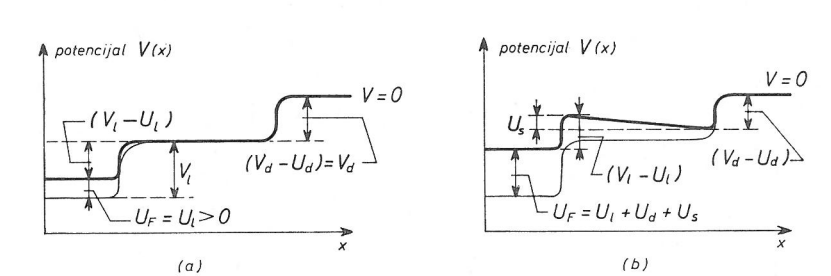
## 4.3. Propusno polarizirana $P^+$-$N_s$-$N^+$ struktura

U bezstrujnom stanju, slika 4.5, oko obaju prijelaza postoji potencijalna barijera koja sprečava prijelaz majoritetnih nosilaca naboja iz jednog područja u drugo. Visina potencijalne barijere ovisi o koncentraciji donora i akceptora u $P^+$- i $N_s$- te u $N_s$- i $N^+$-područjima. Potencijalna barijera na $P^+$-$N_s$ prijelazu veća je od potencijalne barijere na $N_s$-$N^+$ prijelazu.




**Sl. 4.5. Neopterećena $P^+$-$N_s$-$N^+$ struktura**

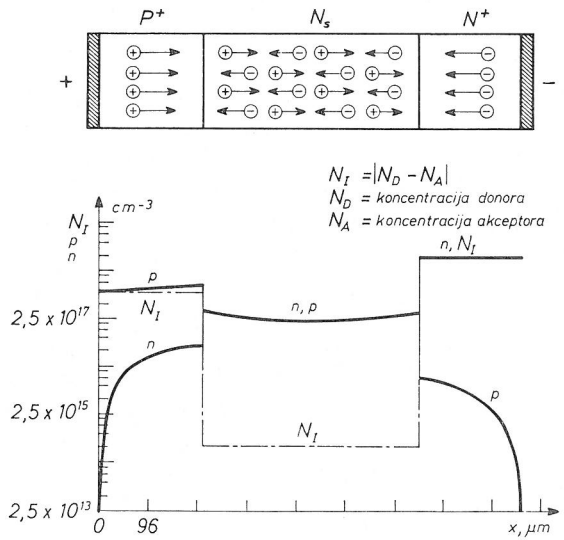
Na slici 4.6. prikazan je tok potencijala za slučaj malog i velikog strujnog opterećenja u propusnom smjeru. Opterećenje diode je malo, ukoliko je koncentracija injektiranih nosilaca naboja u centralno $N_s$-područje manja od koncentracije majoritetnih nosilaca naboja u tom području. Opterećenje diode je veliko, ukoliko je koncentracija injektiranih nosilaca naboja veća od koncentracije donora u centralnom području (gustoća struje reda 1—100 A/cm$^2$).




**Sl. 4.6. Propusno polarizirana $P^+$-$N_s$-$N^+$ struktura: a) malo strujno opterećenje i b) veliko strujno opterećenje**

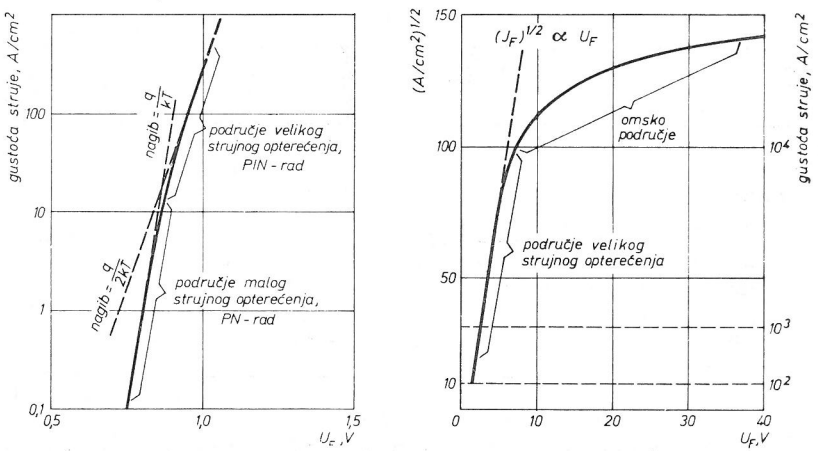
U slučaju malog strujnog opterećenja narinuti napon $U_F$ preuzima isključivo lijeva zona prostornog naboja. Pad potencijala u centralnom području je zanemariv. Električne karakteristike diode određuje $P^+$-$N_s$ prijelaz (tzv. $PN$-rad).

U slučaju velikog strujnog opterećenja pad potencijala na lijevoj zoni prostornog naboja jednak je padu potencijala na desnoj zoni prostornog naboja. Elektroni ulaze iz $N^+$-područja, a šupljine iz $P^+$-područja, slika 4.7. Centralno područje je




**Sl. 4.7. U stanju vođenja $N_s$-područje preplavljeno je slobodnim nosiocima naboja [1.11].**

»preplavljeno« elektronima i šupljinama. Koncentracija elektrona u $N_s$-području jednaka je koncentraciji šupljina i za nekoliko redova veličine veća od koncentracije donora. U siliciju je uskladišten naboj. Šupljine koje nailaze iz $P^+$-područja po-



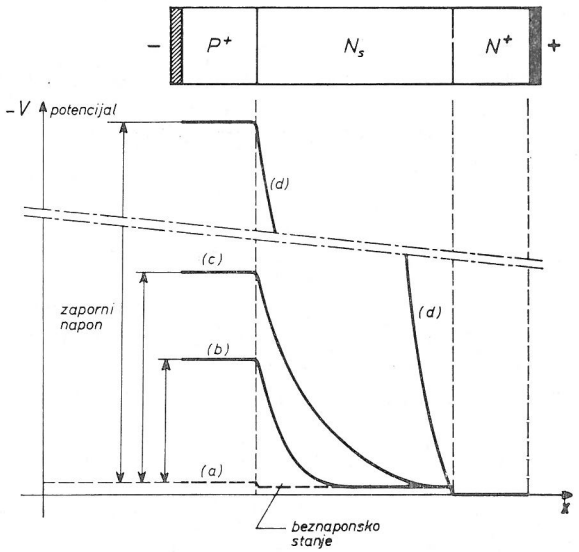

**Sl. 4.8. Propusna karakteristika energetske diode [K 28]**

stupno se rekombiniraju s elektronima. Isto se događa i s elektronima iz $N^+$-područja. Između $P^+$-$N_s$ i $N_s$-$N^+$ prijelaza razvio se pad napona $U_s$ (tzv. *PIN*-rad, *I* je oznaka za intrinsično područje, u slučaju velikog strujnog opterećenja svejedno je da li je centralno područje dopirano ili intrinsično). Pad napona u centralnom području $U_s$ je to manji što je veća dužina difuzije $L = \sqrt{D\tau}$ nosilaca naboja, tj. što je duže vrijeme života nosilaca naboja. Za mali pad napona, dužina difuzije mora biti veća od polovice širine centralnog područja (v. odsječak 6.7).

*U-I* karakteristiku propusno polarizirane diode (*propusna karakteristika*) zgodno je prikazati u polulogaritamskom mjerilu, slika 4.8. Može se pokazati da nagib karakteristike u području malih gustoća struje iznosi $\frac{q}{kT}$ ($q$ naboj elektrona, $k$ Boltzmannova konstanta, $T$ apsolutna temperatura), a u području velikih gustoća struje $\frac{q}{2kT}$. Na područje velikog strujnog opterećenja nadovezuje se tzv. omsko područje propusne karakteristike.

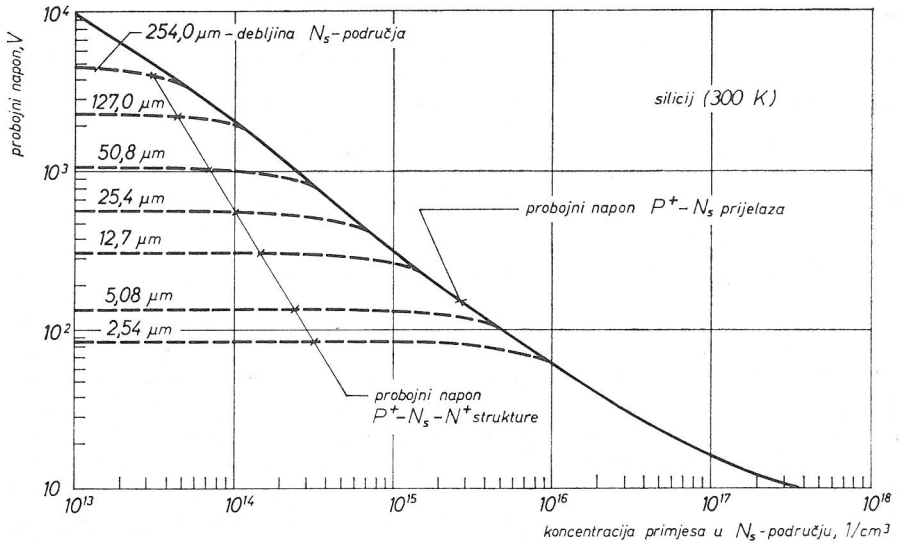
## 4.4. Zaporno polarizirana $P^+$-$N_s$-$N^+$ struktura

Zaporni napon preuzima $P^+$-$N_s$ prijelaz. S povećanjem zapornog napona, zona prostornog naboja širi se od $P^+$-područja prema $N^+$-području, slika 4.9. Budući da je gustoća donora u centralnom području konstantna, jakost električnog polja mijenja se linearno od $P^+$- prema $N^+$-području, a potencijal po zakonu parabole (krivulje »b« i »c«). Ova se zakonitost poremećuje kada zona prostornog naboja dosegne $N^+$-područje. Negativni prostorni naboj više nije dovoljan da dade gradijent potencijala koji zahtijeva vanjski narinuti napon. Ravnoteža se uspostavlja zapornom strujom. Sada raspodjela potencijala u centralnom području postaje linearnija.




**Sl. 4.9. Zaporno polarizirana $P^+$-$N_s$-$N^+$ struktura**

Kod nekog zapornog napona dolazi do naglog porasta zaporne struje. Isključiv uzrok naglog porasta zaporne struje u visokonaponskoj diodi jest mehanizam lavinskog proboja. U stvarnosti je nemoguće postići da do lavinskog proboja dođe istodobno na cijeloj površini prijelaza. Prve »lavine« stvaraju se na nepravilnostima kristalne rešetke (npr. dislokacije, mikrodefekti i sl.). Zato proizvođač dioda mora pažljivo kontrolirati uniformnost pločice monokristala silicija i tok tehnološkog procesa proizvodnje.




**Sl. 4.10. Probojni napon $P^+$-$N_s$-$N^+$ odnosno $P^+$-$P_s$-$N^+$ strukture [K 5]**

*Ovisnost probojnog napona o koncentraciji primjesa u $N_s$-području i debljini $N_s$-područja* prikazuje slika 4.10. Puna crta daje probojni napon $P^+$-$N_s$ prijelaza. Crtkanim linijama označen je probojni napon za slučaj da se zona prostornog naboja proširi preko cijelog $N_s$-područja i dosegne $N^+$-područje. Identične krivulje vrijede i za $P^+$-$P_s$-$N^+$ strukturu.

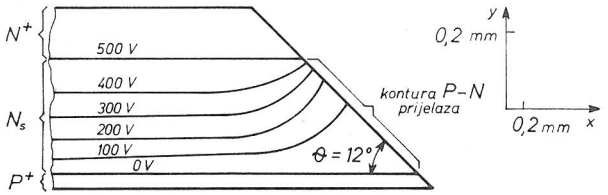
## 4.5. *P-N* prijelaz s prinudnim lavinskim probojem

Krivulje na slici 4.10. vrijede uz pretpostavku da do proboja ne dolazi na *konturi P-N prijelaza* (kontura *P-N* prijelaza označena je na slici 4.11). Tek je 1962. zaslugom *Daviesa* i *Gentryja* (General Electric) definitivno riješen problem jakog električnog polja na konturi. Ukratko ćemo iznijeti rezultate njihova istraživanja.

Smatra se da proboj na konturi ima karakter lavinskog proboja. Intuitivno očekujemo da na konturi nastupa proboj kod manjeg električnog polja nego u tijelu $P^+$-$N_s$-$N^+$ strukture. Na površini kristala nosioci naboja su slabije vezani za kristalnu rešetku. Zbog nejednolike mikrostrukture površine kristala i zbog nečistoća proboj ne započinje odjednom na cijeloj konturi. Naprotiv, struja se

koncentrira u »kanale«. Mjestimično su gubici (W/cm²) vrlo veliki; dakle, mogućnost disipacije u zapornom smjeru izvanredno je mala. Energetski jači prenapon na diodi može uzrokovati ozbiljna oštećenja sendviča.

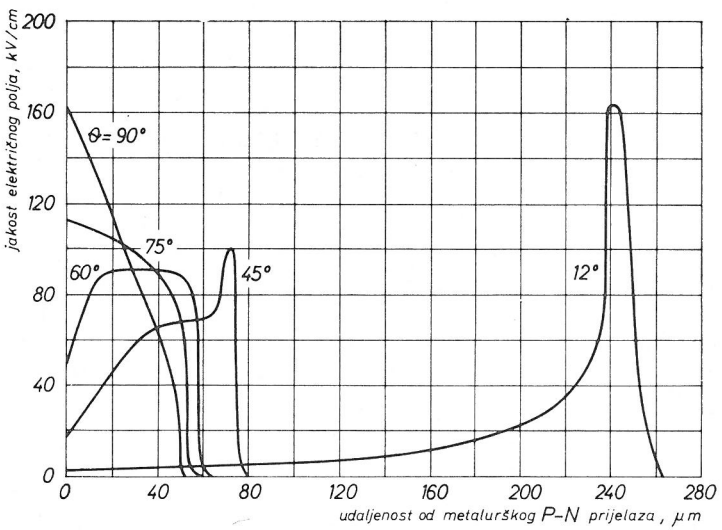
Izlaz iz ovih teškoća je očit. Potrebno je umjetno smanjiti jakost električnog polja na konturi; $P^+$-$N_s$-$N^+$ struktura mora biti tako projektirana da je probojni napon u unutrašnjosti manji od probojnog napona na konturi. Slika 4.11. prika-




**Sl. 4.11. $P^+$-$N_S$-$N^+$ struktura s prinudnim lavinskim probojem (podaci: zaporni napon — 500 V, širina $N_S$-područja — 50μm, koncentracija akceptora u $P^+$-području — $7 \cdot 18^{18}$ atoma/cm³ [1.16])**

zuje kako treba oblikovati konturu $P^+$-$N_s$ prijelaza. Površina presjeka $N_s$-područja linearno opada od jako dopiranog $P^+$-područja. Položaj ekvipotencijalnih ploha određuje Poissonova jednadžba u dvodimenzionalnom prostoru. Ekvipotencijalne plohe savijaju se blizu konture.

Na slici 4.12. izneseni su konačni rezultati. Na ordinati se nalazi jakost električnog polja mjerenog duž konture, a na apscisi udaljenost od metalurškog $P$-$N$ prijelaza. Parametar je kut nagiba konture. Jačim skošenjem ruba silicijeve pločice opada maksimalna vrijednost električnog polja. Treba primijetiti da maksimalno




**Sl. 4.12. Jakost električnog polja duž konture $P^+$-$N_S$-$N^+$ strukture s prinudnim lavinskim probojem na slici 4.11 za različite kutove nagiba konture**

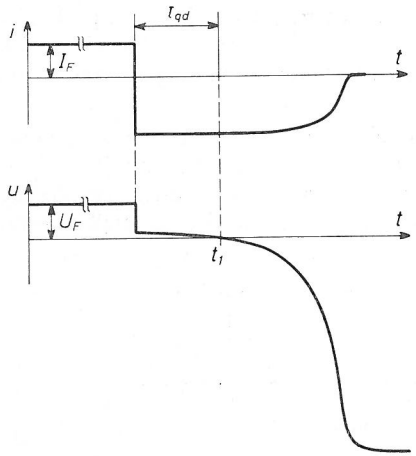
električno polje nije na metalurškom $P^+$-$N_s$ prijelazu, nego znatno dalje od prijelaza, na površini $N_s$-područja. Ovo je vrlo značajan rezultat. Krivulja $\Theta = 90°$ na istoj slici daje ovisnost jakosti električnog polja u unutrašnjosti strukture. Optimalno skošenje konture za strukturu prikazanu na slici 4.11. iznosi 60°. Pri tome je maksimalno električno polje reducirano za 60%.

Na izloženi način postiže se ravnomjerna raspodjela zaporne struje diode po cijeloj površini $P$-$N$ prijelaza. To su tzv. *diode s prinudnim lavinskim probojem ili »avalanche« diode.*

## 4.6. Dinamičke karakteristike

Kada se dioda prebaci iz *stanja zapiranja* (stanje nepropusne polarizacije $P$-$N$ prijelaza) u *stanje vođenja* (stanje propusne polarizacije $P$-$N$ prijelaza) ili obratno, ne uspostavlja se odmah stacionarno stanje.

Naponsko-strujne odnose tokom prijelaza iz stanja vođenja u stanje zapiranja u potpuno omskom krugu prikazuje slika 4.13. Pretpostavljeno je da se polaritet napona izvora trenutno promijenio. Dioda ne može odmah preuzeti zaporni napon,

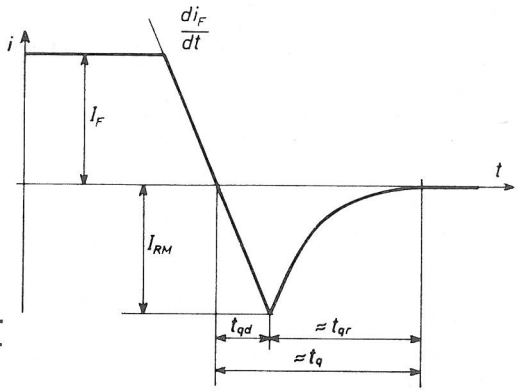



**Sl. 4.13. Naponsko-strujni odnosi tokom oporavljanja diode u omskom krugu**

jer je centralno područje preplavljeno nosiocima naboja. Struja trenutno mijenja smjer i teče u zapornom smjeru na račun zatečenog naboja u centralnom području. U ovim trenucima dioda se ne suprotstavlja toku struje, u diodi stoji na raspolaganju dovoljno nosilaca za tok struje koji određuje napon i omski otpor izvora. Tek kada u centralnom području ponestane nosilaca naboja, dijelom zbog izvlačenja strujom a dijelom zbog rekombinacije, dioda se počinje suprotstavljati toku struje i preuzimati zaporni napon. Dok god je u $P^+$-$N_s$-$N^+$ strukturi obilje nosilaca naboja, pad napona na diodi je pozitivan.

Dinamička struja u zapornom smjeru mnogo je veća od stacionarne zaporne struje. Ta dinamička struja naziva se *struja oporavljanja.* Struja oporavljanja izvlači elektrone i šupljine iz centralnog područja. Elektroni se gibaju prema $N^+$-području, a šupljine prema $P^+$-području. Ni jedan elektron ne dolazi iz $N^+$-područja i ni jedna šupljina iz $P^+$-područja. Puna sposobnost zapiranja vraća se tek onda kada prestane teći struja oporavljanja.

Slika 4.14. prikazuje tok struje oporavljanja u potpuno induktivnom krugu. Brzina porasta struje oporavljanja ovisi o naponu izvora i induktivitetu kruga. U onom trenutku kada ponestaje nosilaca naboja, struja oporavljanja počinje opadati, a dioda preuzimati zaporni napon.

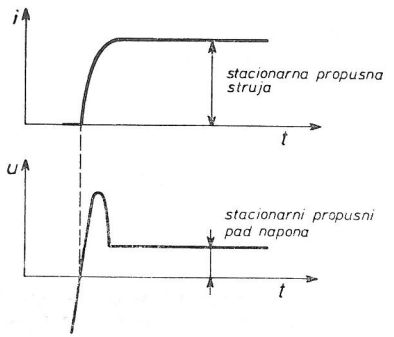



**Sl. 4.14. Strujni odnosi tokom oporavljanja diode u induktivnom krugu (idealizirano)**

*Vrijeme oporavljanja* $t_q$ jest vrijeme koje protekne od prolaza struje kroz nulu do trenutka približnog prestanka toka struje oporavljanja. Vrijeme oporavljanja dijeli se na *vrijeme zatezanja isklapanja* $t_{qd}$ i na vrijeme opadanja struje oporavljanja $t_{qr}$. Vrijeme zatezanja isklapanja je to kraće što je intenzivnija rekombinacija nosilaca naboja u centralnom području, tj. što je manje vrijeme života nosilaca naboja. Odavde zaključujemo da diode s kratkim vremenom oporavljanja, kakve se primjenjuju npr. na višim frekvencijama, imaju veći pad napona u stanju vođenja nego »normalne« diode.

Vrijeme oporavljanja i veličina struje oporavljanja jedne određene diode ovise o temperaturi silicija, o propusnoj struji prije oporavljanja, o brzini opadanja propusne struje i o zapornom naponu. Vrijeme oporavljanja produžuje se sa smanjivanjem zapornog napona, jer kod manjeg zapornog napona električno polje manje potpomaže izvlačenje nosilaca naboja iz centralnog područja.

Naponsko-strujne odnose tokom prijelaza iz stanja zapiranja u stanje vođenja prikazuje slika 4.15. U stanju zapiranja centralno područje je siromašno nosiocima naboja. Kada napon izvora promijeni polaritet, nosioci naboja trebaju konačno vrijeme da bi stigli iz visokodopiranih područja u centralno područje i preplavili ga. Zato je »otpor« diode u početnim trenucima znatan, a pad napona na diodi veći je od stacionarnog. Vršna vrijednost pada napona ovisi o brzini porasta struje i o njezinoj konačnoj vrijednosti. Trajanje ove dinamičke pojave kratko je u usporedbi s vremenom oporavljanja.




**Sl. 4.15. Naponsko-strujni odnosi tokom uklapanja diode (idealizirano)**

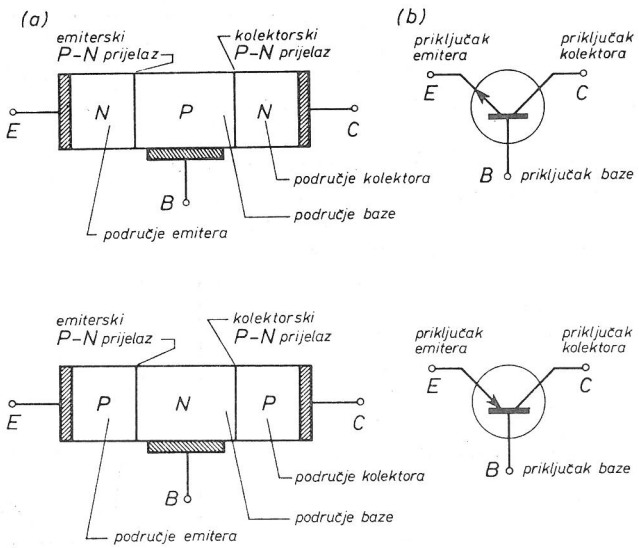
## 5. FENOMENOLOGIJA ENERGETSKOG TRANZISTORA

Danas tranzistori više nisu isključivo komponente »slabe struje«. Energetski tranzistori upotrebljavaju se u energetskoj elektronici kao kontinuirano upravljani električni ventili i kao diskontinuirano upravljani električni ventili (npr. beskontaktne sklopke).

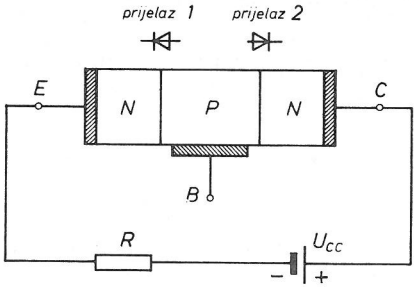
Osnovna fizikalna teorija energetskog tranzistora ne razlikuje se mnogo od osnovne teorije bilo kojeg bipolarnog tranzistora (npr. strujno pojačanje, frekvencijske karakteristike, probojni napon). Energetski tranzistori odlikuju se velikom naponskom (jaka električna polja) i strujnom (velike gustoće struje) opteretivošću. Stoga se, za energetske tranzistore, osnovna fizikalna teorija tranzistora mora proširiti, tj. fizikalnu sliku treba upotpuniti efektima jakih električnih polja i velikih gustoća struje.

### 5.1. Osnovna struktura i kvalitativna slika rada

Monokristal poluvodiča tranzistora sadrži dva *P-N* prijelaza, slika 5.1.a. U ovisnosti o tome da li je srednje područje *P*-tipa ili *N*-tipa, razlikuju se *P-N-P* i *N-P-N tranzistori*. Bez obzira na polaritet napona priključenog na vanjska *P*-područja ili *N*-područja, jedan prijelaz dopušta, dok drugi ne dopušta, tok struje, slika 5.2.

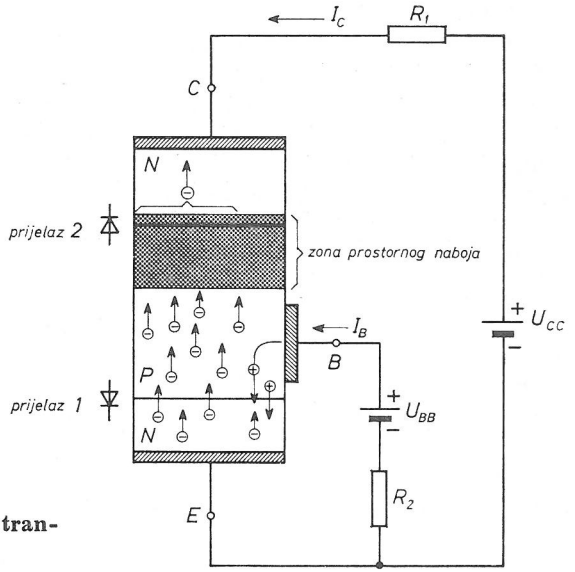



**Sl. 5.1. Osnovna struktura i grafički simboli: a) *N-P-N* i b) *P-N-P* tranzistora**




**Sl. 5.2. Bez obzira na polaritet napona priključenog na vanjska područja monokristala tranzistora, tranzistor ne propušta struju.**

Tranzistor na slici 5.2. dolazi u stanje vođenja ako se kroz prijelaz 1 održava struja u propusnom smjeru iz vanjskog izvora, slika 5.3. Vanjsko *N*-područje iz kojeg dolaze elektroni naziva se *emiter*. Emiter injektira elektrone u srednje *P*-pod-




**Sl. 5.3. Objašnjenje rada *N-P-N* tranzistora**

ručje — u tzv. *bazu* (naziv »baza« potječe od jednog tehnološkog postupka izrade tranzistorske strukture). Samo malen dio injektiranih elektrona, zbog specijalne konstrukcije (uska baza, dugo vrijeme života elektrona u bazi), sakuplja metalni kontakt baze. Drugi dio elektrona ulazi u zonu prostornog naboja prijelaza 2, ubrzava se i prelazi na omski kontakt gornjeg *N*-područja. Zato se gornje *N*-područje naziva *kolektor*. Struju kroz *N-P-N* tranzistor uglavnom vode elektroni, jer je emiterski *P-N* prijelaz jako asimetričan; baza je mnogo slabije dopirana od emitera. To je bitno za djelotvoran rad tranzistora.

Rad *P-N-P* tranzistora temelji se na istim zakonima kao rad *N-P-N* tranzistora. Glavna je razlika u tome što kod *P-N-P* tranzistora struju uglavnom vode

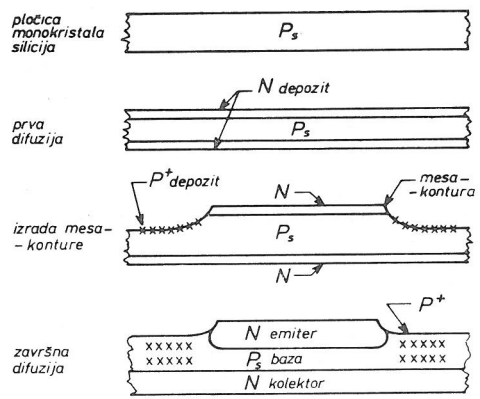
šupljine. Zbog te su razlike polariteti priključnih napona suprotni. Kaže se da su *N-P-N* i *P-N-P* tranzistor uzajamno komplementarni*.

Grafičke simbole obaju tipova tranzistora prikazuje slika 5.1.b. Strelica označuje smjer toka struje emitera.

## 5.2. Izrada sendviča

Krajnji je cilj svake tehnologije izrade sendviča tranzistora stvaranje dvaju paralelnih *P-N* prijelaza određenog razmaka i određenog profila raspodjele dopanata s obiju strana svakog *P-N* prijelaza. Tokom evolucije tranzistora došlo je do niza rješenja raspodjele dopanata u monokristalu silicija tranzistora (npr. udaljenost između *P-N* prijelaza, dubina *P-N* prijelaza, profil raspodjele dopanata oko *P-N* prijelaza, topografija — v. sliku 5.6); svako rješenje ima neke odlike i mane i tvori kompromis između različitih karakteristika (npr. probojni napon, strujna opteretivost, pojačanje, granična frekvencija, cijena). Danas se primjenjuje desetak, pa i više, tehnoloških postupaka izrade monokristala silicija energetskih tranzistora, na primjer izrađuju se tzv. dvostruko i trostruko difundirani mesa-tranzistori, dvostruko i trostruko difundirani planarni tranzistori, mesa-tranzistori s epitaksijalnom bazom itd.

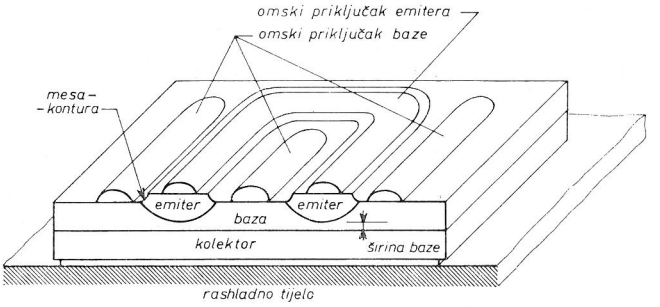
Zbog dobivanja predodžbe o strukturi monokristala silicija energetskog tranzistora opisat ćemo tehnološki postupak izrade tranzistora s hometaksijalnom bazom, slika 5.4. Početni materijal izrade jest slabo dopirana pločica silicija *P*-tipa. Kratkotrajnim postupkom difuzije s obiju strana pločice izrade se *N*-slojevi. Zatim se oblikuje tzv. *mesa-kontura* emiterskog *P-N* prijelaza. Time se definira oblik emitera. Nastavkom procesa difuzije dobiva se konačna struktura, slika 5.5.




**Sl. 5.4. Faze proizvodnje tranzistora s hometaksijalnom bazom**

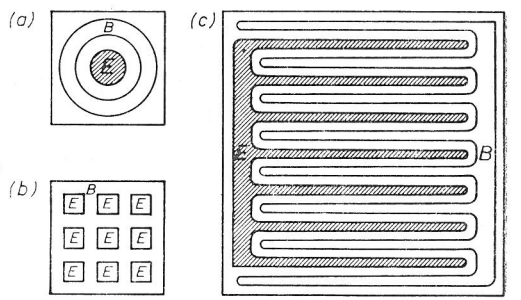
Zbog efekta koncentracije struje emitera (v. odsječak 5.10.) nastoji se periferija emitera učiniti što većom u odnosu na njegovu površinu, a udaljenost od priključka baze što manjom. U tu se svrhu upotrebljavaju specijalne konstrukcije,

* Ubuduće ćemo sve pojave objašnjavati na *N-P-N* tranzistoru. Za *P-N-P* tranzistor vrijede analogna razmatranja.




**Sl. 5.5. Presjek kroz monokristal silicija tranzistora s hometaksijalnom bazom**

od kojih su neke prikazane na slici 5.6. Na samom početku razvoja *topografija emitera* bila je vrlo jednostavna; slika 5.6.a. — prstenasta konfiguracija. Kako se tehnologija razvijala, topografija je postajala sve složenija; slika 5.6.b. i slika 5.6.c.




**Sl. 5.6. Topografski raspored emiterskog i kolektorskog *P-N* prijelaza**

Osnovna je zadaća različitih topografija povećanje strujne opteretivosti po jedinici površine. Modernom tehnologijom može se izraditi na 1 $cm^2$ emiter ukupnog opsega od oko 75 cm.

## 5.3. Tok struja kroz tranzistor

Odmah utvrdimo da se prema dogovoru sve struje koje ulaze u tranzistor smatraju pozitivnima, a sve struje koje izlaze iz tranzistora negativnima.

Broj nosilaca naboja u *P*-području i *N*-područjima u stacionarnom stanju uvijek je konstantan. Ovo stanje ravnoteže održava se ovako, slika 5.7.

Struja emitera $I_E$ ima dvije komponente

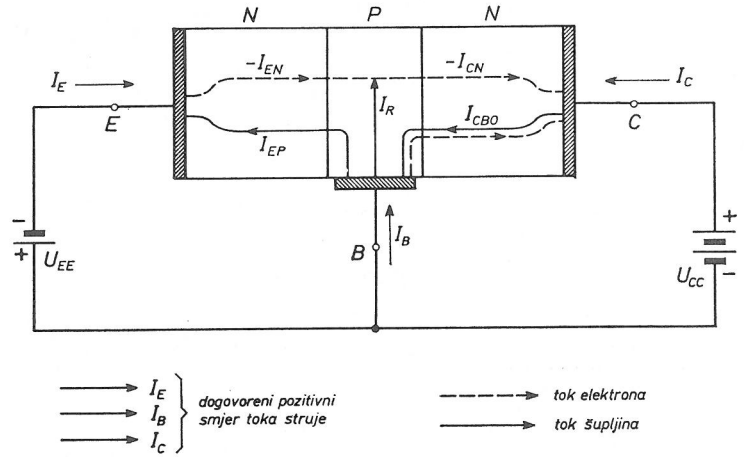
$$I_E = -I_{EN} - I_{EP} \tag{5.1}$$

gdje je

$I_{EN}$ struja elektrona injektiranih iz emitera u bazu

$I_{EP}$ struja šupljina injektiranih iz baze u emiter

Svaki injektirani elektron iz emitera u područje baze strujom $I_{EN}$ nadoknađuje se elektronom koji napušta negativnu stezaljku izvora $U_{EE}$ i ulazi u područje emitera.




**Sl. 5.7. Tok struja kroz *N-P-N* tranzistor**

Struja šupljina $I_{EP}$ zatvara se u krugu: priključak baze — područje baze — područje emitera — priključak emitera — baterija $U_{EE}$. Ona održava propusnu polarizaciju emiterskog *P-N* prijelaza.

Struja baze $I_B$ ima tri komponente

$$I_B = I_{EP} - I_{CBO} + I_R \tag{5.2}$$

gdje je

$I_{EP}$ struja šupljina injektiranih iz baze u emiter, naziva se i injekciona komponenta struje baze

$I_{CBO}$ zaporna struja nepropusno polariziranog kolektorskog *P-N* prijelaza, sastoji se od šupljina koje iz kolektora prelaze u bazu i od elektrona koji iz baze prelaze na kolektor

$I_R$ struja šupljinâ koje se rekombiniraju s elektronima što dolaze iz emitera u bazu, naziva se i rekombinacijska komponenta struje baze

Svaka rekombinacijom izgubljena šupljina u području baze nadoknađuje se novom šupljinom koja nastaje odlaženjem elektrona iz baze na pozitivnu stezaljku baterije $U_{EE}$.

Struja kolektora $I_C$ ima dvije komponente

$$I_C = I_{CN} + I_{CBO} \tag{5.3}$$

gdje je

$I_{CN}$ struja elektrona koji su na svojem putu kroz bazu stigli do kolektora

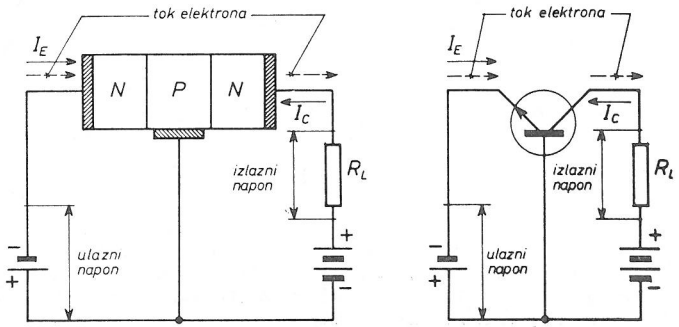
Napomenuli smo da se jedan dio injektiranih elektrona susreće u bazi sa šupljinama i rekombinira. Pojava rekombinacije je nepoželjna, jer direktno povećava struju baze

$$I_R = I_{EN} - I_{CN} \tag{5.4}$$

Zato je potrebno da baza bude po mogućnosti što tanja (kraće vrijeme prolaza elektrona kroz bazu) i što slabije dopirana (manja vjerojatnost susreta elektrona sa šupljinama).

## 5.4. Pojam pojačanja tranzistora

Riječ tranzistor izvedena je iz engleskih riječi **trans**fer re**sistor**. Engleski naziv zapravo opisuje način na koji se postiže pojačanje u tranzistoru. Pojam pojačanja može se rastumačiti promatranjem istosmjernih napona i struja (premda su od osnovne važnosti izmjenični signali). Zato pogledajmo sliku 5.8. tranzistora




**Sl. 5.8. K objašnjenju pojačanja tranzistora**

u istosmjernom strujnom krugu. Prednapon emitera u propusnom smjeru daje konstantnu struju emitera $I_E$, što ima za posljedicu konstantnu struju kolektora $I_C$. Struja emitera je ulazna struja, a struja kolektora je izlazna struja sklopa. Budući da struju emitera vode velikim dijelom elektroni i da gotovo svi elektroni stižu do kolektora, ulazna i izlazna struja približno su jednake. No ulazni i izlazni otpori bitno su različiti. Propusno polarizirani *P-N* prijelaz emiter-baza ima otpor, recimo, 50Ω; dok zaporno polarizirani *P-N* prijelaz kolektor-baza ima otpor, recimo, 500 kΩ. U krug kolektora može se stoga staviti trošilo, a da se pri tome samo neznatno promijeni struja kolektora. Pojačanje napona, uz otpor trošila $R_L$, iznosi

$$pojačanje\ napona = \frac{izlazni\ napon}{ulazni\ napon} = \frac{I_C R_L}{I_E R_{ul}} \tag{5.5}$$

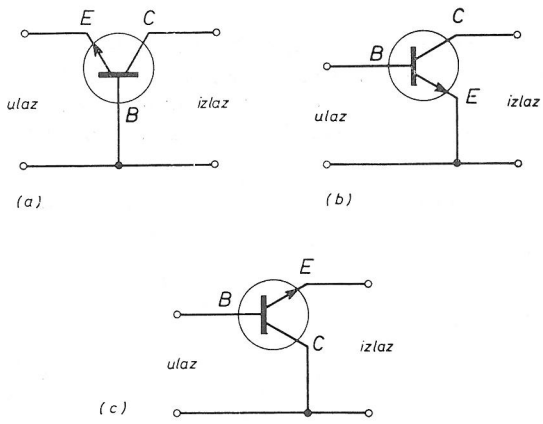
$R_{ul}$ je otpor propusno polariziranog *P-N* prijelaza emiter-baza. Budući da je $I_E \approx I_C$, dobivamo

$$pojačanje\ napona = \frac{R_L}{R_{ul}} \tag{5.6}$$

Primjerice, za $R_L = 5\ k\Omega$ i $R_{ul} = 50\ \Omega$ pojačanje napona iznosi 100. Prema tome, veliko naponsko pojačanje postiže se zbog toga što je ulazna struja približno jednaka izlaznoj struji, a ulazni otpor mnogo manji od izlaznog otpora.

## 5.5. Osnovni spojevi s tranzistorom

Tranzistor se može spojiti u strujni krug trojako, slika 5.9. Ulaz je između jednog para stezaljki, a izlaz između drugog para stezaljki tranzistora. Budući da tranzistor ima samo tri priključka, slijedi da uvijek jedan priključak mora biti zajednički ulaznom i izlaznom krugu.



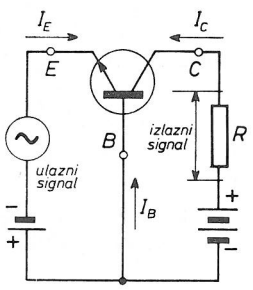

**Sl. 5.9. Tri moguća spoja tranzistora u strujni krug: a) spoj sa zajedničkom bazom, b) spoj sa zajedničkim emiterom i c) spoj sa zajedničkim kolektorom**

Svaki spoj tranzistora na slici 5.9. ima svoje dobre i loše strane; o odlikama i manama pojedinih spojeva ovisi njihova primjena u praksi. Niz karakteristika, kao i odnosi među strujama i naponima, mogu ilustrirati tri obitelji karakteristika. To su

— *ulazne karakteristike* (ovisnost ulazne struje o ulaznom naponu),
— *izlazne karakteristike* (ovisnost izlazne struje o izlaznom naponu),
— *prijenosne karakteristike* (ovisnost izlazne struje o ulaznoj struji).

Međutim, samo dvije od spomenute tri obitelji karakteristika međusobno su nezavisne. Najčešće se daju ulazne i izlazne karakteristike.

## 5.6. Tranzistor u spoju sa zajedničkom bazom




Kod *spoja sa zajedničkom bazom*, slika 5.10, priključak baze je zajednička točka između ulaznog (priključak emitera) i izlaznog (priključak kolektora) strujnog kruga, odatle i ime spoja. Ulazni strujni krug je između emitera i baze, a izlazni strujni krug je između kolektora i baze.

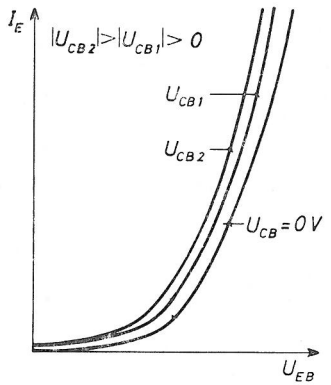
**Sl. 5.10. Spoj sa zajedničkom bazom**

**Ulazne karakteristike, slika 5.11.**

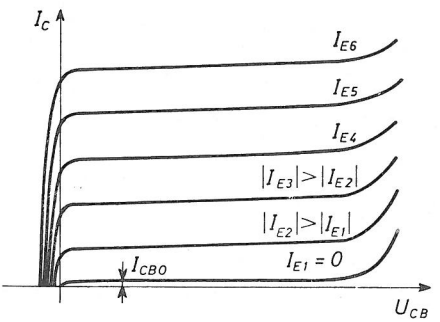
Ulazne karakteristike daju ovisnost struje emitera $I_E$ o naponu emiter-baza $U_{EB}$; parametar je napon kolektor-baza $U_{CB}$. Za bilo koju veličinu napona $U_{CB}$, ulazna karakteristika je slična propusnoj karakteristici $P$-$N$ prijelaza. To je i razumljivo, jer se između priključka emitera i priključka baze nalazi jedan $P$-$N$ prijelaz.

Porast napona $U_{CB}$ uzrokuje porast struje $I_E$ (napon $U_{EB}$ je konstantan). Kako se to objašnjava? U bazi koncentracija injektiranih elektrona iz emitera opada prema kolektorskom $P$-$N$ prijelazu. Koncentracija elektrona do emiterskog $P$-$N$ prijelaza ovisi o naponu $U_{EB}$, a koncentracija elektrona do zone prostornog naboja kolektorskog $P$-$N$ prijelaza je neznatna. Promjene napona $U_{CB}$ mijenjaju efektivnu širinu baze (efektivna širina baze je udaljenost zona prostornog naboja emiterskog i kolektorskog $P$-$N$ prijelaza). Što je napon $U_{CB}$ veći, to je manja efektivna širina baze; što je manja efektivna širina baze, to je veći gradijent koncentracije elektrona u bazi, a time je veća i struja emitera.

Na slici 5.11. opažamo da za $U_{EB} = 0$ teče vrlo mala emiterska struja ako je $U_{CB} \neq 0$. Ova mala emiterska struja rezultat je malog gradijenta koncentracije elektrona u bazi izazvanog zapornom polarizacijom kolektorskog $P$-$N$ prijelaza.




**Sl. 5.11. Ulazne karakteristike tranzistora u spoju sa zajedničkom bazom**




**Sl. 5.12. Izlazne karakteristike tranzistora u spoju sa zajedničkom bazom**

Ulazni otpor za male signale tranzistora u spoju sa zajedničkom bazom je recipročna vrijednost nagiba ulazne karakteristike

$$R_{ul} = \left(\frac{\Delta U_{EB}}{\Delta I_E}\right)_{U_{CB}} \tag{5.7}$$

Važno je primijetiti da je ulazni otpor u početnom dijelu ulazne karakteristike nelinearan. Nakon ovog početnog dijela, u kojem napon emiter-baza još nije nadvladao potencijalnu barijeru $P$-$N$ prijelaza, ulazna karakteristika je gotovo linearna.

**Izlazne karakteristike, slika 5.12.**

Izlazne karakteristike daju ovisnost struje kolektora $I_C$ o naponu kolektor-baza $U_{CB}$; struja emitera $I_E$ je parametar.

Struja kolektora $I_C$ sastoji se od struje difuzije elektrona od emitera prema kolektoru i od male zaporne struje $I_{CBO}$ koja bi tekla između kolektora i baze kod otvorenog emiterskog kruga (priključak emitera je odspojen).

Struja difuzije elektrona skoro je neovisna o naponu $U_{CB}$, jer sve elektrone koji stignu do granice zone prostornog naboja zaporno polariziranog kolektorskog $P$-$N$ prijelaza zahvaća električno polje. Čak i ako je kolektorski $P$-$N$ prijelaz u beznaponskom stanju njegova vlastita potencijalna barijera dovoljna je za izvlačenje elektrona iz baze. Tek kada se kolektorski $P$-$N$ prijelaz nešto propusno polarizira, tj. kada se poveća koncentracija elektrona u području baze do kolektorskog $P$-$N$ prijelaza i osujeti difuzija elektrona prema kolektoru, struja $I_C$ počinje opadati. U ovom području (tzv. *područje zasićenja*) struja $I_C$ jako se mijenja s naponom $U_{CB}$.

Zaporna struja $I_{CBO}$ potječe teoretski od minoritetnih nosilaca naboja koji prelaze zaporno polarizirani kolektorski $P$-$N$ prijelaz. Struja $I_{CBO}$ raste s naponom $U_{CB}$ i kod određenog napona dolazi do proboja kolektorskog $P$-$N$ prijelaza. Zbog toga se sve izlazne karakteristike (sl. 5.12) u području proboja savijaju na gore.

Zaključimo, struja $I_C$ gotovo je jednaka struji $I_E$ i značajno ne ovisi o naponu $U_{CB}$. Zato je izlazni otpor za male signale (recipročna vrijednost nagiba izlazne karakteristike) tranzistora u spoju sa zajedničkom bazom

$$R_{iz} = \left(\frac{\Delta U_{CB}}{\Delta I_C}\right)_{I_E} \tag{5.8}$$

vrlo velik (u horizontalnom dijelu karakteristika).

*Strujno pojačanje za* male *signale*, za spoj sa zajedničkom bazom, jest kvocijent promjene struje kolektora $\Delta I_C$ i odgovarajuće promjene struje emitera $\Delta I_E$

$$h_{fb} = -\left(\frac{\Delta I_C}{\Delta I_E}\right)_{U_{CB}} \tag{5.9}$$

*Strujno pojačanje za velike signale*, za spoj sa zajedničkom bazom, označuje dio struje emitera koji dospijeva do kolektora

$$I_{CN} = -h_{FB} \cdot I_E \tag{5.10}$$

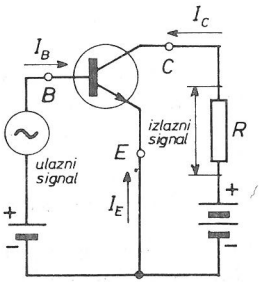
Uvrštenjem (5.10) u (5.3) dobivamo

$$I_C = -h_{FB} I_E + I_{CBO} \tag{5.11}$$

Dakle, faktor $h_{FB}$ povezuje struju $I_E$ sa strujom $I_C$ koja teče uslijed te struje $I_E$. Zato se i naziva faktor strujnog pojačanja.

## 5.7. Tranzistor u spoju sa zajedničkim emiterom

*Spoj sa zajedničkim emiterom*, slika 5.13, najšire je primjenjivani spoj. Kod ovog spoja priključak emitera je zajednička točka između ulaznog (priključak baze) i izlaznog (priključak kolektora) kruga. Jedna od odlika spoja sa



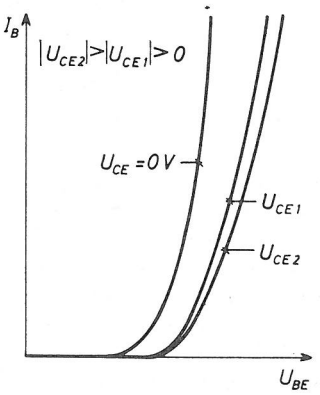

**Sl. 5.13. Spoj sa zajedničkim emiterom**

zajedničkim emiterom jest veliko strujno pojačanje; malom strujom baze kontrolira se mnogo veća struja kolektora.

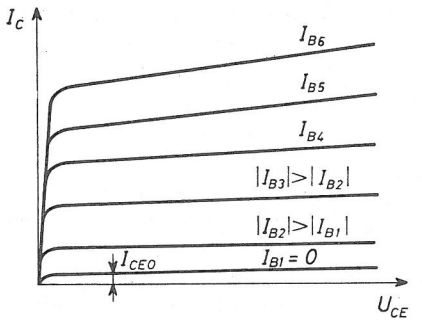
**Ulazne karakteristike, slika 5.14.**

Ulazne karakteristike daju ovisnost struje baze $I_B$ o naponu baza-emiter $U_{BE}$; parametar je napon kolektor-emiter $U_{CE}$. Kao i kod spoja sa zajedničkom bazom, ulazna karakteristika je slična propusnoj karakteristici $P$-$N$ prijelaza.

Ulazne karakteristike sijeku os apscise, drugim riječima, za struju baze jednaku nuli emiterski $P$-$N$ prijelaz je propusno polariziran. To je razumljivo, jer ako je baza odspojena, kroz tranzistor teče neka struja koja propusno polarizira emiterski $P$-$N$ prijelaz.




**Sl. 5.14. Ulazne karakteristike tranzistora u spoju sa zajedničkim emiterom**




**Sl. 5.15. Izlazne karakteristike tranzistora u spoju sa zajedničkim emiterom**

Porast napona $U_{CE}$ uzrokuje smanjenje struje $I_B$ (napon $U_{BE}$ je konstantan). S porastom napona $U_{CE}$ smanjuje se efektivna širina baze (proširuje se zona prostornog naboja kolektorskog $P$-$N$ prijelaza), tako postaje djelotvorniji transport elektrona od emitera do kolektora (manje naboja se gubi rekombinacijom), te je potrebna manja struja $I_B$, kod istog $U_{BE}$, za održavanje jednake gustoće injektiranih elektrona u bazu. Ovo objašnjenje vrijedi tako dugo dok god je kolektorski $P$-$N$ prijelaz zaporno polariziran.

Ulazni otpor za male signale tranzistora u spoju sa zajedničkim emiterom jest recipročna vrijednost nagiba ulazne karakteristike

$$R_{ul} = \left(\frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B}\right)_{U_{CE}} \tag{5.12}$$

Uslijed početne nelinearnosti između $I_B$ i $U_{BE}$, ulazni se otpor znatnije mijenja.

**Izlazne karakteristike, slika 5.15.**

Izlazne karakteristike daju ovisnost struje kolektora $I_C$ o naponu kolektor-emiter $U_{CE}$; struja baze $I_B$ je parametar.

Struja baze ima tri komponente. Prve dvije komponente nadoknađuju gubitke injekcije elektrona iz emitera u bazu i difuzije elektrona od emitera do kolektora. Treća komponenta velikim dijelom teče na račun toplinski generiranih nosilaca naboja u zoni prostornog naboja kolektorskog *P-N* prijelaza, to je zaporna struja kolektorskog *P-N* prijelaza. Ukupna struja baze, dakle, pokriva gubitke transporta struje od emitera do kolektora.

Struja između kolektora i emitera kod otvorenog kruga baze $I_{CEO}$ mnogo je veća od zaporne struje kolektorskog *P-N* prijelaza $I_{CBO}$. Ako je struja baze jednaka nuli, gubici injekcije elektrona u bazu i difuzije elektrona od emitera do kolektora točno su uravnoteženi s dobavom šupljina iz područja baze tik do zone prostornog naboja kolektorskog *P-N* prijelaza.

Druga osobitost struje $I_{CEO}$ jest njezin znatniji rast s naponom $U_{CE}$ (suprotno ponašanju struje $I_{CBO}$). To se objašnjava smanjivanjem efektivne širine baze s porastom napona $U_{CE}$. Što je manja efektivna širina baze, to je efikasniji transport nosilaca od emitera do kolektora. Što je efikasniji transport nosilaca, to su kod veće struje emitera (za istu struju baze) gubici injekcije i transporta elektrona izjednačeni s dobavom šupljina iz područja baze tik do zone prostornog naboja kolektorskog *P-N* prijelaza.

Gledajući izlazne karakteristike na slici 5.15. za spoj zajedničkog emitera, opažamo da struja kolektora naglo pada kod malih napona $U_{CE}$. Napon $U_{CE}$ dijeli se između dva *P-N* prijelaza; na emiterskom propusno polariziranom *P-N* prijelazu relativno je malen dio napona $U_{CE}$, dok je na kolektorskom zaporno polariziranom *P-N* prijelazu preostali mnogo veći dio napona. Ako smanjujemo napon $U_{CE}$, dolazimo do napona kod kojega je napon na kolektorskom *P-N* prijelazu jednak nuli. Ispod tog napona kolektorski *P-N* prijelaz postaje propusno polariziran, i sve je manja mogućnost da sakuplja struju emitera. To se događa oko koljena izlazne karakteristike. Ako dalje smanjujemo napon $U_{CE}$, struja kolektora pada naglo do nule.

Izlazni otpor za male signale tranzistora u spoju sa zajedničkim emiterom iznosi

$$R_{iz} = \left(\frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C}\right)_{I_B} \tag{5.13}$$

Izlazne karakteristike, kod malih napona $U_{CE}$, ispod koljena, prelaze u pravac. U ovom području (tzv. *područje zasićenja*) struje $I_C$ jako se mijenja s naponom $U_{CE}$.

*Strujno pojačanje za male signale*, za spoj sa zajedničkim emiterom, jest kvocijent promjene struje kolektora $\Delta I_C$ i odgovarajuće promjene struje baze $\Delta I_B$

$$h_{fe} = \left(\frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}\right)_{U_{CE}} \tag{5.14}$$

*Strujno pojačanje za velike signale*, za spoj sa zajedničkim emiterom, jest faktor koji povezuje struju $I_B$ sa strujom $I_C$. Do ovisnosti struje $I_C$ o struji $I_B$ dolazimo uvrštenjem

$$I_E = -I_B - I_C \tag{5.15}$$

u (5.11)

$$I_C = \frac{h_{FB}}{1 - h_{FB}} I_B + \frac{I_{CBO}}{1 - h_{FB}}. \tag{5.16}$$

Slijedi

$$h_{FE} = \frac{h_{FB}}{1 - h_{FB}}. \tag{5.17}$$

## 5.8. Fizikalna zbivanja koja utječu na strujno pojačanje tranzistora

Fizikalna zbivanja koja utječu na strujno pojačanje tranzistora izražavaju: *efikasnost emitera* $\gamma$, *transportni faktor* $\beta^*$ i *faktor kolektorske multiplikacije* $\delta$.

### Efikasnost emitera

Kod *N-P-N* tranzistora elektroni iz emitera ulaze u bazu, a šupljine iz baze ulaze u emiter. Ukupna struja $I_E$ je zbroj struje elektrona $I_{EN}$ i struje šupljina $I_{EP}$

$$I_E = I_{EN} + I_{EP}$$

Struja šupljina $I_{EP}$ održava propusnu polarizaciju emiterskog *P-N* prijelaza. Glede strujnog pojačanja, struja šupljina $I_{EP}$ je nepoželjna, jer je maksimalno moguća struja kolektora razlika struje $I_E$ i $I_{EP}$

$$I_C = I_E - I_{EP} \tag{5.18}$$

Dakle, struja šupljina $I_{EP}$ smanjuje strujno pojačanje tranzistora.

Kriterij za efikasnost emitera je što veći omjer struja $I_{EN}/I_E$. Ovaj je omjer po definiciji efikasnost emitera

$$\gamma = \frac{I_{EN}}{I_E} = \frac{I_{EN}}{I_{EN} + I_{EP}} \tag{5.19}$$

Efikasnost emitera je to bolja, tj. bliža jedinici, što je veći specifični otpor baze prema specifičnom otporu emitera. Tada je broj raspoloživih šupljina u bazi za difuziju prema emiteru mnogo manji od broja raspoloživih elektrona u emiteru za difuziju prema bazi.

### Transportni faktor

Rad tranzistora bit će to bolji što veći dio emiterske struje stigne do kolektora. Zato je potrebno da transport elektrona kroz bazu bude što efikasniji. Mjera za kvalitetu transporta je transportni faktor

$$\beta^* = \frac{I_{CN}}{I_{EN}} \tag{5.20}$$

Transportni faktor ukazuje na intenzitet rekombinacije naboja u baznom području tranzistora. On je to veći što je duže vrijeme života nosilaca naboja u bazi i što je kraće vrijeme proleta nosilaca naboja kroz bazu. Kraće vrijeme proleta postiže se sužavanjem baze ili takvim profilom primjesa koji ubrzava transport nosilaca naboja.

### Faktor kolektorske multiplikacije

Kada nosioci naboja stignu u zonu prostornog naboja kolektorskog *P-N* prijelaza ubrzavanjem dobivaju energiju i kod dovoljno visokog zapornog napona stvaraju parove elektron-šupljina. Ovo povećanje struje kolektora izražava se faktorom kolektorske multiplikacije $\delta$.

Faktor kolektorske multiplikacije je omjer struje kroz zonu prostornog naboja kad postoji multiplikacija nosilaca naboja i struje kroz zonu prostornog naboja kad ne bi bilo multiplikacije.

Dakle, strujno pojačanje $h_{FB}$ za spoj sa zajedničkom bazom iznosi

$$h_{FB} = \gamma\beta^*\delta \tag{5.21}$$

Uvrštenjem (5.21) u (5.17) dobivamo strujno pojačanje $h_{FE}$ za spoj sa zajedničkim emiterom

$$h_{FE} = \frac{\gamma\beta^*\delta}{1 - \gamma\beta^*\delta} \tag{5.22}$$

## 5.9. Fizikalna zbivanja koja utječu na frekvencijske karakteristike tranzistora

### Vremenska konstanta emitera

Pojednostavnjeno možemo reći da je *vremenska konstanta emitera* u vezi s nabijanjem kapaciteta prijelaznog područja emiter-baza preko omskog otpora emitera. Kapacitet prijelaznog područja emiter-baza je to manji što je manja površina emiterskog *P-N* prijelaza i što je veći otpor baze.

### Vrijeme proleta nosilaca naboja kroz bazu

To je vrijeme potrebno nosiocima naboja injektiranim u bazu da stignu do zone prostornog naboja kolektora. *Vrijeme proleta nosilaca naboja kroz bazu* ovisi o širini baze i o brzini kretanja nosilaca naboja kroz bazu. Za kratko vrijeme proleta širina baze mora biti što manja, a pokretljivost nosilaca naboja $\mu$ što veća.

### Vrijeme proleta nosilaca naboja kroz zonu prostornog naboja kolektora

To je vrijeme potrebno da nosioci naboja prijeđu zonu prostornog naboja kolektorskog *P-N* prijelaza pod utjecajem električnog polja. *Vrijeme proleta nosilaca naboja kroz zonu prostornog naboja kolektora* ovisi o širini zone prostornog naboja i o brzini kretanja nosilaca naboja.

### Vremenska konstanta kolektora

Promjena napona kolektora izaziva preraspodjelu naboja u tranzistoru (npr. mijenja se širina baze). Ta se pojava manifestira kao kapacitet kolektora. Ovaj

kapacitet ne može se nabiti trenutno. Toku naboja suprotstavljaju se omski otpori pojedinih područja tranzistora. Smanjenje omskog otpora područja kolektora smanjuje *vremensku konstantu kolektora*. I mala površina kolektorskog *P-N* prijelaza djeluje povoljno.

## 5.10. Osobitosti energetskih tranzistora

Fizikalna zbivanja u energetskom tranzistoru prate efekti jakih električnih polja i velikih gustoća struja. Ovi efekti dosta kompliciraju fizikalnu teoriju energetskih tranzistora. Do sada iznesenu osnovnu fizikalnu teoriju tranzistora treba proširiti; osim toplinskih (stvaranje i odvođenje gubitaka) i naponskih (probojni napon) efekata, treba uzeti u obzir i pojave u vezi s

— *modulacijom vodljivosti baze,*

— *koncentracijom struje emitera i*

— *proširenjem efektivne širine baze.*

### Efekt modulacije vodljivosti baze

U području niskih gustoća struje, struja šupljina $I_{EP}$ odnosi se prema struji elektrona $I_{EN}$ kao koncentracija akceptora u bazi prema koncentraciji donora u emiteru. Budući da je baza mnogo slabije dopirana od emitera, struja šupljina $I_{EP}$ je zanemariva prema struji elektrona $I_{EN}$. Kod većih gustoća struje to više nije tako, struja $I_{EP}$ raste (baza mora ostati električno neutralna, rekombinacija) i postaje usporediva sa strujom $I_{EN}$. Ovaj efekt smanjuje efikasnost emitera $\gamma$

$$\gamma = \frac{I_{EN}}{I_{EN} + I_{EP}} \tag{5.23}$$

i strujna pojačanja

$$h_{FB} \approx \gamma \tag{5.24}$$

$$h_{FE} \approx \frac{I_{EN}}{I_{EP}} \tag{5.25}$$

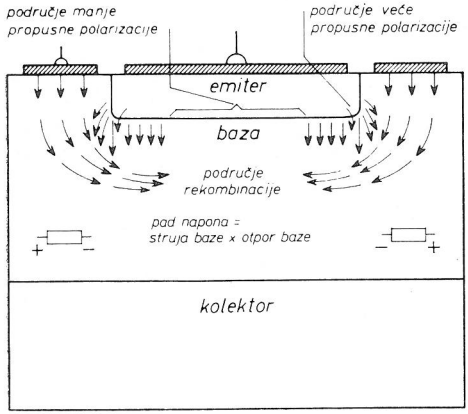
Ako je $I_{EP} = I_{EN}$, onda je $h_{FB} \approx 0{,}5$ i $h_{FE} \approx 1$.

Da bi efekt modulacije vodljivosti baze bio što manji potrebno je povećati površinu emiterskog *P-N* prijelaza (tj. smanjiti gustoću struje) i što je moguće više povećati koncentraciju dopanta u bazi (a da se pri tome ne pokvari strujno pojačanje kod nižih gustoća struje).

### Efekt koncentracije struje emitera

Struja baze teče od omskog priključka baze prema unutrašnjosti područja baze i tu nadoknađuje izgubljen naboj. Na taj način održava se električna neutralnost baze. Zbog relativno velikog otpora baze, tok struje kroz područje baze stvara

zamjetljivije padove napona, slika 5.16, te je periferija emiterskog $P$-$N$ prijelaza jače propusno polarizirana od središnjeg dijela. Periferija emiterskog $P$-$N$ prijelaza postaje glavna injekciona površina. Dakle, efekt koncentracije struje emitera smanjuje strujno pojačanje, jer se smanjuje injekciona površina emitera.

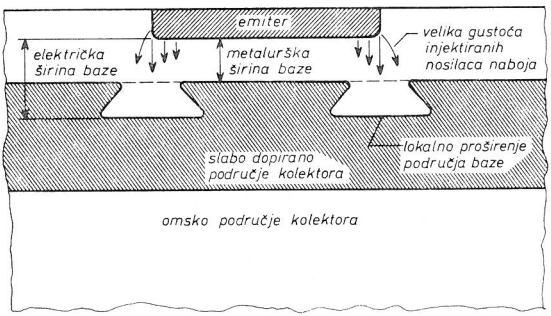



**Sl. 5.16. Objašnjenje efekta koncentracije struje emitera**

Efekt koncentracije struje emitera može se ublažiti povećanjem omjera opsega i površine emiterskog $P$-$N$ prijelaza, smanjenjem specifičnog otpora baze i povećanjem širine baze.

### Efekt proširenja efektivne širine baze

Područja kolektora koja pokrivaju periferiju emiterskog područja primaju najviše struje, slika 5.17. Na tim mjestima kolektora može se dogoditi da koncentracija injektiranih nosilaca naboja iz emitera prekorači koncentraciju dopanta i tako kompenzira fiksne ione dopanta. Ova kompenzirana područja kolektora električno su ekvivalentna području baze; u rezultatu je područje baze mjestimično prošireno.Veća širina baze i koncentracija struje znači manji transportni faktor $\beta^*$ i, prema tome, smanjenje strujnog pojačanja.




**Sl. 5.17. Objašnjenje efekta proširenja efektivne širine baze**

Očito, efekt proširenja efektivne širine baze je to veći što je područje kolektora manje dopirano.

## 5.11. Sekundarni proboj

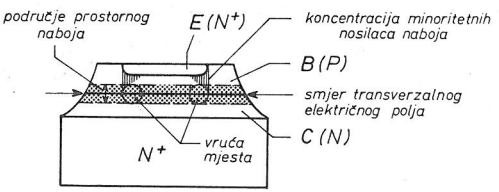
*Sekundarni se proboj* manifestira u naglom gubljenju otpora staze emiter--kolektor. Sam naziv »sekundarni proboj« nije najsretnije odabran, jer sekundarnom proboju nužno ne prethodi primarni ili lavinski proboj.

Pojava sekundarnog proboja je u vezi s naglom koncentracijom struje na pojedinim mjestima radijalnog presjeka silicijeve pločice (v. odsječak 5.10). Posljedično dolazi do koncentracije gubitaka, do mjestimičnog pregrijanja i čak do taljenja materijala. Dakle, sekundarni je proboj potencijalno razorna pojava.

Pojava sekundarnog proboja može se klasificirati u dvije kategorije: a) sekundarni proboj nastupa pri propusno polariziranom emiterskom *P-N* prijelazu, tj. tranzistor se nalazi u aktivnom području, i b) sekundarni proboj nastupa pri zaporno polariziranom emiterskom *P-N* prijelazu, tj. tranzistor se nalazi u blokirnom području.

### Sekundarni proboj u aktivnom području, slika 5.18.

Tok struje kroz područje baze stvara pad napona koji smanjuje propusnu polarizaciju centralnih dijelova emitera, tj. periferija emitera jače je propusno polarizirana. Zbog toga se struja emitera koncentrira na periferiji emitera i na onim dijelovima kolektorskog *P-N* prijelaza koji se nalaze nasuprot periferije emitera. Na mjestima koncentracije struje temperatura silicija raste jer su ovdje veliki specifični gubici (prolaz struje kroz zonu prostornog naboja kolektorskog *P-N* prijelaza stvara gubitke). Mjestimično zagrijavanje silicija potpomaže koncentraciju struje (silicij ima negativni toplinski koeficijent otpora), i ubrzo može nastupiti sekundarni proboj.




**Sl. 5.18. Mjesta koncentracije struje kod sekundarnog proboja u aktivnom području**

Intenzitet mjestimičnog zagrijavanja silicija raste s jakošću transverzalnog električnog polja u bazi i s jakošću električnog polja u zoni prostornog naboja kolektorskog *P-N* prijelaza. Jakost transverzalnog električnog polja u bazi ovisi o širini baze, o specifičnom otporu baze, o protezanju zone prostornog naboja kolektorskog *P-N* prijelaza u bazu te o struji kroz bazu. Dakle, intenzitet mjestimičnog zagrijavanja silicija obrnuto je proporcionalan širini baze, a direktno proporcionalan naponu na kolektorskom *P-N* prijelazu. Dalje zaključujemo da struja kolektora kod koje nastupa sekundarni proboj $I_{S/b}$, opada s porastom napona na kolektorskom *P-N* prijelazu i s povećanjem granične frekvencije tranzistora $f_T$ (glede definicije granične frekvencije v. odsječak 11.6)

$$I_{S/b} = K_1/U_{CE}^n \tag{5.26}$$

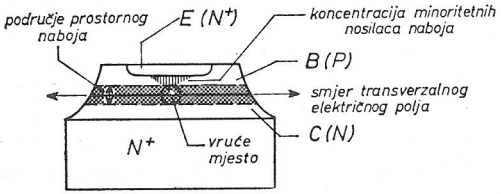
$$I_{S/b} = K_2/f_T^{1/2} \tag{5.27}$$

$K_1$, $K_2$ i $n$ (= 1,5 do 4) su konstante.

Jednadžba (5.26) kaže da se opasnost od sekundarnog proboja smanjuje odabiranjem malog napona napajanja i ograničavanjem prenapona. Jednadžba (5.27) kaže da nije dobro upotrebljavati tranzistore odličnih frekvencijskih osobina u primjenama koje to ne zahtijevaju.

**Sekundarni proboj u blokirnom području, slika 5.19.**

Zaporna polarizacija emiterskog *P-N* prijelaza daje tok struje kroz područje baze u suprotnom smjeru od propusne polarizacije. Zbog toga se struja koncentrira u središnjem dijelu emitera. Činjenica je da je u slučaju zaporne polarizacije struja jače koncentrirana nego u slučaju propusne polarizacije emiterskog *P-N* prije-

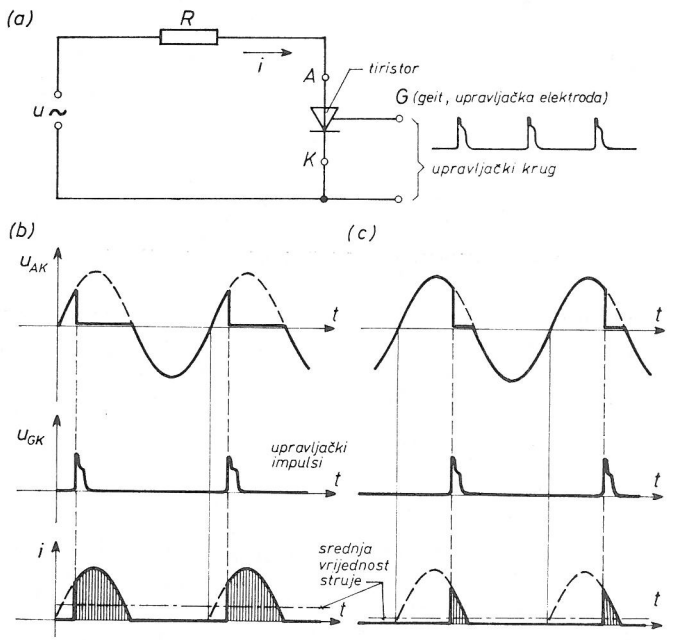



**Sl. 5.19. Mjesta koncentracije struje kod sekundarnog proboja u blokirnom području**

laza, te je za sekundarni proboj u blokirnom području potrebna manja energija nego za sekundarni proboj u aktivnom području. (Ovo pokazuje i slika 11.19; vidimo da do sekundarnog proboja u blokirnom području dolazi kod manje struje nego u slučaju sekundarnog proboja u aktivnom području.)

## 6. FENOMENOLOGIJA ENERGETSKOG TIRISTORA

Po funkciji u električnim krugovima tiristor* odgovara tiratronu i živinom ventilu, slika 6.1.a. U jednom smjeru, od katode prema anodi, tiristor uvijek sprečava tok struje. U suprotnom smjeru, od anode prema katodi, tiristor blokira tok struje dok impuls u upravljačkom krugu ne prebaci tiristor u stanje vođenja. Nakon prebacivanja tiristora u stanje vođenja upravljački impuls nije više potreban. Nikakvim zahvatima u upravljačkom krugu ne može se prekinuti strujni tok. Tiristor ponovno zadobiva sposobnost blokiranja kada struja padne ispod neke male struje, tzv. struje držanja.




**Sl. 6.1. Ilustracija principa rada tiristora**

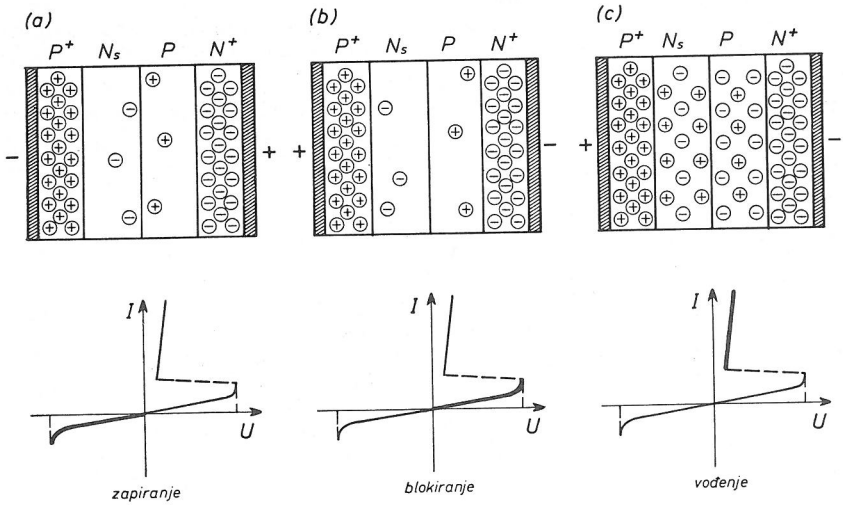
U spoju prema slici 6.1.a. tiristor ostaje u stanju vođenja do trenutka prolaza napona kroz nulu. Fazni položaj upravljačkog impulsa, slika 6.1.b, određuje trajanje vođenja. Pomicanjem upravljačkog impulsa može se mijenjati srednja vrijednost struje trošila.

* Inverzno nevodljiv upravljiv poluvodički ventil.

## 6.1. Osnovna struktura i kvalitativna slika rada

Prije no što se upoznamo s konstrukcijom, načinom izrade i električnim karakteristikama tiristora, opisat ćemo kvalitativno funkcioniranje tiristora.

Srce tiristora je četveroslojna $P$-$N$-$P$-$N$ struktura unutar monokristala silicija, slika 6.2; $P$-slojevi i $N$-slojevi su međusobno paralelni i izmjenjuju se. Oba su vanjska sloja razmjerno jako dopirana i zato obiluju nosiocima naboja. Unutarnji slojevi slabo su dopirani; posjeduju malo nosilaca naboja.




**Sl. 6.2. Kvalitativno objašnjenje rada tiristora**

Pretpostavimo da je desno visokodopirano $N^+$-područje pozitivno polarizirano prema lijevom visokodopiranom $P^+$-području, slika 6.2.a. Električno polje u monokristalu »tjera« šupljine nalijevo, a elektrone nadesno. Zone oko $P^+$-$N_s$ i $P$-$N^+$ prijelaza siromašne su nosiocima naboja. Oba su $P$-$N$ prijelaza zaporno polarizirana i kroz strukturu teče neznatna struja. Tiristor je u *stanju zapiranja.* Kod obratnog polariteta narinutog napona, slika 6.2.b, manjak nosilaca naboja je oko srednjeg $N_s$-$P$ prijelaza. Ovaj je prijelaz zaporno polariziran, iako u njegovu zonu prostornog naboja iz vanjskih $P^+$- i $N^+$-područja slobodno prodiru nosioci naboja. I u ovom slučaju kroz strukturu teče neznatna struja. Tiristor je u *stanju blokiranja.* Kada je narinuti napon približno jednak probojnom naponu $N_s$-$P$ prijelaza dolazi do intenzivne injekcije nosilaca naboja iz vanjskih $P^+$- i $N^+$-područja; $N_s$-$P$ prijelaz gubi sposobnost zapiranja, napon na visokoomskim područjima pada, struja raste do vrijednosti koju određuje otpor u seriji s vanjskim izvorom napona, slika 6.2.c. Tiristor je u *stanju vođenja.* Na tiristoru je vrlo malen pad napona.

Prebacivanje tiristora u stanje vođenja može se provesti, umjesto povišenjem napona, i injekcijom nosilaca naboja iz jednog visokodopiranog područja u susjedjedno niskodopirano područje. U tu svrhu potrebno je na niskodopirano područje pričvrstiti omski kontakt (upravljačka elektroda, geit; engl. gate) kako bi se između niskodopiranog i visokodopiranog područja mogao narinuti napon i tako izazvati injekcija nosilaca naboja.

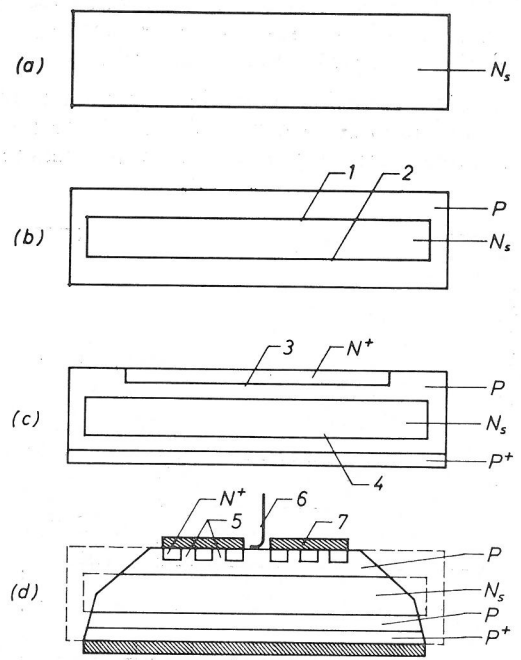
Treći uzrok prebacivanja tiristora u stanje vođenja može biti nagli porast napona između anode i katode (efekt $du/dt$); no o tome pobliže u odsječku 6.11.

Prebacivanje tiristora u stanje vođenja prekoračenjem određenog napona ili prekoračenjem određenog kritičnog $du/dt$ treba izbjegavati, naročito kod visokonaponskih tiristora, jer može doći do uništenja monokristala.

Spomenute statičke veličine — pad napona u stanju vođenja i granični napon na tiristoru u nevodljivom stanju — važne su karakteristike tiristora za upotrebu u području niskih frekvencija (npr. pretvarači vođeni mrežom). Bitan preduvjet velike strujne opteretivosti jest malen pad napona u stanju vođenja. Manji pad napona ne znači samo manje gubitke nego i veću dopuštenu gustoću struje $P$-$N$ prijelaza. Dobre dinamičke karakteristike, o kojima će još biti riječi, neophodne su za upotrebu tiristora u području visokih frekvencija pa i u nekim sklopovima s osnovnom frekvencijom 50 Hz (npr. pretvarači s vlastitim vođenjem).

## 6.2. Izrada sendviča

Slika 6.3. shematski prikazuje *sendvič energetskog tiristora* proizvedenog postupkom difuzije. Ova se tehnologija danas najčešće upotrebljava za proizvodnju velikih tiristora.




**Sl. 6.3. Tok izrade sendviča tiristora postupkom difuzije (shematski)**

**1 — $P$-$N_S$ prijelaz koji sprečava tok struje u direktnom smjeru, 2 — $P$-$N_S$ prijelaz koji sprečava tok struje u inverznom smjeru, 3 — $N^+$-$P$ prijelaz ili katodni emiter, 4 — $P^+$-$P$-$N_S$ prijelaz ili anodni emiter, 5 — kratki spoj emitera, 6 — geit, 7 — metalni sloj**

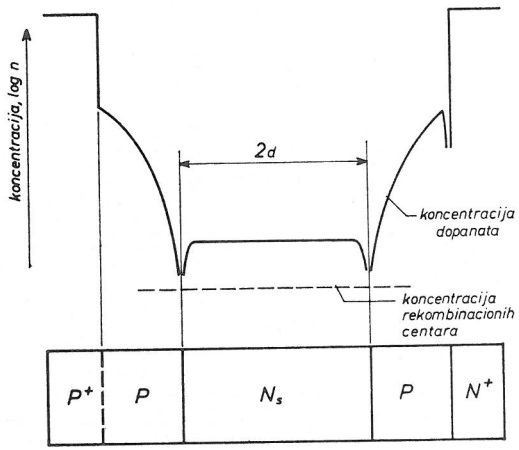
Ishodni materijal izrade $P^+$-$P$-$N_s$-$P$-$N^+$ strukture jest pločica monokristala silicija $N_s$-tipa. Kao i kod diode, pločice se dobivaju rezanjem štapa monokristala. Debljina i intenzitet dopiranja pločice ovise o željenom probojnom naponu. Probojni napon je praktički proporcionalan specifičnom otporu silicija.

Opisat ćemo jedan od načina proizvodnje $P^+$-$P$-$N_s$-$P$-$N^+$ strukture. Procesom difuzije stvara se s obje strane $N_s$-pločice sloj $P$-tipa. Difuzija se vrši u kvarcnoj cijevi ispunjenoj parama argona i galija na temperaturi od 1 250 °C. Galijevi atomi difundiraju u silicijevu pločicu i za otprilike 20 sati nastaje $P$-sloj debljine oko 60—80 $\mu$m. Nakon difuzije mjeri se debljina $P$-sloja i vrijeme života minoritetnih nosilaca naboja. Slijedeća operacija sastoji se od toga da se gornja strana pločice presvuče spojem fosfora, a donja spojem bora. Zagrijavanjem 4—5 sati u peći na temperaturi od 1 250 °C nastaju $N^+$-$P$ i $P^+$-$P$ prijelazi na dubini od otprilike 20 $\mu$m.

Tako se stvara $P^+$-$P$-$N_s$-$P$-$N^+$ struktura unutar pločice monokristala silicija. Daljnji je postupak analogan postupku izrade sendviča diode; rub silicijeve pločice se skošuje, (v. sl. 6.3.d) i kompenzacijske se pločice leme na silicijevu pločicu.

Tiristori s velikom kritičnom brzinom porasta napona $du/dt$ izrađuju se s posebnom geometrijom $N^+$-$P$ prijelaza, slika 6.3.d; $P$-područje »kratko spaja« u pravilnim razmacima $N^+$-područja. Ovakva geometrija dobiva se na slijedeći način: prije stvaranja $N^+$-područja nanese se na ona mjesta gornjeg $P$-područja na kojima se ne želi stvoriti $N^+$-područje sloj silicijeva oksida. Za vrijeme difuzije fosfor ne može prodrijeti u dijelove kristala prekrivene oksidom. Na isti način sprečava se difuzija fosfora na mjestu gdje dolazi geit.

Slika 6.4. prikazuje razdiobu koncentracije dopanata u monokristalu silicija tiristora. Na najslabije dopirano $N_s$-područje simetrično se nadovezuju difuzijom dobivena $P$-područja. Koncentracija primjesa raste od sredine prema krajevima.




**Sl. 6.4. Razdioba koncentracije dopanata u monokristalu silicija tiristora [2.5]**

Krajnje $P^+$-područje ne smije se smatrati zasebnim područjem; ovo je područje samo dio $P$-područja.

Osim atoma dopanata, u monokristalu silicija postoje i drugi strani atomi koji ne utječu na električnu vodljivost, ali koji ubrzavaju proces rekombinacije elektrona sa šupljinama. Koncentracija ovih rekombinacijskih centara shematski je prikazana na slici 6.4. vodoravnom isprekidanom crtom. O koncentraciji rekombinacijskih centara ovisi vrijeme života nosilaca naboja.

Profil koncentracije primjesa i vrijeme života nosilaca naboja uvelike određuju električne karakteristike tiristora.

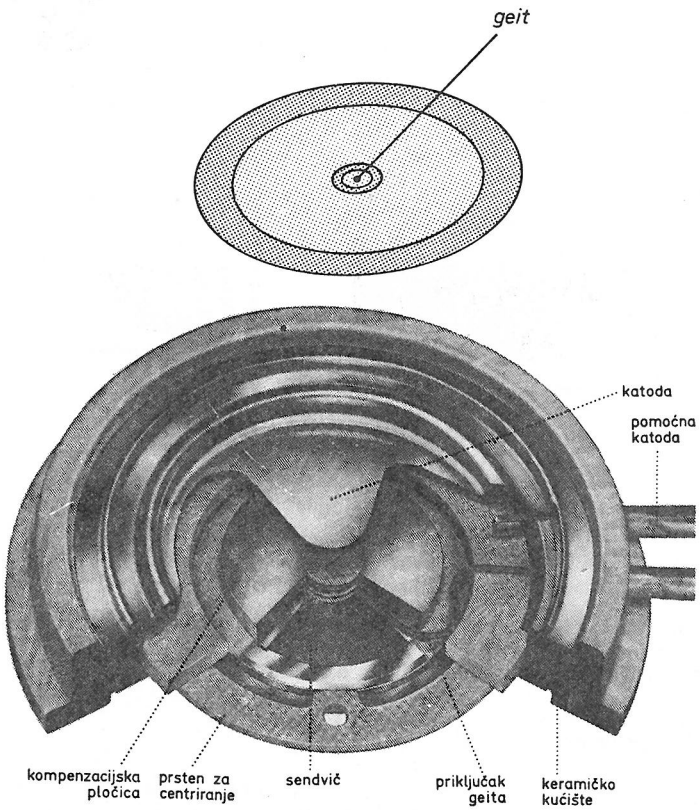
Na sendvič tiristora spajaju se tri elektrode: *anoda, katoda* i *geit*. Anoda je spojena na $P^+$-područje, katoda na $N^+$-područje, a geit na $P$-područje do katode.

*Direktni ili propusni smjer* tiristora je od anode prema katodi. *Inverzni ili zaporni smjer* tiristora je od katode prema anodi.

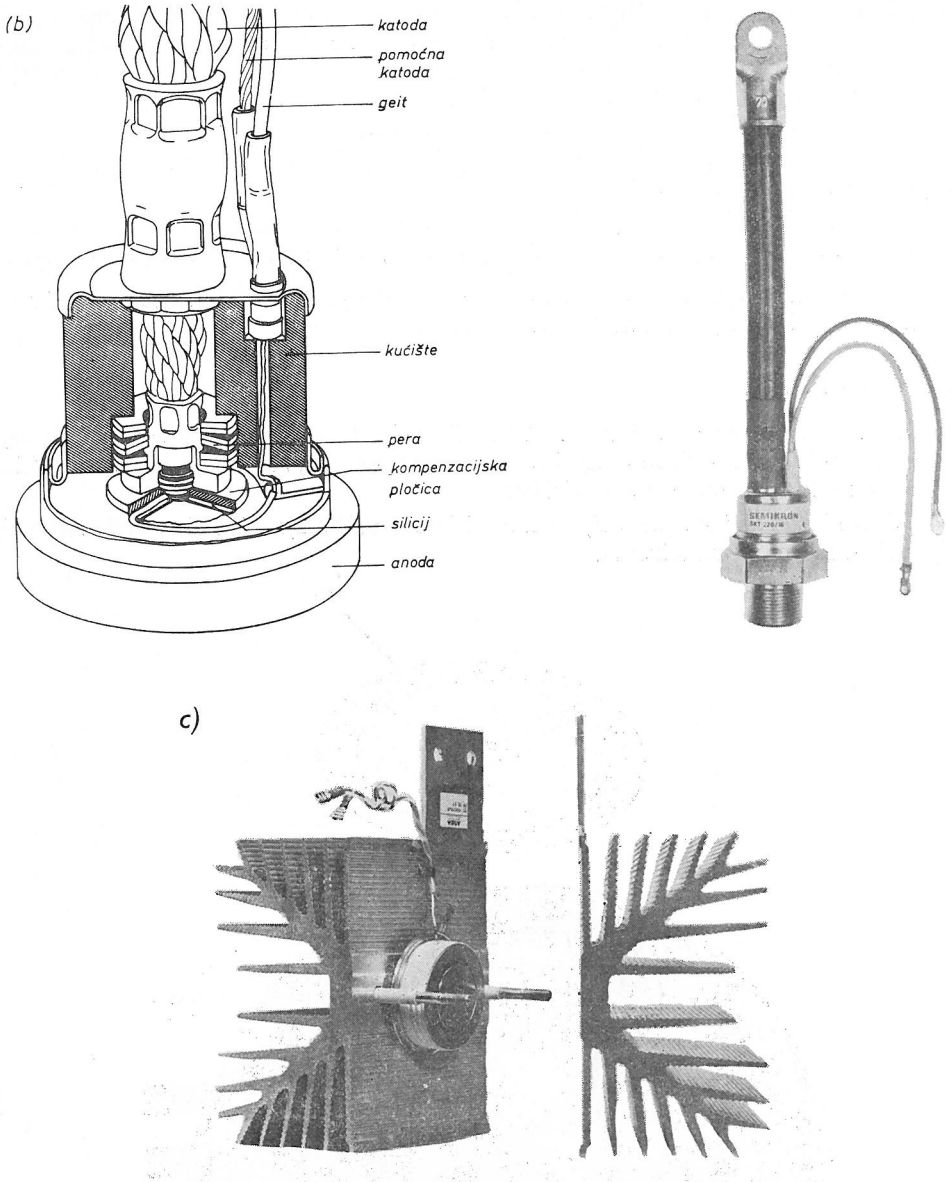
## 6.3. Konstrukcija

Kućište energetskog tiristora ima istu funkciju kao i kućište energetske diode, zato sve što je rečeno glede uloge i oblika kućišta energetske diode u odsječku 4.2. vrijedi i za kućište energetskog tiristora.

Vanjski izgled i konstrukciju nekih tiristora prikazuje slika 6.5. Svi sastavni dijelovi označeni su na slikama.




**Sl. 6.5.a. Sendvič i inkapsulirani sendvič energetskog tiristora (AEG)**

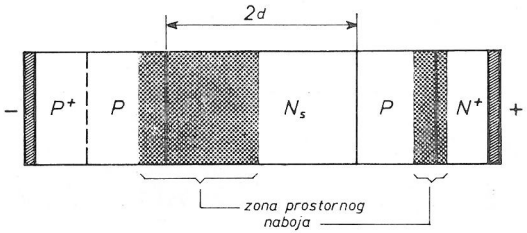



**Sl. 6.5.b.c. Konstruktivna rješenja energetskog tiristora: b) tiristor s jednostranim hlađenjem (AEG — lijevo, SEMIKRON — desno) i c) tiristor s dvostranim hlađenjem (ASEA)**

## 6.4. Stanje zapiranja

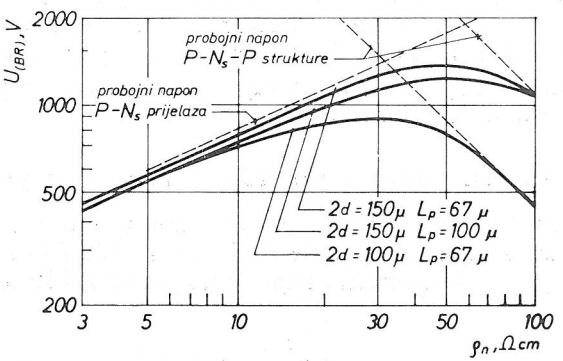
*U stanju zapiranja* anoda je negativna prema katodi; na tiristor je narinut zaporni napon. Vanjski *P-N* prijelazi zaporno su polarizirani, slika 6.6. Gotovo cijeli zaporni napon drži *P-N* prijelaz do anode. Ostatak zapornog napona preuzima

$P$-$N$ prijelaz do katode. Pad zapornog napona na $P$-$N^+$ prijelazu iznosi samo nekoliko volta zbog visoke koncentracije primjesa s obiju strana $P$-$N^+$ prijelaza. S porastom zapornog napona zona prostornog naboja se u početku širi u $N_s$-području i P-području, a zatim praktički samo u $N_s$-području, jer koncentracija akceptora naglo raste nalijevo od $P$-$N_s$ prijelaza. Dakle, veći dio zone prostornog naboja $P$-$N_s$ prijelaza nalazi se u $N_s$-području.




**Sl. 6.6. Stanje zapiranja tiristora**

Teoretske su granice zapornog napona tiristora: probojni napon $P$-$N_s$ prijelaza i probojni napon $P$-$N_s$-$P$ strukture (glede probojnog napona $P$-$N_s$-$P$ strukture vidi objašnjenje probojnog napona energetske $P^+$-$N_s$-$N^+$ diode u odsječku 4.4), slika 6.7. Oba probojna napona ovise o specifičnom otporu $N_s$-područja i o profilu koncentracije primjesa. Probojni napon $P$-$N_s$-$P$ strukture ovisi i o širini $2d$ $N_s$-područja. Za svaki probojni napon postoji optimalna vrijednost specifičnog otpora silicija i optimalna širina $N_s$-područja.

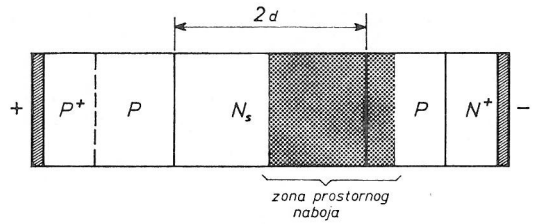



**Sl. 6.7. Ovisnost probojnog napona tiristora o specifičnom otporu $N_s$-područja za profil koncentracije dopanata prema slici 6.4.**

Kod većeg specifičnog otpora $N_s$-područja probojni napon tiristora podudara se s probojnim naponom $P$-$N_s$-$P$ strukture. Kod manjeg specifičnog otpora $N_s$-područja probojni je napon manji od probojnog napona $P$-$N_s$ prijelaza. Razlog leži u tome što propusno polarizirani $N_s$-$P$ prijelaz injektira u $N_s$-područje šupljine i tako povećava zapornu struju zaporno polariziranog $P$-$N_s$ prijelaza ($P$-područje do anode možemo zamisliti kao kolektor $P$-$N_s$-$P$ tranzistora). Budući da relativno malen broj injektiranih šupljina stiže u $P$-područje do anode (strujno pojačanje $P$-$N_s$-$P$ tranzistora je relativno malo zbog velike širine baze $N_s$), zaporna karakteristika tiristora vrlo je slična zapornoj karakteristici diode (v. sl. 3.7), tj. s porastom temperature raste zaporna struja i probojni napon.

## 6.5. Stanje blokiranja

U *stanju blokiranja* anoda je pozitivna prema katodi; na tiristor je narinut blokirni napon. Srednji $N_s$-$P$ prijelaz blokira tok struje, slika 6.8. Oba vanjska $P$-$N$ prijelaza propusno su polarizirana. S porastom blokirnog napona zona prostornog naboja uglavnom se širi u $N_s$-području. Teoretske granice povećanja blokirnog napona potpuno su identične granicama povećanja zapornog napona. Ako




**Sl. 6.8. Stanje blokiranja tiristora**

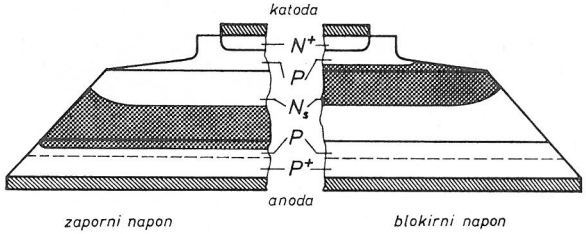
je specifični otpor $N_s$-područja velik, onda je probojni blokirni napon jednak probojnom naponu $P$-$N_s$-$N$ strukture. Ako je specifični otpor $N_s$-područja malen, onda je probojni blokirni napon manji od probojnog napona $N_s$-$P$ prijelaza (injekcija nosilaca naboja iz vanjskih područja u zonu prostornog naboja smanjuje probojni blokirni napon).

S porastom temperature probojni blokirni napon se smanjuje, a blokirna struja povećava. Razlozi ovakve temperaturne ovisnosti objašnjeni su u odsječku 6.10. Probojni zaporni napon i probojni blokirni napon u općem slučaju nisu jednaki, probojni blokirni napon nešto je niži od probojnog zapornog napona.

Probojni blokirni napon naziva se *napon prekretanja*, jer prekoračenjem tog napona tiristor dolazi u stanje vođenja.

## 6.6. $P^+$-$P$-$N_s$-$P$-$N^+$ struktura s prinudnim lavinskim probojem

Proboj na konturi $P^+$-$P$-$N_s$-$P$-$N^+$ strukture sprečava se istom metodom koja se upotrebljava kod dioda (v. odsječak 4.5), slika 6.9. Kut nagiba konture kod $P$-$N_s$ prijelaza koji preuzima blokirni napon vrlo je malen i iznosi svega 1° za pro-



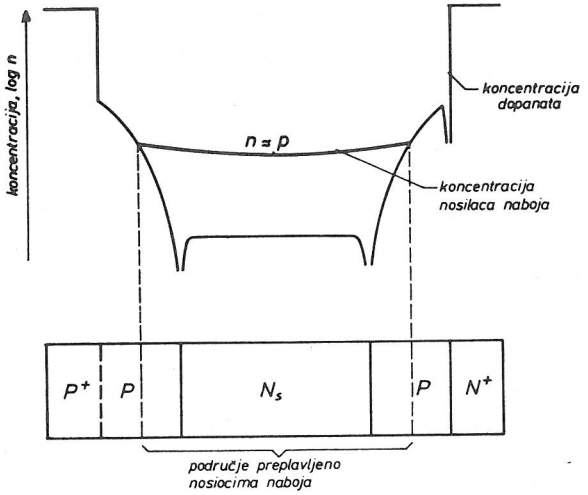

**Sl. 6.9. Kontura $P^+$-$P$-$N_s$-$P$-$N^+$ strukture s prinudnim lavinskim probojem**

bojni blokirni napon od 3,4 kV. Velik nedostatak prikazanog rješenja jest gubitak efektivne površine silicijeve pločice. U literaturi se nailazi i na druga rješenja; ona su još u fazi laboratorijskog ispitivanja, te ih ovdje nećemo spominjati [2.36].

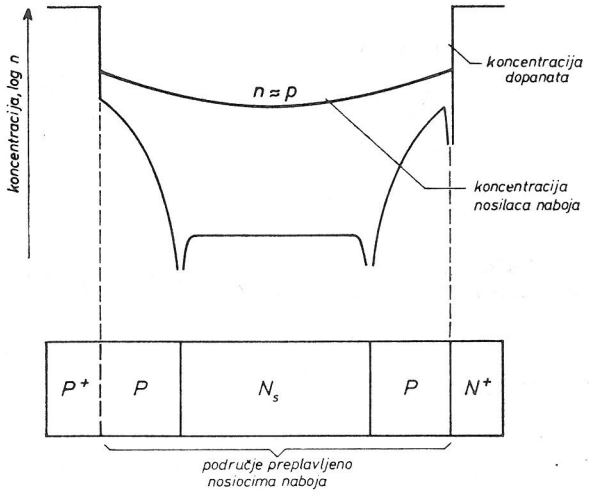
## 6.7. Stanje vođenja

*U stanju vođenja* anoda je pozitivna prema katodi; na tiristoru je malen pad napona (do 1,5 V).

Prema definiciji, struktura tiristora je malo strujno opterećena ako je koncentracija nosilaca naboja veća od koncentracije dopanata oko $P$-$N_s$ i $N_s$-$P$ prijelaza, slika 6.10; opterećenje strukture tiristora je veliko ako je koncentracija no-




**Sl. 6.10. Malo strujno opterećenje tiristora**




**Sl. 6.11. Veliko strujno opterećenje tiristora**

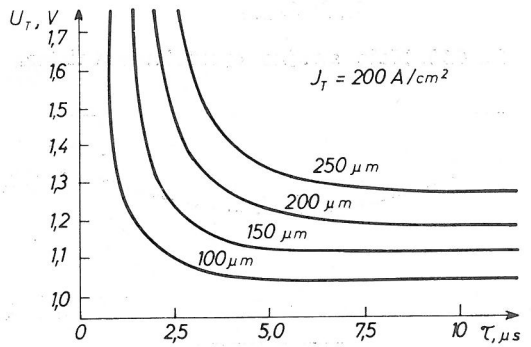
silaca naboja veća od koncentracije dopanata u $P$-području i $N_s$-području, slika 6.11. Kod energetskog tiristora prijelaz od malog prema velikom strujnom opte-

rećenju je kod gustoće struje od 1 do 10 A/cm$^2$. Područje velikog strujnog opterećenja je normalno radno područje energetskog tiristora.

U području velikog strujnog opterećenja podjela strukture tiristora na pet područja nema nikakva fizikalnog smisla. Potpuno je nevažno kako se u dijelu kristala koji je preplavljen nosiocima naboja izmjenjuju područja različitog tipa vodljivosti. Centralna područja $P$, $N_s$ i $P$ mogu se smatrati jednim područjem. Prema tome, u području velikog strujnog opterećenja između $P^+$-$P$-$N_s$-$P$-$N^+$ tiristora i $P^+$-$N_s$-$N^+$ diode nema bitne razlike. Propusna karakteristika tiristora podudara se s propusnom karakteristikom diode ako je razmak između $P^+$-područja i $N^+$-područja tiristora jednak širini $N_s$-područja diode*.

Uvjet malog pada napona u području velikog strujnog opterećenja jest dobra preplavljenost centralnog $N_s$-područja nosiocima naboja. Nosioci naboja ulaze iz $N^+$-područja i $P^+$-područja u centralno $N_s$-područje. Zbog konačnog vremena života nosilaca naboja (konačne dužine difuzije nosilaca naboja) koncentracija nosilaca naboja opada od krajnjih $N^+$-područja i $P^+$-područja prema sredini $N_s$ -područja. Ako bi koncentracija nosilaca naboja u sredini $N_s$-područja znatnije opala, tj. ako centralno područje ne bi bilo dobro preplavljeno nosiocima naboja, pad napona bio bi velik. Uzima se da je $P$-$N_s$-$P$ područje dobro preplavljeno ako je dužina difuzije veća ili jednaka polovici razmaka $N^+$-područja i $P^+$-područja.

Pad napona u stanju vođenja ovisi o vremenu života injektiranih nosilaca naboja u $P$-$N_s$-$P$ području i o širini $P$-$N_s$-$P$ područja. Međusobnu ovisnost ovih veličina prikazuje slika 6.12. Krivulje pokazuju da kod velikih vremena života nosilaca naboja pad napona razmjerno sporo raste s povećanjem širine $N_s$-područja.



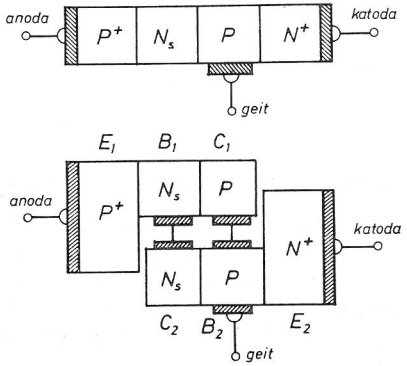

**Sl. 6.12. Ovisnost pada napona na tiristoru u stanju vođenja o vremenu života nosilaca naboja**

## 6.8. Uklapanje tiristora

U mislima se tiristor može rastaviti na dva komplementarna tranzistora međusobno spojena kao na slici 6.13. U stanju blokiranja za oba je tranzistora $N_s$-$P$ prijelaz kolektorski zaporno polarizirani prijelaz. Vanjski propusno polarizirani $P^+$-$N_s$ i $P$-$N^+$ prijelazi jesu emiterski prijelazi. Tranzistori su povezani tako da između

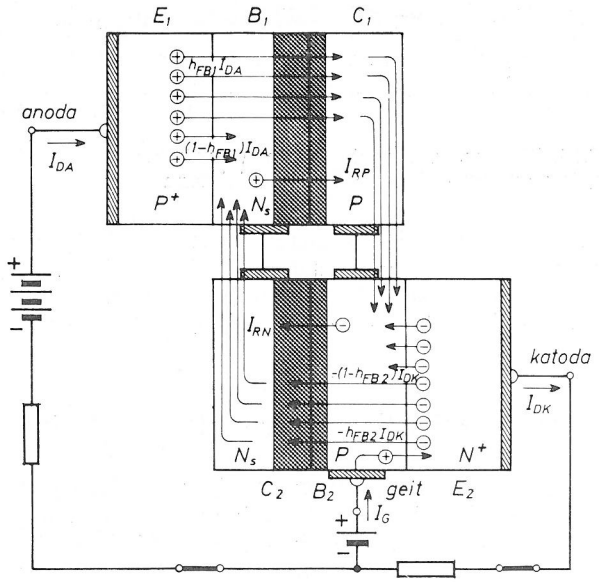
* Pretpostavlja se da vrijeme života nosilaca naboja $\tau$ i dužina difuzije $L$ kod velikih gustoća struje ne ovise o tipu vodljivosti i o koncentraciji dopanata.

njih postoji jaka strujna povratna veza: struja kolektora jednog tranzistora predstavlja struju baze drugog i obratno. Signali na bazama se međusobno pojačavaju, te je potreban malen poticaj da bi se smanjio otpor tiristora, tj. tiristor prebacio iz stanja blokiranja u stanje vođenja.




**Sl. 6.13. Tranzistorska analogija tiristora**

Da bismo došli do *uvjeta vođenja tiristora* potrebno je pronaći analitički izraz za blokirnu struju, slika 6.14. S $I_R$ označili smo zapornu struju $N_s$-$P$ prijelaza, koja bi tekla da nema vanjskih $P^+$-područja i $N^+$-područja. Struju $I_R$ vode




**Sl. 6.14. Tok blokirne struje kroz tiristor i objašnjenje okidanja tiristora impulsom na geitu tiristora**

minoritetni nosioci naboja: udesno struje šupljine $I_{RP}$, a ulijevo elektroni $I_{RN}$. Anodna struja $I_{DA}$ nastavlja se u $P^+$-području kao struja šupljina. Samo dio anodne struje $h_{FB1} I_{DA}$ uspijeva prijeći preko $N_s$-$P$ prijelaza. Drugi dio $(1 - h_{FB1}) I_{DA}$

rekombinira se u $N_s$-području. Analogni odnosi vrijede za katodnu struju $I_{DK}$. Primjenjujući *Kirchoffov* zakon čvora na $N_s$-područje, dobivamo

$$(1 - h_{FB1})\, I_{DA} - I_R - h_{FB2}\, I_{DK} = 0 \tag{6.1}$$

Budući da je

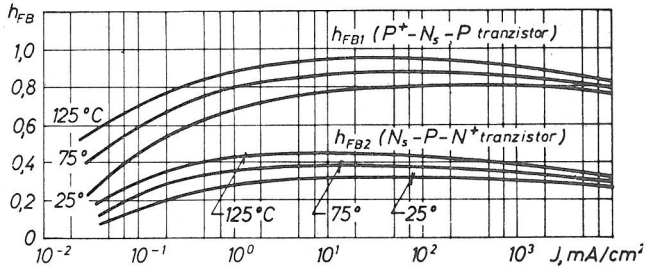
$$I_{DK} = I_{DA} + I_G \tag{6.2}$$

slijedi

$$I_{DA} = \frac{I_R + h_{FB2}\, I_G}{1 - (h_{FB1} + h_{FB2})} \tag{6.3}$$

Iz (6.3) zaključujemo da $I_{DA}$ raste preko svih granica ako $h_{FB1} + h_{FB2} \to 1$.

Strujna pojačanja tranzistora $h_{FB1}$ i $h_{FB2}$ strujno su ovisna, slika 6.15. $h_{FB1}$ već kod malih gustoća struje postiže zasićenje. $h_{FB2}$ se može povećati bilo povećanjem struje $I_R$, bilo povećanjem struje geita $I_G$. Ima nekoliko mogućnosti povećanja struje $I_R$: povišenjem blokirnog napona, brzim porastom blokirnog napona (v. odsječak 6.11), povišenjem temperature ili obasjavanjem monokristala silicija svjetlom.




**Sl. 6.15. Strujna ovisnost strujnog pojačanja $h_{FB1}$ i $h_{FB2}$ komplementarnih tranzistora u tiristoru**

Prebacivanje tiristora u stanje vođenja impulsom struje na geitu ili svjetlosnim impulsom naziva se *okidanje*. U svim ostalim slučajevima riječ je o *prekretanju* (prekretanje povišenjem blokirnog napona, prekretanje povišenjem temperature i prekretanje prekoračenjem kritične brzine porasta blokirnog napona).

## 6.9. Uklapanje (prekretanje) tiristora povišenjem blokirnog napona

Povišenjem blokirnog napona, napon na $N_s$-$P$ prijelazu raste, i u blizini njegova probojnog napona dolazi do stvaranja lavine nosilaca naboja. U uvjetima lavinskog proboja $N_s$-$P$ prijelaza jednadžba bilance struja (6.3), uz $I_G = 0$, ima oblik

$$I_{DA} = I_{DK} = I_D = \frac{I'_R}{1 - (h'_{FB1} + h'_{FB2})} \tag{6.4}$$

gdje je

$I'_R$ zaporna struja $N_s$-$P$ prijelaza u uvjetima lavinskog proboja

$h'_{FB}$ strujno pojačanje u uvjetima lavinskog proboja $N_s$-$P$ prijelaza

Prekretanje, po definiciji, određuje uvjet [K 25]

$$\frac{dI'_R}{dI_D} = 0 \tag{6.5}$$

tj. uzeto je da kod napona prekretanja zaporna struja srednjeg $N_s$-$P$ prijelaza počinje opadati. Deriviranjem jednadžbe (6.4) po $I_D$ i uvažavanjem veze između strujnog pojačanja za velike signale $h_{FB}$ i strujnog pojačanja za male signale $h_{fb}$ $(= -\,dI_C/dI_E)$

$$h_{fb} - h_{FB} = \left(I_E \frac{dh_{FB}}{dI_E}\right)_{U_{CB}} \tag{6.6}$$

slijedi *uvjet prekretanja tiristora povišenjem blokirnog napona*

$$h'_{fb1} + h'_{fb2} = 1 \tag{6.7}$$

Prebacivanje tiristora u stanje vođenja povišenjem blokirnog napona do napona prekretanja najjednostavniji je način uklapanja tiristora. Ozbiljni nedostaci ovog načina uklapanja jesu: a) napon prekretanja jako je temperaturno ovisan i b) uklapanje započinje neravnomjerno po presjeku silicijeve pločice, na nepravilnostima slojevite strukture monokristala silicija i na kristalnim defektima, što dovodi do lokalnog strujnog preopterećenja i eventualnog uništenja tiristora.

## 6.10. Uklapanje (prekretanje) tiristora povišenjem temperature

Uvjet prekretanja tiristora povišenjem temperature identičan je uvjetu prekretanja tiristora povišenjem blokirnog napona (6.7). To je razumljivo, jer je parametar uvjeta (6.7) temperatura.

Porast temperature može uzrokovati prekretanje tiristora, jer napon prekretanja opada s porastom temperature. Pad napona prekretanja jest posljedica dviju činjenica: a) s porastom temperature smanjuje se blokirna struja kod koje dolazi do prekretanja i b) s porastom temperature raste blokirna struja.

Blokirna struja kod koje dolazi do prekretanja smanjuje se s porastom temperature. To je zbog toga što strujna pojačanja $h_{fb1}$ i $h_{fb2}$ imaju pozitivan temperaturni koeficijent, i uvjet prekretanja povišenjem blokirnog napona (6.7) u toplom je stanju ispunjen kod manjih blokirnih struja nego u hladnom stanju.

Kako na veličinu blokirne struje utječe temperatura kazuje jednadžba (6.3). Stavljanjem $I_G = 0$ dobivamo

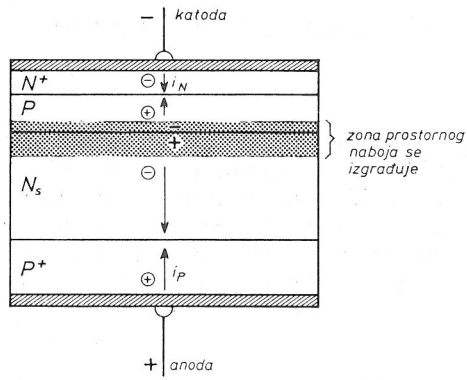
$$I_D = \frac{I_R}{1 - (h_{FB1} + h_{FB2})}$$

Zbroj strujnih pojačanja $h_{FB1} + h_{FB2}$ na sobnoj je temperaturi bitno manji od jedan. Iznad neke temperature (za tiristore kakvi se danas proizvode ova temperatura iznosi oko 110 °C) strujno pojačanje $h_{FB2}$ tranzistora $N_s$-$P$-$N^+$ (s uskom bazom) naglo raste. Posljedica toga je temperaturni rast blokirne struje.

## 6.11. Uklapanje (prekretanje) tiristora prekoračenjem kritične brzine porasta blokirnog napona (efekt $du/dt$)

Do sada smo napon prekretanja promatrali kao statičku veličinu. Ovaj pristup vrijedi tako dugo dok je brzina porasta blokirnog napona $du_D/dt$ mala. Kada se $du_D/dt$ postupno povećava, dolazi se do vrijednosti od koje napon prekretanja pada. Početak pada napona prekretanja određuje kritičnu brzinu porasta blokirnog napona. Pojava smanjenja napona prekretanja uslijed brzine porasta blokirnog napona naziva se »*efekt* $du/dt$«.

Uzmimo da **blokirni napon raste od nule.** Zbog formiranja zone prostornog naboja oko $P$-$N_s$ prijelaza kroz tiristor teče struja, slika 6.16. Elektroni i šupljine udaljuju se od $P$-$N_s$ prijelaza i idu prema propusno polariziranim emiterskim $N^+$-$P$




**Sl. 6.16. Izgradnja zone prostornog naboja oko $N_s$-$P$ prijelaza tokom porasta blokirnog napona od nule ili od nekog pozitivnog anodnog napona**

i $N_s$-$P^+$ prijelazima. Posljedica toga je struja injekcije šupljina $i_P$ iz $P^+$-područja i struja injekcije elektrona $i_N$ iz $N^+$-područja. Ukoliko su struje $i_N$ i $i_P$ tako velike da je ispunjen uvjet prekretanja

$$dI_R/dI_D = 0$$

odnosno

$$h_{fb1} + h_{fb2} = 1 \tag{6.8}$$

tiristor prekreće u stanje vođenja.

Daljni uvid u efekt $du/dt$ može se dobiti promatranjem struje nabijanja $i_R$ naponski ovisnog kapaciteta $c$ srednjeg $P$-$N_s$ prijelaza koja izaziva struje injekcije $i_P$ i $i_N$

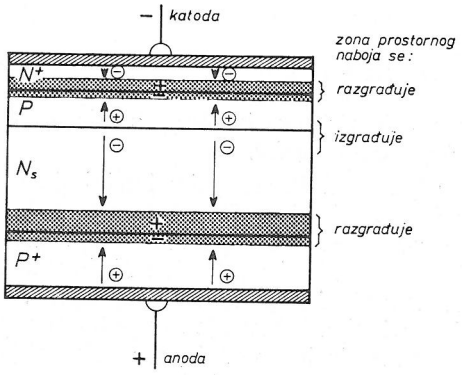
$$i_R = \frac{d(u_R \cdot c)}{dt} = c\frac{du_R}{dt} + u_R\frac{dc}{dt} \tag{6.9}$$

S $u_R$ označili smo napon na $P$-$N_s$ prijelazu; $u_R$ je praktički jednak blokirnom naponu na tiristoru, jer su oba emiterska $P$-$N$ prijelaza propusno polarizirana. Kapacitet $c$ se smanjuje s povećanjem širine zone prostornog naboja. Zato je drugi pribrojnik u (6.9) negativan. Međutim on je u prvom približenju zanemariv prema prvome (najveće promjene $c$ događaju se kod niskih napona $u_R$), te je struja $i_R$ približno proporcionalna $du_R/dt$. Budući da tiristor okida količina naboja, uvjet prekretanja nije samo visoka injekcija naboja u okolicu srednjeg $P$-$N_s$ prijelaza (brzina porasta blokirnog napona) nego i trajanje injekcije naboja (konačna vri-

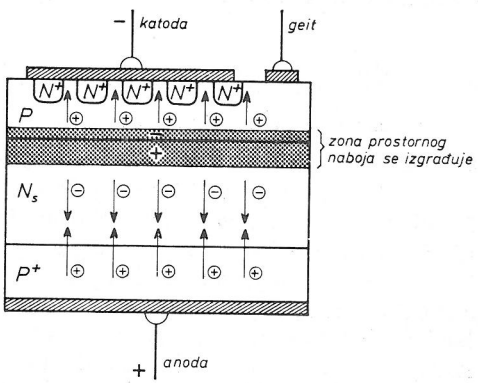
jednost blokirnog napona). Sniženje konačne vrijednosti blokirnog napona omogućuje povećanje brzine porasta blokirnog napona. Injekcija naboja trajanja do jedne mikrosekunde mora biti izvanredno jaka da bi izazvala prekretanje.

U slučaju da **blokirni napon raste od nekog baznog pozitivnog anodnog napona,** kritični $du_D/dt$ je veći nego kod porasta blokirnog napona od nule. Objašnjenje je jednostavno. Dio zone prostornog naboja $P$-$N_s$ prijelaza je već izgrađen. Za konačnu izgradnju potrebna je manje intenzivna injekcija nosilaca naboja iz $P$-$N_s$ prijelaza, nego li u slučaju kada izgradnja započinje iz stacionarnog beznaponskog stanja.

I u slučaju da **blokirni napon raste od negativnog anodnog napona,** kritični $du_D/dt$ je veći nego kod porasta blokirnog napona od nule. U trenutku početka porasta blokirnog napona oko obaju vanjskih $P$-$N$ prijelaza izgrađene su zone prostornog naboja, slika 6.17. Prilikom smanjivanja anodnog napona one se




**Sl. 6.17. Razgradnja i izgradnja zona prostornog naboja tokom porasta blokirnog napona od negativnog anodnog napona**




**Sl. 6.18. Kratko spojeni emiter povećava kritični $du_D/dt$**

razgrađuju. Nosioci naboja pritječu u zone prostornog naboja iz $N^+$-područja, $P^+$-područja i iz okolice središnjeg $P$-$N_s$ prijelaza. Oko $P$-$N_s$ prijelaza stvara se zona prostornog naboja prije nego što je anodni napon postao jednak nuli. Ova razmišljanja kvalitativno objašnjavaju porast kritične brzine porasta blokirnog napona s porastom negativnog startnog anodnog napona.

Prekretanje tiristora prekoračenjem kritičnog $du_D/dt$ jest nepoželjna pojava; ne samo zbog neželjenog uklapanja tiristora, već i zbog opasnosti od uništenja tiristora (struja započinje teći u najslabijoj točki $P$-$N_s$ prijelaza, npr. tamo gdje je $P$-sloj geita najtanji — v. odsječak 6.15). Zato su uloženi napori da se određenim konstruktivnim zahvatima kritični $du_D/dt$ tiristora što više poveća. Strujno pojačanje tranzistora $h_{FB2}$ kojem pripada geit odlučno je za prebacivanje tiristora u stanje vođenja. Stoga je tok struje prema $N^+$-području osobito kritičan, jer on dovodi do povećanja $h_{FB2}$, a time i do prebacivanja tiristora u stanje vođenja. Jedan je izlaz iz ovih teškoća odvođenje dijela struje iz $P$-područja izravno na katodu, pored $N^+$-područja, slika 6.18. Odavde potječe ime konstrukcije — *kratko spojeni emiter* (engl. shorted emitter).

Kratko spojeni emiter također povoljno djeluje na statički napon prekretanja. Blokirna struja djelomično teče mimo $N^+$-$P$ prijelaza. To omogućuje povišenje granične temperature silicija, prema nekim autorima na 150 °C. Kratko spojeni emiter smanjuje efektivnu površinu silicijeve pločice, no gubitak površine nije velik.

Analogno kratko spojenom emiteru, povoljno djeluje spajanje geita s katodom. U primjeni je dobro geit preko otpornika ili kondenzatora spojiti s katodom, no djelovanje je ograničeno na neposrednu okolinu omskog priključka geita zbog transverzalnog omskog otpora $P$-područja. Zato se na taj način može bitno povećati kritični $du_D/dt$ jedino tiristora s malom površinom $P$-$N$ prijelaza. Djelotvornija, je metoda na geit narinuti zaporni napon.

Kritični $du_D/dt$ opada s porastom temperature. Pri višim temperaturama struja prekretanja je manja (v. odsječak 6.10), pa je prema tome i kritični $du_D/dt$ manji.

Kritični $du_D/dt$ dosta se rasipa od primjerka do primjerka istog tipa tiristora. Osim geometrije te električnih i toplinskih veličina, znatan utjecaj imaju svojstva monokristala silicija. Danas se izrađuju tiristori s kritičnim $du_D/dt$ do 1 000 V/$\mu$s.

## 6.12. Uklapanje (okidanje) tiristora impulsom na geitu

Jedini ispravan način prebacivanja energetskih tiristora iz stanja blokiranja u stanje vođenja jest putem *okidanja strujnim impulsom na geitu.*

Fizikalno, proces okidanja teče ovako, slika 6.14. Preko geita injektiraju se šupljine u bazu $B_2$. Mnoštvo elektrona iz emitera $E_2$ (emiter $E_2$ je mnogo jače dopiran od baze $B_2$) ulazi u bazu $B_2$ i u gotovo nesmanjenom broju stiže u područje kolektora $C_2$. Struja kolektora $C_2$ predstavlja signal na bazi $B_1$. Emiter $E_1$ injektira šupljine u bazu $B_1$ ove šupljine sakuplja kolektor $C_1$, i krug se zatvara. Signal na bazi $B_2$ je pojačan. Proces se nastavlja sve intenzivnije. Uskoro je zona prostornog naboja oko srednjeg $N_s$-$P$ prijelaza preplavljena nosiocima naboja, napon na tiristoru se ruši, kroz tiristor počinje teći struja. Zona prostornog naboja postupno nestaje i postiže se novo stanje ravnoteže. Struju kroz tiristor ograničuje otpor u vanjskom krugu.

Okidanje tiristora moglo bi se izvršiti i dovođenjem strujnog impulsa na bazu $B_1$ umjesto na bazu $B_2$. Međutim to se ne radi, jer je $N_s$-područje aktivno u stanju zapiranja, odnosno blokiranja tiristora.

*Uvjet okidanja strujnim impulsom* na geitu izvest ćemo iz zahtjeva da mala promjena struje geita mora izazvati veliku promjenu struje kroz tiristor

$$\frac{dI_{DA}}{dI_G} \to \infty \tag{6.10}$$

Deriviranjem jednadžbe (6.3) po $I_G$ dobivamo

$$\frac{dI_{DA}}{dI_G} = h_{FB1}\frac{dI_{DA}}{dI_G} + I_{DA}\frac{dh_{FB1}}{dI_G} + h_{FB2}\frac{dI_{DK}}{dI_G} + I_{DK}\frac{dh_{FB2}}{dI_G} \tag{6.11}$$

Korištenjem relacije (6.6) i identiteta

$$\frac{dh_{FB}}{dI_G} = \frac{dh_{FB}}{dI}\cdot\frac{dI}{dI_G}$$

dolazimo do rješenja jednadžbe (6.11)

$$\frac{dI_{DA}}{dI_G} = \frac{h_{fb2}}{1 - (h_{fb1} + h_{fb2})} \tag{6.12}$$

Uvjet okidanja (6.10) je ispunjen ako

$$h_{fb1} + h_{fb2} \to 1 \tag{6.13}$$

### 6.13. Uklapanje (okidanje) tiristora svjetlosnim impulsom

*Okidanje svjetlosnim impulsom* spomenut ćemo samo uz put, jer se ovaj način okidanja danas ne primjenjuje kod većih tiristora. Kvant svjetla generira u silicijevoj pločici par elektron-šupljina ako je njegova energija veća od širine zabranjenog pojasa silicija

$$\frac{h \cdot c}{\lambda} > 1{,}1 \text{ eV} \tag{6.14}$$

gdje je

$h$ Planckova konstanta
$c$ brzina svjetla
$\lambda$ valna dužina

Nastali parovi elektron-šupljina razdvajaju se na srednjem $N_s$-$P$ prijelazu i čine foto-struju koja preuzima funkciju upravljačke struje. Foto-struja povećava zapornu struju $N_s$-$P$ prijelaza $I_R$, struja kroz tiristor raste, emiteri injektiraju više naboja, strujna pojačanja rastu, i ubrzo biva ispunjen uvjet okidanja.

### 6.14. Usporedba uvjeta prekretanja, okidanja i vođenja tiristora

Uvjet prekretanja povišenjem blokirnog napona i uvjet prekretanja povišenjem temperature glase jednako

$$h'_{fb1} + h'_{fb2} = 1$$

Uvjet okidanja impulsom na geitu glasi

$$h_{fb1} + h_{fb2} = 1$$

Uvjet vođenja struje glasi

$$h_{FB1} + h_{FB2} = 1$$

Zaključujemo: za stanje vođenja značajna su strujna pojačanja za velike signale $h_{FB}$, a za prekretanje i okidanje strujna pojačanja za male signale $h_{fb}$.

### 6.15. Faze uklapanja tiristora kod uklapanja impulsom na geitu, kritična brzina porasta propusne struje (efekt $di/dt$)

Proces prebacivanja tiristora iz stanja blokiranja u stanje vođenja teče postupno i traje, mjereći od početka okidnog impulsa, od dijela mikrosekunde do

nekoliko mikrosekundi. Nakon uspostavljanja stanja vođenja potrebno je još do stotinu mikrosekundi (veliki tiristori) da bi se struja jednoliko raspodjelila po cijelom presjeku silicijeve pločice.

Blokirni napon na tiristoru počinje opadati sa stanovitim kašnjenjem, slika 6.19. U toku napona razlikuju se tri razdoblja. *Vrijeme kašnjenja uklapanja* $t_{gd}$ jest vrijeme mjereno od trenutka pojave okidnog impulsa do početka strmijeg opadanja blokirnog napona. Na vrijeme kašnjenja uklapanja nadovezuje se *vrijeme opadanja blokirnog napona* $t_{gr}$. Zbroj vremena kašnjenja uklapanja i vremena opadanja blokirnog napona jest *vrijeme okidanja* $t_{gt}$. Nakon vremena okidanja slijedi *vrijeme širenja vodljivog područja* $t_{gf}$. Tokom vremena širenja vodljivog područja napon na tiristoru blago pada prema stacionarnoj vrijednosti. Ova tri vremenska intervala odgovaraju trima različitim fizikalnim procesima u tiristoru. Oštre vremenske granice između pojedinih fizikalnih procesa, kako ćemo vidjeti malo kasnije, ne mogu se povući.

### a) Period kašnjenja uklapanja

Napon na tiristoru počinje znatnije opadati kada elektroni iz $N^+$-područja i šupljine iz $P^+$-područja, oslobođeni impulsom na geitu, prodru u zonu prostornog naboja $N_s$-$P$ prijelaza. Nosioci naboja preplave $N_s$-$P$ prijelaz, te on gubi sposobnost zapiranja. Vrijeme kašnjenja uklapanja uvjetovano je vremenom difuzije nosilaca naboja iz $N^+$-područja i $P^+$-područja u zonu prostornog naboja $N_s$-$P$ prijelaza.

Tokom kašnjenja uklapanja događa se slijedeće. Okidni impuls izazove injekciju elektrona iz $N^+$-područja. Elektroni se kreću difuzijom prema $N_s$-$P$ prijelazu. Na putu kroz $P$-područje jedan se dio elektrona gubi rekombinacijom. Kako raste koncentracija elektrona u $P$-području, tako raste i broj elektrona koji uspiju difuzijom ući u zonu prostornog naboja, umanjiti sposobnost zapiranja $N_s$-$P$ prijelaza, prijeći u $N_s$-područje i izazvati injekciju šupljina iz $P^+$-područja. Da bi se to dogodilo, potrebna je određena količina naboja. Stoga strm, jak i dug okidni impuls skraćuje vrijeme kašnjenja uklapanja.

Strmim impulsom odmah započinje intenzivno pritjecanje nosilaca naboja u $P$-područje, jakim i dugim impulsom uvodi se količina naboja znatno veća od količine koja je potrebna za okidanje tiristora. Vrijeme kašnjenja uklapanja ovisi samo kod vrlo kratkih impulsa o dužini impulsa, tj. u slučajevima kada je ukupna količina uvedenog naboja upravo dostatna za okidanje tiristora.

Vrijeme kašnjenja uklapanja, odnosno vrijeme putovanja nosilaca naboja u zonu prostornog naboja, razmjerno je sa širinom $N_s$-područja i širinom $P$-područja izvan zone prostornog naboja i obrnuto razmjerno s vremenom života nosilaca naboja. Zato vrijeme kašnjenja uklapanja raste s porastom temperature i opada s porastom blokirnog napona. Zahtjev za kratkim vremenom kašnjenja uklapanja u suprotnosti je sa zahtjevima za visokim probojnim naponom (v. odsječak 6.4) i u skladu sa zahtjevom za visokim kritičnim $du_D/dt$ (v. odsječak 6.11).

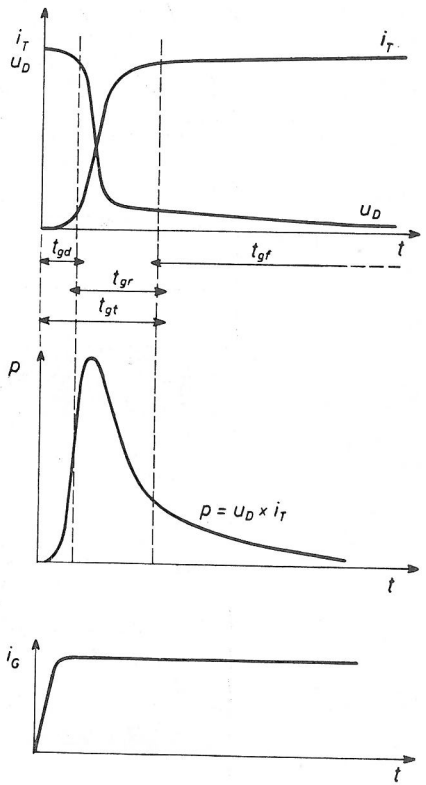
### b) Period opadanja blokirnog napona

Elektroni koji su u periodu kašnjenja uklapanja došli u $N_s$-područje smanjuju potencijal $N_s$-područja prema $P^+$-području i tako jače propusno polaziriraju $N_s$-$P^+$ prijelaz. Time raste injekcija šupljina iz $P^+$-područja, ove šupljine difundi-

raju u zonu prostornog naboja, prelaze u $P$-područje i povećavaju pozitivni potencijal $P$-područja. Uslijed toga još više elektrona prelazi iz $N^+$-područja preko zone prostornog naboja u $P$-područje, i proces kumulativno napreduje.

Opadanje blokirnog napona ide to brže što je na raspolaganju više nosilaca naboja. Prema tome, strm i jak okidni impuls skraćuje vrijeme opadanja blokirnog napona. Vrijeme opadanja blokirnog napona produžuje se s povećanjem brzine porasta propusne struje. Propusna struja djelomice kompenzira nakupljanje majoritetnih nosilaca naboja u centralnim slabo dopiranim područjima i tako usporuje opadanje blokirnog napona. Kod omskog opterećenja vrijeme opadanja blokirnog napona je reda 1 $\mu$s. Nakon vremena opadanja blokirnog napona može se smatrati da se tiristor nalazi u stanju vođenja.

U početnim trenucima (osobito u periodu okidanja) propusna struja je koncentrirana na maloj površini blizu geita. Posljedica toga su tzv. *gubici uklapanja*. Gubici uklapanja mogu se odrediti iz vremenskog toka napona anoda-katoda i vremenskog toka struje, slika 6.19. U početku gubici su relativno mali, jer je struja mala. Naredni trenuci vrlo su opasni. Struja je znatno narasla, a napon na tiristoru još je velik. Krivulja gubitaka postiže maksimum. Zatim napon i struja teže svojoj stacionarnoj vrijednosti.




**Sl. 6.19. Naponsko-strujni odnosi pri okidanju tiristora**

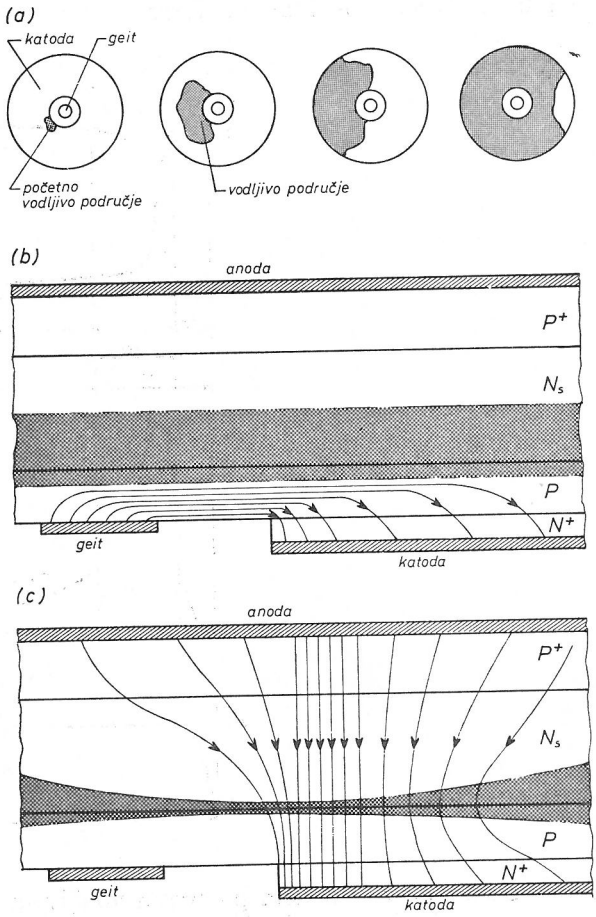
Gubici uklapanja disipiraju se u malom početnom vodljivom kanalu. Odvod gubitaka iz silicija je zanemariv, jer se prebacivanje tiristora u stanje vođenja odigrava unutar nekoliko mikrosekundi. Gubitke preuzima toplinski kapacitet dijela

silicijeve pločice unutar vodljivog kanala. Dopušteni gubici ovise o podnosivom mehaničkom i toplinskom naprezanju silicija. Ako su gubici uklapanja veliki i ako su koncentrirani u malom volumenu silicija, može doći do brzog lokalnog zagrijavanja i tako do uništenja tiristorske strukture. To se događa kod prevelike brzine porasta propusne struje kroz tiristor. Skup pojava koje prate porast propusne struje naziva se ukratko *efekt* $di/dt$.

Strm i jak okidni impuls brže širi početno vodljivo područje. Brže širenje početnog vodljivog područja uzrokuje brže opadanje blokirnog napona. Brže opadanje blokirnog napona dozvoljava, uz iste gubitke uklapanja, veći kritični $di_T/dt$.

### c) Period širenja vodljivog područja

Na kritični period okidanja (gubici, efekt $di/dt$) nadovezuje se period širenja vodljivog područja, slika 6.20.a. Gustoća struje u početnom vodljivom kanalu je velika. Uslijed radijalnog gradijenta koncentracije naboja nastaje jaka difuzija




**Sl. 6.20. Širenje vodljivog područja oko geita**

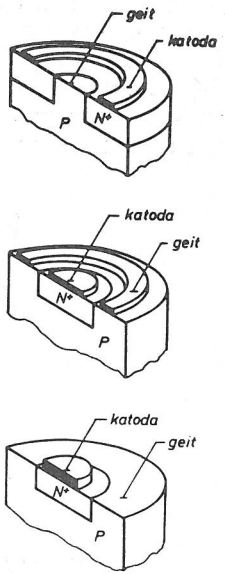
nosilaca naboja u susjedna područja. Kretanju naboja potpomaže i radijalno električno polje. Brzina širenja vodljivog područja nije konstantna, osobito ne u početku, kada je gustoća struje velika. Prosječna brzina širenja vodljivog područja iznosi oko 0,1 mm/$\mu$s. Tako radijalno nestaje postupno zona prostornog naboja oko $N_s$-$P$ prijelaza i širi se vodljivo područje, slika 6.20.b i c.

Velika strujna opteretivost (velika površina) nespojiva je s visokom graničnom frekvencijom. Površina silicijeve pločice nije potpuno iskorištena za vođenje struje ako je trajanje vođenja tiristora reda veličine vremena širenja vodljivog područja. Drugim riječima, za kratke strujne impulse, tiristor male površine jednako je opteretiv kao i tiristor veće površine silicijeve pločice. Gubici u periodu širenja vodljivog područja čine malen, ali ne i zanemariv, dio ukupnih gubitaka okidanja.

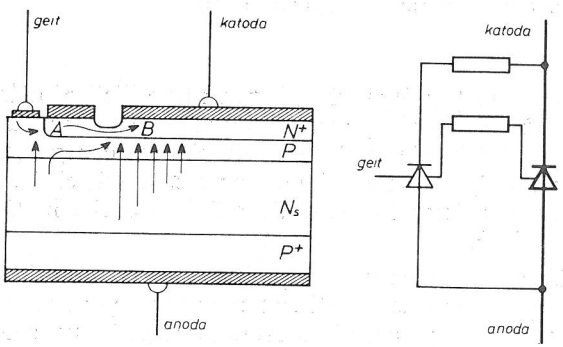
## 6.16. Konstrukcije koje poboljšavaju otpornost tiristora na brzinu porasta propusne struje

Pokušaji da se poboljša otpornost tiristora na brzinu porasta propusne struje doveli su do nekoliko konstrukcija geita, slika 6.21.a. Ni položaj geita u središtu silicijeve pločice, ni geit u obliku prstena koji potpuno obuhvaća katodu, ni više geita bitno ne povećava kritični $di_T/dt$. Pokazalo se da tiristor uvijek započne voditi na ograničenom, malom području. Tehničku i komercijalnu vrijednost pokazao je, zbog jednog drugog razloga, samo tiristor s centralnim geitom. Kod ovog tiristora struja se jednoliko raspodijeli po cijeloj površini dva puta brže od tiristora s rubnim geitom. To je značajna prednost u radu na višim frekvencijama.

Godine 1965. *Gerlach* (AEG) [2.55] je pronašao da se okidanje tiristora može potpomoći *poprečnim električnim poljem* u $P$-području geita (engl. field initiated turn on, njem. Querfeld-Emitter), slika 6.22. Ideja je slijedeća. Struju koja teče



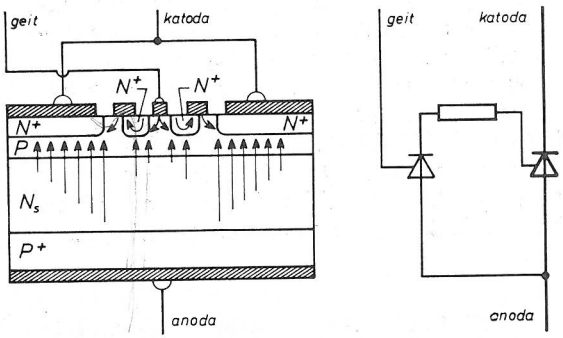

**Sl. 6.21. Različite varijante konstrukcije geita [2.87]**




**Sl. 6.22. Princip potpomaganja okidanja tiristora poprečnim električnim poljem**

preko početnog vodljivog kanala treba na neki način ograničiti u samom tiristoru na neopasnu vrijednost tako dugo dok se vodljivo područje ne proširi na dovoljno veliku površinu katode. To se može postići tako da se metalni kontakt katode udalji od metalnog kontakta geita. Kod rješenja na slici 6.22. katoda polukružno obuhvaća geit, tako da je udaljenost geit — katoda na svim mjestima jednaka. Vođenje tiristora započinje u području $A$. Struja teče prema priključku geita, kako označuju strelice, a zatim kroz tanak $N^+$-sloj na katodu. Otpor $N^+$-sloja između točaka $A$ i $B$ ograničuje porast struje. Na tom otporu nastaje pad napona, i takvo transverzalno električno polje koje ubrzava širenje vodljivog područja. Podsjetimo se da bez transverzalnog električnog polja do širenja vodljivog područja dolazi difuzijom nosilaca naboja. Vodljivo područje proširuje se na cijeli rubni dio $B$ katode. Opisanom konstrukcijom $N^+$-područja povisuje se kritični $di_T/dt$ za više od jednog reda veličine.

Korak dalje otišao je *Cordingley* 1971. godine [2.89]. U silicijevu pločicu glavnog tiristora ugradio je pomoćni tiristor, slika 6.23. U stanju blokiranja, katoda pomoćnog tiristora i katoda glavnog tiristora imaju gotovo jednak potencijal. Pojavom okidnog impulsa najprije uklopi pomoćni tiristor. Poprečni tok struje u $P$-području djeluje kao jaki okidni impuls na glavni tiristor. Početno vodljivo područje glavnog tiristora proteže se duž cijelog opsega katode. Struja postupno prelazi s pomoćnog na glavni tiristor.

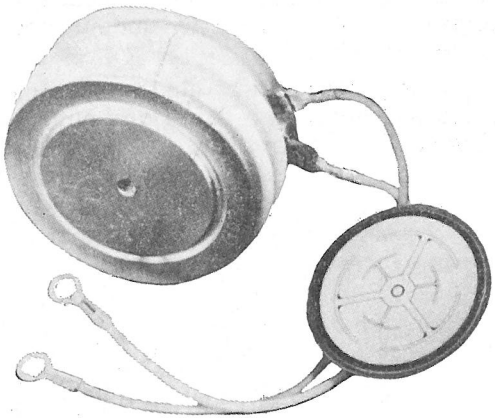



**Sl. 6.23. Ugradnjom pomoćnog tiristora u silicijevu pločicu glavnog tiristora smanjeni su gubici uklapanja i povećana je kritična brzina porasta propusne struje**

U najnovije vrijeme [2.96] razvijen je tzv. raspodijeljeni geit, slika 6.24. On poput paukove mreže obuhvaća površinu katodnog emitera. Takova konstrukcija geita omogućuje iniciranje vođenja duž cijelog opsega geita. Zbog toga početno vodljivo područje je veliko i vrlo brzo zahvati cijelu površinu. Tiristori s raspodijeljenim geitom imaju odlične frekvencijske karakteristike (granična frekvencija: 10 kHz).

Opasnost uništenja tiristora uslijed prebrzog porasta struje osobito je velika kod prekoračenja napona prekretanja ili kritične brzine porasta blokirnog napona. Tiristor ne uklopi odjednom po cijeloj površini, jer monokristal silicija nije radijalno uniforman. Vodljiva područja stvaraju se u diskretnim točkama i mnogo su manja nego kod okidanja geitom. U većini slučajeva prekoračenje napona prekretanja

ili kritične brzine porasta blokirnog napona nije dopušteno (kod visokonaponskih tiristora može se čak dogoditi da prije dođe do naponskog proboja na konturi nego u unutrašnjosti).



**Sl. 6.24. Raspodijeljeni geit omogućuje iniciranje vođenja tiristora gotovo kontinuirano po površini katodnog emitera tiristora (WESTINGHOUSE)**

## 6.17. Proces oporavljanja

*Proces oporavljanja*, tj. proces zadobivanja sposobnosti blokiranja nakon stanja vođenja, jest (poput procesa okidanja) dinamički proces. Tokom oporavljanja koncentracija nosilaca naboja u siliciju približno postiže stanje ravnoteže.

U principu struja se kroz tiristor može prekinuti na dva načina: a) negativnim upravljačkim impulsom i b) prisilnim smanjenjem propusne struje do nule.

Negativnim upravljačkim impulsom struja se prekida ako se uspije struja koja teče preko srednjeg $P$-$N_s$ prijelaza smanjiti na nulu. Iz jednadžbe (6.3), zanemarenjem struje $I_R$, slijedi

$$I_{DA}\,[1 - (h_{FB1} + h_{FB2})] - h_{FB2}\,I_G = 0 \tag{6.15}$$

ili

$$\frac{I_{DA}}{I_G} = \frac{h_{FB2}}{(h_{FB1} + h_{FB2}) - 1} \tag{6.16}$$

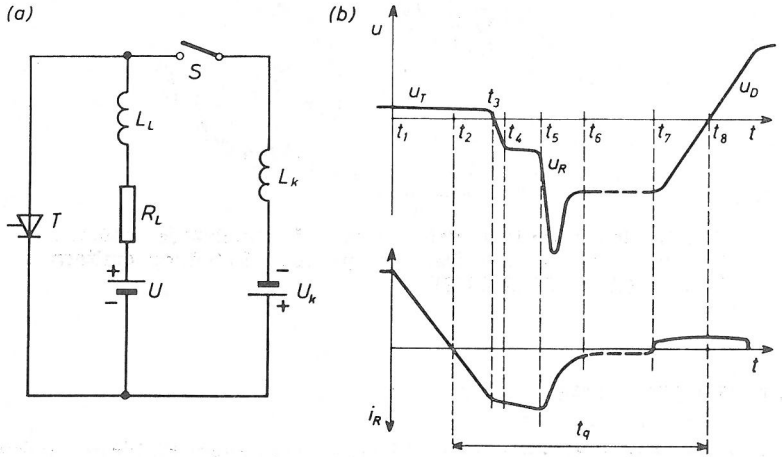
Pojačanje $I_{DA}/I_G$ je omjer između propusne struje i struje geita koja prekida tu propusnu struju. Da bi se s malom upravljačkom strujom isklopila velika struja trošila, tiristor treba konstruirati tako da je

$$\frac{h_{FB2}}{(h_{FB1} + h_{FB2}) - 1}$$

što veće. Slijedi da $h_{FB2}$ treba biti što bliži jedan, a $h_{FB1} + h_{FB2}$ neznatno veći od jedan (i u stanju vođenja). Posljedica ispunjenja zahtjeva da $h_{FB1} + h_{FB2}$ neznatno

prelazi jedinicu jest nepotpuna propusna polarizacija srednjeg $P$-$N_s$ prijelaza i time veliki pad napona u stanju vođenja. Osim toga, kako se uvjet okidanja mora narušiti na svakom mjestu $P$-$N_s$ prijelaza, geit treba električno zahvaćati cijelu površinu $P$-$N_s$ prijelaza. Iz spomenutih razloga — veliki pad napona u stanju vođenja i komplicirana geometrija geita — za sada se ne izrađuju energetski tiristori isklopivi negativnim impulsom na geitu.

Prekidanje propusne struje na način prisilnog smanjenja struje do nule objasnit ćemo u strujnom krugu prema slici 6.25. Do trenutka $t_1$ tiristor vodi struju koju određuje napon izvora $U$ i otpor trošila $R_L$. U trenutku $t_1$ zatvara se sklopka




**Sl. 6.25. Naponsko-strujni odnosi tokom oporavljanja tiristora**

$S$ i struja počinje linearno opadati prema negativnoj vrijednosti brzinom $di_T/dt = U_k/L_k$. U trenutku $t_2$ struja mijenja predznak i raste u suprotnom smjeru. Kroz tiristor počinje teći *struja oporavljanja*. Unatoč toku struje oporavljanja tiristor je u stanju vođenja, jer u siliciju postoji obilje nosilaca naboja. Pad je napona na tiristoru pozitivan, jer se prostorni raspored nosilaca naboja u siliciju još nije stigao bitnije promijeniti. Struja oporavljanja nesmetano teče dok god oko $P$-$N^+$ prijelaza ne nastane zona prostornog naboja. (Zona prostornog naboja $P$-$N^+$ prijelaza nastaje prije zone prostornog naboja $P^+$-$N_s$ prijelaza; $N_s$-područje je šire od $P$-područja $P$-$N^+$ prijelaza, u njemu ima količinski više nosilaca naboja i zato ga je teže isprazniti.) Nakon što $P$-$N^+$ prijelaz preuzme zaporni napon — trenutak $t_3$ — struja oporavljanja sporije raste. Ubrzo — trenutak $t_4$ — »probije« $P$-$N^+$ prijelaz; napon na tiristoru je konstantan. Struja oporavljanja raste do trenutka $t_5$. U trenutku $t_5$ $P^+$-$N_s$ prijelaz počinje preuzimati zaporni napon, a struja oporavljanja naglo opadati. Nakon vremena $t_6$ tiristor još nije sposoban primiti blokirni napon. Potrebno je pričekati neko vrijeme da bi se »zarobljeni« nosioci naboja u okolici $P^+$-$N_s$ prijelaza rekombinirali. Otprilike nakon 7—10 vremena života nosilaca naboja tiristor zadobiva sposobnost blokiranja.

Za vrijeme oporavljanja u siliciju tiristora nastaju gubici. Množenjem struje oporavljanja sa zapornim naponom dobiva se vremenski tok gubitaka. Ove gubitke

nazivamo *gubici oporavljanja*. Kod viših frekvencija oni čine nezanemariv dio ukupnih gubitaka.

Osnovno što utječe na trajanje oporavljanja jest opadanje koncentracije nosilaca naboja u siliciju. Zbog toga *vrijeme oporavljanja* nije konstantna veličina, nego ovisi o nizu parametara. U prvom redu ovisi o konstrukciji tiristora: debljini $P$-$N_s$-$P$ područja i vremenu života nosilaca naboja i, razumljivo, o naponsko-strujnim prilikama sklopa u kojem tiristor radi (v. odsječak 12.17).

Tiristori sa širokim $P$-$N_s$-$P$ područjem i dugačkim vremenom života nosilaca naboja (visokonaponski tiristori) dugo se oporavljaju. Uvođenjem rekombinacijskih centara u kristalnu rešetku silicija skraćuje se vrijeme života nosilaca naboja i time vrijeme oporavljanja. Istodobno se povećava pad napona u stanju vođenja i struja okidanja (zbog smanjenja strujnih pojačanja $h_{fb1}$ i $h_{fb2}$). Visoki probojni zaporni napon, odnosno napon prekretanja, i kratko vrijeme oporavljanja, međusobno su kontradiktorni zahtjevi.

Cijena kratkog vremena oporavljanja je povećanje pada napona u stanju vođenja i smanjenje probojnog zapornog napona, odnosno napona prekretanja. Tako su se razvile dvije skupine tiristora: visokoenergetski tiristori s malim padom napona u stanju vođenja, visokim probojnim zapornim naponom, visokim naponom prekretanja i dugačkim vremenom oporavljanja, i brzi energetski tiristori s razmjerno visokim padom napona u stanju vođenja, umjerenim probojnim zapornim naponom i naponom prekretanja i kratkim vremenom oporavljanja.

Povišenje temperature silicija produžuje vrijeme života nosilaca naboja, što ima za posljedicu produženje vremena oporavljanja. Posebno valja ukazati na to da trajanje oporavljanja određuje najtoplije mjesto u siliciju. Ako je tiristor opterećen kratkim i strmim strujnim impulsima, gubici uklapanja mogu utjecati na vrijeme oporavljanja (v. odsječak 6.18).

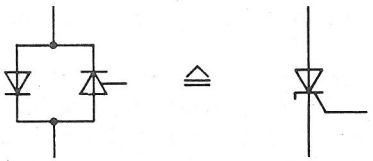
## 6.18. Međusobna ovisnost kritične brzine porasta propusne struje, vremena oporavljanja i kritične brzine porasta blokirnog napona

U odsječcima 6.11, 6.15, i 6.17. promatrane su posve odvojeno dinamičke karakteristike. Međutim, u nekim sklopovima (npr. u pretvaračima s prisilnom komutacijom) u svakoj periodi tiristor uklapa struju, oporavlja se i preuzima blokirni napon. Zato se ovi procesi moraju promatrati zajednički. Ovakav je pristup neophodan kod visokih frekvencija.

Na primjer, velik $di_T/dt$ (ali dopušten!) i kratko trajanje vođenja (struja se ne stigne jednoliko raspodijeliti po presjeku) mogu uzrokovati lokalno pregrijavanje silicija na kraju vođenja, što ima za posljedicu produženje vremena oporavljanja i smanjenje kritične brzine porasta blokirnog napona. Događa se da su svi dinamički parametri sa stanovišta individualnog deklariranja unutar dopuštenih granica, a da ipak tiristor dobro ne radi. Produženje vremena oporavljanja je indikacija lokalnog pregrijanja silicija.

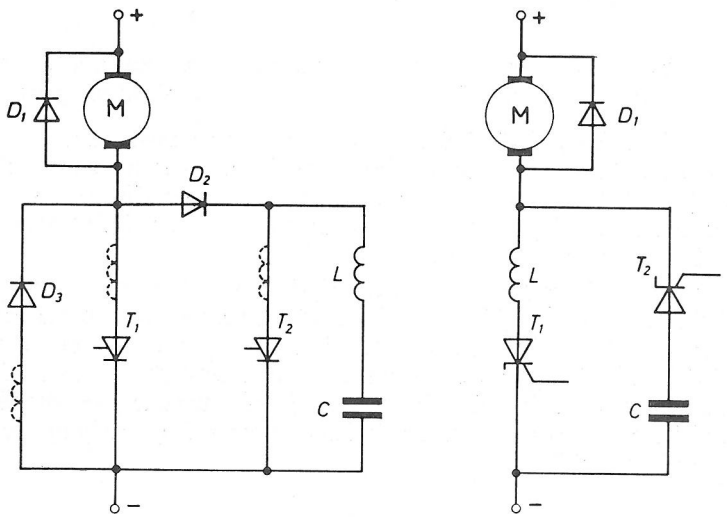
## 7. FENOMENOLOGIJA INVERZNO VODLJIVOG TIRISTORA

Inverzno vodljiv tiristor* prema električnim karakteristikama odgovara antiparalelnom spoju diode i tiristora, slika 7.1.



**Sl. 7.1. Po funkciji, inverzno vodljiv tiristor odgovara antiparalelnom spoju diode i tiristora.**

Inverzno vodljiv tiristor znatno pojednostavnjuje neke sklopove energetske elektronike. Jedna očita prednost jest smanjenje broja ventila. Na primjer, na slici 7.2. nacrtana je: a) električna shema čopera izvedena s diodama i tiristorima i b) ekvivalentna električna shema izvedena s inverzno vodljivim tiristorima.

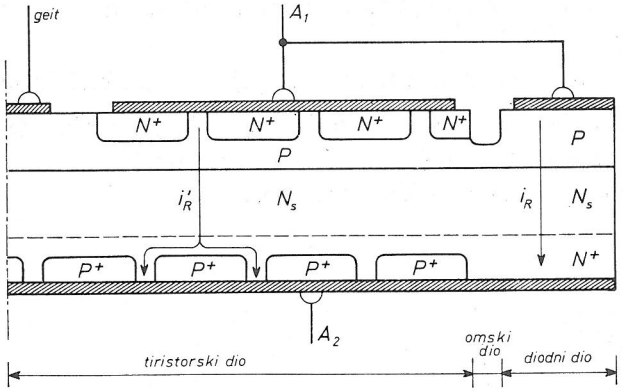



**Sl. 7.2. Usporedba električnih shema funkcionalno ekvivalentnih čopera: a) s diodama i tiristorima i b) s inverzno vodljivim tiristorima**

* Inverzno vodljiv upravljiv poluvodički ventil.

## 7.1. Konstrukcija sendviča

Pogledajmo sendvič inverzno vodljivog tiristora na slici 7.3. Unutar monokristala silicija nalaze se jedna pored druge tiristorska struktura $N^+$-$P$-$N_s$-$N^+$ i diodna struktura $P$-$N_s$-$N^+$. Propusni smjer diodne strukture podudara se sa zapornim smjerom tiristorske strukture, i obratno, zaporni smjer diodne strukture podudara se s propusnim smjerom tiristorske strukture. Strukture su međusobno odijeljene utorom koji suzuje $P$-područje na mjestu doticaja i time povećava omski otpor.




**Sl. 7.3. Raspored $P$-slojeva i $N$-slojeva u monokristalu silicija inverzno vodljivog tiristora**

$N^+$-područje, kao i $P^+$-područje tiristorskog dijela sastoji se iz niza »otoka«; $N^+$-otoci okruženi su $P$-područjem, a $P^+$-otoci $N^+$-područjem. Sličnu konstrukciju već smo susreli kod tiristora s kratko spojenim $N^+$-emiterom (v. odsječak 6.11). Mjesta gdje $P$-područje dotiče priključak $A_1$ vodoravno su pomaknuta prema mjestima gdje $N^+$-područje dotiče priključak $A_2$.

## 7.2. Električne karakteristike

*Direktni smjer* inverzno vodljivog tiristora podudara se s propusnim smjerom tiristorske strukture. *Inverzni smjer* inverzno vodljivog tiristora podudara se s propusnim smjerom diodne strukture.

### a) Stanje blokiranja

Kratko spojeni $N^+$- i $P^+$-emiteri vrlo povoljno djeluju na temperaturnu ovisnost napona prekretanja. Prema [3.5] može se postići da napon prekretanja počinje padati tek pri temperaturi silicija od 150 °C.

### b) Stanje vođenja

Ako je $A_2$ pozitivno prema $A_1$, diodna je struktura zaporno polarizirana, a tiristorska je spremna za vođenje struje. Kod obratnog polariteta napona struja teoretski ima dva puta. Ti su putovi označeni na slici 7.3. s $i_R$ i $i'_R$. Gotovo sva struja teče preko diodnog dijela, jer je otpor puta $i'_R$ mnogo veći od otpora puta $i_R$. Toliku razliku otpora očito ne bismo imali da su u tiristorskom dijelu $P^+$-područja točno ispod $N^+$-područja.

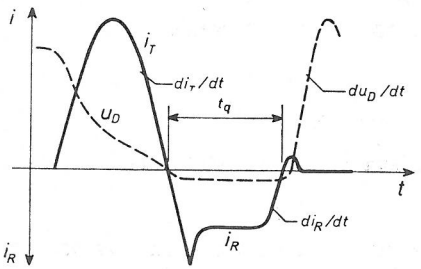
### c) Proces oporavljanja

Slika 7.4. prikazuje naponsko-strujne odnose na ispitivanom ventilu u jednom sklopu za mjerenje *vremena oporavljanja*. Slični odnosi vladaju u čoperu na slici 7.2.b. Vrijeme oporavljanja ovisi o:

— temperaturi silicija,
— količini zaostalog naboja u tiristorskom dijelu na kraju toka struje u direktnom smjeru,
— količini izvučenog naboja iz tiristorskog dijela na početku toka struje u inverznom smjeru,

te o dinamičkim naprezanjima u trenucima pojavljivanja blokirnog napona:

— valnom obliku inverzne struje (iznos, trajanje, brzina opadanja),
— strmini s kojom se pojavljuje blokirni napon i
— konačnoj vrijednosti blokirnog napona.




**Sl. 7.4. Naponsko-strujni odnosi tokom oporavljanja inverzno vodljivog tiristora**

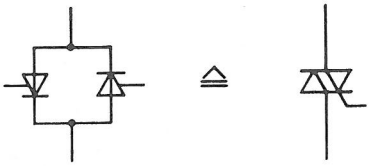
Čitalac koji je pažljivo proučio o čemu sve ovisi vrijeme oporavljanja tiristora (v. odsječak 6.17) lako će zaključiti kako pojedine spomenute fizikalne veličine utječu na vrijeme oporavljanja inverzno vodljivog tiristora.

### d) Komutacijska sposobnost

*Komutacijskom sposobnošću* izražava se sposobnost preuzimanja blokirnog napona nakon vođenja struje u inverznom smjeru. To je jedna od najvažnijih karakteristika inverzno vodljivih tiristora. Specifična je za inverzno vodljive tiristore. Dinamičko naprezanje prilikom prijelaza iz inverznog vodljivog stanja u direktno blokirno stanje ovisi o spomenutim dinamičkim naprezanjima u trenucima pojavljivanja blokirnog napona. Na komutacijsku sposobnost najviše utječe brzina opadanja inverzne struje $di_R/dt$. Za vrijeme vođenja struje u inverznom smjeru ($i_R$ i $i'_R$) u tiristorsku strukturu difundiraju nosioci naboja. Prisutnost nosilaca naboja u kritičnom trenutku umanjuje komutacijsku sposobnost ventila. Da bi se spriječila difuzija iz diodnog dijela, diodni je dio odijeljen od tiristorskog dijela utorom. Osim toga struju $i'_R$ nastoji se svesti na najmanju mjeru.

## 8. FENOMENOLOGIJA TRIJAKA

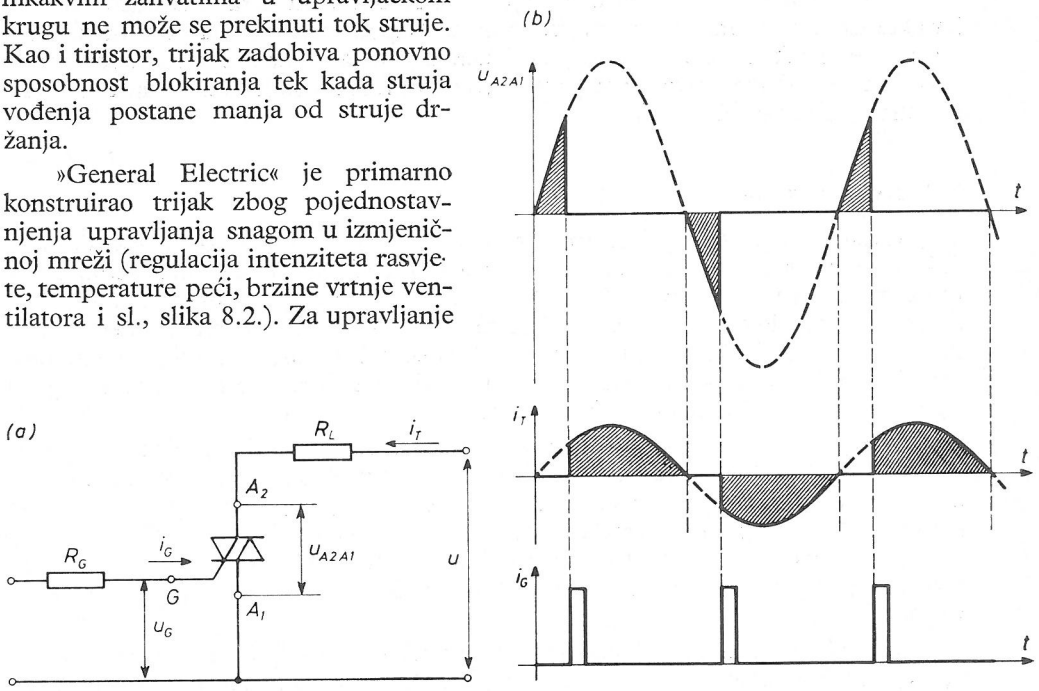
Ime »trijak« potječe iz engleskog jezika (engl. *triac*). To je skraćenica od »*triode (three electrode) alternating current semiconductor switch*«. U električnim krugovima trijak zamjenjuje dva antiparalelno spojena tiristora, slika 8.1. Trijak, za



**Sl. 8.1. Po funkciji, trijak odgovara dvama antiparalelno spojenim tiristorima**

razliku od tiristora, može blokirati napon bilo kojeg polariteta i voditi struju u oba smjera. Zbog toga jakostrujne priključke ne nazivamo »anoda« i »katoda« nego jednostavno »priključak $A_1$« i »priključak $A_2$«. U stanje vođenja prebacuje se bilo pozitivnim, bilo negativnim impulsom na geitu. Nakon prebacivanja u stanje vođenja nikakvim zahvatima u upravljačkom krugu ne može se prekinuti tok struje. Kao i tiristor, trijak zadobiva ponovno sposobnost blokiranja tek kada struja vođenja postane manja od struje držanja.

»General Electric« je primarno konstruirao trijak zbog pojednostavnjenja upravljanja snagom u izmjeničnoj mreži (regulacija intenziteta rasvjete, temperature peći, brzine vrtnje ventilatora i sl., slika 8.2.). Za upravljanje

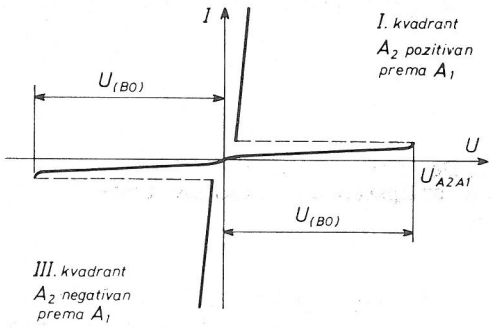



**Sl. 8.2. Principna shema regulacije efektivne vrijednosti struje**

antiparalelnim tiristorima potrebna su dva potencijalno odvojena upravljačka signala. Rashladna tijela moraju biti međusobno izolirana.

## 8.1. *U-I* karakteristika

Slika 8.3. prikazuje tipičnu *U-I karakteristiku trijaka.* U prvom kvadrantu je, po definiciji, priključak $A_2$ pozitivan prema priključku $A_1$. Obratno je u trećem kvadrantu.




**Sl. 8.3. *U-I* karakteristika trijaka**

*U-I* karakteristika trijaka u prvom kvadrantu u svim detaljima odgovara *U-I* karakteristici tiristora u prvom kvadrantu. Napon veći od napona prekretanja prebacuje trijak u stanje vođenja; *U-I* karakteristika trijaka u trećem kvadrantu inverzna je *U-I* karakteristici u prvom kvadrantu. Zato se katkada trijak naziva i simetrični tiristor (simistor).

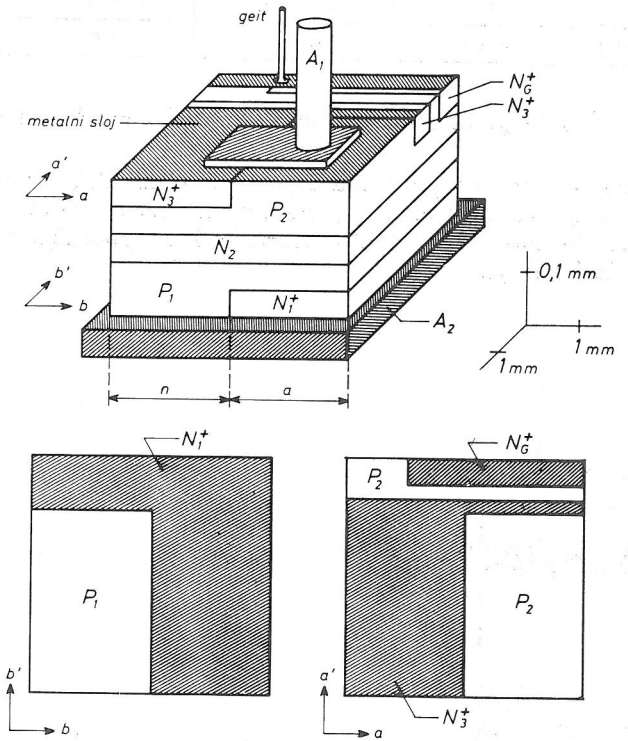
## 8.2. Konstrukcija

Izvana trijak izgleda kao tiristor. *Sendvič trijaka* shematski prikazuje slika 8.4. U jednoj silicijevoj pločici (monokristalu silicija) nalaze se jedna pokraj druge dvije tiristorske strukture $N_3^+$-$P_2$-$N_2$-$P_1$ i $P_2$-$N_2$-$P_1$-$N_1^+$. Slojevi $P_2$, $N_2$ i $P_1$ su zajednički. Slojevi $N_1^+$ i $N_3^+$ smješteni su tako da se, gledajući u smjeru priključaka, ne pokrivaju. Geit je spojen s $P_2$-slojem i s posebnim $N_G^+$-slojem. Prostorni raspored slojeva oko geita omogućuje okidanje tiristorskih struktura ili pozitivnim ili negativnim strujnim impulsom.

Smjer toka struje za $N_3^+$-$P_2$-$N_2$-$P_1$ strukturu jest od $P_1$ prema $N_3^+$, a za $P_2$-$N_2$-$P_1$-$N_1^+$ od $P_2$ prema $N_1^+$; dakle, tiristorske su strukture međusobno antiparalelne. Lijeva tiristorska struktura može se okinuti kao normalan tiristor, zato ćemo je, zbog lakšeg izražavanja, nazvati n-tiristor. Desnu, antiparalelnu tiristorsku strukturu, nazvat ćemo a-tiristor. Slojevi ispod priključka geita također tvore dvije tiristorske strukture; nazvat ćemo ih n-pomoćni tiristor i a-pomoćni tiristor.

Toplina nastala u sendviču odvodi se preko elektrode koja je zajednička n--tiristoru i a-tiristoru. Na gornju elektrodu dolazi priključak $A_1$ (fleksibilni izvod), a na donju priključak $A_2$ (bakrena baza).

Trijak, u usporedbi s dvama antiparalelnim spojenim tiristorima, predstavlja tehnički jednostavnije rješenje, no uvjet njegove šire upotrebe jest da je jeftiniji od korespondentnog antiparalelnog spoja dvaju tiristora. Današnja moderna tehnologija difuzije i maskiranja omogućuje relativno jeftinu proizvodnju i tako kompliciranih struktura kao što je sendvič trijaka.




**Sl. 8.4. Sendvič trijaka (shematski)**

Ishodišnji materijal izrade sendviča trijaka jest pločica monokristala silicija $N$-tipa. Slojevi $P$-tipa i $N$-tipa izrađuju se postupcima uobičajenim u tehnologiji tiristora: legiranjem, difuzijom ili epitaksijom. Središnji $N_2$-sloj relativno je debeo; o njegovoj debljini ovisi napon prekretanja. U postupak dobivanja sendviča trijaka nećemo ulaziti.

## 8.3. Uklapanje (okidanje) trijaka impulsom na geitu

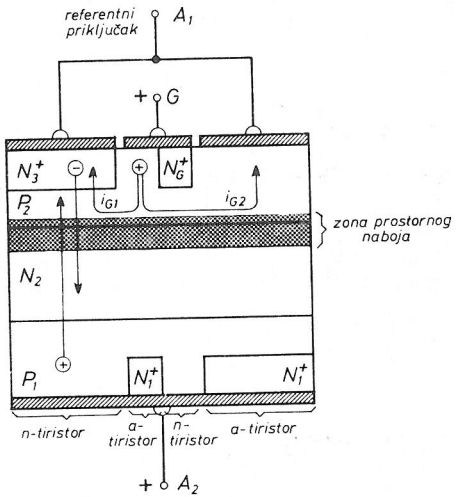
Četiri načina *okidanja trijaka* popisana su u tablici 8.1, a sam proces okidanja objašnjen je pomoću slika 8.5, 8.6, 8.7, i 8.8. Slike služe samo za tumačenje okidanja trijaka, one se ne mogu poistovjetiti ni s jednim presjekom sendviča na slici 8.4. Dvodimenzionalni prikaz ne daje vjeran međusobni položaj slojeva.

**Tablica 8.1. Načini okidanja trijaka**

| | Potencijal $A_2$ prema $A_1$ | Potencijal G prema $A_1$ | Zaporno polarizirani P-N prijelaz |
|---|---|---|---|
| a | pozitivan | pozitivan | $N_2 - P_2$ |
| b | pozitivan | negativan | $N_2 - P_2$ |
| c | negativan | negativan | $N_2 - P_1$ |
| d | negativan | pozitivan | $N_2 - P_1$ |

**a) Napon $A_2$ i $G$ pozitivan prema $A_1$**; n-tiristor dolazi u stanje vođenja (sl. 8.5)

Narinuti napon zaporno polarizira $N_2$-$P_2$ prijelaz. Tok struje je blokiran. Da bi potekla struja od $A_2$ prema $A_1$, mora nestati zona prostornog naboja oko $N_2$-$P_2$ prijelaza; to znači da se u $N_2$-područje i $P_2$-područje moraju ubaciti (injektirati) nosioci naboja.



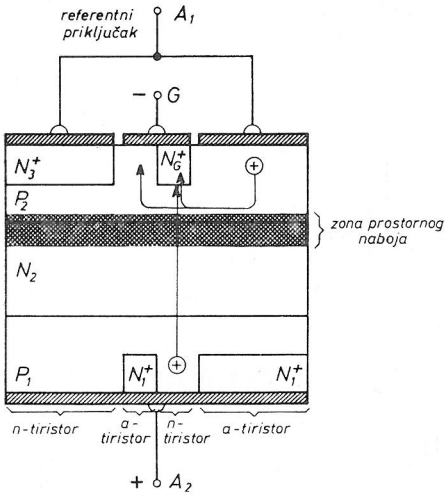

**Sl. 8.5. Okidanje n-tiristora u trijaku pozitivnim impulsom**

Ovaj način okidanja trijaka analogan je okidanju tiristora pozitivnim impulsom na geitu. Pozitivna struja geita dijeli se na struju okidanja n-tiristora $i_{G1}$ i na struju anode a-tiristora $i_{G2}$. Veličina struje $i_{G2}$ ovisi o omskom otporu $P_2$-područja (debljini i specifičnom otporu). Unatoč tome što je struja $i_{G2}$ za okidanje nepotrebna, ona je čak i poželjna, jer sprečava prelako okidanje n-tiristora (smetnje!).

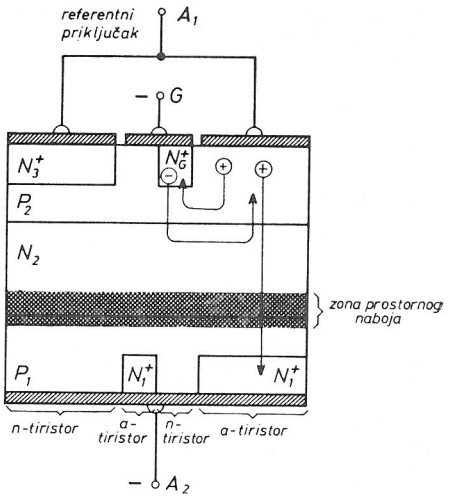
Porast struje $i_{G1}$, tj. struje baze $N_3^+$-$P_2$-$N_2$ tranzistora, uzrokuje porast struje kolektora istog tranzistora. Kao što je i zahtijevano, $N_2$-područje je obogaćeno nosiocima naboja — elektronima. Struja elektrona u $N_2$-području izaziva povećanje struje kolektora $P_1$-$N_2$-$P_2$ tranzistora, dakle injekciju šupljina u $P_2$-područje. Injekcija šupljina u $P_2$-područje potpomaže struju geita. Proces je kumulativan, trijak ubrzo prelazi iz stanja blokiranja u stanje vođenja.

**b) Napon na $A_2$ pozitivan, a na $G$ negativan prema $A_1$**; n-tiristor dolazi u stanje vođenja (sl. 8.6)

Pojavom negativnog napona na $G$ poteče struja od omskog priključka $A_1$ preko $P_2$-područja prema geitu. Geit preuzima struju izravno iz $P_2$-područja i preko $P_2$-$N_G^+$ prijelaza. Struja koja teče preko $P_2$-$N_G^+$ prijelaza jest struja baze $N_G^+$-$P_2$-$N_2$ tranzistora. Tako, slično kao n-tiristor u slučaju a), tiristorska struktura $N_G^+$-$P_2$-$N_2$-$P_1$ (n-pomoćni tiristor) dolazi u stanje vođenja; $P_2$-$N_2$ prijelaz gubi sposobnost zapiranja, a n-tiristor sposobnost blokiranja.




**Sl. 8.6. Okidanje n-tiristora u trijaku negativnim impulsom**




**Sl. 8.7. Okidanje a-tiristora u trijaku negativnim impulsom**

Struja n-pomoćnog tiristora stvara na otporu u upravljačkom krugu pad napona koji pozitivno polarizira geit prema $A_1$. Sada imamo istu situaciju kao i u slučaju a). Budući da je geit omski spojen s $P_2$-područjem, $P_2$-područje je također pozitivno prema $A_2$. Tranzistor $N_3^+$-$P_2$-$N_2$ dobiva struju baze, to ubrzava okidanje n-tiristora.

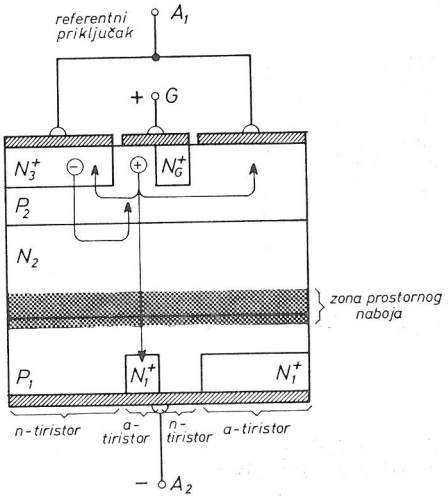
**c) Napon na $A_2$ i $G$ negativan prema $A_1$**; a-tiristor dolazi u stanje vođenja (sl. 8.7)

Polaritet narinutih napona uzrokuje injekciju elektrona iz $N_G^+$-područja. Budući da je $P_2$-$N_2$ prijelaz propusno polariziran, elektroni nesmetano difundiraju u $N_2$-područje, a zatim se usmjeruju natrag prema priključku $A_1$, jer je priključak $A_1$ pozitivniji od priključka $A_2$.

Struja elektrona u $N_2$-području a-tiristora ima jednaku funkciju kao i struja šupljina u $P$-području geita običnog tiristora. Kako $N_2$-područje postaje negativnije, jača struja šupljina iz $P_2$-područja. Zona prostornog naboja se razgrađuje. Trijak prelazi u stanje vođenja.

**d) Napon na $A_2$ negativan, a na $G$ pozitivan prema $A_1$**; a-tiristor dolazi u stanje vođenja (sl. 8.8)

Jedan dio struje geita teče kroz $P_2$-područje na priključak $A_1$. Područje $P_2$, kao i područje $N_3^+$, negativno je s obzirom na geit, ali je područje $P_2$ pozitivnije od područja $N_3^+$. Zato se drugi dio struje geita zatvara preko $P_2$-$N_3^+$ prijelaza. Područje $N_3^+$ emitira elektrone (primijetimo: $N_3^+$-područje n-tiristora sudjeluje pri okidanju a-tiristora). Elektroni difundiraju u $N_2$-područje i tu smanjuju gustoću pozitivnog prostornog naboja $N_2$-$P_1$ prijelaza. Područje $N_2$ postaje negativnije, što ima za posljedicu struju šupljina iz $P_2$-područja. Okolina $N_2$-$P_1$ prijelaza gubi prostorni naboj, i a-pomoćni tiristor prelazi iz stanja blokiranja u stanje vođenja. Zbog pada napona na otporu u krugu geita, napon geita mijenja predznak i postaje negativan. Time se ovaj slučaj svodi na prethodni.




**Sl. 8.8. Okidanje a-tiristora u trijaku pozitivnim impulsom**

Mnoge pojedinosti procesa okidanja ovise o strukturi sendviča trijaka. Ovdje opisani procesi prijelaza iz stanja blokiranja u stanje vođenja nisu jedine mogućnosti.

## 8.4. Dinamičke karakteristike

Između trijaka i dvaju antiparalelno spojenih tiristora u nekom strujnom krugu postoji velika razlika. Svaki tiristor ima na raspolaganju polovicu periode da ponovno zadobije sposobnost blokiranja. Naprotiv, trijak se mora oporaviti odmah nakon pada struje na nulu. Zbog toga se trijaci zasada upotrebljavaju samo kod frekvencije mreže (50 — 60 Hz).

Problem $du/dt$ i vremena oporavljanja mnogo je veći nego kod tiristora. U zajedničkom centralnom području n-tiristora i a-tiristora uvijek su prisutni nosioci koji dolaze iz područja silicija koji vodi struju. U trenucima oporavljanja jedne tiristorske strukture vrlo su povoljni uvjeti za prekretanje druge tiristorske strukture. Trajanje oporavljanja trijaka jako ovisi o temperaturi. Gubitak upravljanja redovito je znak da je prekoračena granična temperatura silicija.

Kritični $du_D/dt$ današnjih trijaka iznosi oko 5 V/$\mu$s kod brzine opadanja struje na nulu od 5 A/ms.

# 9. TOPLINSKA SLIKA POLUVODIČKIH ENERGETSKIH VENTILA

Električne osobine poluvodiča — primjerice koncentracija, vrijeme života i pokretljivost nosilaca naboja — jako su temperaturno ovisne. Stoga poluvodički ventili imaju točno određeno temperaturno područje unutar kojeg posjeduju željene karakteristike.

Sva električna zbivanja u poluvodičkom ventilu stvaraju gubitke. Najveći dio gubitaka nastaje u kristalu silicija. Kristal silicija se zagrijava, i dolazi do razlike temperatura između pločice silicija i kućišta te kućišta i rashladnog sredstva. Budući da funkcionalnost poluvodičkih ventila presudno ovisi o temperaturi silicijeve pločice, mora se paziti da temperatura silicijeve pločice ne izađe iz propisanih granica.

## 9.1. Analogija između toplinskih i električnih veličina

U strujno opterećenom poluvodičkom ventilu toplina struji od silicijeve pločice prema rashladnom sredstvu. Da bismo ove odnose mogli bolje sagledati poslužit ćemo se formalnom *analogijom između toplinskih i električnih krugova*. Toplinski krugovi u kojima se akumulira i iz kojih se odvodi toplina mogu se promatrati kao i električni krugovi sastavljeni od otpornika i kondenzatora (v. tablicu 9.1). Time se rješavanje toplinskih krugova svodi na rješavanje analognih električnih krugova. Svaki zaključak izveden na osnovi električnog sistema može se prevesti u korespondentan zaključak o ponašanju analognog toplinskog sistema.

**Tablica 9.1. Analogija između električnih i toplinskih veličina**

| Električne veličine | | Toplinske veličine | |
|---|---|---|---|
| naziv | dimenzija | naziv | dimenzija |
| naboj $Q$ | $As$ | količina topline $Q_{th}$ | $Ws$ |
| struja $i$ | $A$ | toplinski tok $\Phi_{th}$ | $W$ |
| napon (razlika potencijala) $u$ | $V$ | temperaturna razlika $\Delta\vartheta$ | $K$ |
| otpor $R$ | $V/A$ | toplinski otpor $R_{th}$ | $K/W$ |
| kapacitet $C$ | $As/V$ | toplinski kapacitet $C_{th}$ | $Ws/K$ |
| Nabijanje kondenzatora $C$ premoštenog otpornikom $R$ konstantnom strujom $I$: $u = IR[1-\exp(-t/\tau)]$ $\tau = RC$ | | Rast temperaturne razlike između krajnjih ploha materijalnog tijela toplinskog kapaciteta $C_{th}$ i toplinskog otpora $R_{th}$ protjecanog u smjeru okomitom na plohe konstantnim toplinskim tokom $\Phi_{th}$ $\Delta\vartheta = \Phi_{th} R_{th}[1-\exp(-t/\tau_{th})]$ $\tau_{th} = R_{th}C_{th}$ | |

## 9.2. Pojam virtuelne temperature silicija

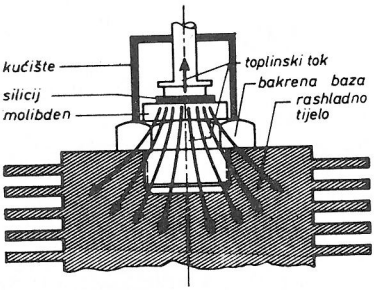
Gubici u poluvodičkom ventilu za vrijeme vođenja struje nastaju u dovodima, u omskim priključcima silicijeve pločice za dovode i u silicijevoj pločici. Raspodjela

gubitaka u silicijevoj pločici vrlo je složena. Gubici se ne stvaraju samo u zonama prostornog naboja (npr. diode imaju dvije zone prostornog naboja, v. sl. 4.6) nego i u onim područjima u kojima postoji električno polje.

Profil raspodjele temperature u siliciju praktički je nemoguće izračunati ili izmjeriti direktnim mjerenjem. Moguće je, međutim, zaključiti kolika je temperatura najtoplijih područja silicija indirektnim putem; na osnovi poznate temperaturne ovisnosti pada napona $u_V$ na ventilu u stanju vođenja. Tako se iz mjerenja $u_V$ može zaključiti kolika je temperatura najtoplijih područja, ako mjerenje $u_V$ izvršimo neposredno nakon određenog trenutka u kojem nas interesira temperatura (v. odsječak 14.7). Temperatura tih kritičnih područja silicija, dobivena indirektnim putem, naziva se *virtuelna temperatura silicija* (engl. *virtual junction temperature*, njem. *Ersatzsperrschichttemperatur*).

## 9.3. Toplinski krug poluvodičkog energetskog ventila

Toplinske odnose objasnit ćemo na ventilu s jednostranim hlađenjem (v. npr. sl. 6.5.b)*. Slika 9.1. prikazuje smjerove strujanja topline iz silicijeve pločice.




**Sl. 9.1. Strujanje topline iz silicijeve pločice energetskog ventila**

U ravnotežnom stanju gubici se dijele obrnuto razmjerno s toplinskim otporima. Veći dio gubitaka odvodi se preko donje kompenzacijske pločice i bakrene baze na rashladno tijelo. Drugi, manji, dio odvodi se preko gornjeg priključka. U praktičkim računima potpuno je opravdano pretpostaviti da se ukupni gubici odvode preko rashladnog tijela.

Svaki dio strukture ventila ima određeni toplinski kapacitet $C_{th}$ i za prijelaz topline predstavlja određeni toplinski otpor $R_{th}$. Glavni kapaciteti i otpori toplinskog kruga ventila jesu:

— silicijeva pločica,

— kompenzacijske pločice,

— bakrena baza (kućište),

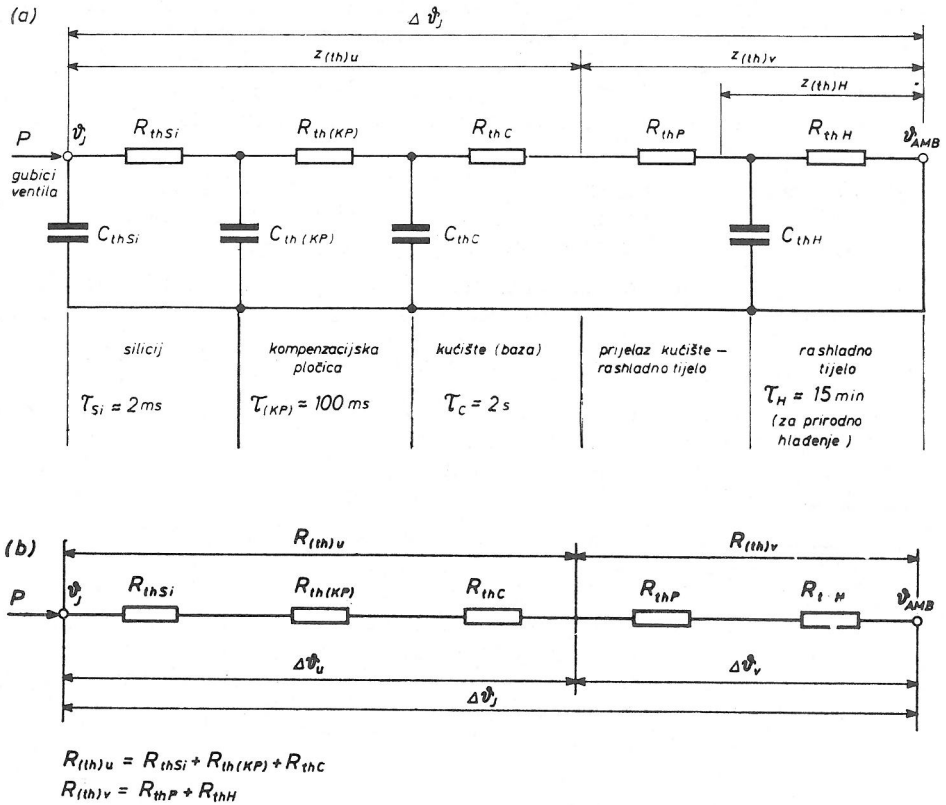
— prijelaz bakrena baza (kućište) — rashladno tijelo i

— rashladno tijelo.

* Sva kvalitativna razmatranja koja vrijede za ventile s jednostranim hlađenjem čitalac će vrlo lako prenijeti i na ventile s drugačijom konstrukcijom, npr. na ventile s dvostranim hlađenjem.

U prvom približenju svakom spomenutom dijelu strukture odgovara jedan *RC*-član. Tako se dobiva pojednostavnjena *toplinska shema ventila*, slika 9.2.a.

Pogledajmo što će se dogoditi ako neopterećeni ventil skokovito opteretimo konstantnom istosmjernom strujom. Gubici $P$ struje iz silicija preko *RC*-lanca prema rashladnom sredstvu. Ovo odvođenje topline ne odvija se trenutno, nego dolazi do stanovitog zatezanja, koje je određeno vremenskim konstantama pojedinih dijelova strukture. S obzirom na velike razlike u vremenskim konstantama,




**Sl. 9.2. Pojednostavnjena shema toplinskog kruga energetskog ventila (vremenske su konstante orijentacijskog karaktera)**

proces odvoda topline teče tako da se u početku gubici najprije akumuliraju u pločici silicija, a tek kada se ovaj kapacitet »nabije«, dolazi do akumulacije topline u kompenzacijskoj pločici. »Toplinski val« zatim stiže do otpora mehaničkog kontakta baza — rashladno tijelo. Sada počinje zagrijavanje rashladnog tijela i odvođenje topline u okolni zrak. Konačna temperatura silicija postiže se tek nakon vremena koje je potrebno da se nabiju svi kapaciteti, a za to treba proći vrijeme jednako barem peterostrukoj vremenskoj konstanti rashladnog tijela. Kada su se svi kapaciteti nabili, kapaciteti se mogu izostaviti iz toplinske sheme, slika 9.2.b; strujanje topline i pad temperature ovise samo o toplinskim otporima. Zbroj ot-

pora silicijeve pločice, kompenzacijske pločice i baze čini *unutarnji toplinski otpor ventila*, a zbroj otpora rashladnog tijela i prijelaza baza — rashladno tijelo *vanjski toplinski otpor ventila*.

Na temelju približnih vremenskih konstanti ventila (koje su približno dane na slici 9.2.a) i činjenice da najveći dio gubitaka nastaje u silicijevoj pločici, zaključujemo:

— U usporedbi s transformatorima i motorima, zbog bitno manje mase, poluvodički se ventili zagrijavaju vrlo brzo.

— Gubitke kratkotrajnih strujnih opterećenja trajanja do otprilike 10 ms velikim dijelom zadržava silicijeva pločica. Gubici ne mogu prodrijeti u kompenzacijsku pločicu prije no što dođe do ugrijavanja silicija, jer je toplinska vremenska konstanta kompenzacijske pločice oko 100 ms. To znači da otpornost ventila na kratke spojeve u prvom redu ovisi o dimenzijama silicijeve pločice.

— Za kratkotrajna preopterećenja toplinski kapacitet silicijeve pločice, iako malen, veoma je značajan jer sprečava nagli porast temperature silicija i tako omogućuje postavljanje zaštite (v. poglavlje 15).

— Uslijed male vremenske konstante silicijeve pločice, temperatura silicija mijenja se čak i onda ako kroz ventil teku impulsi struje frekvencije mreže. Oscilacije temperature su to veće što je niža frekvencija. Amplituda oscilacija temperature ovisi o valnom obliku, trajanju i visini strujnih impulsa.

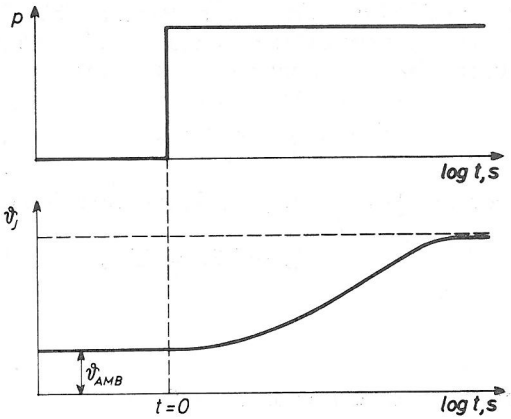
— Do stacioniranja temperature baze (kućišta) ventila dolazi nakon vremena dužeg od otprilike pet vremenskih konstanti baze (kućišta), tj. nakon $5 \cdot \tau_C \approx$ $\approx$ 10 s. Na temelju temperature baze (kućišta) smije se zaključivati o temperaturi silicija tek 10 s nakon početka terećenja.

— Rashladno tijelo počinje znatnije preuzimati gubitke, kažimo, nakon jedne vremenske konstante baze (kućišta) $\tau_C \approx 2$ s. Do otprilike 2 s rashladno tijelo ne preuzima gubitke. Za jednokratna kratkotrajna (do $\approx$ 2 s) strujna opterećenja rashladno tijelo praktički ne utječe na strujnu opteretivost (razvijeni gubici pri jednokratnom kratkotrajnom opterećenju općenito su mali, pa se rashladno tijelo koje ima veliki toplinski kapacitet nakon opterećenja zamjetljivije ne zagrije). Kod periodičkih opterećenja rashladno tijelo bitno određuje strujnu opteretivost ventila.

## 9.4. Nadomjesna *RC*-mreža toplinskog kruga poluvodičkog energetskog ventila

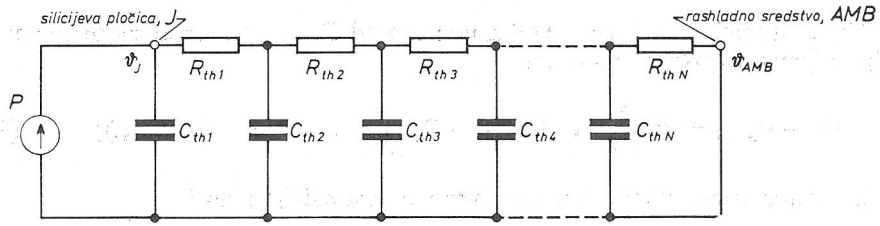
Toplinska shema energetskog ventila na slici 9.2. vrlo je grub analogni model njegova toplinskog kruga. Poluvodički ventil je nehomogeno tijelo izgrađeno iz najrazličitijih materijala, i za opis toka zagrijavanja potrebno je više od četiriju vremenskih konstanti.

*RC*-mreža toplinskog kruga energetskog ventila ne može se dovoljno točno izračunati pomoću konstanti i dimenzija sastavnih materijala. Zato se pribjegava mjerenju. Mjerenjem toka virtuelne temperature silicija nakon skokovitog opterećenja konstantnom istosmjernom strujom, slika 9.3, dobiva se funkcija $\vartheta_J = \vartheta_J(t)$. Matematičkom obradom ove funkcije dolazi se do *električnog modela toplinskog kruga*, slika 9.4. Strujni izvor predstavlja gubitke razvijene u ventilu.

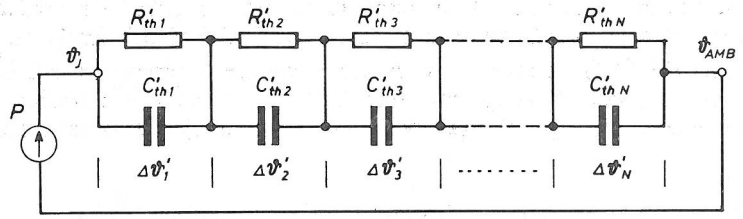



**Sl. 9.3. Tok virtuelne temperature silicija nakon skokovitog uvođenja gubitaka u ventil**

Zbog pojednostavnjenja računanja, prikladno je nadomjesnu shemu toplinskog kruga na slici 9.4. (koja donekle odgovara strukturi ventila) zamijeniti s ekvivalentnom nadomjesnom shemom prema slici 9.5. Elemente sheme na slici 9.5.




**Sl. 9.4. Nadomjesna električna shema toplinskog kruga energetskog ventila**




**Sl. 9.5. Ova nadomjesna električna shema toplinskog kruga energetskog ventila ekvivalentna je nadomjesnoj električnoj shemi na slici 9.4.**

jednoznačno određuju elementi sheme na slici 9.4. Vrijedi i obrat. Temperature korespondentnih čvorišta nisu jednake. Ovo nije nikakav nedostatak, jer nas zanima jedino virtuelna nadtemperatura silicija.

Sada ćemo izračunati *porast virtuelne temperature silicija nakon skokovitog uvođenja konstantnih gubitaka u* ventil. Iz slike 9.5. slijedi da je virtuelna nadtemperatura silicija jednaka zbroju parcijalnih nadtemperatura

$$\vartheta_J - \vartheta_{AMB} = \sum_{\nu=1}^{N} \Delta\vartheta_\nu \tag{9.1}$$

Parcijalne nadtemperature $\Delta\vartheta_\nu$ određuje diferencijalna jednadžba

$$\frac{\mathrm{d}(\Delta\vartheta_\nu)}{\mathrm{d}t}\,\tau_{th\nu} + \Delta\vartheta_\nu = PR_{th\nu} \tag{9.2}$$

gdje je

$\tau_{th\nu} = C_{th\nu} \cdot R_{th\nu}$

$P$ gubici uvedeni u ventil u trenutku $t = 0$

Rješenje ove diferencijalne jednadžbe glasi

$$\Delta\vartheta_\nu = PR_{th\nu}\,[1 - \exp(-t/\tau_{th\nu})] \tag{9.3}$$

Dakle, krivulja toka virtuelne nadtemperature silicija $\vartheta_J(t)$ jest zbroj eksponencijalnih funkcija

$$\vartheta_J - \vartheta_{AMB} = P\sum_{\nu=1}^{N} R_{th\nu}\,[1 - \exp(-t/\tau_{th\nu})] \tag{9.4}$$

Ako se gubici promijene, ne od nule nego od $P_1$ do $P_2$, virtuelna temperatura silicija mijenja se prema jednadžbi

$$\vartheta_J - \vartheta_{AMB} = P_1\sum_{\nu=1}^{N} R_{th} + (P_2 - P_1)\sum_{\nu=1}^{N} R_{th\nu}\,[1 - \exp(-t/\tau_{th\nu})] \tag{9.5}$$

U stacionarnom stanju virtuelna temperatura silicija iznosi

$$\vartheta_J - \vartheta_{AMB} = P\sum_{\nu=1}^{N} R_{th\nu} = PR_{thJ(AMB)} \tag{9.6}$$

$R_{thJ(AMB)}$ je ukupni toplinski otpor između silicija i rashladnog sredstva. Jednadžba (9.6) analogna je Ohmovu zakonu u teoriji električnih krugova.

Na jednadžbi (9.4) zasniva se proračun virtuelne temperature silicija za najrazličitija promjenljiva strujna opterećenja ventila. Da bi se ovaj proračun pojednostavnio, uvedena je tzv. prijelazna toplinska impedancija za konstantnu struju.

## 9.5. Prijelazna toplinska impedancija za konstantnu struju

*Prijelazna toplinska impendancija za konstantnu struju* jest kvocijent:

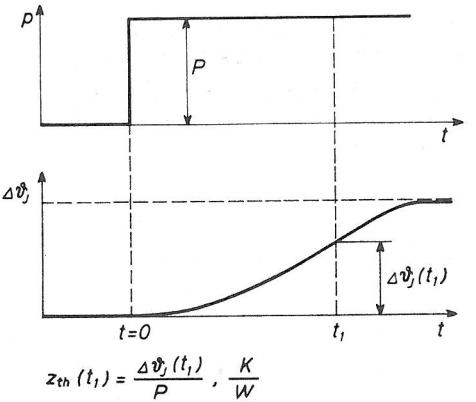
a) promjene temperaturne razlike između virtuelne temperature silicija i temperature jedne određene točke na kućištu ventila ili u rashladnom sredstvu, dosegnute na kraju vremenskog intervala računatog od početka terećenja ventila konstantnom istosmjernom strujom i

b) skokovite promjene gubitaka koja je uzrokovala promjenu temperature.

Definiciju prijelazne toplinske impedancije pobliže objašnjava slika 9.6. Opteretimo li ventil nekom konstantnom strujom, virtuelna nadtemperatura silicija poprimit će, u trenutku promatranja, vrijednost proporcionalnu gubicima. Faktor proporcionalnosti je prijelazna toplinska impedancija za konstantnu struju

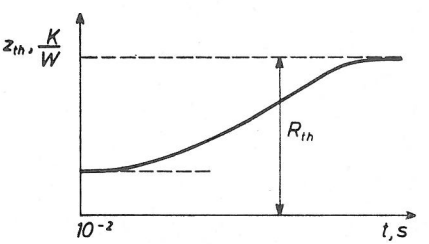
$$z_{th}(t) = \frac{\Delta\vartheta_J}{P} = \sum_{\nu=1}^{N} R_{th\nu}\,[1 - \exp(-t/\tau_{th\nu})] \tag{9.7}$$

Prijelazna toplinska impedancija mjeri se u K/W. Naziva se prijelazna jer je u početku vremenski ovisna (tek kasnije postiže stacionarnu vrijednost). Impedancija, a ne otpor, zato jer njezin tok, pored otpora, određuju i kapaciteti. Pridali smo joj i atribut »za konstantnu struju«, jer su gubici koji uzrokuju porast temperature konstantni.




**Sl. 9.6. Definicija prijelazne toplinske impedencije za konstantnu struju**

Prijelazna toplinska impendancija za konstantnu struju jest mjera za sposobnost odvođenja i apsorpcije topline u prijelaznim režimima ugrijavanja ventila. Krivulja prijelazne toplinske impedancije, slika 9.7, asimptotski se približava kod dugih vremena konstantnoj vrijednosti. Konačna vrijednost ($t \to \infty$) prijelazne toplinske impedancije za konstantnu struju naziva se *toplinski otpor za konstantnu struju.*




**Sl. 9.7. Primjer toka krivulje prijelazne toplinske impedancije za konstantnu struju**

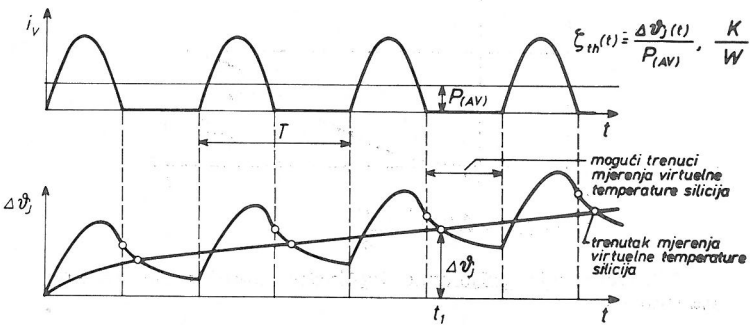
## 9.6. Prijelazna toplinska impedancija za impulsnu struju

Proračun virtuelne temperature silicija za slučaj promjenljivog strujnog opterećenja (npr. pravokutnim impulsima struje trajanja 120° el. i frekvencije 50 Hz), vrlo je kompliciran pomoću prijelazne toplinske impedancije za konstantnu struju (v. poglavlje 15). Za olakšanje proračuna uvedena je *prijelazna toplinska impedancija za impulsnu struju.* To je kvocijent:

a) promjene temperaturne razlike između virtuelne temperature silicija i temperature određene točke na kućištu ventila ili u rashladnom sredstvu, dosegnute nakon određenog vremenskog intervala u kojem je ventil terećen konstantnom impulsnom strujom (mjerenje virtuelne temperature silicija može tek približno koincidirati sa svršetkom jednog impulsa) i

b) skokovite promjene srednje vrijednosti gubitaka koja je uzrokovala promjenu temperature.

Definiciju prijelazne toplinske impedancije za impulsnu struju objašnjava slika 9.8. Nakon početka opterećenja virtuelana temperatura silicija raste, no ne monotono, nego pulsirajuće. Temperatura silicija, zbog male vremenske konstante silicija, pulsira u ritmu impulsa struje. U bilo kojem trenutku promatranja virtuelna




**Sl. 9.8. Definicija prijelazne toplinske impedancije za impulsnu struju**

nadtemperatura silicija proporcionalna je srednjim gubicima. Faktor proporcionalnosti između virtuelne nadtemperature silicija i srednjih gubitaka jest tranzijentna toplinska impedancija za impulsnu struju

$$\zeta_{th}(t) = \frac{\Delta\vartheta_J(t)}{P_{(AV)}} \tag{9.8}$$

Označili smo je s $\zeta_{th}$, za razliku od prijelazne toplinske impedancije za konstantnu struju $z_{th}$.

Toplinska impedancija $\zeta_{th}$ mora se uvijek definirati za određeni valni oblik struje, frekvenciju i uvjete hlađenja. Ako je $\zeta_{th}$ određen mjerenjem u nekom trenutku nakon svršetka strujnog impulsa potrebno je navesti vrijeme zatezanja mjerenja, kako bi se mogla ocijeniti maksimalna temperatura.

Stacionarna vrijednost prijelazne toplinske impedancije za impulsnu struju ($t \to \infty$) naziva se *toplinski otpor za impulsnu struju.* Naziv je nedosljedan, jer stacionarnu vrijednost $\zeta_{th}(\infty)$ određuju, osim toplinskih otpora, i toplinski kapaciteti.

## 9.7. Toplinska stabilnost poluvodičkog energetskog ventila

U stacionarnom stanju nastali gubici u ventilu jednaki su odvedenim gubicima. Međutim, ispunjenje ovog uvjeta nije dovoljno za stabilan rad ventila. U radnoj točki, u kojoj su nastali gubici jednaki odvedenim gubicima, još je potrebno zadovoljiti da nastali gubici u ventilu $P$ rastu s porastom temperature silicija sporije nego odvedeni gubici iz ventila $P_H$

$$\frac{dP}{d\vartheta_J} < \frac{dP_H}{d\vartheta_J} \tag{9.9}$$

Izračunajmo uvjet toplinske stabilnosti ventila. Nastali gubici u ventilu $P$, kod frekvencije mreže, sastoje se od gubitaka vođenja i gubitaka zapiranja. Temperaturnu ovisnost gubitaka vođenja smijemo zanemariti [K 28]. Gubici zapiranja eksponencijalno rastu s temperaturom

$$P_R = P_{RO} \exp [k (\vartheta_J - \vartheta_{JO})] \tag{9.10}$$

gdje su

$P_R$ gubici zapiranja kod virtuelne temperature silicija $\vartheta_J$

$P_{RO}$ gubici zapiranja kod virtuelne temperature silicija $\vartheta_{JO}$

$k$ konstanta

Odvedeni gubici $P_H$ proporcionalno rastu s temperaturom (pretpostavlja se da je $R_{thJ(AMB)}$ konstantan)

$$P_H = \frac{\vartheta_J - \vartheta_{AMB}}{R_{thJ(AMB)}} \tag{9.11}$$

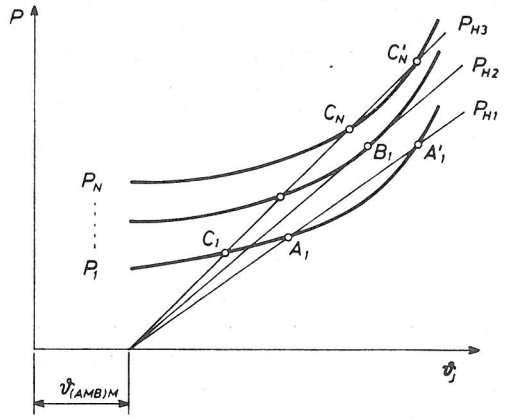
Deriviranjem jednadžbi (9.10) i (9.11) te uvođenjem u (9.9) dobivamo *uvjet toplinske stabilnosti*

$$R_{thJ(AMB)} \leq \frac{1}{k P_R} \tag{9.12}$$

Uvjet toplinske stabilnosti mora biti ispunjen kod maksimalne virtuelne temperature silicija za najveće očekivane gubitke zapiranja.

Toplinsko ponašanje energetskog ventila predočuje slika 9.9. Krivulja nastalih gubitaka $P_1$ i pravac odvedenih gubitaka $P_{H1}$ sijeku se u točkama $A_1$ i $A_1'$. U ovim točkama nastali gubici jednaki su odvedenim gubicima. Točka $A_1$ je stabilna radna točka; tu je zadovoljen uvjet toplinske stabilnosti (9.12). Točka $A_1'$ je labilna radna točka.

Položaj krivulja nastalih gubitaka $P$ u koordinatnoj ravnini $\vartheta_J - P$ određuju gubici vođenja. Za niz struja dobiva se jato krivulja $P_1$ do $P_N$. Pravci $P_{H1}$, $P_{H2}$ i $P_{H3}$ odnose se na tri rashladna tijela različitih sposobnosti odvođenja topline. Rashladno tijelo $P_{H3}$ stabilizira virtuelnu temperaturu silicija u točkama $C_1 \ldots C_N$.




**Sl. 9.9. Utjecaj hlađenja na toplinsku stabilnost:** $P_{H3}$ — **korektno odabrano rashladno tijelo,** $P_{H2}$ **i** $P_{H1}$ — **nekorektno odabrano rashladno tijelo**

Vidimo da je za puno opterećenje (točka $C_N$) toplinski sistem stabilan. S nedostatnim hlađenjem (pravac $P_{H2}$) uvjet toplinske stabilnosti ispunjen je do manjih opterećenja. Rad u točki $B_1$ uvijek je povezan s rizikom da će doći do nekontroliranog »pobjega« temperature. Dakle, neprimjereno hlađenje onemogućuje potpuno strujno iskorištenje energetskog ventila.

# 10. GRANICE POVEĆANJA NAPONSKE I STRUJNE OPTERETIVOSTI POLUVODIČKIH ENERGETSKIH VENTILA

Svojstva silicija i fizikalni zakoni na kojima se zasnivaju diode, tranzistori i tiristori određuju gornje, odnosno donje, granice prema kojima se, i uz maksimalno poboljšanje tehnologije, električne karakteristike mogu samo asimptotski približiti. Ove granice mogle bi se možda prijeći upotrebom nekog drugog poluvodičkog materijala ili primjenom sasvim novog fizikalnog principa električnog ventila.

Razvoj energetskih dioda i tiristora danas ide u tri osnovna smjera, jer je nemoguće istovremeno postići krajnje granice različitih električnih karakteristika. U prvom se težište stavlja na naponsku i strujnu opteretivost (elektrolize, elektrovučne podstanice, istosmjerni elektromotorni pogoni), u drugom na kratko vrijeme oporavljanja (stabilizatori mrežnog napona), a u trećem na dobre frekventne karakteristike (induktivno zagrijavanje).

Najprije ćemo razmotriti diodu, jer je dioda jednostavnija od tiristora. Analizi graničnih vrijednosti električnih karakteristika tiristora pristupit ćemo uspoređujući tiristor s diodom. Dioda i tiristor ponašaju se u stanju zapiranja i u stanju vođenja u principu jednako.

## 10.1. Energetska dioda

Na energetsku diodu postavljaju se slijedeći zahtjevi:

— velika strujna opteretivost i preopteretivost,
— velika naponska opteretivost,
— dobra dinamička svojstva.

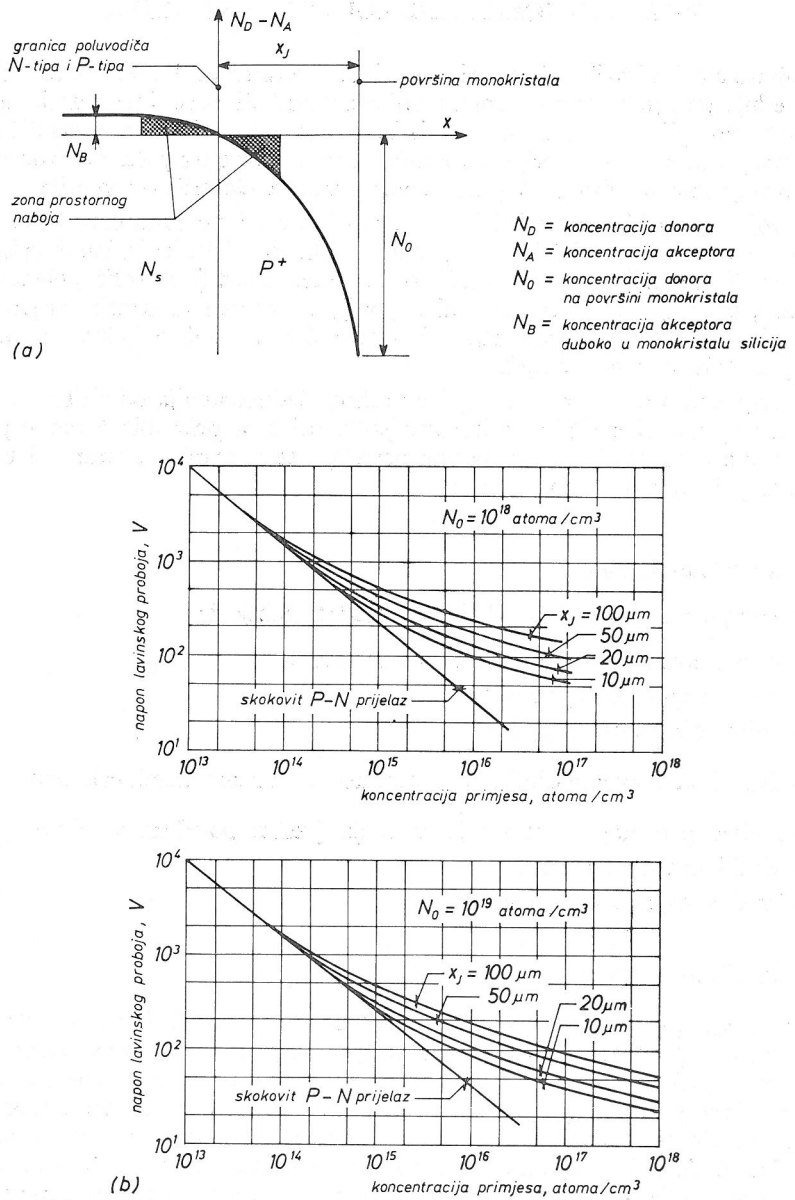
Ovim zahtjevima korespondiraju odgovarajuće električne karakteristike:

— malen pad napona u stanju vođenja (velika površina silicijeve pločice),
— visoki probojni napon,
— kratko vrijeme oporavljanja.

### a) Probojni napon

Visoki *probojni napon* $P^+$-$N_s$-$N^+$ *strukture* ili $P^+$-$P_s$-$N^+$ *strukture* može se postići ako je: a) dovoljno mala koncentracija dopanta u centralnom slabo dopiranom području, b) dovoljno široko centralno slabo dopirano područje i c) umjetno smanjena jakost električnog polja na konturi $P$-$N$ prijelaza. Osim toga, monokristal silicija mora biti u fizikalnom i kemijskom pogledu homogen i ne smije imati kristalografske defekte koji smanjuju probojni napon. Jedan od većih problema današnje proizvodnje energetskih dioda jest neravnomjernost specifičnog otpora monokristala i inkluzije čestica različita podrijetla.

Probojni napon $P$-$N$ prijelaza, ako se zanemare pojave na konturi i defekti u monokristalu silicija, ovisi samo o profilu koncentracije primjesa, slika 10.1. Visoki probojni napon imaju $P$-$N$ prijelazi s malom koncentracijom dopanta u jednom od područja, npr. $P^+$-$N_s$ prijelazi. Iz slike 10.1.b. razabire se da $P$-$N$ prijelazi s linearnijom raspodjelom dopanta imaju viši probojni napon.




**Sl. 10.1. Probojni napon $P$-$N$ prijelaza**

Možemo se upitati da li postoje bolji materijali od silicija koji daju za istu debljinu centralnog slabo dopiranog ili intrinsičnog područja bolju karakteristiku u zapornom smjeru. Ako želimo viši probojni napon, potrebno je smanjiti srednji slobodni put nosilaca naboja ili povećati energiju ionizacije. Smanjenje srednjeg slobodnog puta ne vodi k cilju: manji slobodni put znači manju pokretljivost nosilaca naboja i veći pad napona na diodi u stanju vođenja. Veće energije ionizacije imaju materijali sa širom zabranjenom zonom, no i ove diode imaju velik pad napona u stanju vođenja. Jedino područje gdje bi diode iz materijala sa širom zabranjenom zonom mogle naći primjenu jest područje visokih temperatura.

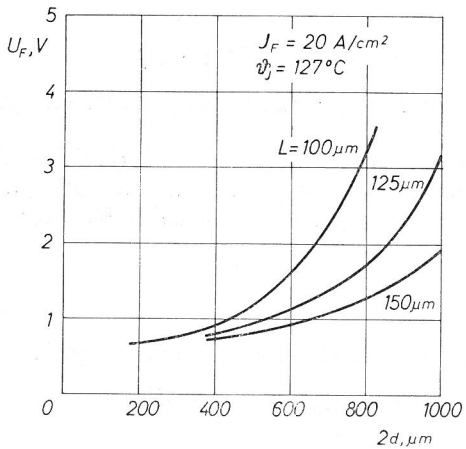
Povećanje probojnog napona se isplati dokle god je omjer između gubitaka u diodi u stanju vođenja i idealne sklopne snage (probojni napon $x$ granična struja) silazna funkcija. Ovaj kriterij, dakako, vrijedi ako gubici u siliciju ne povisuju temperaturu silicija iznad granične.

### b) Ovisnost pada napona u stanju vođenja o probojnom naponu

U odsječku 4.3. (sl. 4.6.b) vidjeli smo da *pad napona u stanju vođenja* $U_F$ ima tri komponente

$$U_F = U_l + U_s + U_d \tag{10.1}$$

Suma pada napona $U_l$ i pada napona $U_d$ iznosi za puno opterećenje oko 1 V. Pad napona u centralnom slabo dopiranom području $U_s$ posljedica je toka struje. Da bi $U_s$ bio malen, nužno je da centralno područje bude preplavljeno nosiocima naboja (v. odsječak 6.7. i sl. 6.12). Na slici 10.2. prikazano je kako ovisi $U_F$ o debljini centralnog slabo dopiranog područja $2d$ i o dužini difuzije $L$ nosilaca naboja u centralnom području.




**Sl. 10.2. Ovisnost pada napona u stanju vođenja $U_F$ o debljini centralnog područja $2d$ (i time i o probojnom naponu)**

### c) Strujna opteretivost

Fizikalnu *granicu strujne opteretivosti* u krajnjoj liniji određuje granična temperatura silicija. Osnovno pitanje glasi: kako kod granične temperature silicija ovisi gustoća struje o površini silicijeve pločice?

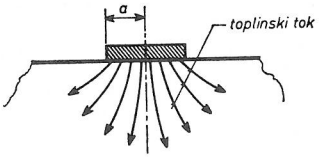
Da bismo uočili odnose, zamislit ćemo, vrlo pojednostavnjeno, da pločica monokristala silicija u kojoj se stvara toplina leži na beskonačno velikom rashladnom tijelu, slika 10.3. Nadtemperatura silicija jednaka je

$$\Delta\vartheta_J = P \cdot R_{th} \tag{10.2}$$

gdje su

$P$ gubici u diodi, W

$R_{th}$ toplinski otpor silicijeve pločice prema beskonačno velikom rashladnom tijelu, K/W




**Sl. 10.3. Pojednostavnjen prikaz odvoda topline iz silicijeve pločice**

Toplinski otpor $R_{th}$ obrnuto je proporcionalan s radijusom pločice $r$ [7.4]

$$R_{th} = \frac{1}{\pi \cdot \varkappa \cdot r} \tag{10.3}$$

gdje je

$\varkappa$ koeficijent toplinske vodljivosti rashladnog tijela, W/cm K

Uvrštenjem (10.3) u (10.2) i uzimanjem u obzir da je $P \approx P_F = U_F \cdot I_F$ dobivamo gustoću struje $J_F$, koja daje temperaturno nadvišenje $\Delta\vartheta_J$

$$J_F = \Delta\vartheta_J \frac{\varkappa}{r \cdot U_F} \tag{10.4}$$

Dakle, četverostruko povećanje površine $P$-$N$ prijelaza omogućuje samo dvostruko povećanje struje.

Izravno do povećanja strujne opteretivosti diode vodi povećanje površine $P$-$N$ prijelaza i smanjenje pada napona u stanju vođenja. Stanovito povećanje strujne opteretivosti može se postići obostranim hlađenjem zrakom ili tekućim sredstvom.

## 10.2. Energetski tiristor

Na energetski tiristor postavljaju se slijedeći zahtjevi:

— velika strujna opteretivost i preopteretivost,
— velika naponska opteretivost,
— dobra dinamička svojstva.

Ovim zahtjevima korespondiraju odgovarajuće električne karakteristike:

— malen pad napona u stanju vođenja (velika površina silicijeve pločice),
— visok probojni zaporni napon i napon prekretanja,
— kratko vrijeme oporavljanja $t_q$, velika kritična brzina porasta blokirnog napona $du_D/dt$, velika kritična brzina porasta propusne struje $di_T/dt$.

### a) Optimiranje energetskih tiristora

Zahtjevi za visokim probojnim naponom, visokim naponom prekretanja, velikim $du_D/dt$, velikim $di_T/dt$ i kratkim vremenom oporavljanja $t_q$ međusobno su kontradiktorni. Gledajući tablicu 10.1, čini se da nije moguće konstruirati tiristor koji bi imao dobre performance u svim parametrima. Međutim, specijalnom konstrukcijom monokristala silicija mogu se donekle pomiriti ovi kontradiktorni zahtjevi.

**Tablica 10.1. Nespojivost različitih parametara tiristora (ako se smjerovi strelica podudaraju, željene karakteristike se lako postižu)**

| Željena karakteristika | Razmak između $N^+$ i $P^+$ područja | Vrijeme života nosilaca naboja | Efikasnost kratko spojenog emitera |
|---|---|---|---|
| velik probojni napon, velik $du_D/dt$, toplinska stabilnost | ↑ | ↓ | ↑ |
| malen pad napona u stanju vođenja, velika udarna struja | ↓ | ↑ | ↓ |
| mali gubici uklapanja, velik $di_T/dt$, mala struja okidanja | ↓ | ↑ | ↓ |
| kratko vrijeme oporavljanja | ↓ | ↓ | ↑ |

( ↑ povećanje, ↓ smanjenje )

### b) Ovisnost pada napona u stanju vođenja o probojnom naponu

Kako je poznato (v. odsječak 6.7), propusna karakteristika tiristora podudara se s propusnom karakteristikom diode ako je razmak između $P^+$-područja i $N^+$-područja tiristora jednak širini centralnog slabo dopiranog područja diode. Prema tome, sve što je rečeno za diode vrijedi i za tiristor. U literaturi [2.40] dana je aproksimativna formula za izračunavanje pada napona u centralnom slabo dopiranom području tiristora

$$U_s = A\, d\, J_T^{3/4} + B\frac{d^3}{\tau} J_T + C\frac{d^2}{\tau} J_T^{1/4} \tag{10.5}$$

gdje su

$A$, $B$ i $C$ konstante

$\tau$ efektivno vrijeme života nosilaca naboja u bazi

$J_T$ gustoća struje

$2d$ razmak $N^+$-područja i $P^+$-područja

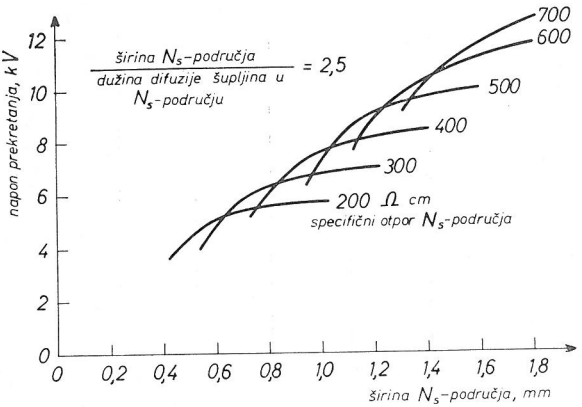
Napon prekretanja tiristora je manji, ili u najboljem slučaju jednak probojnom zapornom naponu. Zato ćemo se pozabaviti samo ovisnošću napona prekretanja o širini centralnog slabo dopiranog područja. Uvjet prekretanja približno glasi [2.40]

$$M_P \operatorname{sch}\frac{2d - x}{L_p} = 1 \tag{10.6}$$

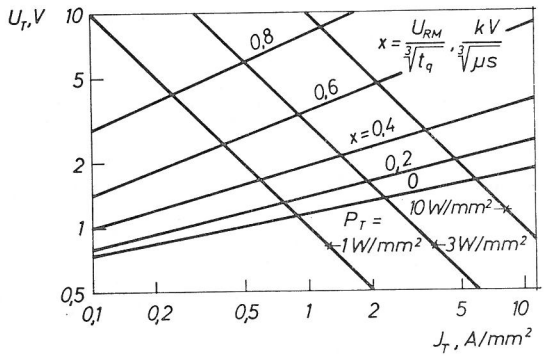
gdje je

$M_P$ faktor multiplikacije šupljina
$2d$ širina $N_s$-područja tiristora
$x$ širina zone prostornog naboja u $N_s$-području i
$L_P$ dužina difuzije šupljina u $N_s$-području

Slika 10.4. prikazuje odnos između napona prekretanja i širine $N_s$-područja, izračunat iz gornje formule.




**Sl. 10.4. Ovisnost napona prekretanja tiristora o specifičnom otporu i širini $N_s$-područja [2.40]**




**Sl. 10.5. Ovisnost vremena oporavljanja tiristora o graničnom zapornom naponu [2.14]**

### c) Strujna opteretivost

Razmatranja u odsječku 10.1 za diode mogu se potpuno prenijeti na tiristore. Gubici u tiristoru veći su od gubitaka u diodi jednake naponske klase, a granična temperatura silicija manja je od granične temperature silicija diode. Zato su kod tiristora problemi hlađenja jače izraženi nego kod dioda.

### d) Vrijeme oporavljanja

Između vremena oporavljanja i pada napona u stanju vođenja postoji vrlo bliska veza, jer obje veličine ovise o vremenu života nosilaca naboja. Slika 10.5 prikazuje međusobnu vezu između pada napona u stanju vođenja $U_T$, gustoće struje vođenja $J_T$, graničnog zapornog napona $U_{RM}$ i vremena oporavljanja $t_q$. Slika pokazuje da tiristor graničnog zapornog napona oko 5 kV, pada napona u stanju vođenja oko 2 V i gubitaka u stanju vođenja oko 1 W/mm² ima vrijeme oporavljanja oko 1 ms.

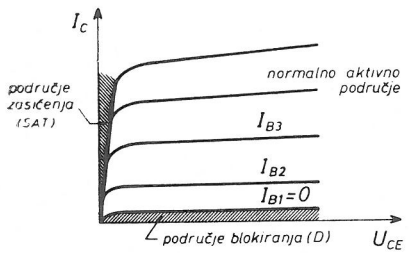
# 11. KARAKTERISTIKE ENERGETSKIH TRANZISTORA

U ovom poglavlju opisane su naponske, strujne, sklopne, frekvencijske i toplinske karakteristike energetskih tranzistora. Osim toga, zbog jasnijeg shvaćanja karakteristika uz put su ponekad dane i principne sheme mjernih krugova. Nadalje, objašnjena je upotreba karakteristika pri određivanju opteretivosti (npr. naponske, strujne).

Kod svih poluvodičkih komponenata, pa tako i kod energetskih tranzistora, dolazi do trajnih promjena karakteristika ili čak do uništenja ako se prekorače naponske, strujne i toplinske granice. U kritične granične veličine ubrajamo: granične napone, granične struje, granične temperature (npr. minimalna i maksimalna radna temperatura) i granične gubitke.

## 11.1. Nazivi i oznake radnih područja tranzistora

Ovisno o polarizaciji emiterskog i kolektorskog *P-N* prijelaza razlikujemo četri radna područja tranzistora, slika 11.1:




**Sl. 11.1. Područja rada tranzistora za spoj sa zajedničkim emiterom**

— *normalno aktivno područje* — emiterski *P-N* prijelaz propusno je polariziran, a kolektorski *P-N* prijelaz nepropusno,
— *područje blokiranja* — emiterski i kolektorski *P-N* prijelaz nepropusno su polarizirani,
— *područje zasićenja* — emiterski i kolektorski *P-N* prijelaz propusno su polarizirani i
— *inverzno aktivno područje* (uloge emitera i kolektora su zamijenjene) — emiterski *P-N* prijelaz nepropusno je polariziran, a kolektorski *P-N* prijelaz propusno, međutim tranzistori su tako konstruirani da imaju mnogo povoljnije karakteristike u normalnom aktivnom području.

Kada tranzistor radi kao sklopka, on se prebacuje iz područja blokiranja u područje zasićenja i obrnuto, a prijelaz se odigrava preko normalnog aktivnog područja. Napon na tranzistoru je minimalan u području zasićenja, a struja kroz tranzistor je minimalna u području blokiranja. Do proboja kolektorskog *P-N* prijelaza može doći, osim u području blokiranja i u normalnom aktivnom području (v. odsječak 11.4).

## 11.2. Nazivi i oznake probojnih napona i korespondentnih zapornih struja

Naponsku opteretivost tranzistora određuju u biti tri probojna napona:

— $U_{(BR)CB}$ *probojni napon kolektorskog P-N prijelaza,*
— $U_{(BR)BE}$ *probojni napon emiterskog P-N prijelaza,*
— $U_{(BR)CE}$ *probojni napon između kolektora i emitera.*

Kako vidimo, probojni naponi se odnose na kolektorski *P-N* prijelaz, na emiterski *P-N* prijelaz i na serijski spoj kolektorskog i emiterskog *P-N* prijelaza. No ovi probojni naponi nisu jednoznačno određeni dokle god se ne navede stanje *P-N* prijelaza na koji se probojni napon ne odnosi.

Uvriježile su se slijedeće definicije probojnih napona:

a) za kolektorski *P-N* prijelaz

$U_{(BR)CBO}$ probojni napon kolektorskog *P-N* prijelaza uz odspojen priključak emitera

b) za emiterski *P-N* prijelaz

$U_{(BR)BEO}$ probojni napon emiterskog *P-N* prijelaza uz odspojen priključak kolektora

c) za serijski spoj kolektorskog i emiterskog *P-N* prijelaza (kolektorski *P-N* prijelaz zaporno je polariziran)

$U_{(BR)CEO}$ probojni napon uz odspojen priključak baze

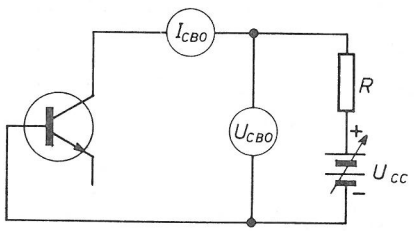
$U_{(BR)CER}$ probojni napon uz priključak baze spojen preko otpornika s emiterom

$U_{(BR)CES}$ probojni napon uz priključak baze kratko spojen s emiterom

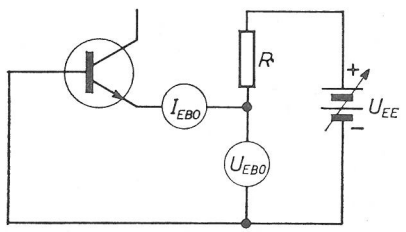
$U_{(BR)CEU}$ probojni napon uz zaporno, odnosno propusno, polarizirani emiterski *P-N* prijelaz iz vanjskog naponskog izvora

$U_{(BR)CEX}$ probojni napon uz priključak emitera spojen preko otpornika i naponskog izvora s emiterom

Slike 11.2-4. prikazuju principne metode mjerenja zapornih karakteristika i spomenutih probojnih napona. $U_{CC}$, odnosno $U_{EE}$, podesivi su naponski izvori. Otpor $R$ štiti tranzistor za slučaj prekoračenja probojnog napona.

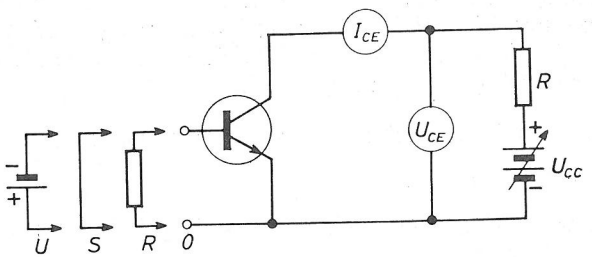



**Sl. 11.2. Metoda mjerenja** $I_{CBO} = f(U_{CBO})$




**Sl. 11.3. Metoda mjerenja** $I_{EBO} = f(U_{EBO})$

Probojni je napon po definiciji onaj napon kod kojeg je zaporna struja jednaka nekoj odabranoj vrijednosti. Ova odabrana vrijednost obično je blizu područja proboja ili u području proboja. Ako se prekorači bilo koji probojni napon, poteče znatna zaporna struja. Zaporna se struja obično ne raspodjeljuje jednoliko po *P-N* prijelazu, nego se koncentrira na jednom području ili na više manjih područja. Monokristal silicija lokalno se pregrijava, pa može doći do uništenja tranzistora.




**Sl. 11.4. Metoda mjerenja** $I_{CER,S,U,X} = f(U_{CER,S,U,X})$

Korespondentno probojnim naponima definiraju se (i označuju) *zaporne struje*:

a) za kolektorski *P-N* prijelaz

$I_{CBO}$ zaporna struja kolektorskog *P-N* prijelaza uz odspojen priključak emitera

b) za emiterski *P-N* prijelaz

$I_{BEO}$ zaporna struja emiterskog *P-N* prijelaza uz odspojen priključak kolektora

c) za serijski spoj kolektorskog i emiterskog *P-N* prijelaza (kolektorski *P-N* prijelaz zaporno je polariziran)

$I_{CEO}$ zaporna struja uz odspojen priključak baze

$I_{CER}$ zaporna struja uz priključak baze spojen preko otpornika s emiterom

$I_{CES}$ zaporna struja uz priključak baze kratko spojen s emiterom

$I_{CEU}$ zaporna struja uz zaporno, odnosno propusno, polarizirani emiterski *P-N* prijelaz iz vanjskog naponskog izvora

$I_{CEX}$ zaporna struja uz priključak emitera spojen preko otpornika i naponskog izvora s emiterom.

Veličina zaporne struje jedna je od indikacija kvalitete tranzistora. Prisjetimo se da jedna komponenta zaporne struje teče po konturi *P-N* prijelaza. Zaporna struja također određuje gubitke tranzistora u stanju nevođenja prilikom rada tranzistora kao sklopke.

## 11.3. Probojni napon kolektorskog *P-N* prijelaza tranzistora u spoju sa zajedničkom bazom

Za spoj sa zajedničkom bazom, struju kolektora $I_C$ u području lavinskog proboja kolektorskog *P-N* prijelaza određuje jednadžba analogna jednadžbi (5.11.)

$$I_C = -h_{FB} M I_E + M I_{CBO} \tag{11.1}$$

gdje je

$I_E$ struja emitera

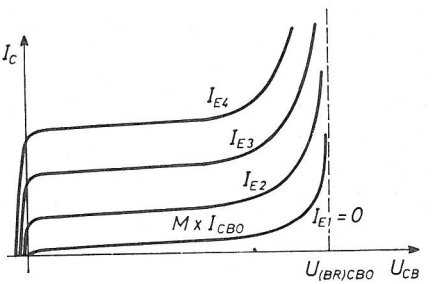
$I_{CBO}$ zaporna struja kolektorskog *P-N* prijelaza izvan područja proboja

$M$ faktor multiplikacije naboja u zoni prostornog naboja kolektorskog *P-N* prijelaza

$h_{FB}$ strujno pojačanje za velike signale

I $I_E$ i $I_{CBO}$ množe se s $M$, jer obje struje prolaze kroz zonu prostornog naboja kolektorskog *P-N* prijelaza (u ovom trenutku ne promatra se komponenta struje $I_{CBO}$ koja teče po konturi *P-N* prijelaza).

Jednadžbu (11.1) prikazuje slika 11.5. Blizu probojnog napona $U_{(BR)CBO}$ struja kolektora naglo raste. To je zbog toga što je faktor multiplikacije naboja $M$ naponski ovisan; probojni napon nastupa kada $M$ postane beskonačno velik.




**Sl. 11.5. Naponska ovisnost izlaznih karakteristika tranzistora u spoju sa zajedničkom bazom**

Stabilan rad tranzistora moguć je dokle god je strujno pojačanje $h_{FB} M$ konačno. Dakle, *dopušteni su svi naponi do probojnog napona* $U_{(BR)CBO}$ *kolektorskog P-N prijelaza.*

## 11.4 Probojni napon između kolektora i emitera tranzistora u spoju sa zajedničkim emiterom

Proboj između kolektora i emitera mnogo je složeniji i raznovrsniji proces od proboja između kolektora i baze. Ova složenost, kao i raznovrsnost, uvjetovana je krugom između baze i emitera. Razmotrit ćemo slijedeća stanja priključka baze:

a) priključak baze pozitivno polariziran prema emiteru ili odspojen,

b) priključak baze spojen preko otpornika s priključkom emitera ili kratko spojen s priključkom emitera i

c) priključak baze spojen preko otpornika i naponskog izvora negativnog prednapona s emiterom.

Unaprijed kažimo da je probojni napon najmanji u slučaju a), a najveći u slučaju c).

### a) Priključak baze pozitivno polariziran prema emiteru ili odspojen

Za spoj sa zajedničkim emiterom u području lavinskog proboja kolektorskog *P-N* prijelaza struju kolektora $I_C$ određuje jednadžba analogna jednadžbi (5.16)

$$I_C = \frac{h_{FB} M}{1 - h_{FB} M} I_B + \frac{M}{1 - h_{FB} M} I_{CBO} \tag{11.2}$$

gdje je

$I_B$ struja baze

$I_{CBO}$ zaporna struja kolektorskog *P-N* prijelaza izvan područja proboja

$M$ faktor multiplikacije naboja u zoni prostornog naboja kolektorskog *P-N* prijelaza

$h_{FB}$ strujno pojačanje za velike signale

Jednadžba (11.2) pokazuje da $I_C \to \infty$ kada $h_{FB}M \to 1$. Neograničen rast struje kolektora nije posljedica lavinskog proboja kolektorskog *P-N* prijelaza; lavinski proboj kolektorskog *P-N* prijelaza nastupa kada $M \to \infty$. U našem slučaju radi se o prividnom proboju, međutim posljedice su iste jer $I_C \to \infty$. Tranzistoru prijeti uništenje ako struja $I_C$ nije pomoću otpornika ograničena na dopuštenu vrijednost.

Kod kojeg napona $U_{CE}$ struja kolektora postaje beskonačno velika, tj. kod kojeg je napona $U_{CE}$ ispunjen uvjet $h_{FB} M = 1$? Budući da je $h_{FB}$ nešto manji od 1, $M$ mora biti tek nešto veći od 1 da bude $h_{FB} M = 1$. To znači da će do proboja u spoju sa zajedničkim emiterom (kada je $I_B$ = konst. ili $I_B = 0$) doći kod nižeg napona nego u spoju sa zajedničkom bazom.

Iz uvjeta $h_{FB} M = 1$ računamo *probojni napon između kolektora i emitera uz priključak baze pozitivno polariziran prema emiteru ili odspojen.* Iz poznavanja ovisnosti faktora multiplikacije naboja $M$ o zapornom naponu na *P-N* prijelazu

$$M = \frac{1}{1 - \left(\frac{U_{CBO}}{U_{(BR)CBO}}\right)^n} \tag{11.3}$$

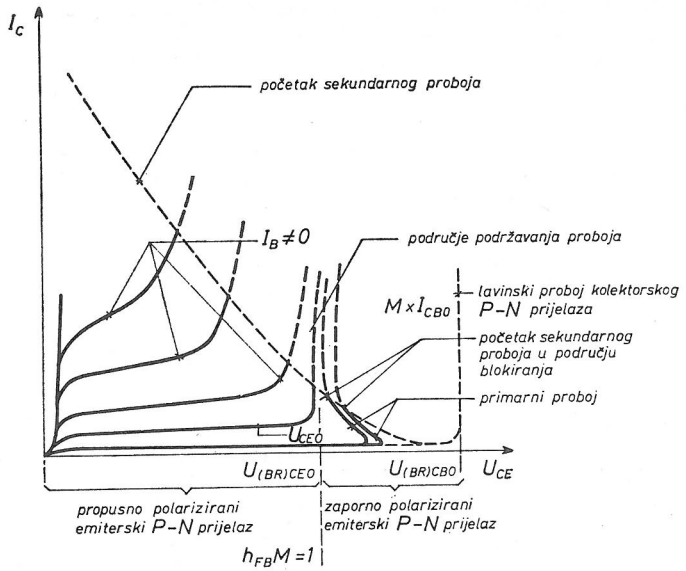
($n$ = konstanta) i činjenice da je kod viših zapornih napona $U_{CE} \approx U_{CB}$ slijedi

$$U_{(BR)CE} = U_{(BR)CBO} (1 - h_{FB})^{1/n} \tag{11.4}$$

Primjerice, za $n = 3$ i $h_{FB} = 0{,}97$ je $U_{(BR)CE} = 0{,}31\ U_{(BR)CBO}$.

Slika 11.6. ilustrira naponsku ovisnost izlaznih karakteristika tranzistora u spoju sa zajedničkim emiterom. Kod silicijevih tranzistora često se opaža, oko probojnog napona, područje negativnog dinamičkog otpora. Uzrok, tome je mijenjanje strujnog pojačanja $h_{FB}$. Kod malih struja $h_{FB}$ je malen, pa je potreban veći $M$, dakle i viši $U_{CE} \approx U_{CB}$ da bi nastupio proboj. Kod većih struja $h_{FB}$ je veći, (ne dokazujemo), pa je potreban manji $M$ za podržavanje proboja.

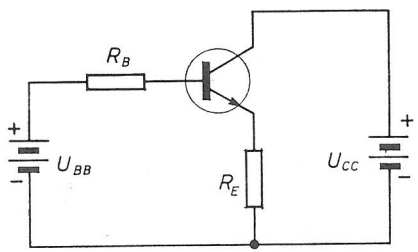
Spomenimo još, bez ulaženja u kvantitativna objašnjenja, da otpor u krugu emitera, slika 11.7, povećava probojni napon. Ako $R_B \to \infty$ ili $R_E \to 0$, probojni napon daje jednadžba (11.4). Ako $R_B \to 0$ ili $R_E \to \infty$, onda je $U_{(BR)CE} \approx$ $\approx U_{(BR)CBO}$.



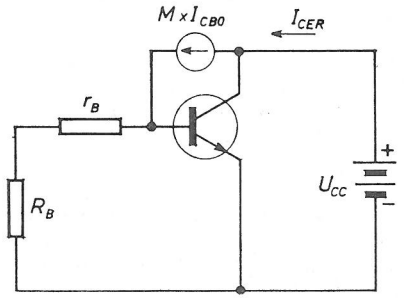

**Sl. 11.6. Naponska ovisnost izlaznih karakteristika tranzistora u spoju sa zajedničkim emiterom**

### b) Priključak baze spojen preko otpornika s priključkom emitera

Prethodni slučaj, tj. slučaj napajanja baze iz konstantnog strujnog izvora, teško se ostvaruje. U praktičkim izvedbama otpor kruga baze uvijek je konačan. O veličini vanjskog otpora baze $R_B$ ovisi probojni napon $U_{(BR)CER}$.




**Sl. 11.7. Negativna strujna reakcija povećava probojni napon između kolektora i emitera.**




**Sl. 11.8. Povećanje vanjskog otpora baze tranzistora u spoju sa zajedničkim emiterom smanjuje probojni napon između kolektora i emitera.**

Pogledajmo sliku 11.8. Zaporna struja kolektora $MI_{CBO}$ dijeli se u samom tranzistoru na dva dijela. Jedan dio teče preko unutarnjeg otpora baze $r_B$ i vanjskog otpora baze $R_B$ na emiter, a drugi dio kroz tranzistor preko emiterskog $P$-$N$ prijelaza. Komponenta struje koja teče izvan tranzistora stvara na serijskom spoju $r_B$ i $R_B$ pad napona te propusno polarizira emiterski $P$-$N$ prijelaz. Komponenta struje koja teče kroz tranzistor izaziva injekciju nosilaca naboja iz emitera u bazu, i ti injektirani nosioci naboja čine pretežni dio struje kolektora.

Dokle god je pad napona na $r_B + R_B$ manji od napona praga $U_{(FO)}$ emiterskog $P$-$N$ prijelaza, emiter praktički ne injektira nosioce naboja u bazu, pa je struja $I_{CER}$ neznatna. Zaporna struja kolektorskog $P$-$N$ prijelaza $MI_{CBO}$ teče preko vanjskog otpora baze $R_B$ na emiter.

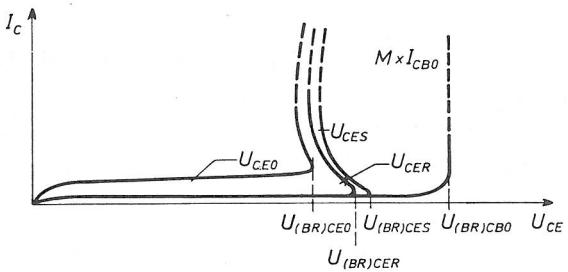
Do proboja staze kolektor-emiter dolazi kada se prekorači napon praga $U_{(FO)}$. Dakle, uvjet proboja staze kolektor-emiter glasi

$$MI_{CBO}(r_B + R_B) = U_{(FO)} \tag{11.5}$$

Traži se $U_{(BR)CER}$. Uvrštenjem (11.3) u (11.5) i uzimanjem u obzir $U_{CB} \approx U_{CE}$ dobivamo *probojni napon između kolektora i emitera uz priključak baze spojen preko otpornika s priključkom emitera*

$$U_{(BR)CER} = U_{(BR)CBO}\left[1 - \frac{I_{CBO}(r_B + R_B)}{U_{(FO)}}\right]^{1/n} \tag{11.6}$$

Gornja jednadžba kaže da je probojni napon staze kolektor-emiter najveći uz priključak baze kratko spojen s priključkom emitera, slika 11.9. Za $R_B = 0$ probojni napon kolektor-emiter $U_{(BR)CES}$ nije jednak probojnom naponu kolektorskog $P$-$N$ prijelaza, nego je manji zbog toga što postoji omski otpor baze $r_B$.




**Sl. 11.9. Utjecaj vanjskog otpora baze na probojni napon između kolektora i emitera**

Slika 11.9. pokazuje da i u slučaju proboja između kolektora i emitera postoji oko probojnog napona područje negativnog dinamičkog otpora. Uzrok tome je isti: mijenjanje strujnog pojačanja $h_{FB}$.

### c) Priključak baze spojen preko otpornika i naponskog izvora negativnog prednapona s emiterom

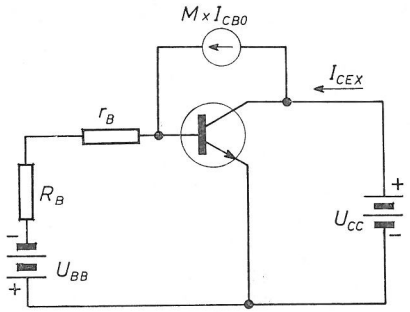
Kao u prethodnom slučaju omskog spoja baze s emiterom, do intenzivnije injekcije nosilaca naboja iz emitera u bazu (a time i do naglijeg rasta struje kolektora) dolazi kada prednapon baze postane veći od napona praga emiterskog $P$-$N$ prijelaza. Prema tome, uvjet proboja staze kolektor-emiter glasi, slika 11.10

$$M I_{CBO}(r_B + R_B) = U_{(FO)} + U_{BB} \tag{11.7}$$

Uvrštenjem (11.3) u (11.7) i uzimanjem u obzir $U_{CB} \approx U_{CE}$ dobivamo *probojni napon između kolektora i emitera uz priključak baze spojen preko naponskog izvora negativnog prednapona s emiterom*

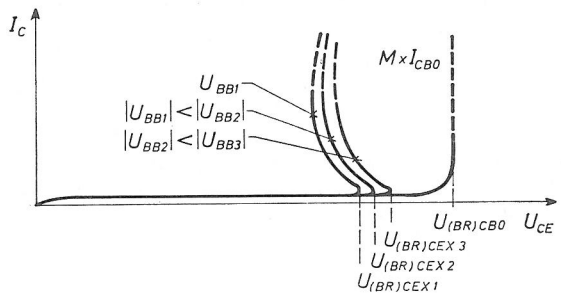
$$U_{(BR)CEX} = U_{(BR)CBO}\left[1 - \frac{I_{CBO}(r_B + R_B)}{U_{(FO)} + U_{BB}}\right]^{1/n} \tag{11.8}$$

Povećavanjem negativnog prednapona $U_{BB}$ raste probojni napon $U_{(BR)CEX}$.




**Sl. 11.10. Povećanje negativnog prednapona baze tranzistora u spoju sa zajedničkim emiterom povećava probojni napon između kolektora i emitera.**

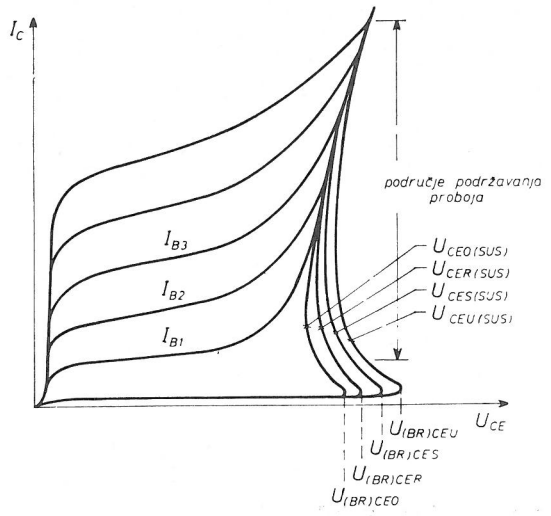
Slika 11.11. prikazuje utjecaj $U_{BB}$ na tok karakteristika. I ovdje opažamo područje negativnog dinamičkog otpora; objašnjenje je kao i u prethodnim slučajevima.




**Sl. 11.11. Utjecaj negativnog prednapona baze na probojni napon između kolektora i emitera**

## 11.5. Napon podržavanja proboja

Pogledajmo sliku 11.12. Sve karakteristike imaju iza probojnog napona ($U_{(BR)CEO}$, itd.) područje negativnog dinamičkog otpora. Na područje negativnog dinamičkog otpora nadovezuje se područje relativno konstantnog napona u širokom rasponu struja kolektora. Vidimo da je za podržavanje proboja potreban nek minimalni napon $U_{CE}$; taj minimalni napon naziva se *napon podržavanja proboja* i označuje $U_{CE(SUS)}$ (oznaka za napon podržavanja proboja dobiva se dodavanjem sufiksa (SUS), engl. *sustain* znači podržavati).




**Sl. 11.12. Usporedba izlaznih karakteristika tranzistora u spoju sa zajedn čkim emiterom za različite uvjete kruga baze**

Napon podržavanja proboja specificira se za struje oko minimuma probojnih karakteristika (kod većine energetskih tranzistora ova je struja veličine nekoliko stotina miliampera). Od svih napona podržavanja proboja posebno je važan onaj najmanji, tj. onaj uz odspojen priključak baze $U_{CEO(SUS)}$. $U_{CEO(SUS)}$ je jedan od najznačajnijih parametara energetskih tranzistora, jer daje gornju naponsku granicu za spoj sa zajedničkim emiterom.

Za deklariranje naponske opteretivosti tranzistora teoretski bi se mogli iskoristiti probojni naponi $U_{(BR)CEO}$, $U_{(BR)CER}$ itd. Međutim, korištenje područja iznad $U_{CEO(SUS)}$ zahtijeva niz dodatnih informacija, uvjeti su tako restriktivni da je iskorištavanje tog područja nepraktično. Najzgodnije je deklarirati naponsku opteretivost tranzistora bez obzira na uvjete kruga baze.

## 11.6. Strujno pojačanje

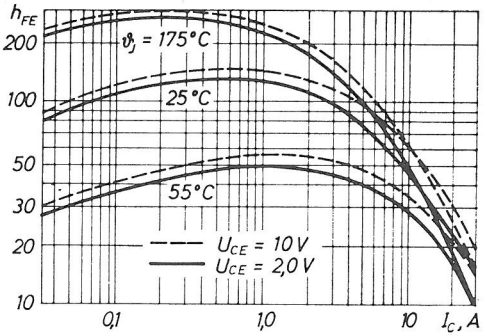
Strujno pojačanje za velike signale $h_{FE}$ za spoj sa zajedničkim emiterom nije konstantno, nego se mijenja s:

— naponom kolektora $U_{CE}$,

— strujom kolektora $I_C$,

— temperaturom silicija $\vartheta_J$.

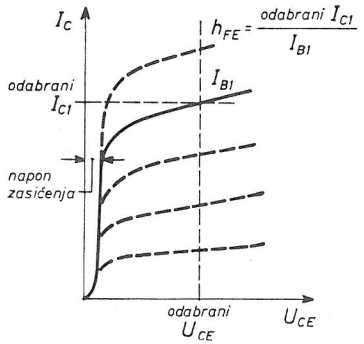
Slika 11.13 prikazuje tipičnu *ovisnost* $h_{FE}$ o $I_C$, parametar je $\vartheta_J$ i $U_{CE}$. Za parametar $U_{CE}$ obično se uzima vrijednost dovoljno veća od napona zasićenja, slika 11.14, tako da se mjerna točka nalazi izvan područja maksimalne zakrivljenosti karakteristika.



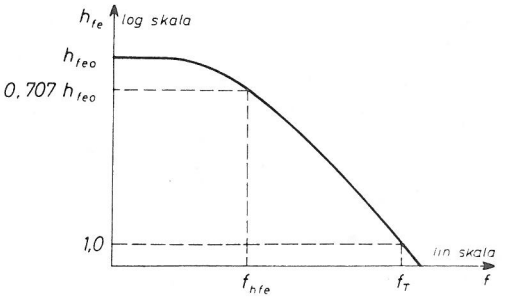

**Sl. 11.13. Ovisnost strujnog pojačanja $h_{FE}$ za velike signale o struji kolektora**

Strujno pojačanje za male signale $h_{fe}$ za spoj sa zajedničkim emiterom ovisi o istim veličinama kao $h_{FE}$. Slika 11.15. prikazuje *frekvencijsku ovisnost strujnog pojačanja* $h_{fe}$. Uz ovu frekvencijsku karakteristiku uvodimo slijedeće važne termine:

— $h_{feo}$ je niskofrekventna vrijednost $h_{fe}$, obično se specificira kod 1 000 Hz,
— $f_{hfe}$ je frekvencija kod koje je $h_{fe}$ pao na 0,707 $h_{feo}$ i
— $f_T$ je frekvencija kod koje je $h_{fe}$ pao na 1,0.




**Sl. 11.14. Uvjeti mjerenja strujnog pojačanja $h_{FE}$ za velike signale**



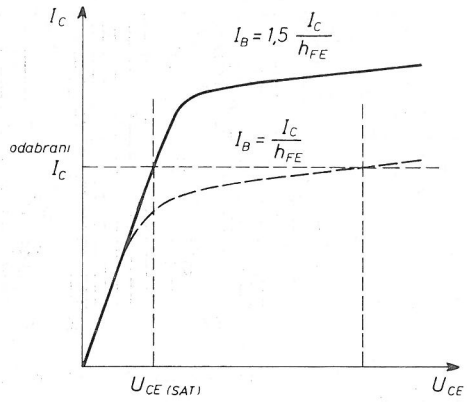

**Sl. 11.15. Ovisnost strujnog pojačanja za male signale $h_{fe}$ o frekvenciji**

## 11.7. Otpor zasićenja

*Otpor zasićenja* govori o minimalnom padu napona na tranzistoru u stanju vođenja, tj. koliko se tranzistor približava idealnoj sklopki. Otpor zasićenja izražava se ili kao otpor $r_{CE(SAT)}$ (engl. *saturation* znači zasićenje) ili kao pad napona $U_{CE(SAT)}$ kod određene struje $I_C$. Tranzistor dolazi u stanje zasićenja davanjem dovoljno velike istosmjerne struje bazi. Iskustvo kaže da je dovoljno uzeti

$$I_B \geq 1{,}5 \frac{I_C}{h_{FE}} \tag{11.9}$$

Ovaj uvjet ilustrira slika 11.16.




**Sl. 11.16. Uvjeti mjerenja napona zasićenja $U_{CE(SAT)}$**

## 11.8. Strujne i temperaturne granice

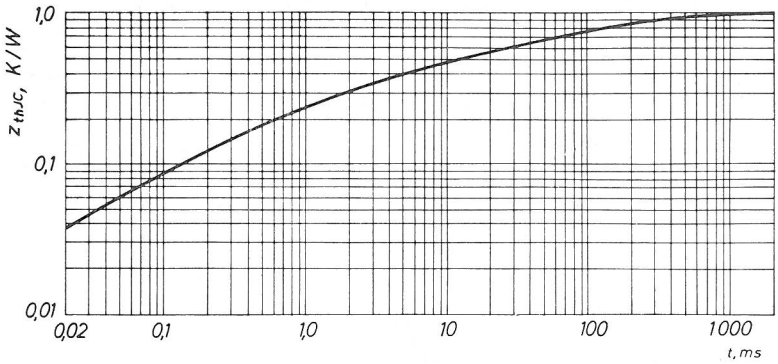
*Granična struja tranzistora* je ona najveća struja kod koje, prema podacima proizvođača, tranzistor još ima zadovoljavajuće pojačanje ili još ne postoji opasnost od prekomjernog zagrijavanja omskih djelova strukture (dovodi, lemna mjesta). Dakle, prekoračenje granične struje može dovesti do malog pojačanja ili do uništenja tranzistora.

Teoretski *najveća moguća radna temperatura silicija* jest temperatura kod koje intrinsična vodljivost počinje nadvladavati ekstrinsičnu. Ova teoretski najveća moguća temperatura ovisi o koncentraciji primjesa; određuje je najslabije dopirano područje silicijeve pločice. Graničnu radnu temperaturu silicija osim toga određuju i dodatni utjecaji kao što su npr. temperatura taljenja lemnih legura i temperatura kod koje dolazi do trajnih promjena osobina silicijeve pločice. Ako se prekorači granična radna temperatura silicija, karakteristike tranzistora doživljavaju ireverzibilne promjene, osobito glede zapornih struja i strujnog pojačanja.

## 11.9. Gubici tranzistora ograničeni virtuelnom temperaturom silicija

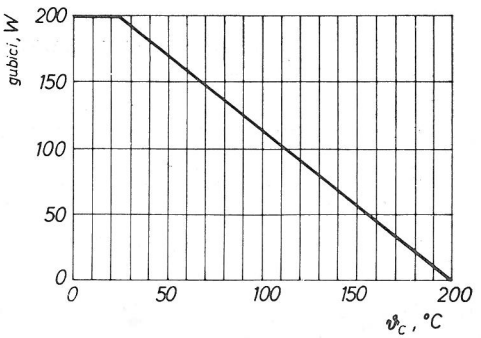
U naslovu ovog odsječka istaknuli smo da ćemo razmotriti *gubitke ograničene u osnovi graničnom virtuelnom temperaturom* silicija, a ne sekundarnim probojem. Ove gubitke određuje granična virtuelna temperatura silicija i prijelazna toplinska impedancija silicij — kućište — rashladno tijelo. Glavni dio gubitaka nastaje na kolektorskom *P-N* prijelazu.

*Prijelazna toplinska impedancija za konstantnu struju* određuje se mjerenjem na slijedeći način. Tranzistor se stavi na beskonačno veliko rashladno tijelo (termostatirana ploča) i strujno se opterećuje dok se ne postigne stanje toplinske ravnoteže. Struja se zatim prekine i zapisuje se krivulja hlađenja kolektorskog *P-N* prijelaza (do temperature kolektorskog *P-N* prijelaza dolazi se indirektno, na temelju unaprijed poznate temperaturne ovisnosti pada napona u propusnom smjeru kolektorskog *P-N* prijelaza kod neke baždarne struje koja zanemarivo zagrijava silicij; usporedi odsječak 14.7). Konačno, dijeljenjem temperature s gubicima dobiva se prijelazna toplinska impedancija za konstantnu struju, slika 11.17.




**Sl. 11.17. Prijelazna toplinska impedancija tranzistora za konstantnu struju**

Prijelazna toplinska impedancija za konstantnu struju služi za proračun maksimalne virtuelne temperature silicija za proizvoljna strujna opterećenja, npr. jednim pravokutnim impulsom gubitaka, nizom pravokutnih impulsa gubitaka i sl. (v. poglavlje 15). Pomoću toplinskog otpora (stacionarna vrijednost prijelazne toplinske impedancije) može se izračunati dijagram ovisnosti graničnih toplinskih gubitaka o temperaturi kućišta, slika 11.18. Nagib pravca jednak je recipročnoj vrijednosti toplinskog otpora.



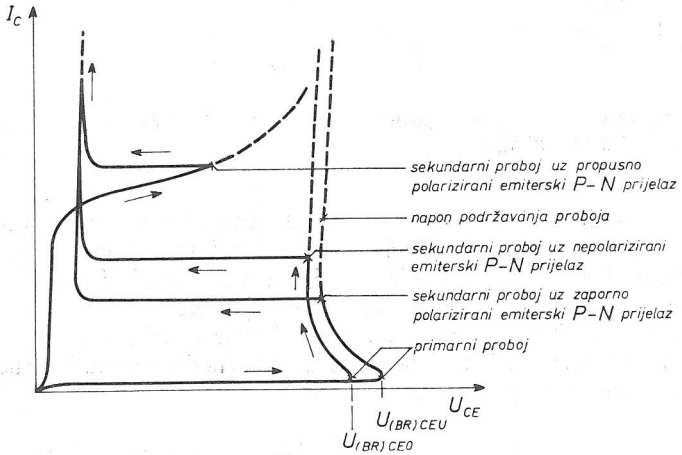

**Sl. 11.18. Dijagram ovisnosti gubitaka ograničenih virtuelnom temperaturom silicija o temperaturi kućišta**

Istaknimo još jednom da se na temelju toplinskog otpora ili prijelazne toplinske impedancije za konstantnu struju mogu izračunati granični gubici samo onda ako ne postoji opasnost od sekundarnog proboja.

## 11.10. Gubici tranzistora ograničeni sekundarnim probojem

Drugi čimbenik koji ponekad *ograničuje gubitke u tranzistoru jest sekundarni proboj*. Početak sekundarnog proboja indicira naglo opadanje napona između kolektora i emitera, slika 11.19, (dinamički je otpor vrlo malen). Zadržavanje u području sekundarnog proboja duže od nekoliko mikrosekundi obično dovodi do kvarenja karakteristika ili do uništenja tranzistora.

Sekundarnom proboju nužno ne prethodi prolaženje područja lavinskog (ili primarnog) proboja. Slika 11.19. daje tri primjera izlaznih karakteristika tranzistora u području sekundarnog proboja. U dva slučaja sekundarnom proboju prethodi prolaženje područja lavinskog proboja ($U_{(BR)CEU}$ i $U_{(BR)CEO}$). U trećem slučaju do sekundarnog proboja dolazi izravno, bez prethodnog prolaženja područja lavinskog proboja i područja podržavanja proboja, u radnom području izlaznih karakteristika. Dakle, naziv »sekundarni proboj«, premda opće prihvaćen, može uzrokovati stanovitu zabunu.




**Sl. 11.19. Izlazne karakteristike tranzistora u spoju sa zajedničkim emiterom u području sekundarnog proboja**

Glede sekundarnog proboja vrijede slijedeće opće konstatacije:

— sekundarni proboj uvijek započinje u području relativno visokih gubitaka u polju izlaznih karakteristika tranzistora i

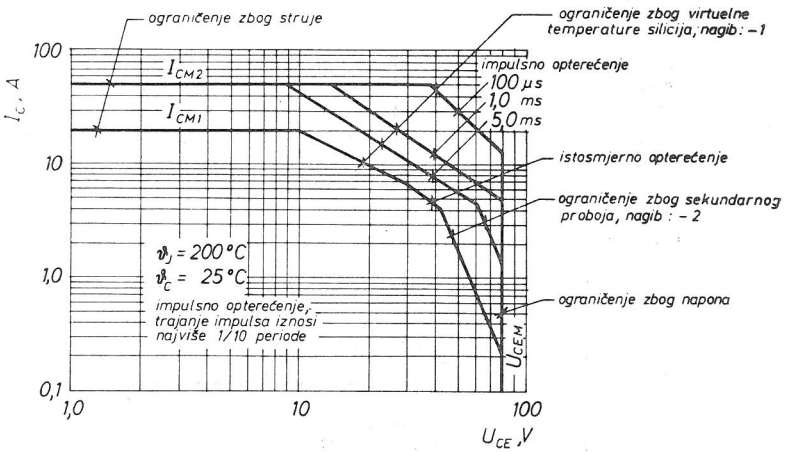
— sekundarni proboj nastupa s određenim kašnjenjem nakon uvođenja kritičnih gubitaka.

Kritični gubici ovise o brojnim činiocima: o naponu između kolektora i emitera, o naponu i otporu između baze i emitera, o temperaturi silicija i, očito, o konstrukciji. Što je manji napon i veći otpor između baze i emitera, to je ovaj kritični nivo gubitaka veći (objašnjenje: transverzalno električno polje u području baze ovisi o struji kroz područje baze). Visokofrekventni tranzistori (uska baza) su skloniji sekundarnom proboju od niskofrekventnih tranzistora (široka baza) (v. odsječak 5.11).

## 11.11. Opteretivost tranzistora u aktivnom području

*Dijagram opteretivosti tranzistora u aktivnom području*, slika 11.20, dobiva se spajanjem informacija o graničnim naponima, o graničnim strujama, o gubicima ograničenim virtuelnom temperaturom silicija i o gubicima ograničenim sekundarnim probojem u dijagram. Rezultat je niz krivulja $I_C = f(U_{CE})$ koje omeđuju područje pouzdanog rada.

Dijagram opteretivosti tranzistora u aktivnom području crta se u log-log koordinatnom sustavu, slika 11.20. Ograničenje uslijed granične struje predstavljaju pravci paralelni s apscisom. Ograničenje uslijed granične virtuelne temperature silicija predstavljaju pravci s nagibom $-1$; ovi pravci označuju hiperbolu konstantnih gubitaka $I_C = KU_{CE}^{-1}$. Ograničenje uslijed sekundarnog proboja predstavljaju pravci nagiba većeg od $-1$ (v. jednadžbu (5.26), $n$ je veći od 1, pa je kut nagiba veći od 45°). Ograničenje uslijed probojnog napona između kolektora i emitera predstavlja pravac paralelan s ordinatom.




**Sl. 11.20. Dijagram opteretivosti tranzistora u aktivnom području**

Dijagram opteretivosti tranzistora u aktivnom području daje se za opterećenje istosmjernom strujom i za opterećenje jednokratnim strujnim impulsima (strujni su impulsi toliko razmaknuti da prije opterećenja slijedećim impulsom tranzistor dolazi u stanje prethodne toplinske ravnoteže) i to kod jedne određene temperature kućišta $\vartheta_C$. Gubici s kojima se može trenutno opteretiti tranzistor rastu kako se skraćuje trajanje strujnog impulsa.

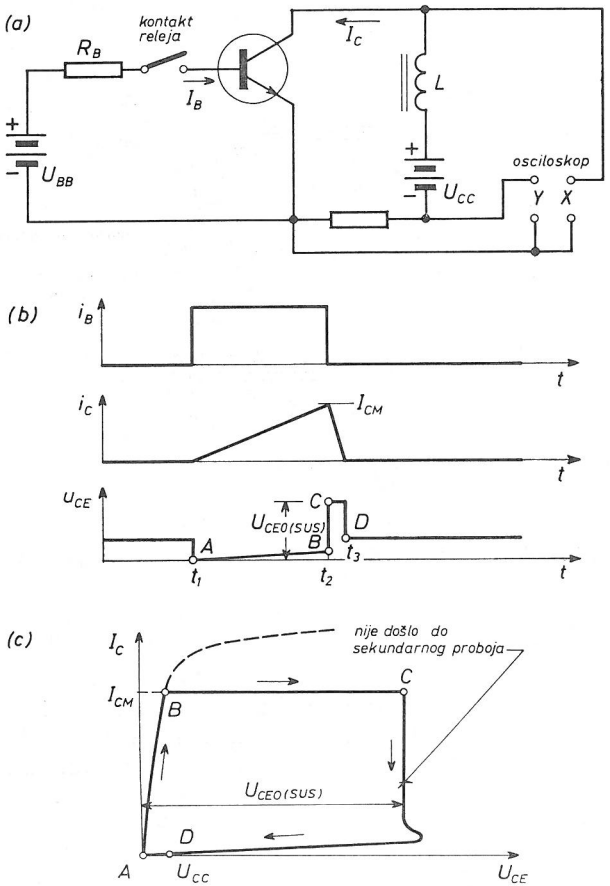
U području gdje gubitke ograničuje granična virtuelna temperatura silicija $\vartheta_{JM}$ i prijelazna toplinska impedancija $z_{th}$ granični gubici računaju se iz slijedeće formule

$$P = \frac{\vartheta_{JM} - \vartheta_C}{z_{th}(\varkappa)} \tag{11.10}$$

gdje je $\varkappa$ trajanje strujnog impulsa. Ova jednadžba određuje u log-log koordinatnom sustavu pravac konstantnih gubitaka. Ako pravac konstantnih gubitaka zalazi u područje sekundarnog proboja, strujno opterećenje tranzistora treba smanjiti.

## 11.12. Opteretivost tranzistora kod prebacivanja iz stanja vođenja u stanje blokiranja

Problemu *opteretivosti tranzistora pri zapornoj polarizaciji emiterskog P-N prijelaza* prići ćemo objašnjavanjem metode mjerenja opteretivosti, slika 11.21. Glavne komponente mjernog kruga jesu: izvor $U_{CC}$ relativno niskog napona, prigušnica u seriji s kolektorom $L$ i generator pravokutnih impulsa u krugu baze.




**Sl. 11.21. Metoda mjerenja opteretivosti tranzistora kod prebacivanja iz stanja vođenja u stanje blokiranja**

U trenutku $t_1$ krug baze se zatvara i tranzistor dolazi i u stanje zasićenja. Struja kolektora, zbog velikog induktiviteta $L$, raste konstantnom brzinom. U trenutku $t_2$ krug baze se otvara. Napon $u_{CE}$ postiže vrijednost $U_{CEO(SUS)}$. Struja kolektora pada. Od trenutka $t_2$ do trenutka $t_3$ (ako je $U_{CC} \ll U_{CEO(SUS)}$) energija uskladištena u prigušnici

$$\frac{1}{2} L I_{CM}^2 \tag{11.11}$$

disipira se u tranzistoru. Potpuni obilazak kolektorske karakteristike, slika 11.21.c, pokazuje da nije došlo do sekundarnog proboja.

Većina krugova s kojima se susrećemo u praksi (npr. izmjenjivači, čoperi) može se svesti na opisani ispitni krug. Prema tome, opteretivost tranzistora prilikom prebacivanja iz stanja vođenja u stanje blokiranja može se deklarirati parametrima ispitnog kruga:

— otporom u krugu baze $R_{BE}$,
— naponskim izvorom u krugu baze $U_{BB}$ i
— induktivitetom u krugu kolektora $L$.

## 11.13. Proračun granične strujne opteretivosti u aktivnom području (kriterij: neprekoračenje granične virtuelne temperature silicija)

*Proračun granične strujne opteretivosti energetskih tranzistora, ako gubitke ograničuje virtuelna temperatura silicija* a ne sekundarni proboj, provodi se kao i kod ostalih poluvodičkih energetskih ventila (v. poglavlje 15). Međutim, ako nije poznata prijelazna toplinska impedancija nego samo dijagram opteretivosti tranzistora u aktivnom području, onda proračun granične strujne opteretivosti energetskih tranzistora ima neke specifičnosti na koje ćemo ukazati u ovom odsječku. Razmotrit ćemo nekoliko karakterističnih slučajeva opterećenja.

### a) Opterećenje konstantnom istosmjernom strujom

Dijagram opteretivosti tranzistora u aktivnom području daje se obično samo za jednu temperaturu kućišta $\vartheta_{CO}$ npr. 25 °C (slika 11.20). Zato postavimo pitanje: kolika smije biti konstantna istosmjerna struja kod neke druge temperature kućišta $\vartheta_C > \vartheta_{CO}$?

Kod temperature kućišta $\vartheta_{CO}$ tranzistor se smije opteretiti gubicima

$$P = \frac{\vartheta_{JM} - \vartheta_{CO}}{R_{thJC}} \tag{11.12}$$

gdje je

$\vartheta_{JM}$ granična virtuelna temperatura silicija
$R_{thJC}$ toplinski otpor između silicija i kućišta

Kod temperature kućišta $\vartheta_C > \vartheta_{CO}$ tranzistor se smije opteretiti $k$ puta manjim gubicima

$$k\,P = \frac{\vartheta_{JM} - \vartheta_C}{R_{thJC}} \tag{11.13}$$

Dijeljenjem (11.13) s (11.12) dobivamo faktor $k$

$$k = \frac{\vartheta_{JM} - \vartheta_C}{\vartheta_{JM} - \vartheta_{CO}} \tag{11.14}$$

Iz iznesenog slijedi da je granična istosmjerna struja pri temperaturi kućišta $\vartheta_C > \vartheta_{CO}$ $k$ puta manja od granične istosmjerne struje pri temperaturi kućišta $\vartheta_{CO}$. Dakle, ako tražimo graničnu istosmjernu struju pri temperaturi kućišta $\vartheta_C$ na koju se dijagram opteretivosti tranzistora u aktivnom području ne odnosi, onda treba očitanu graničnu istosmjernu struju pri temperatpuri kućišta $\vartheta_{CO}$ pomnožiti s faktorom $k$.

### b) Jednokratno opterećenje pravokutnim impulsima struje

I u ovom slučaju postavlja se isto pitanje: kolika smije biti amplituda impulsa, ako se temperatura kućišta $\vartheta_C$ razlikuje od one temperature kućišta $\vartheta_{CO}$ za koju se daje dijagram opteretivosti tranzistora (slika 11.20)?

Analognim razmišljanjem kao u slučaju opterećenja konstantnom istosmjernom strujom

$$P(\varkappa) = \frac{\vartheta_{JM} - \vartheta_{CO}}{z_{thJC}(\varkappa)}$$

$$k\,P(\varkappa) = \frac{\vartheta_{JM} - \vartheta_{C}}{z_{thJC}(\varkappa)} \tag{11.15}$$

gdje je

$z_{thJC}$ prijelazna toplinska impedancija za konstantnu struju između silicija i kućišta u trenutku $\varkappa$

$\varkappa$ trajanje strujnog impulsa

dolazimo do zaključka da očitanu struju pri temperaturi kućišta $\vartheta_{CO}$ treba pomnožiti s faktorom $k$ koji daje formula (11.14).

### c) Opterećenje periodičkim pravokutnim impulsima struje

Ako je poznata prijelazna toplinska impedancija za konstantnu struju, onda graničnu amplitudu periodičkih pravokutnih impulsa gubitaka izračunavamo iz formule (15.11) i (15.17). Ako prijelazna toplinska impedancija za konstantnu struju nije poznata nego je poznat samo toplinski otpor i dijagram opteretivosti tranzistora jednokratnim impulsima u aktivnom području (slika 11.20), onda možemo provjeriti da li tranzistor izdrži periodičko opterećenje pravokutnim impulsima gubitaka $P(\varkappa)$ ovako:

Periodički pravokutni impulsi gubitaka amplitude $P$ i trajanja $\varkappa$ zagrijavaju silicij na srednju virtuelnu temperaturu

$$\vartheta_{J(AV)} = \vartheta_{AMB} + P(\varkappa)\,\delta\,R_{thJ(AMB)} \tag{11.16}$$

gdje je

$\vartheta_{AMB}$ temperatura rashladnog sredstva

$\delta = \varkappa/T$

$T$ trajanje periode

$\varkappa$ trajanje pravokutnih impulsa gubitaka

$R_{thJ(AMB)}$ toplinski otpor između silicija i rashladnog sredstva

$P(\varkappa)$ amplituda pravokutnih impulsa gubitaka trajanja $\varkappa$

Stvarna virtuelna temperatura silicija je na kraju svakog impulsa gubitaka viša od $\vartheta_{J(AV)}$, a na početku svakog impulsa gubitaka niža od $\vartheta_{J(AV)}$. Zanemarimo ovo sniženje temperature na početku impulsa gubitaka i još pretpostavimo da je na početku impulsa gubitaka temperatura kućišta jednaka $\vartheta_{J(AV)}$. Uz ova zanemarenja računamo kao da se radi o jednokratnom strujnom impulsu kod temperature kućišta $\vartheta_{J(AV)}$.

Tako se usporedbom s jednokratnim opterećenjem pravokutnim impulsom gubitaka može pesimistički procijeniti granična amplituda periodičkih pravokutnih impulsa gubitaka.

**d) Opterećenje nepravilnim impulsima struje**

Zadaća se svodi na traženje ekvivalentnih pravokutnih impulsa gubitaka. Rješava se u nekoliko koraka.

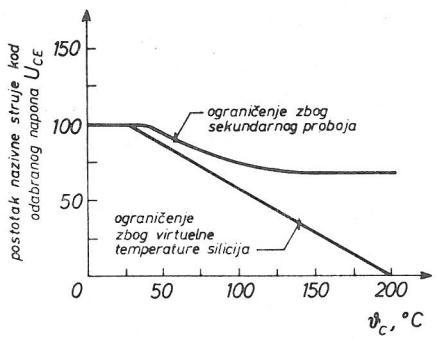
— Utvrđuje se vremenska ovisnost struje kolektora i vremenska ovisnost napona između kolektora i emitera. Množenjem trenutnih vrijednosti struje i napona dobiva se impuls gubitaka.

— Stvarni impuls gubitaka nadomješta se pravokutnim impulsom gubitaka. Amplituda pravokutnog impulsa gubitaka jednaka je amplitudi stvarnog impulsa gubitaka. Trajanje pravokutnog impulsa dobiva se dijeljenjem gubitaka stvarnog impulsa s amplitudom (v. odsječak 15.7).

— Provjerava se da opterećenje ekvivalentnim pravokutnim impulsima gubitaka nije veće od dopuštenog (vidi slučajeve b) i c) u ovom odsječku).

## 11.14. Proračun granične strujne opteretivosti u aktivnom području (kriterij: sekundarni proboj)

Utjecaj temperature na struju koju ograničuju toplinski gubici mnogo je veći nego na struju koju ograničuje sekundarni proboj. Ovu činjenicu ilustrira slika 11.22. Pravac procentualnog smanjenja struje ograničene graničnom virtuelnom temperaturom silicija grafički je prikaz formule (11.14).

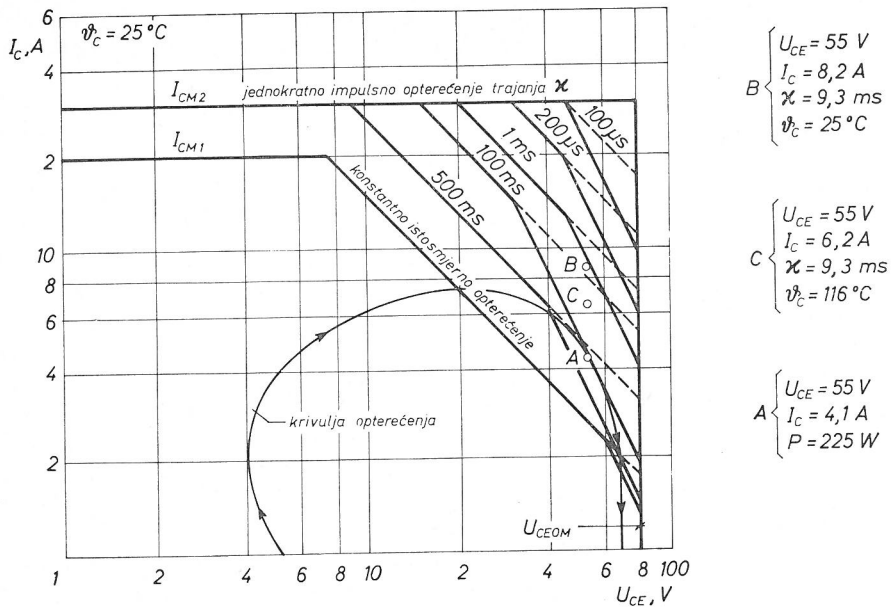



**Sl. 11.22. Temperaturna ovisnost procentualnog smanjenja struje ograničene virtuelnom temperaturom silicija i struje ograničene sekundarnim probojem u dijagramu opteretivosti tranzistora u aktivnom području**

*Proračun granične strujne opteretivosti energetskih tranzistora, ako gubitke ograničuje sekundarni proboj*, obrazložit ćemo na opterećenju nepravilnim impulsima struje.

— U dijagram opteretivosti tranzistora u aktivnom području ucrtava se krivulja opterećenja (na osnovi poznate vremenske ovisnosti $i_C$ i $u_{CE}$, slika 11.23).

— Na krivulji opterećenja pronalazi se točka koja se nalazi najdublje u području sekundarnog proboja, točka $A$.




**Sl. 11.23. K proračunu granične strujne opteretivosti u aktivnom području (kriterij: sekundarni proboj)**

— Stvaran impuls gubitaka nadomješta se pravokutnim impulsom gubitaka. Amplituda pravokutnog impulsa gubitaka jednaka je gubicima u točki *A*. Trajanje pravokutnog impulsa gubitaka dobiva se dijeljenjem gubitaka stvarnog impulsa s amplitudom pravokutnog impulsa.

— U dijagramu opteretivosti tranzistora u aktivnom području označuje se kod napona $U_{CE}$ točke *A* točka koja odgovara trajanju ekvivalentnog pravokutnog impulsa, točka *B*.

— Računa se temperatura kućišta. Ako se radi o jednokratnim impulsima, temperatura kućišta jednaka je temperaturi okoline. Ako se radi o periodičkim impulsima, temperatura kućišta jednaka je (v. odsječak 11.13.c)

$$\vartheta_C = \vartheta_{AMB} + P_{AV}\, R_{thJ(AMB)}$$

— U slučaju da je temperatura kućišta veća od one za koju je dan dijagram opteretivosti, ordinatu točke *B* treba smanjiti, točka *C*. Procentualno smanjenje struje kolektora očitava se iz dijagrama, ilustraciju kojeg prikazuje slika 11.22.

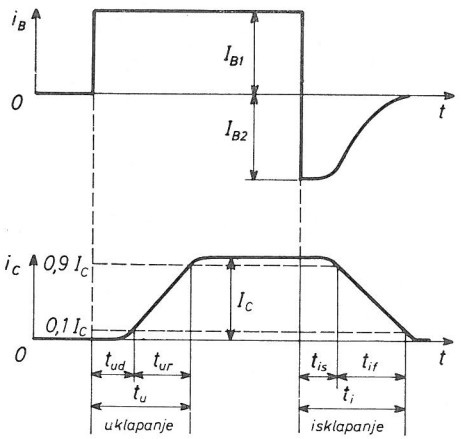
— Odabrani tranzistor zadovoljava ako je točka *C* iznad točke *A*.

## 11.15. Tranzistor kao sklopka

Ima dosta primjena u kojima se energetski *tranzistor koristi kao sklopka*. U takvim primjenama energetski se tranzistor periodički prebacuje iz područja blokiranja u područje zasićenja i iz područja zasićenja opet u područje blokiranja. Najvažnije karakteristike za primjenu tranzistora kao sklopke jesu: a) brzina prijelaza iz stanja blokiranja u stanje zasićenja i obratno, i b) gubici prijelaza iz stanja blokiranja u stanje zasićenja i obratno.

### a) Brzina uklapanja i isklapanja

Slika 11.24. prikazuje odnos struje baze i struje kolektora pri uklapanju i isklapanju tranzistora u spoju sa zajedničkim emiterom. Vidimo da prebacivanje iz stanja blokiranja u stanje zasićenja i obratno teče postupno, a ne trenutno. To je posljedica konačnog vremena koje je potrebno da se izvrši akumuliranje ili odstranjivanje nosilaca naboja unutar pojedinih područja tranzistora.




**Sl. 11.24. Definicija karakterističnih intervala pri uklapanju i isklapanju tranzistora**

*Vrijeme uklapanja* $t_u$ sastoji se od vremena kašnjenja uklapanja $t_{ud}$ i vremena porasta struje kolektora $t_{ur}$

$$t_u = t_{ud} + t_{ur} \tag{11.17}$$

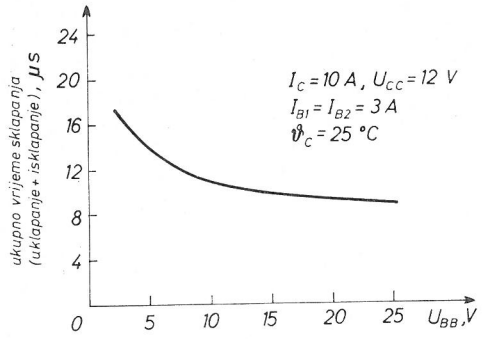
*Vrijeme kašnjenja uklapanja* je vrijeme koje je potrebno da struja kolektora naraste na 10% svoje konačne vrijednosti; mjeri se od trenutka pojave impulsa na bazi. *Vrijeme porasta struje kolektora* je vrijeme koje je potrebno da struja kolektora naraste od 10% na 90% svoje konačne vrijednosti.

*Vrijeme isklapanja* $t_i$ sastoji se od vremena zatezanja isklapanja $t_{is}$ i vremena pada struje kolektora $t_{if}$

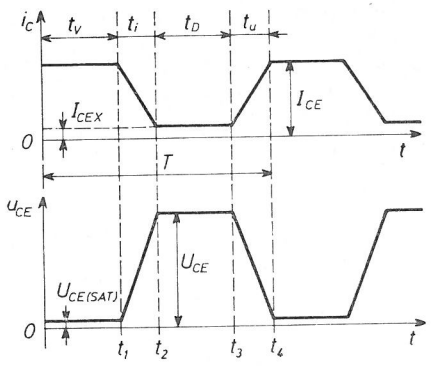
$$t_i = t_{is} + t_{if} \tag{11.18}$$

*Vrijeme zatezanja isklapanja* je vrijeme koje je potrebno da struja kolektora padne na 90% svoje početne vrijednosti; mjeri se od trenutka nestanka impulsa na bazi. *Vrijeme pada struje kolektora* je vrijeme koje je potrebno da struja kolektora padne od 90% na 10% svoje početne vrijednosti.

Vrijeme uklapanja i vrijeme isklapanja tranzistora ovise u prvom redu o samom tranzistoru, no uz to i o krugu u kojem se tranzistor nalazi. Negativni napon u krugu baze potpomaže izvlačenje zaostalog naboja iz udaljenijih područja baze i tako skraćuje vrijeme isklapanja. Slika 11.25. pokazuje, za jedan određeni tip tranzistora, da povećanje napona izvora u krugu baze od 2 V na 25 V skraćuje zbroj vremena uklapanja i isklapanja za 50% (iznos napona izvora u krugu baze ograničuje probojni napon emiterskog *P-N* prijelaza).




**Sl. 11.25. Utjecaj napona izvora u krugu baze na zbroj vremena uklapanja i isklapanja**




**Sl. 11.26. Idealizirani valni oblici struje i napona u jednoj radnoj periodi tranzistora-sklopke**

### b) Gubici uklapanja i isklapanja

Gubici nastaju prilikom uklapanja, vođenja, isklapanja i blokiranja. Srednji gubici određuju veličinu rashladnog tijela. Mogu se izraziti slijedećom formulom (v. sl. 11.26)

$$P_{AV} = \frac{1}{T}\int_0^{t_1} U_{CE(SAT)}\, I_{CE}\, \mathrm{d}t + \frac{1}{T}\int_{t_1}^{t_2} u_{CE}(t)\, i_{CE}(t)\, \mathrm{d}t +$$

$$+ \frac{1}{T}\int_{t_2}^{t_3} U_{CE}\, I_{CEX}\, \mathrm{d}t + \frac{1}{T}\int_{t_3}^{T} u_{CE}(t)\, i_{CE}(t)\, \mathrm{d}t \qquad (11.19)$$

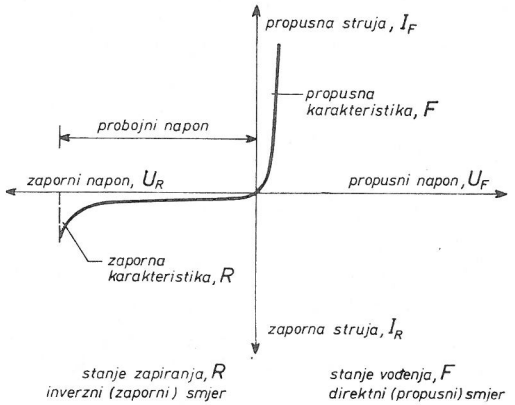
Podintegralna funkcija uvijek je umnožak struje i napona u odgovarajućem intervalu. Iz gornje jednadžbe očito proizlazi da se gubici mogu smanjiti upotrebom tranzistora koji ima slijedeće karakteristike: malen napon i struju u stanju zasićenja te kratko vrijeme uklapanja i isklapanja.

Osim srednjih gubitaka potrebno je poznavati i vršne gubitke u radu tranzistora kao sklopke. Vršni su gubici često kritičniji od srednjih (o tome više u literaturi [K 27]).

## 12. KARAKTERISTIKE ENERGETSKIH DIODA I TIRISTORA

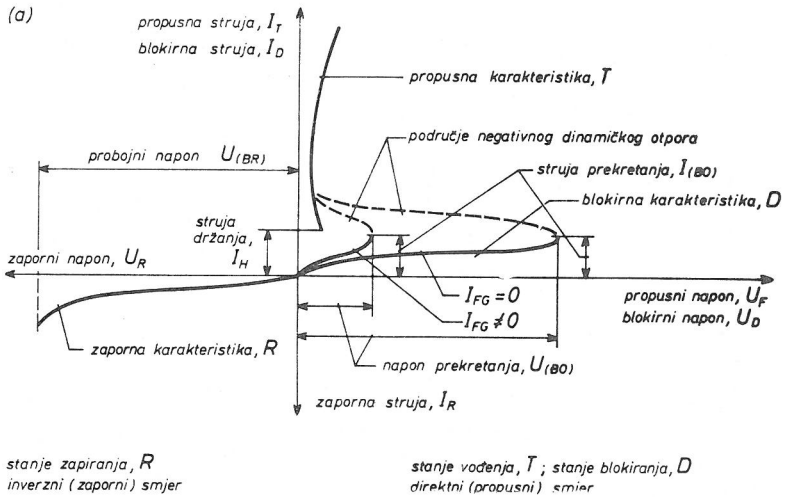
### 12.1. Nazivi i oznake *U-I* karakteristike diode te glavnog i upravljačkog kruga tiristora i trijaka

Slika 12.1. objašnjava *nazive i oznake U-I karakteristike diode.*

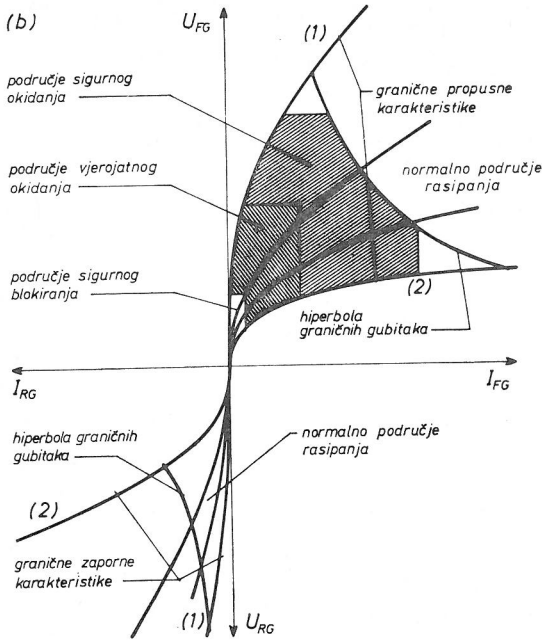



**Sl. 12.1. Definicije naziva i oznaka *U—I* karakteristike diode (karakteristika nije u mjerilu)**

Slika 12.2. objašnjava *nazive i oznake U-I karakteristike glavnog i upravljačkov kruga tiristora.* Trima stabilnim stanjima tiristora pripadaju odgovarajuće



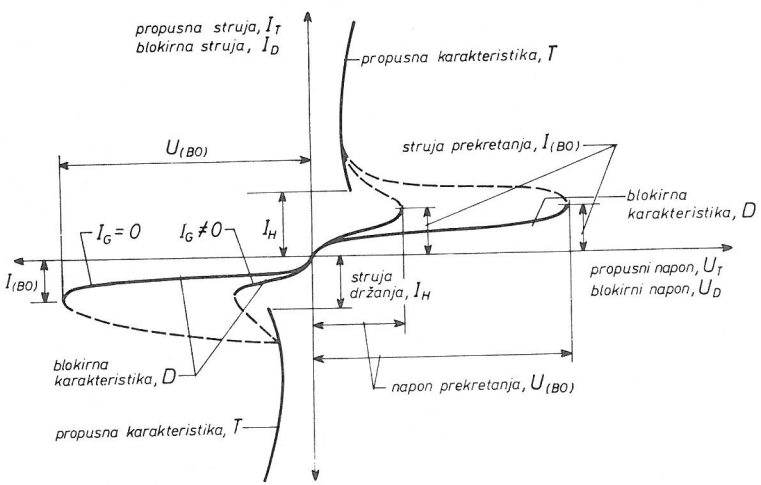

**Sl. 12.2.a. Definicije naziva i oznaka *U—I* karakteristike glavnog kruga tiristora (karakteristika nije u mjerilu)**




**Sl. 12.2.b. Definicije naziva i oznaka *U—I* karakteristike upravljačkog kruga tiristora (karakteristika nije u mjerilu)**

statičke karakteristike: zaporna, blokirna i propusna. Upravljački krug ima dvije statičke karakteristike: zapornu i propusnu.

Na slici 12.3. objašnjeni su *nazivi i oznake U-I karakteristike glavnog kruga trijaka.*




**Sl. 12.3. Definicije naziva i oznaka *U—I* karakteristike glavnog kruga trijaka (karakteristika nije u mjerilu)**

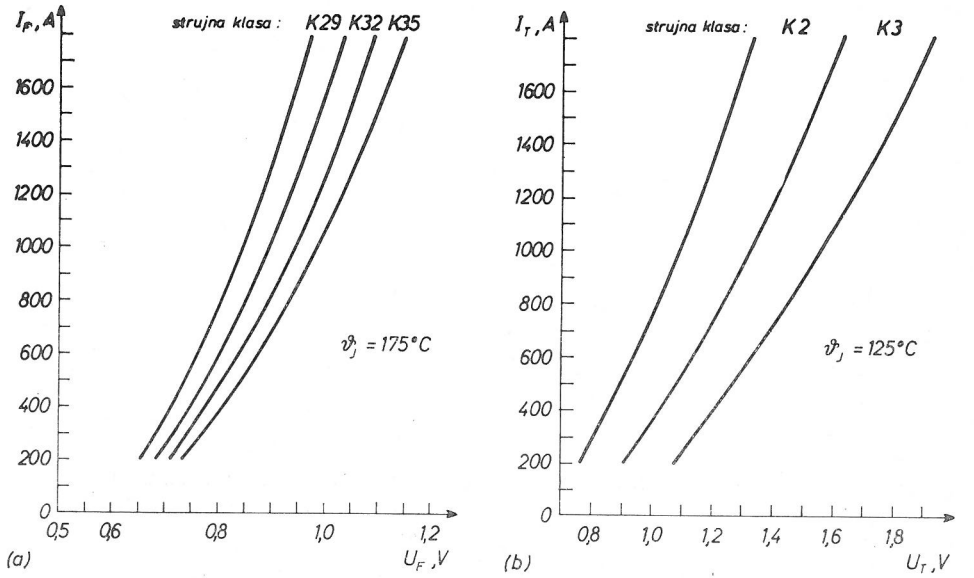
Kako vidimo, nema razlike u nazivima i oznakama između tiristora i trijaka. Karakteristike geita trijaka i u prvom i u trećem kvadrantu po obliku su jednake karakteristikama geita tiristora. Sve krakteristične veličine geita (kao npr. područje rasipanja karakteristika, područja vjerojatnog okidanja itd.) definiraju se točno na jednak način kao kod tiristora, slika 12.2.b.

## 12.2. Propusna karakteristika

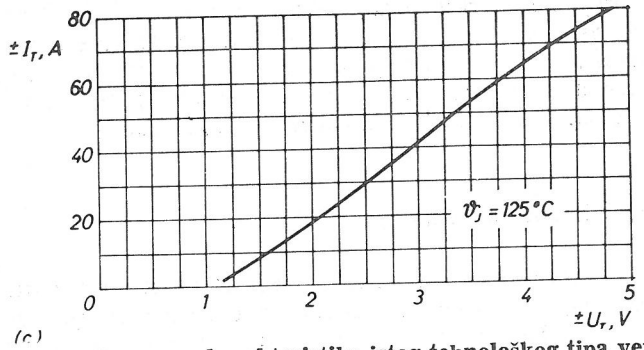
*Propusna karakteristika* daje vezu između trenutne vrijednosti struje u propusnom smjeru ($i_F$, $i_T$) i trenutne vrijednosti pada napona ($u_F$, $u_T$) mjerenog na priključcima ventila. Pad napona ($u_F$, $u_T$) sastoji se od pada napona u silicijevoj pločici i padova napona u omskim priključcima silicijeve pločice.

Razlikujemo *statičku i dinamičku propusnu karakteristiku.* Impulsi struje kratkog trajanja i velike amplitude stvaraju pad napona različit od stacionarnog. U katalozima uvijek se daje statička propusna karakteristika.

Slika 12.4.a,b. prikazuje statičku propusnu karakteristiku diode i tiristora u području normalnih i jakih strujnih opterećenja. Opažamo da se propusne karakteristike istog tehnološkog tipa ventila rasipaju. Polje rasipanja podijeljeno je u nekoliko zona. Svakoj takvoj zoni pridijeljen je broj, i taj broj označuje tzv. *strujnu klasu ventila* (na strujnu klasu mora se paziti kod paralelnog spajanja ventila, vidi poglavlje 20). Za trijake, slika 12.4.c, je uobičajeno deklarirati samo najgoru propusnu karakteristiku od oba smjera vođenja. U prosjeku pad napona u stanju vođenja tiristora veći je od pada napona u stanju vođenja diode iste naponske klase.



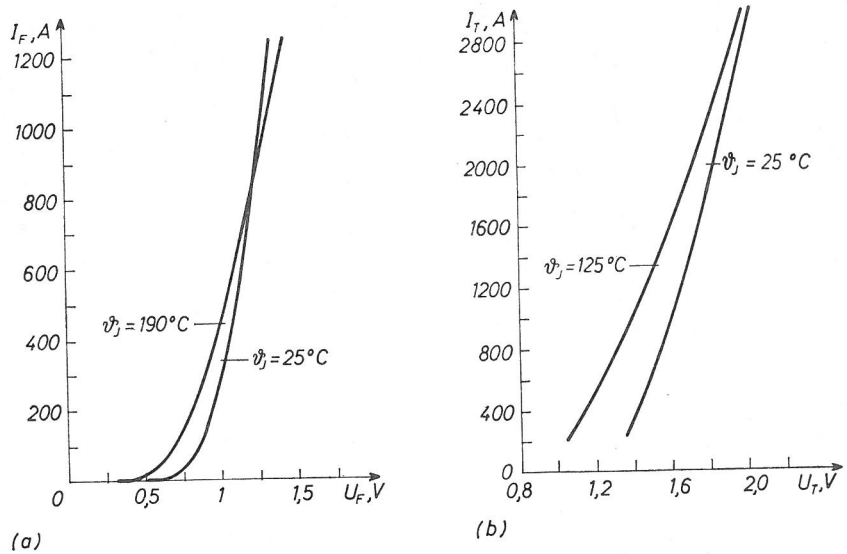

**Sl. 12.4.a,b. Propusne karakteristike istog tehnološkog tipa ventila se rasipaju: a) dioda i b) tiristor**



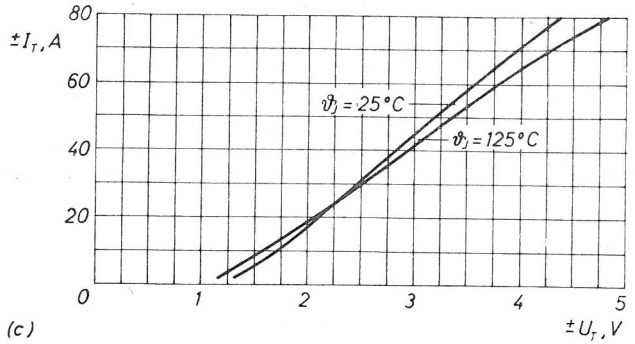

**Sl. 12.4.c. Propusne karakteristike istog tehnološkog tipa ventila se rasipaju: granična propusna karakteristika (za oba smjera) trijaka**

Slika 12.5. ilustrira *utjecaj virtuelne temperature silicija na pad napona u stanju vođenja*. Vidimo da porast temperature u jednom području smanjuje a u drugom povećava pad napona.

*Struja držanja smanjuje se s porastom virtuelne temperature silicija*; to je razumljivo jer strujna pojačanja $h_{FB}$ rastu s temperaturom. Vrijednosti struje držanja istog tehnološkog tipa tiristora se rasipaju. Npr. tipična vrijednost struje držanja jednog tiristora probojnog napona 1 400 V i strujne opteretivosti 500 A (srednja vrijednost sinusnih poluvalova struje frekvencije 50 Hz) iznosi 30 mA, maksimalna 100 mA, a minimalna 10 mA.




**Sl. 12.5.a,b. Utjecaj virtuelne temperature silicija na: a) propusnu karakteristiku diode i b) propusnu karakteristiku tiristora**




**Sl. 12.5.c. Utjecaj virtuelne temperature silicija na propusnu karakteristiku trijaka**

Za analitički proračun gubitaka *propusna se karakteristika aproksimira dvama pravcima*: *a* i *b*, slika 12.6. Apscisa sjecišta pravca *b* s *U*-osi definira napon praga. Koeficijent smjera pravca *b* je dinamički otpor. Prema tome, pad napona na ventilu jednak je

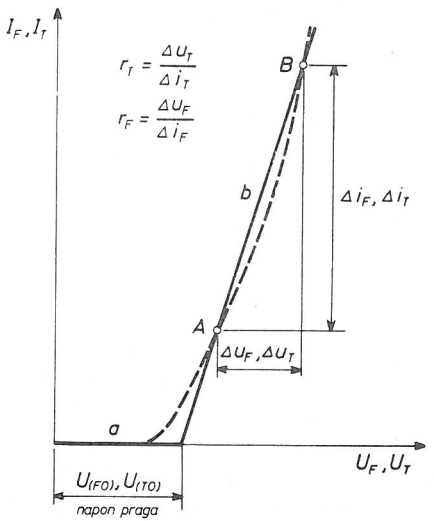
za diodu:

$$u_F = U_{(FO)} + r_F\, i_F \tag{12.1a}$$

za tiristor:

$$u_T = U_{(TO)} + r_T\, i_T \tag{12.1b}$$

Pravac *b* povlači se (u skladu s *IEC* preporukama) kroz točke koje označuju pad napona kod 0,5 i 1,5-struke granične srednje vrijednosti struje sinusnih poluvalova frekvencije 50 Hz. Napon praga i dinamički otpor temperaturno su ovisni. Napon praga opada s porastom temperature, a dinamički otpor raste.

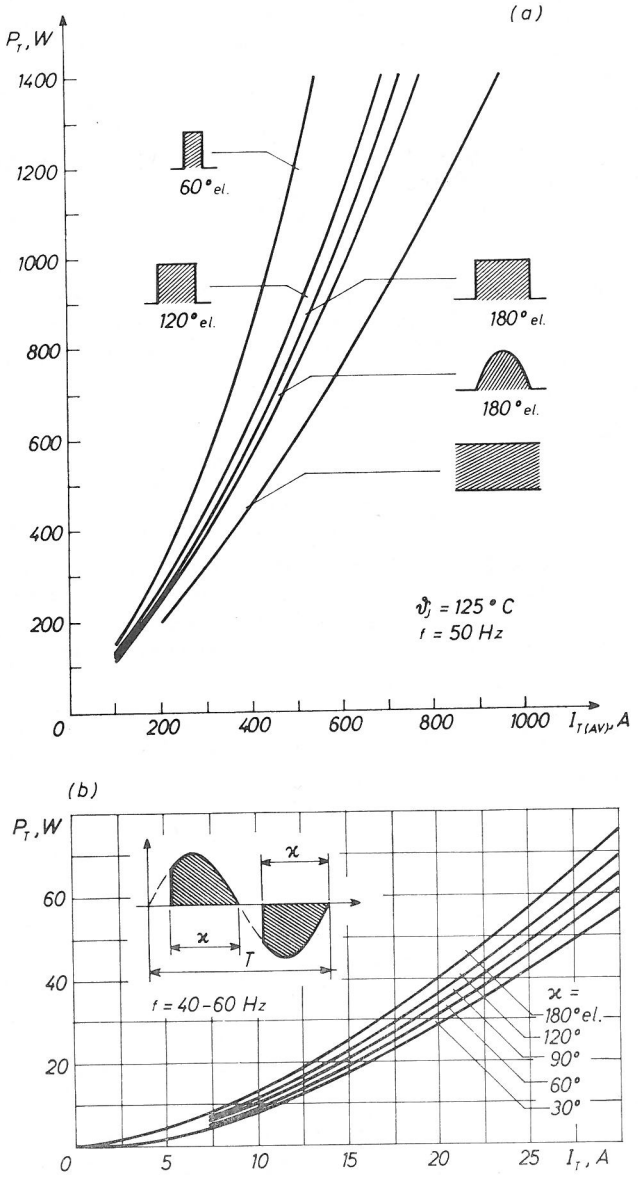



**Sl. 12.6. Aproksimacija propusne karakteristike ventila**

## 12.3. Propusni gubici

*Gubici u ventilu* sastoje se od propusnih gubitaka (gubitaka u stanju vođenja) zapornih gubitaka, gubitaka uklapanja, gubitaka isklapanja i, u slučaju upravljivih ventila, od blokirnih gubitaka i gubitaka kruga geita.

U primjenama gdje se upotrebljavaju spori energetski ventili skoro se uvijek mogu zanemariti svi gubici osim propusnih gubitaka. Zaporne gubitke treba uzeti




**Sl. 12.7. Ista srednja vrijednost struje, ali kraćeg trajanja, stvara u ventilu veće gubitke.**

u obzir kod visokonaponskih ventila, a dinamičke gubitke na višim frekvencijama ili u uvjetima velike brzine porasta propusne struje ili zapornog napona.

Trenutni iznos propusnih gubitaka dobiva se množenjem trenutne vrijednosti pada napona s trenutnom vrijednošću propusne struje, a odavde na poznat način i srednja vrijednost gubitaka. Na primjer, za diodu srednja vrijednost gubitaka iznosi

$$P_F = U_{(FO)} \cdot I_{F(AV)} + r_T \cdot I_F^2 \tag{12.2}$$

gdje je

$I_{F(AV)}$ srednja vrijednost propusne struje
$I_F$ efektivna vrijednost propusne struje

Uvođenjem faktora oblika struje $k$

$$k = I_F / I_{F(AV)}$$

u (12.2) slijedi

$$P_F = U_{(FO)} \cdot I_{F(AV)} + r_T (k \cdot I_{F(AV)})^2 \tag{12.3}$$

Na primjer, za istosmjernu struju je $k = 1$, za impulse struje oblika poluvala sinusoide je $k = \pi/4$, za pravokutne impulse struje trajanja 120° el. je $k = 3$, a za pravokutne impulse struje trajanja 60° el. je $k = 6$.

Primjetimo da se *poluvodički ventili ne zagrijavaju proporcionalno s kvadratom efektivne vrijednosti struje.* Primijetimo i to da sinusni impulsi stvaraju manje gubitaka od pravokutnih jednakog trajanja i jednake srednje vrijednosti.

Propusni gubici za vrlo često susretana strujna opterećenja — sinusnim i pravokutnim strujnim impulsima frekvencije 50 Hz (npr. ispravljači) — daju se u zasebnim dijagramima, kakav prikazuje slika 12.7. Parametri su virtuelna temperatura silicija i strujna klasa.

## 12.4. Prijelazna toplinska impedancija

Definicije toplinskih otpora i impendancija ventila jasne su iz slike 9.2. Definiraju se slijedeće toplinske impedancije:

— unutarnja toplinska impedancija ventila (toplinska impedancija između silicija i dosjedne površine kućišta s rashladnim tijelom),
— toplinski otpor prijelaza između kućišta ventila i rashladnog tijela,
— toplinska impedancija rashladnog tijela (toplinska impedancija između dosjedne površine rashladnog tijela s kućištem i rashladnog sredstva).

*Prijelazna toplinska impedancija za impulsnu struju* ima slijedeći načelni oblik

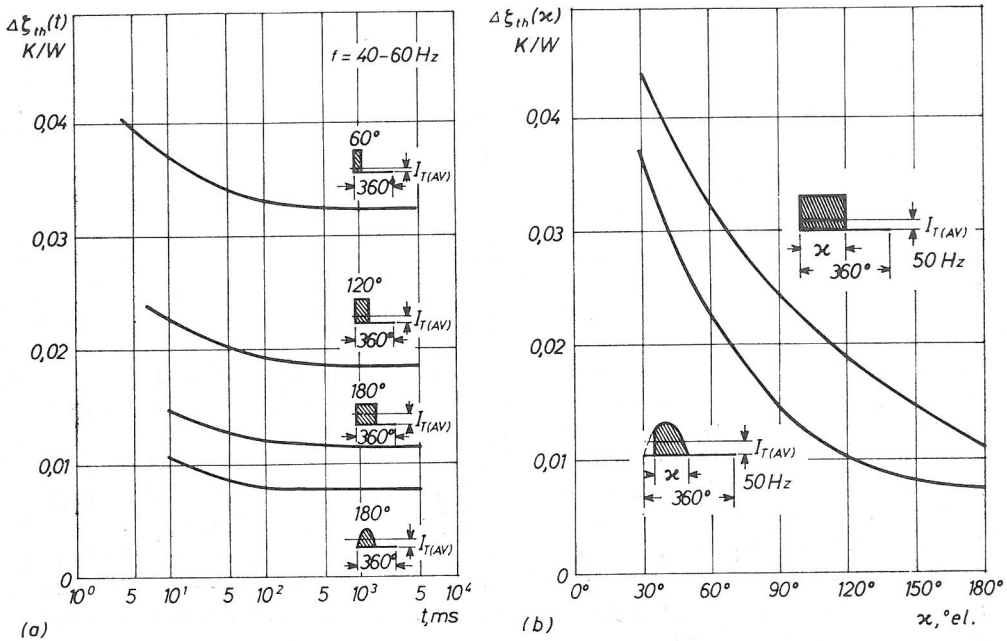
$$\zeta_{th}(t) = z_{th}(t) + \Delta\zeta_{th}(t) \tag{12.4}$$

gdje je

$z_{th}(t)$ prijelazna toplinska impedancija za konstantnu struju
$\Delta\zeta_{th}(t)$ razlika između prijelazne toplinske impedancije za impulsnu i konstantnu struju

Prijelazna toplinska impedancija za impulsnu struju dobiva se iz prijelazne toplinske impedancije za konstantnu struju dodavanjem impedancije $\Delta\zeta_{th}(t)$. Slika

12.8.a. ilustrira vremensku ovisnost $\Delta\zeta_{th}(t)$ za različite oblike strujnih impulsa (frekvencija je parametar, jer $\Delta\zeta_{th}(t)$ ovisi o frekvenciji impulsa). Slika 12.8.b. ilustrira stacionarnu vrijednost $\Delta\zeta_{th}(t)$, tj. $\Delta\zeta_{th}(\infty)$, za dva valna oblika impulsa struje koja se susreću npr. kod ispravljača i regulatora izmjenične struje.




**Sl. 12.8. Što je impuls gubitaka kraći, to su veće oscilacije temperature silicija i to je veći $\Delta\xi_{th}$.**

Dio $\Delta\zeta_{th}(t)$ prijelazne toplinske impedancije $\zeta_{th}(t)$, ako je frekvencija strujnih impulsa dovoljno velika (to je dobro ispunjeno već kod frekvencije 50 Hz), praktički se cijeli pribraja unutarnjoj toplinskoj impedanciji

$$\zeta_{thJC}(t) \approx z_{thJC}(t) + \Delta\zeta_{th}(t) \qquad (12.5.a)$$

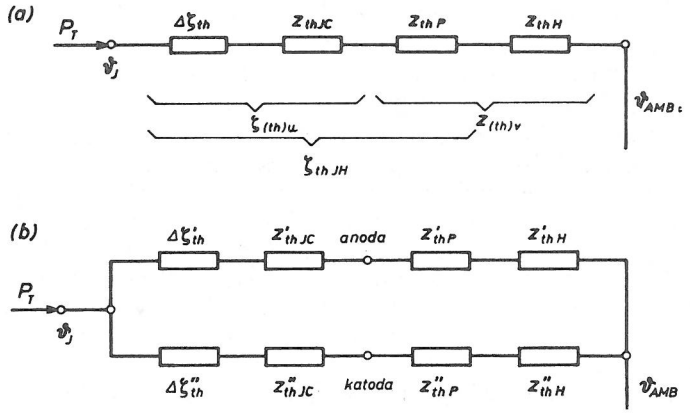
Prijelazna toplinska impedancija rashladnog tijela za impulsnu struju $\zeta_{thH}(t)$ dovoljno je točno jednaka prijelaznoj toplinskoj impedanciji rashladnog tijela za konstantnu struju $z_{thH}(t)$.

$$\zeta_{thH}(t) \approx z_{thH}(t) \qquad (12.5.b)$$

Rashladno tijelo ima veliki toplinski kapacitet i sa svojom temperaturom ne prati oscilacije temperature silicija.

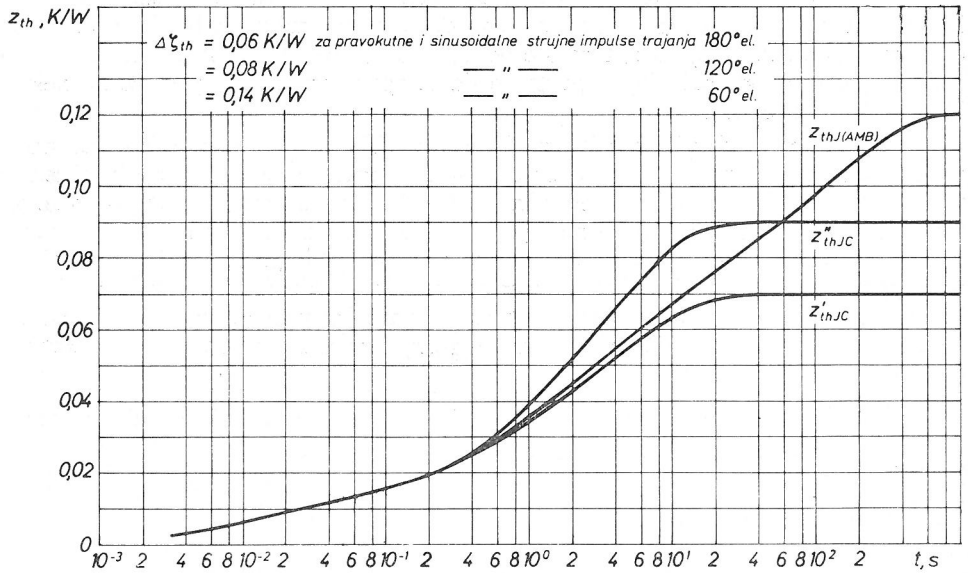
Jednadžba (12.4) upućuje na to da se toplinska shema ventila može formalno prikazati kao na slici 12.9. Za ventile s jednostranim hlađenjem, slika 12.9.a, deklarira se unutarnja (silicij — kućište) toplinska impedancija i ukupna (silicij — rashladno sredstvo) toplinska impedancija, i to za konstantnu i impulsnu struju. Za ventile s dvostranim hlađenjem shema nije tako jednostavna, slika 12.9.b. Općenito, toplinska shema dvostrano hlađenog ventila nije simetrična, tj. toplinske impedan-

cije silicij — anodno rashladno tijelo i silicij — katodno rashladno tijelo nisu jednake, pa se ne može definirati jedna vrijednost unutarnje toplinske impedancije koja bi bila mjerodavna za odvod topline. Zato se definira unutarnja toplinska impedancija prema anodnom rashladnom tijelu, unutarnja toplinska impedancija prema katodnom rashladnom tijelu i ukupna toplinska impedancija (silicij — rashladno sredstvo), opet za konstantnu i impulsnu struju.




**Sl. 12.9. Formalni prikaz prijelazne toplinske impedancije: a) jednostrano i b) dvostrano hlađenog ventila**

Pogledajmo sliku 12.10. koja ilustrira prijelazne toplinske impedancije za konstantnu struju jednog tiristora predviđenog za jednostrano i dvostrano hla-




**Sl. 12.10. Prijelazna toplinska impedancija za konstantnu struju toplinski nesimetričnog tiristora predviđenog za jednostrano i dvostrano hlađenje**

đenje. Razlika između toplinske impedancije silicij — dosjedna površina kućišta s katodnim rashladnim tijelom (bez anodnog rashladnog tijela) $z'_{thJC}$ i toplinske impedancije silicij — dosjedna površina kućišta s anodnim rashladnim tijelom (bez katodnog rashladnog tijela) $z''_{thJC}$ uvjetovana je konstrukcijom. Prijelazna toplinska impedancija $z'_{thJC}$ i $z''_{thJC}$ podudara se s prijelaznom toplinskom impedancijom silicij — rashladni zrak $z_{thJ(AMB)}$ za dvostrano hlađenje za vremena dok još nije nastupio odvod topline s kućišta na rashladno tijelo.

Prijelazna toplinska impedancija daje informaciju o toplinskom ponašanju ventila za vremena duža od približno 1 ms. Prema tome, pomoću prijelazne toplinske impedancije može se izračunati vremenski tok virtuelne temperature silicija za bilo koji vremenski tok struje u vremenima dužim od približno 1 ms.

Valja upozoriti na još jednu razliku između toplinskog ponašanja dioda i tiristora. Kod dioda obično se daje jedna toplinska impedancija za bilo koji valni oblik struje, a kod tiristora uvijek se daje za svaki valni oblik struje posebna toplinska impedancija. Zaporna karakteristika dioda nije jako temperaturno ovisna, i zato oscilacije temperature silicija oko srednje temperature nisu bitne za strujno dimenzioniranje (ako ne prelaze stanovitu amplitudu). Naprotiv, blokirna karakteristika tiristora, osobito napon prekretanja, kritično ovise o temperaturi, pa je potrebno moći izračunati temperaturu silicija neposredno nakon završetka strujnog impulsa. Ovu je zadaću najlakše riješiti prikladno definiranom prijelaznom toplinskom impedancijom za impulsnu struju.

## 12.5. Granične temperature

### a) Gornja i donja granična virtuelna temperatura silicija

*Gornja granična virtuelna temperatura silicija* u normalnim režimima rada kreće se, u sadašnjem trenutku razvoja, za diode u području od 140 °C do 200 °C (vrlo rijetko do 250 °C), a za tiristore od 100 °C do 150 °C. U kvarnim režimima rada (udarna preopterećenja) dopušta se da temperatura silicija poraste na nekoliko stotina stupnjeva.

Prilikom postavljanja gornje granične virtuelne temperature silicija za normalne režime rada uzima se u obzir utjecaj temperature na električne karakteristike (zaporna i blokirna karakteristika, dinamičke karakteristike), utjecaj valovitosti temperature na mehanička naprezanja i sama konstrukcija ventila (npr. učvršćenje silicijeve pločice za kompenzacijske pločice). Primjerice, kod sporih tiristora gornju graničnu virtuelnu temperaturu silicija određuje početak gubljenja blokirnih svojstava. Valovitost temperature silicija u izravnoj je vezi s impulsnošću struje; u stanovitom kritičnom području gornja granična virtuelna temperatura ovisi o izraženosti impulsa struje.

*Donja granična temperatura silicija* ovisi o stezanju materijala na niskim temperaturama i o povećanim zahtjevima na snagu okidnih impulsa. Zbog razlika koeficijenata rastezanja sastavnih dijelova sendviča nastaju mehanička naprezanja. Minimalna temperatura silicija današnjih ventila iznosi oko — 60 °C.

### b) Granična temperatura silicija u kvarnim režimima rada

U kvarnim režimima rada virtuelna temperatura silicija penje se iznad gornje granične temperature. Jedna od fizikalnih pojava koje ograničuju *maksimalnu*

*temperaturu silicija u kvarnim režimima rada* jest stvaranje uskih vodljivih kanala. Evo o čemu je riječ. Od stanovite temperature silicija intrinsična vodljivost počinje prevladavati ekstrinsičnu. Kada jedno mjesto u siliciju postigne tu kritičnu temperaturu, ono postaje vodljivije od svoje okoline i preuzima više struje. Time se još jače zagrijava i još više raste vodljivost. Proces je kumulativan, i uskoro cijela struja teče preko jednog kanala. Ako je struja dovoljno velika i ako traje dovoljno dugo, silicij se topi, i ventil je nepovratno uništen. Temperatura silicija kod koje nastaju vodljivi kanali ovisi o koncentraciji nosilaca naboja. U stanju vođenja temperatura stvaranja vodljivih kanala može biti veća od 400 °C, u stanju zapiranja kanali se stvaraju već pri temperaturi od 200 °C (ovo objašnjava zašto je udarna preopteretivost, ako se sposobnost zapiranja traži nakon preopterećenja, manja od udarne preopteretivosti bez ovog zahtjeva, v. odsječak 12.7).

### c) Gornja i donja granična temperatura kućišta

*Gornja granična temperatura kućišta* strujno neopterećenog ventila jednaka je gornjoj graničnoj virtuelnoj temperaturi silicija. Analogno vrijedi i za *donju graničnu temperaturu kućišta.*

### d) Gornja i donja granična temperatura uskladištenja

*Gornja i donja granična temperatura uskladištenja* određuje temperaturno područje unutar kojeg se mogu trajno čuvati ventili.

## 12.6. Strujna opteretivost

U ovom odsječku razmatrat ćemo strujnu opteretivost pod pretpostavkom da su propusni gubici od presudne važnosti za zagrijavanje silicija. Granična srednja, efektivna i vršna vrijednost struje ovisi o uvedenim gubicima, o gornjoj graničnoj virtuelnoj temperaturi silicija, o temperaturi okoline i o temperaturnim otporima. Svako prekoračenje graničnih struja dovodi do prekomjernog zagrijavanja silicija, a time do gubljenja deklariranih karakteristika i skraćenja životne dobi.

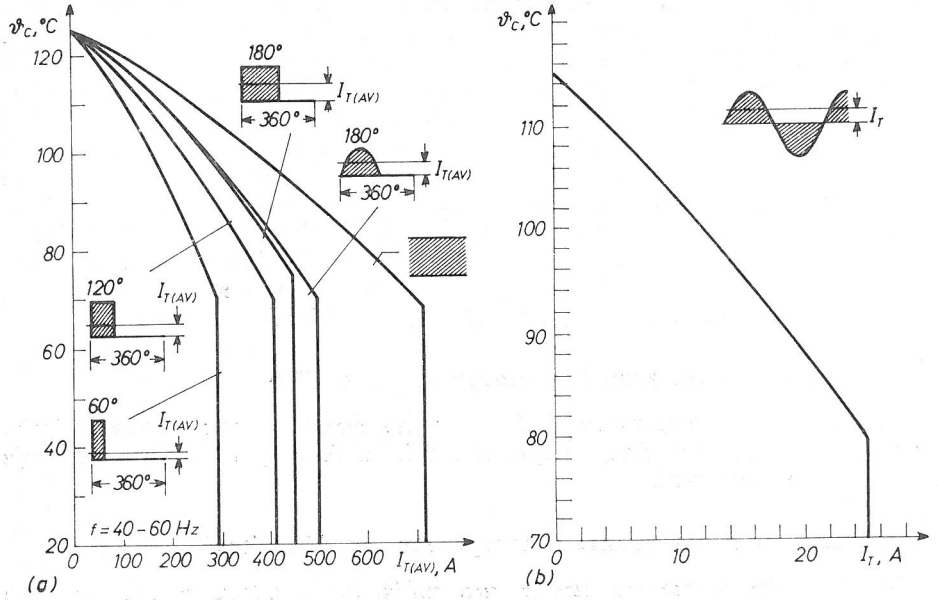
### a) Granična srednja struja određenog valnog oblika

To je najveća *trajno dopuštena srednja struja određenog valnog oblika i frekvencije* uz poznate uvjete hlađenja ili uz poznatu temperaturu neke referentne točke (najčešće na kućištu ventila). Ova granična struja zagrijava silicij na gornju graničnu virtuelnu temperaturu.

Specijalni oblik granične struje jest granična istosmjerna nevalovita struja. Za praksu je granična istosmjerna nevalovita struja od manje važnosti jednostavno zato što se takvo strujno opterećenje rijetko susreće. Međutim, podatak o graničnoj istosmjernoj nevalovitoj struji može dobro poslužiti za uspoređivanje strujne opteretivosti različitih tipova ventila.

Slika 12.11.a. prikazuje dijagram ovisnosti granične srednje struje određenog valnog oblika i frekvencije o temperaturi kućišta za diodu i tiristor. Za svaki valni oblik struje vrijedi druga krivulja.

Dijagrami na slici 12.11.a. pokazuju da je granična srednja struja kratkih impulsa manja od granične srednje struje dugačkih impulsa, a pogotovo od granične istosmjerne nevalovite struje. Impulsi kratkog trajanja koncentriraju gubitke




**Sl. 12.11. Dijagram ovisnosti granične srednje struje određenog valnog oblika o temperaturi referentne točke na kućištu: a) tiristor i b) trijak**

unutar periode opterećenja. Koncentrirani gubici uvijek dovode do više temperature silicija nego jednaki gubici raspoređeni ravnomjernije unutar periode opterećenja.

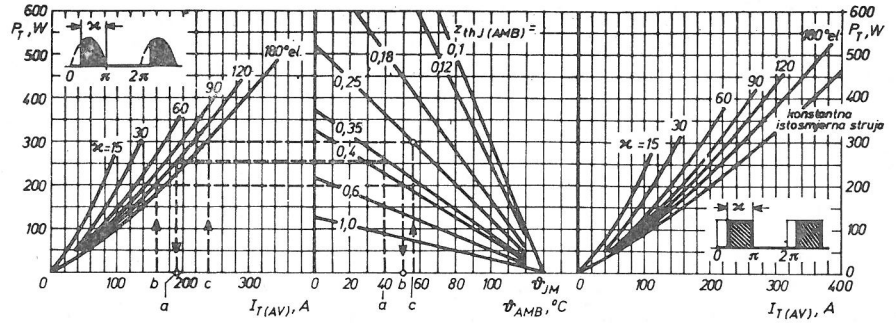
### b) Granična efektivna struja

Kako temperatura kućišta opada, tako strujna opteretivost raste. No u jednom području temperatura kućišta nema utjecaja na strujnu opteretivost. Vertikalni dijelovi krivulja na slici 12.11. odgovaraju istoj graničnoj efektivnoj struji. Prekoračenje granične efektivne struje dovelo bi do prekomjernog zagrijavanja omskih dijelova strukture ventila (dovodi, lemna mjesta, dosjedne površine).

Granična efektivna struja vrijedi za sve valne oblike, bez obzira na trajanje vođenja. Ona se ne smije prekoračiti ni kod najboljeg hlađenja (tj. najniže moguće temperature kućišta). Temperatura kućišta kod koje granična efektivna struja počinje ograničavati strujnu operativnost posebno se navodi u katalozima (granična srednja struja strujnog impulsa oblika poluvala sinusoide dobiva se množenjem granične efektivne struje s $2/\pi$).

### c) Dijagrami strujne opteretivosti

Dijagrami na slici 12.11. eksplicite ne ukazuju na utjecaj toplinskog otpora silicij — rashladni zrak na strujnu opteretivost. Kombinirani dijagram na slici 12.12. daje uvid u povezanost temperature rashladnog zraka, toplinskog otpora silicij — — rashladni zrak, propusnih gubitaka i granične struje. Na lijevoj strani nalaze se krivulje propusnih gubitaka za različite valne oblike struje. Pravci na desnoj strani




**Sl. 12.12. Prema tome što je zadano, dijagram može poslužiti za proračun granične srednje struje, granične temperature rashladnog zraka ili zahtijevanog toplinskog otpora između silicija i rashladnog zraka**

pokazuju koliko se gubitaka može odvesti iz silicija na rashladni zrak preko poznatog toplinskog otpora kod neke temperature okoline a da se ne prijeđe granična virtuelna temperatura silicija $\vartheta_{JM}$. Svi pravci prolaze kroz točku apscise $\vartheta_{JM}$, to je razumljivo, jer ako je temperatura okoline jednaka graničnoj virtuelnoj temperaturi silicija, uz uvjet neprekoračenja granične virtuelne temperature, nije moguć odvod gubitaka. Takav kombinirani dijagram omogućuje rješavanje slijedećih zadaća:

a) zadano — toplinski otpor silicij — rashladni zrak i temperatura rashladnog zraka
traži se — granična srednja struja
b) zadano — granična srednja struja i toplinski otpor silicij — rashladni zrak
traži se — najviša dopuštena temperatura rashladnog zraka
c) zadano — granična srednja struja i temperatura rashladnog zraka
traži se — najveći dopušteni toplinski otpor silicij — rashladni zrak.

Redoslijed obilaženja dijagrama pri rješavanju zadataka a), b) i c) označuju strelice.

### d) Granična vršna struja proizvoljnog valnog oblika

*Graničnom vršnom strujom* ograničuju se maksimalni trenutni gubici u siliciju. Prekoračenje granične vršne struje dovelo bi do prekomjernog zagrijavanja silicija (v. sl. 4.8).

## 12.7. Udarna strujna preopteretivost

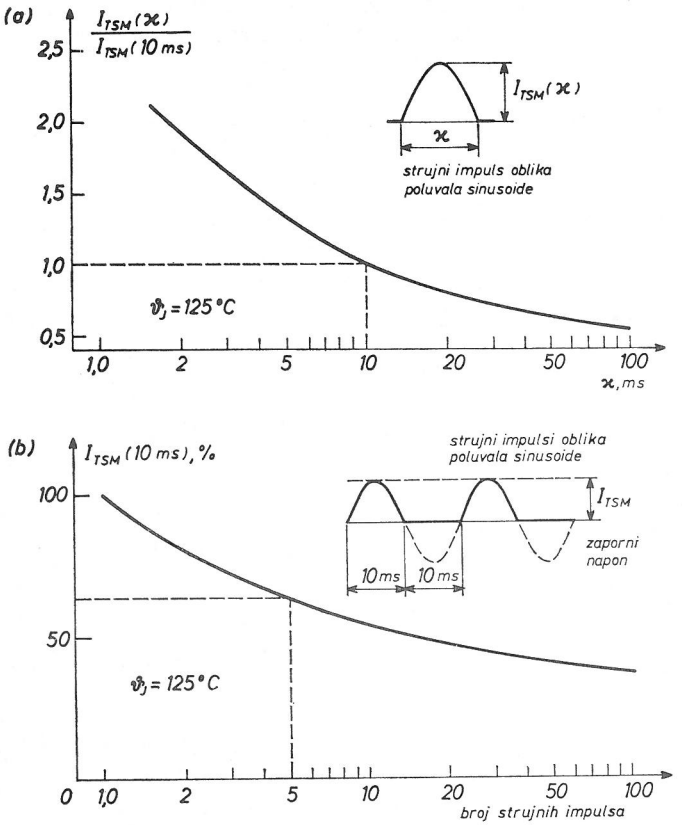
Uz uvjet neprekoračenja granične virtuelne temperature silicija u kvarnim režimima rada, ventil se u stvarnom sklopu ne bi mogao opteretiti graničnom srednjom strujom. Granična srednja struja zagrijava silicij na graničnu temperaturu, i bilo koja kvarna struja, npr. zbog kratkog spoja, zagrijala bi silicij iznad granične temperature. Izlaz iz ove teškoće nije u smanjenju strujnog opterećenja ventila, nego u prekoračenju granične virtuelne temperature silicija. Prekoračenje granične virtuelne temperature dopušta se samo u izvanrednim prilikama. Nakon nekog broja takvih »toplinskih udara« ventil je uništen.

Ventil je strujno preopterećen ako je, makar i trenutno, virtuelna temperatura silicija veća od granične. *Udarna strujna preopteretivost* specificira se uz slijedeće bitne uvjete:

— prije nastupanja preopterećenja strujno i naponsko naprezanje ventila je unutar propisanih granica i
— između dvaju preopterećenja dovoljan je vremenski razmak da se silicij ohladi na barem graničnu virtuelnu temperaturu.

Nakon udarnog strujnog preopterećenja temperatura silicija je daleko veća od granične virtuelne temperature. Tiristori privremeno gube određene karakteristike, kao npr. sposobnost blokiranja, otpornost na $du_D/dt$ i deklarirano vrijeme oporavljanja. Normalan je pogon opet moguć iza pauze reda veličine pet i više sekundi.

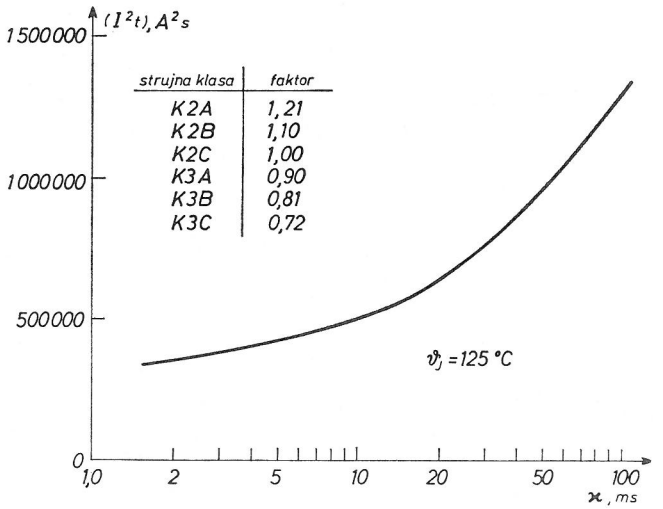
Podaci o udarnoj strujnoj preopteretivosti dobivaju se razornim ispitivanjima (v. odsječak 14.6). Promatra se da li ventil izdržava unaprijed zadani broj impulsa struje određenog valnog oblika i frekvencije. Najuobičajeniji prikaz ovih podataka jest *dijagram udarne strujne preopteretivosti*, u varijantama prikazanim na slikama 12.13. i 12.14.




**Sl. 12.13. Dijagram udarne strujne preopteretivosti: a) 1,5 — 100 ms, b) 0,01 — 2 s**

Slika 12.13.a. prikazuje dijagram udarne strujne preopteretivosti u milisekundnom području. Na ordinatu je nanesen kvocijent između vršne vrijednosti strujnog impulsa oblika poluvala sinusoide traženog trajanja i vršne vrijednosti strujnog impulsa oblika poluvala sinusoide trajanja 10 ms. Slika 12.13.b. prikazuje dijagram udarne strujne preopteretivosti za vremena duža od 10 ms. Preopterećenje se sastoji od jednog ili više jednakih strujnih impulsa oblika poluvala sinusoide. Frekvencija impulsa je 50 Hz (trajanje impulsa je 10 ms, razmak između impulsa je 10 ms). Na ordinatu je nanesena vršna vrijednost strujnih impulsa u postocima vršne vrijednosti strujnog impulsa oblika poluvala sinusoide trajanja 10 ms, a na apscisu broj strujnih impulsa.

Udarna strujna preopteretivost sinusnim poluvalom ili sinusnim poluvalovima struje ovisi o strujnoj klasi, o temperaturi silicija prije preopterećenja i o tome da li se nakon preopterećenja traži sposobnost zapiranja. Primjerice, nakon udarnog preopterećenja sposobnost zapiranja nije potrebna ako osigurač u seriji s ventilom pregaranjem odvaja ventil od napona.




**Sl. 12.14. $(I^2t)$-dijagram udarne strujne preopteretivosti**

Dijagrami udarne strujne preopteretivosti prema slici 12.13. neprikladni su za odabiranje osigurača za zaštitu ventila od prekostruja, jer je nemoguće direktno usporediti karakteristiku udarne strujne preopteretivosti, izraženu u vršnim vrijednostima sinusnih poluvalova struje, s karakteristikom pregaranja osigurača (v. odsječak 17.19). Zadaća odabiranja osigurača znatno se pojednostavnjuje ako se uspoređuje udarna strujna preopteretivost ventila izražena kroz $(I^2t)$ vrijednost sinusnih poluvalova struje s $(I^2t)$ vrijednosti osigurača. Dijagram udarne struje preopteretivosti izražen kroz $(I^2t)$ vrijednost sinusnih poluvalova struje prikazuje slika 12.14. Ovaj dijagram lako je izračunati iz dijagrama udarne strujne preopteretivosti na slici 12.13.a. Tako npr. $(I^2t)$ vrijednost jednog sinusnog poluvala trajanja $\varkappa$ iznosi

$$(I^2t) = \int_0^{\varkappa} I_{TSM}^2 \sin^2(\omega t)\,\mathrm{d}t, \qquad (I^2t) = \frac{I_{TSM}^2}{2}\varkappa \tag{12.6}$$

Vrijednosti udarne strujne preopteretivosti daju se sa stanovitim faktorom sigurnosti. Proizvođač eksperimentom ustanovi amplitudu sinusnih poluvalova koji razaraju ventil i u katalogu navede vrijednost te amplitude podijeljene s faktorom sigurnosti. Koliki je faktor sigurnosti, ovisi o proizvođaču.

Za impulse trajanja do $\approx$ 10 ms i za diode i za tiristore je $(I^2t)$ približno konstantan. Zašto je za kratka vremena $(I^2t)$ donekle konstantan, dokazat ćemo (samo za diode) slijedećim kratkim računom. Ako je odvod topline iz silicija beznačajan, onda porast temperature silicija prilikom strujnog udara ovisi samo o toplinskom kapacitetu silicija

$$\mathrm{d}\vartheta_{Si} = \frac{1}{C_{thSi}}\,\mathrm{d}Q \tag{12.7}$$

gdje je

$C_{thSi}$ toplinski kapacitet silicija

$Q$ količina topline uvedena u silicij

$\vartheta_{Si}$ temperatura silicija

Treba naći $Q$. Budući da je za struje udarnog preopterećenja pad napona na diodi približno proporcionalan struji, količina topline uvedena u silicij iznosi

$$Q = \int_0^t u_F\, i_F\, \mathrm{d}t = \int_0^t K_1\, i_F^2\, \mathrm{d}t \tag{12.8}$$

Uvrštenjem (12.8) u (12.7) i integriranjem dobivamo

$$\Delta\vartheta_{Si} = \frac{K_1}{C_{th\,Si}} \int_0^t i_F^2\, \mathrm{d}t \tag{12.9}$$

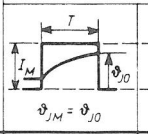
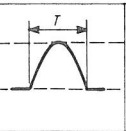
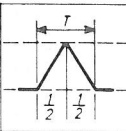
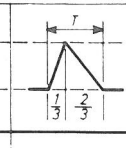
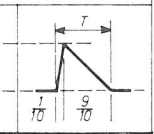
Uzmimo da do razaranja diode dolazi kod temperaturnog nadvišenja $\Delta\vartheta_{Si} = K_2$; tada uvjet uništenja diode glasi

$$\int_0^t i_F^2\, \mathrm{d}t = C_{th\,Si}\,\frac{K_2}{K_1} = K \tag{12.10}$$

Ista jednadžba vrijedi i za tiristore.

Jednadžba (12.10) kaže da do uništenja ventila dolazi uvijek kod iste vrijednosti integrala $\int_0^t i_V^2\, \mathrm{d}t$ za jednaku početnu virtuelnu temperaturu silicija. Osim toga, kako je struja podintegralna funkcija, valni oblik struje nije značajan. Zato se $(I^2t)$-dijagram (sl. 12.14), iako je izveden za sinusne poluvalove struje, smije primijetiti i na strujne impulse nekog drugog valnog oblika, npr. trokutnog, kakvi se javljaju pri pregaranju osigurača. Tvrdnju da vrijednost $(I^2t)$ ne ovisi o valnom obliku impulsa struje potkrepljuju rezultati matematičkog proračuna zagrijavanja silicija tiristora za pravokutni, sinusni i trokutni impuls struje izneseni u [12.12], tablica 12.1.

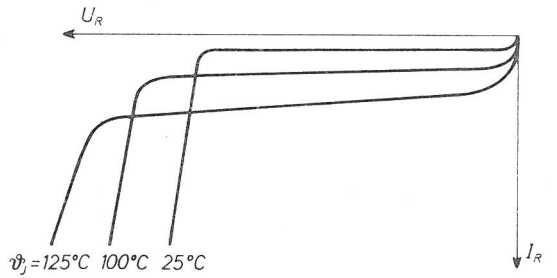
**Tablica 12.1. Usporedba porasta virtuelne temperature silicija tiristora koji je uzrokovan različitim valnim oblicima impulsa struje udarnog preopterećenja**

| Normirana veličina | Valni oblik struje udarnog opterećenja | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| |  |  |  |  |  |
| efektivna struja $I/I_M$ | 1 | $1/\sqrt{2}$ | $1/\sqrt{3}$ | $1/\sqrt{3}$ | $1/\sqrt{3}$ |
| $(I^2t)/I_M^2T$ | 1 | 1/2 | 1/3 | 1/3 | 1/3 |
| maksimalna temperatura $\vartheta_{JM}/\vartheta_{J0}$ | 1 | 0,58 | 0,425 | 0,405 | 0,38 |
| trenutak maksimalne temperature $t/T$ | 1 | 0,78 | 0,72 | 0,65 | 0,55 |
| maksimalna temperatura $\vartheta_{JM}/\vartheta_{J0}$ impulsa jediničnog $(I^2t)$ | 1 | 0,98 | 0,97 | 0,92 | 0,87 |
| amplituda struje $I_{SM}/I_M$ koja daje maksimalnu temperaturu jednaku $\vartheta_{J0}$ | 1 | 1,44 | 1,77 | 1,83 | 1,90 |

$(I^2t)$-vrijednost znatno raste za vremena duža od 10 ms, slika 12.14. Za vrijeme impulsa dužeg trajanja toplina otječe iz silicija i tako usporuje porast temperature silicija.

## 12.8. Zaporna karakteristika

*Zaporna karakteristika* daje vezu između trenutne vrijednosti zaporne struje $i_R$ i trenutne vrijednosti zapornog napona $u_R$ mjerenog na priključcima ventila.



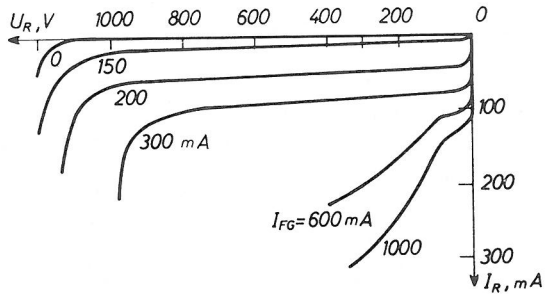

**Sl. 12.15. Zaporna karakteristika tiristora**

Slika 12.15. prikazuje zapornu karakteristiku tiristora kod nekoliko virtuelnih temperatura silicija (isti kvalitativni odnosi vrijede i za zapornu karakteristiku

diode). Kao što se vidi na slici, zaporna je struja jako temperaturno ovisna. Ovakva temperaturna ovisnost zaporne struje (a time i zapornih gubitaka) može dovesti do toplinske nestabilnosti ventila (v. odsječak 9.7). S povećanjem temperature koljeno zaporne karakteristike se zaobljuje, a probojni se napon povećava.

Zaporne karakteristike istog tehnološkog tipa ventila, osim što su temperaturno ovisne, međusobno se rasipaju. Poznavanje područja rasipanja zapornih karakteristika i njihove temperaturne ovisnosti potrebno je za dimenzioniranje komponenata za ujednačavanje raspodjele zapornog napona na serijski spojenim ventilima (v. odsječak 19.3).

Kod tiristora postoji jedna specifičnost glede zaporne struje: pozitivna struja geita koja teče prema katodi povećava zapornu struju (prema tome i gubitke), slika 12.16. Zbog toga se izbjegava da upravljački impuls zadire u periodu zapiranja.




**Sl. 12.16. Pozitivna struja geita povećava zapornu struju tiristora.**

Pozitivnu struju geita tokom zapiranja treba osobito izbjegavati kod serijski spojenih tiristora. Pozitivna struja geita, osim što povećava zapornu struju, proširuje područje rasipanja zapornih karakteristika (ukoliko su komponente za ujednačavanje raspodjele napona dimenzionirane samo za normalno područje rasipanja karakteristika, postoji opasnost naponskog uništenja tiristora).

## 12.9. Zaporni gubici

Gubici u stanju zapiranja ili, kraće, *zaporni gubici* računaju se iz dobro poznate formule

$$P_R = f \int_0^{\varkappa} u_R \, i_R \, \mathrm{d}t \tag{12.11}$$

gdje je

$f$ frekvencija impulsa

$\varkappa$ trajanje impulsa

Npr. zaporni gubici ventila opterećenog zapornim naponom oblika poluvala sinusoide trajanja $\pi/\omega$ i frekvencije $\omega/2\pi$ iznose približno

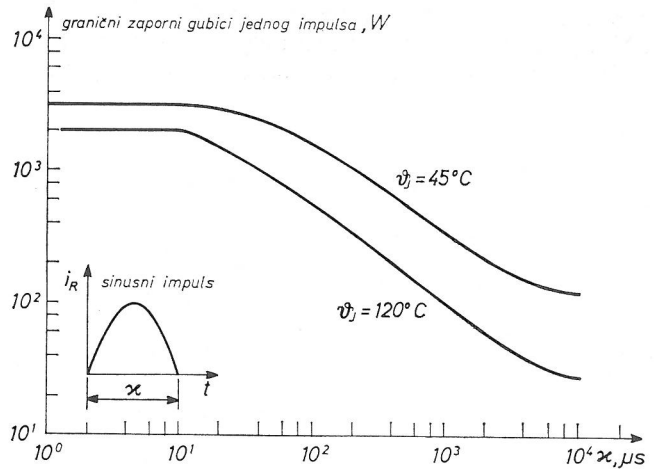
$$P_R \approx f \int_0^{\pi/\omega} I_{RM}\, U_{RM} \sin(\omega t)\, dt \qquad (12.12)$$

Za struju smo uvrstili maksimalnu vrijednost struje, što je dosta opravdano, jer se struja u području zasićenja zaporne karakteristike mnogo ne mijenja. Slijedi

$$P_R \approx \frac{I_{RM}\, U_{RM}}{\pi} \approx \frac{I_{RM}\, U_{RM}}{3} \qquad (12.13)$$

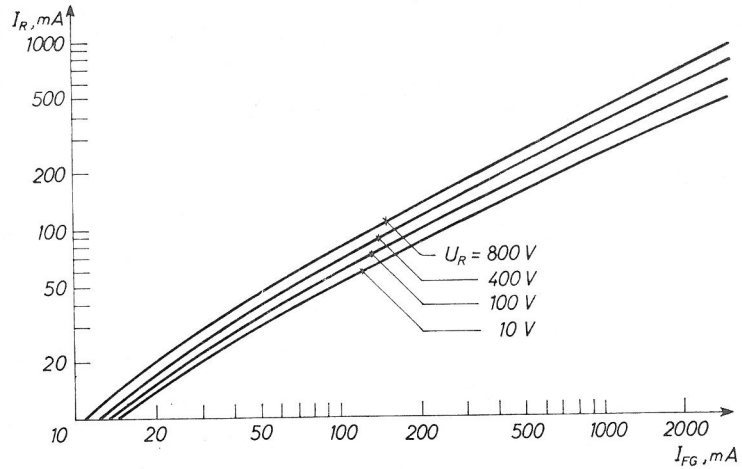
U općem slučaju (proizvoljna zaporna karakteristika i proizvoljan valni oblik zapornog napona) gubici se računaju analogno.

Za ventile s prinudnim lavinskim probojem granični se zaporni gubici daju na najrazličitije načine. Primjer jednog takvog dijagrama za diode prikazuje slika 12.17. Parametar je virtuelna temperatura silicija, koja se dobiva računom iz propusnih gubitaka i prijelazne toplinske impendancije. Spomenimo još da pri trajnom opterećenju istosmjernim zapornim naponom granični zaporni gubici diode s prinudnim lavinskim probojem orijentacijski iznose oko polovice graničnih propusnih gubitaka.




**Sl. 12.17. Dijagram graničnih zapornih gubitaka diode s prinudnim lavinskim probojem**

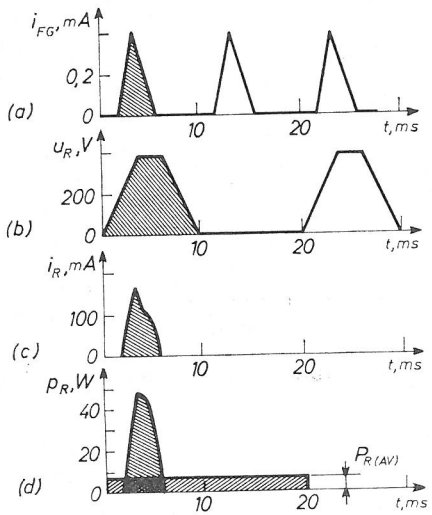
U odsječku 12.8. objašnjeno je da treba izbjegavati pozitivni upravljački impuls, no ako je to ipak neizvedivo, zaporne gubitke treba izračunati i uzeti ih u obzir. Za proračun *dodatnih zapornih gubitaka uslijed prisutnosti pozitivne struje geita* potrebno je poznavati odnos između zaporne struje i struje geita za različite zaporne napone, slika 12.18. Tok proračuna grafički prikazuje slika 12.19. Polazimo od poznatog valnog oblika pozitivne struje geita (sl. 12.19.a) i poznatog valnog oblika zapornog napona (sl. 12.19.b). Za parove vrijednosti ($u_{FG}$, $u_R$) iz dijagrama 12.18. očitavamo iznos zaporne struje (sl. 12.19.c). Vremenski tok zapornih gubi-




**Sl. 12.18. Ovisnost zaporne struje tiristora o pozitivnoj struji geita**

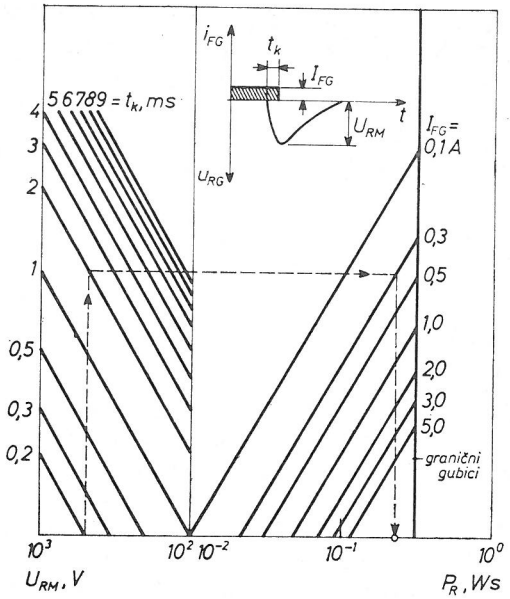
taka dobiva se množenjem odgovarajućih vrijednosti zapornog napona i zaporne struje, a zatim grafičkom integracijom srednja vrijednost gubitaka (sl. 12.19.d).

Za olakšanje proračuna gubitaka uslijed prisutnosti pozitivne struje geita konstruirani su dijagrami iz kojih se odmah mogu očitati zaporni gubici u jednoj periodi ovisno o iznosu zapornog napona i o iznosu i trajanju pozitivne struje geita,




**Sl. 12.19. Grafički proračun dodatnih zapornih gubitaka uslijed postojanja pozitivne struje geita tokom trajanja zapornog napona**

slika 12.20. Ucrtani pravac graničnih gubitaka označuje najveće dopuštene gubitke u jednoj periodi. Granični su gubici znatno manji od propusnih gubitaka. To je zato jer se zaporna struja uzrokovana pozitivnom strujom geita ne raspodjeljuje jednoliko po presjeku silicija (mjestimice je gustoća gubitaka vrlo velika).

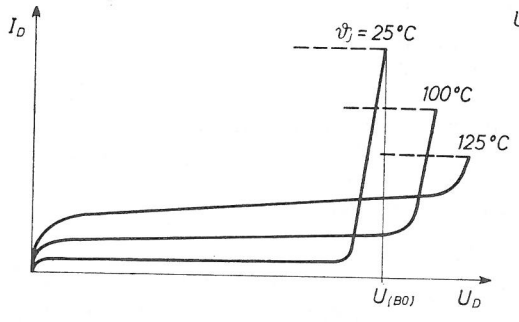



**Sl. 12.20. Dijagram za određivanje zapornih gubitaka uzrokovanih pozitivnom strujom geita**

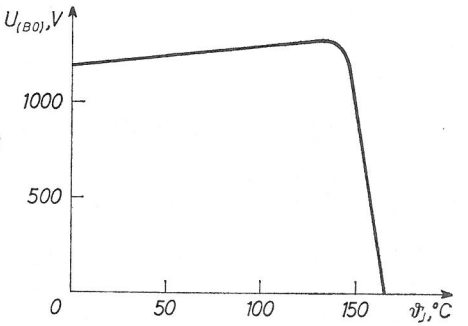
## 12.10. Blokirna karakteristika, blokirni gubici

*Blokirna karakteristika* daje vezu između trenutne vrijednosti blokirne struje $i_D$ i trenutne vrijednosti blokirnog napona $u_D$ mjerenog na priključcima tiristora uz definiran potencijal geita (najčešće je priključak geita odspojen).

Blokirna karakteristika vrlo je slična zapornoj karakteristici, slika 12.21. I tu praktički ne dolazi do povećanja struje s povećanjem napona dok se ne prekorači određeni napon. Što se tiče temperaturne ovisnosti, blokirna struja raste približno eksponencijalno s temperaturom, a napon prekretanja prvo nešto poraste, a zatim naglo pada, slika 12.22.




**Sl. 12.21. Blokirna karakteristika tiristora**




**Sl. 12.22. Porast temperature drastično smanjuje napon prekretanja tiristora.**

Pozitivna struja geita povećava blokirnu struju, negativna struja geita otežava prekretanje tiristora jer smanjuje injekciju nosilaca naboja u zonu prostornog naboja.

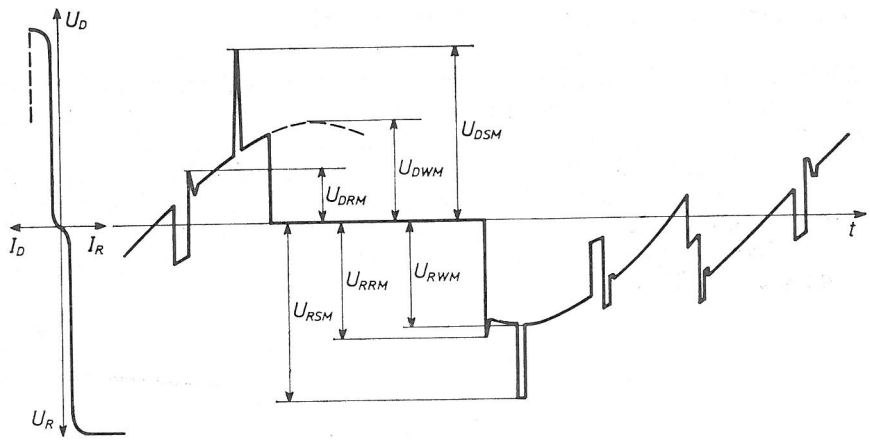
Kao i ostale statičke karakteristike, blokirne se karakteristike istog tehnološkog tipa tiristora rasipaju. Područje rasipanja blokirnih karakteristika i njihovu temperaturnu ovisnost potrebno je poznavati za dimenzioniranje komponenata za ujednačavanje raspodjele blokirnog napona na serijski spojenim tiristorima (v. odsječak 19.4).

Gubici u stanju blokiranja ili, kraće, *blokirni gubici* računaju se analogno zapornim gubicima (v. odsječak 12.9).

## 12.11. Naponska opteretivost

Poznavanje naponske opteretivosti, uz poznavanje strujne opteretivosti, od bitnog je značenja za projektanta sklopova. Ako se prekorače granične vrijednosti napona, sigurno dolazi do uništenja ventila ili čak katastrofe postrojenja. Projektant može na ovo upozorenje reagirati tako da permanentno upotrebljava ventile s velikim faktorom naponske sigurnosti. Ekonomska računica pokazuje da je ovakav pristup neprihvatljiv, jer su visokonaponski ventili skupi i imaju veći pad napona u stanju vođenja od niskonaponskih.

Zbog izvanredne osjetljivosti ventila na prenapone definira se nekoliko graničnih napona, slika 12.23. Praksa je pokazala da su ponekad neki granični naponi jednaki, pa se naponsko deklariranje ventila svodi na davanje jednog ili dvaju podataka.




**Sl. 12.23. Objašnjenje graničnih zapornih i blokirnih napona ventila**

### a) Vršni neperiodički zaporni i blokirni napon ($U_{RSM}$, $U_{DSM}$)

To je najveća dopuštena trenutna vrijednost ma kojeg neperiodičkog zapornog (blokirnog) napona na ventilu. Ovi prenaponi smiju se povremeno ponavljati; pretpostavlja se da učinak neperiodičkog prenapona nestaje prije pojave slijedećeg prenapona. Neperiodički prenaponi obično potječu od vanjskih uzroka, npr. uklopni i isklopni procesi u mreži ili atmosferske smetnje.

### b) Vršni periodički zaporni i blokirni napon ($U_{RRM}$, $U_{DRM}$)

To je najveća dopuštena trenutna vrijednost zapornog (blokirnog) napona na ventilu, uključujući sve periodičke prenapone, ali isključujući sve neperiodičke prenapone. Ovi prenaponi smiju se periodički ponavljati. Lijep primjer periodičkih prenapona jesu prenaponi oporavljanja koji nadvisuju tjemenu vrijednost mrežnog napona (v. odsječak 18.3).

### c) Amplituda radnog zapornog i blokirnog napona ($U_{RWM}$, $U_{DWM}$)

To je najveća dopuštena amplituda zapornog (blokirnog) napona (u općem slučaju zaporni (blokirni) napon sastoji se od dijelova sinusoide) na ventilu, isključujući sve neperiodičke i periodičke prenapone. Ovaj nam podatak indirektno daje najveći napon na koji se smije priključiti neki sklop s ventilima.

### d) Istosmjerni zaporni i blokirni napon ($U_{RM}$, $U_{DM}$)

To je najveći dopušteni istosmjerni zaporni (blokirni) napon na koji se ventil smije trajno priključiti. Ima više fizikalnih razloga ograničenja istosmjernog zapornog (blokirnog) napona. Primjerice, kod malih dioda ili visokonaponskih dioda mogu biti kritični zaporni gubici (v. odsječak 9.7) ili »putovanje« iona prljavštine duž konture *P-N* prijelaza. Migracija iona kvari zapornu (blokirnu) karakteristiku, što se očituje u povećanju zaporne struje.

Jasno je da nema smisla za jedan tip ventila navoditi sve granične napone. Najčešće se naponska opteretivost ventila izražava graničnim vršnim neperiodičkim zapornim i blokirnim naponom ($U_{RSM}$ i $U_{DSM}$).

Uz granične vrijednosti napona potrebno je u principu navesti i:

— prednapon geita (napon izvora i predotpor), jer prednapon može (ali i ne mora) povećati granične vrijednosti blokirnog napona,

— minimalnu veličinu rashladnog tijela (toplinska stabilnost),

— temperaturno područje i

— kritičnu brzinu porasta blokirnog napona.

Vršni neperiodički blokirni napon $U_{DSM}$ nije fizikalno identičan s vršnim neperiodičkim zapornim naponom $U_{RSM}$. Granični napon $U_{DSM}$ postavljen je iz dvaju razloga. Prvo, on ograničuje vršnu neperiodičku vrijednost napona ispod nivoa kod kojeg dolazi do proboja na konturi sendviča (jedino kod niskonaponskih tiristora prekoračenje napona $U_{DSM}$ ne mora izazvati proboj na konturi). Drugo, kritična brzina porasta struje $di_T/dt$ kod prebacivanja tiristora u stanje vođenja prekoračenjem napona prekretanja znatno je manja od kritične brzine porasta struje kod okidanja impulsom na geitu.

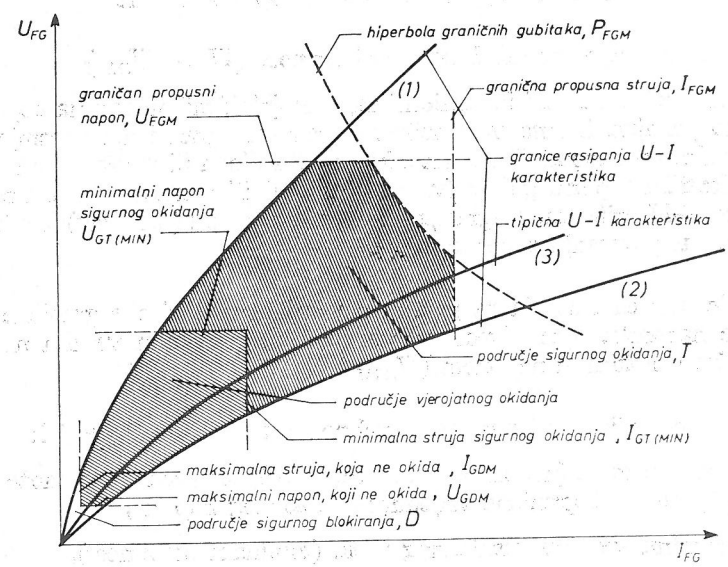
Svi definirani granični zaporni naponi manji su od probojnog napona, te su neadekvatni za opisivanje naponske operativnosti ventila s prinudnim lavinskim probojem. Za ventile s prinudnim lavinskim probojem područje zaporne karakteristike oko probojnog napona normalno je radno područje. Zato dovoljno je na-

vesti samo probojni napon, i jedino treba paziti da se ne prijeđu granični zaporni gubici.

*Faktor naponske sigurnosti ventila ugrađenih u neki sklop* jest omjer između vršnog neperiodičkog zapornog napona ventila i tjemenog napona na ventilu. Uobičajeni faktor naponske sigurnosti za sklopove priključene na izmjeničnu mrežu iznosi 2,0 do 2,5. Prilikom odabiranja faktora naponske sigurnosti, uz ostalo, valja razmotriti i brzinu porasta prenapona (efekt $du/dt$).

## 12.12. Statičke karakteristike geita

Na slici 12.24. sistematizirani su najvažniji pojmovi u vezi s okidanjem tiristora koje ćemo detaljno analizirati u ovom odsječku.




**Sl. 12.24. *U—I* karakteristika geita i pripadne granične veličine**

### a) *U-I* karakteristike geita

Između priključka geita i priključka katode nalazi se *P-N* prijelaz. Probojni napon ovog *P-N* prijelaza je nizak (reda 10—15 V), jer su slojevi koji ga sačinjavaju jako dopirani. Druga posljedica jakog dopiranja jesu slaba ispravljačka svojstva, tj. zaporna je struja usporediva sa strujom u propusnom smjeru (v. sl. 12.2.b). Na propusnu karakteristiku geita neznatno utječe blokirni napon. Ova činjenica znatno olakšava postavljanje preduvjeta okidanja tiristora.

### b) Rasipanje *U-I* karakteristika geita

Karakteristike geita vrlo se razlikuju od primjerka do primjerka istog tehnološkog tipa tiristora; osim toga su i temperaturno ovisne. Područje rasipanja karakteristika označeno je na slikama 12.2.b. i 12.24. graničnim karakteristikama

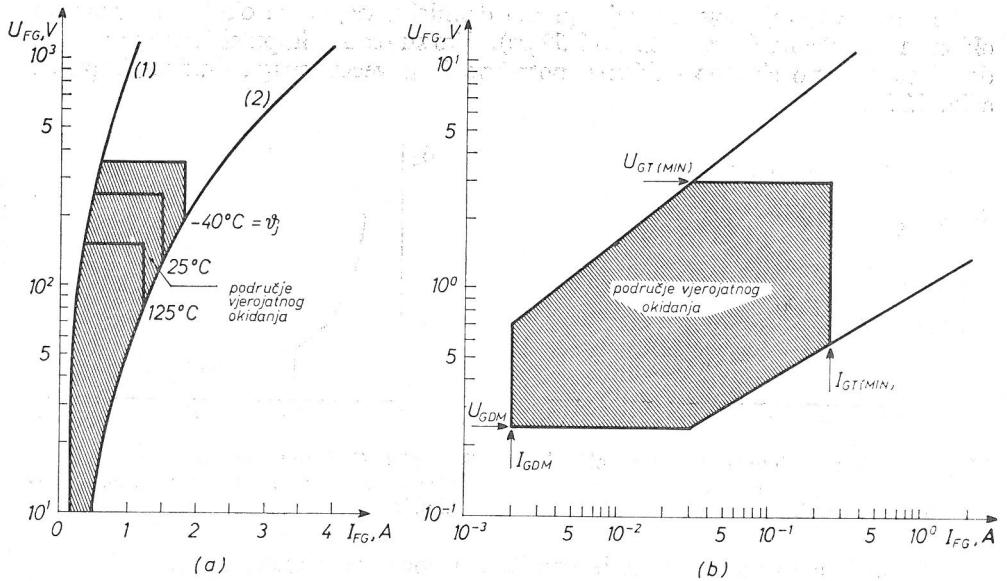
(1) i (2). Važno je istaknuti da i kod promjena temperature silicija od donje granične do gornje granične niti jedna karakteristika ne pada izvan ovog područja. Karakteristika (3) na slici 12.24. tipična je karakteristika geita.

### c) Napon i struja okidanja tiristora

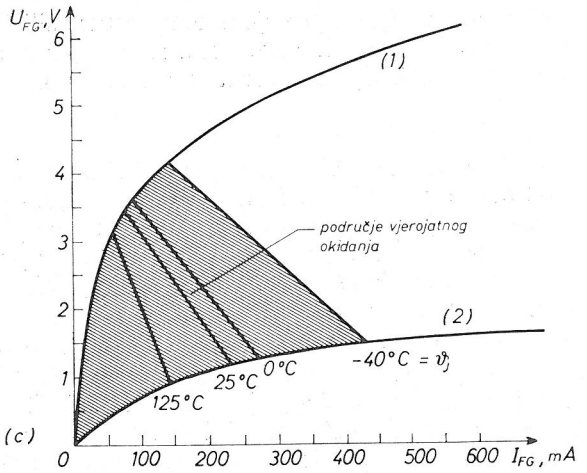
Pretpostavimo da je na tiristoru blokirni napon i da kad tiristor provede može poteći struja veća od struje prihvaćanja. Postupno povećavajmo napon geita. Zajedno s naponom raste i struja, i u jednom trenutku tiristor se prebacuje u stanje vođenja. Vrijednosti napona i struje geita kod kojih se tiristor prebacuje u stanje vođenja nazivaju se *napon i struja okidanja*. Napon i struja okidanja određuju na *U-I* karakteristici geita tzv. *točku okidanja*.

Položaj točke okidanja u koordinatnoj ravnini razlikuje se od primjerka do primjerka istog tehnološkog tipa tiristora. Razlozi su rasipanje *U-I* karakteristika geita i rasipanje strujnih pojačanja $h_{fb1}$ i $h_{fb2}$ (v. odsječak 6.12). Geometrijsko mjesto točaka okidanja u koordinatnoj $I_{FG}$-$U_{FG}$ ravnini jest *područje nesigurnog ili vjerojatnog okidanja*. Područje vjerojatnog okidanja omeđuju granice rasipanja *U-I* karakteristika geita (1) i (2), *minimalni napon i minimalna struja sigurnog okidanja* te *maksimalni napon i maksimalna struja kod kojih ni u kojem slučaju ne dolazi do okidanja*.

Granice područja vjerojatnog okidanja temperaturno su ovisne, slika 12.25. Minimalni napon i struja sigurnog okidanja te maksimalni napon i struja koji ne okidaju ni jedan primjerak razmatranog tipa tiristora opadaju s porastom temperature. Ukoliko u radnom području temperatura promjene minimalnog napona sigurnog okidanja nisu značaine, onda je moguće pojednostavniti dijagram, kao što to pokazuje slika 12.25.b. Temperaturna ovisnost donjih granica područja vjerojatnog okidanja redovito se ne ucrtava u dijagram. Za primjenu su interesantni napon i struja koji u cijelom području radnih temperatura ne okidaju tiristor, zato se jedino navode vrijednosti za graničnu temperaturu silicija (obično 125°C).



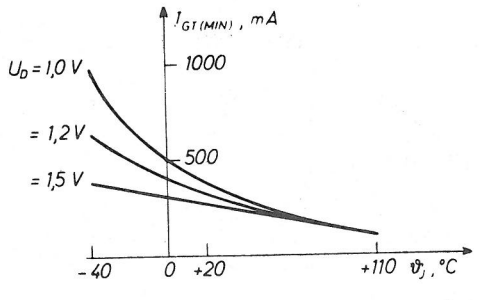

**Sl. 12.25.a,b. Pojednostavnjeni prikazi utjecaja temperature na područje vjerojatnog okidanja**



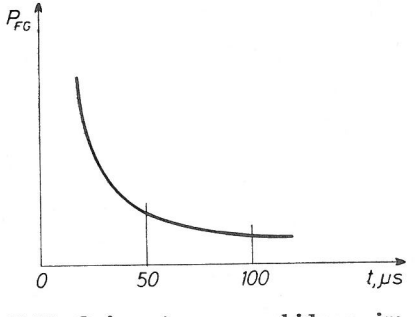

**Sl. 12.25.c. Pojednostavnjeni prikaz utjecaja temperature na područje vjerojatnog okidanja**

Minimalni napon i struja sigurnog okidanja ovise i o iznosu blokirnog napona, slika 12.26. Ova je ovisnost osobito izražena kod malih blokirnih napona ($U_D < 5$ V). O utjecaju blokirnog napona na minimalnu struju sigurnog okidanja treba voditi računa kod paralelnog spajanja tiristora (v. poglavlje 20). Tiristor koji prvi provede ograničuje napon $u_D$ na ostalim paralelno spojenim tiristorima na vrijednost pada napona u stanju vođenja $u_T$. Kako je napon $u_T$ malen, za okidanje je potrebna velika struja geita; čak se dešava da tiristor ne može uklopiti.

Područje vjerojatnog okidanja, prema definiciji, vrijedi za okidanje dugačkim okidnim impulsima (npr. dužim od 50 $\mu$s). Ako su okidni impulsi kraćeg trajanja, da bi se postiglo sigurno okidanje, potrebno je povećati snagu okidnih impulsa, slika 12.27.




**Sl. 12.26. Utjecaj temperature slicija i blokirnog napona na minimalnu struju sigurnog okidanja**




**Sl. 12.27. Ovisnost snage okidnog impulsa o trajanju impulsa za sigurno okidanje**

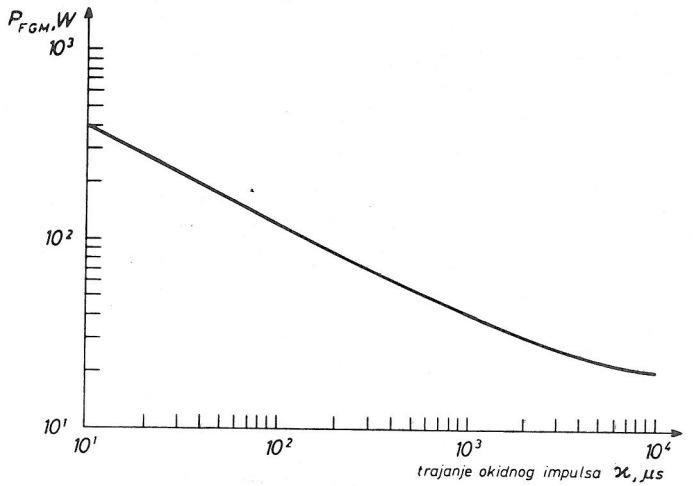
Do sada smo razmatrali koje granične napone geita treba prekoračiti za sigurno okidanje tiristora. Gornju granicu napona i struje geita određuju *granični vršni napon, granična vršna struja* i kombinacija *granične srednje i vršne disipacije.*

### d) Granice napona, struje i disipacije geita

Do kojih se granica smije opteretiti geit nije nimalo teoretsko pitanje. Jaki okidni impulsi, znatno veći od minimalnog napona i struje sigurnog okidanja, neophodni su za puno iskorištenje dinamičkih mogućnosti tiristora (što veći $di_T/dt$, što kraće vrijeme uklapanja, v. odsječak 12.13. i 12.15).

Granična vršna struja i napon (u propusnom i zapornom smjeru) te granična srednja i vršna (neperiodička i periodička) disipacija (u propusnom i zapornom smjeru) predstavljaju granice iznad kojih dolazi do uništenja geita. Kod većine tiristora dovoljno je postaviti samo granične disipacije, jer maksimalnu amplitudu okidnog impulsa, za bilo koju karakteristiku geita unutar područja rasipanja, ograničuje srednja ili vršna disipacija.

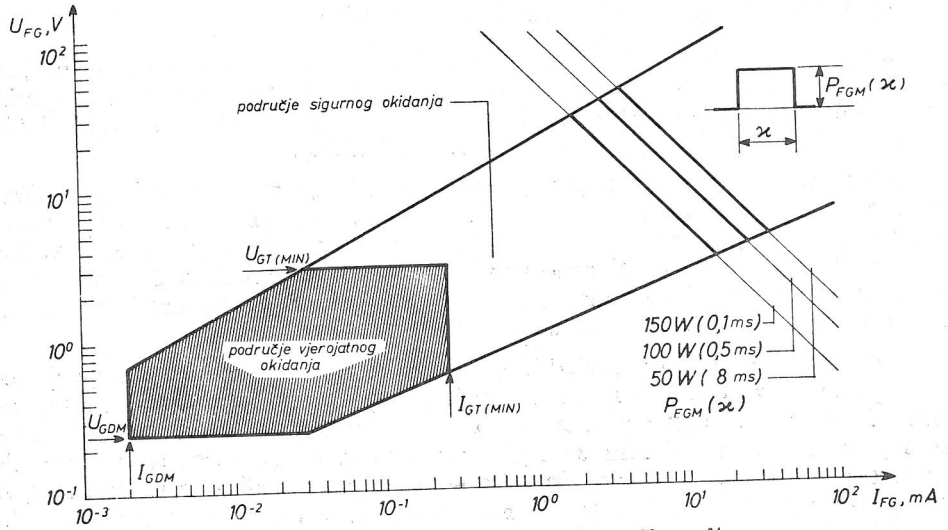
Periodičko, odnosno neperiodičko, prekoračenje trajne granične struje (uvjetovane graničnom disipacijom za »trajan impuls«) moguće je zahvaljujući toplinskom kapacitetu silicijeve pločice oko geita. Granična disipacija geita određuje se mjerenjem (destruktivnim se ispitivanjem ustanovljuje ovisnost razorne disipacije o trajanju pravokutnog impulsa — usporedi određivanje udarne strujne preopteretivosti, v. odsječak 14.6.). Konačna je krivulja granične periodičke ili neperiodičke disipacije geita, slika 12.28, za stanovit faktor sigurnosti ispod kri-




**Sl. 12.28. Ovisnost granične neperiodičke disipacije geita o trajanju okidnog impulsa**

vulje razorne disipacije, u skladu s očekivanom životnom dobi tiristora. Podatke o graničnoj periodičkoj i neperiodičkoj disipaciji zgodno je zbog lakšeg odabiranja napona i struje okidnog impulsa unijeti u $I_{FG}$-$U_{FG}$ dijagram, slika 12.29. Svakoj širini okidnog impulsa odgovara jedna hiperbola granične disipacije.

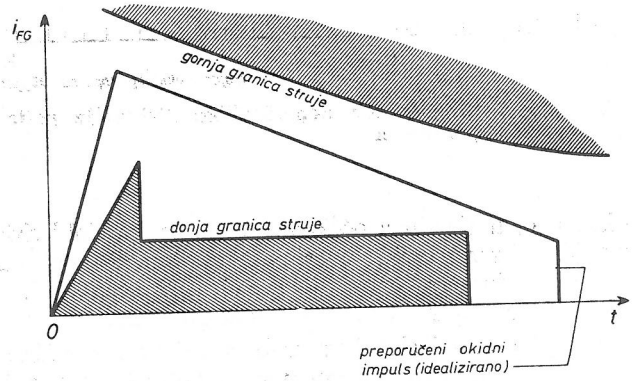
Za zaporni smjer u većini slučajeva daju se krivulje granične periodičke ili neperiodičke disipacije i granični zaporni napon. Granični zaporni napon manji je od probojnog napona $P$-$N$ prijelaza između geita i katode.




**Sl. 12.29. Hiperbole granične disipacije geita**

### e) Preporučene vrijednosti napona i struje okidnog impulsa

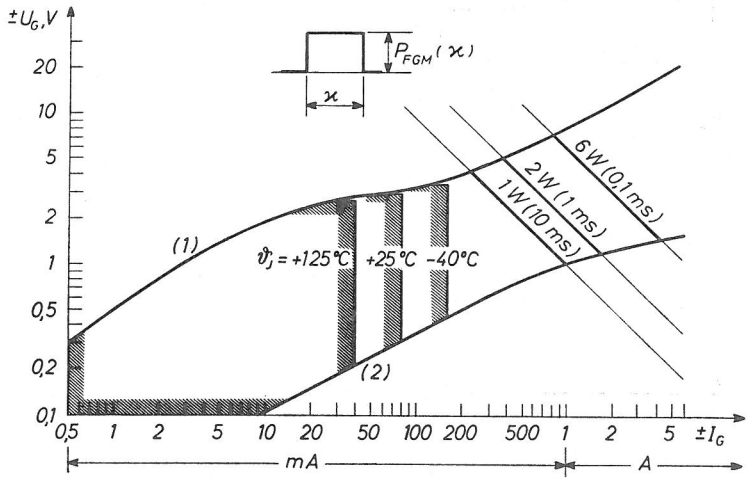
*Područje sigurnog okidanja* (slika 12.24) omeđuju: hiperbola granične disipacije, granice rasipanja *U-I* karakteristika geita, granični vršni propusni napon i struja te minimalni napon i struja sigurnog okidanja. Sigurno i brzo okidanje postiže se impulsima većim od minimalnog napona i struje sigurnog okidanja i manjim od granica danim graničnim vršnim propusnim naponom, graničnom vršnom propusnom strujom i graničnom disipacijom (v. poglavlje 21 o optimiranju izlaznog stupnja impulsnog uređaja). Osim toga impuls mora biti strm i dovoljno duga trajanja (v. odsječak 12.13). Iz ovih zahtjeva proizašao je oblik idealnog okidnog impulsa, slika 12.30.




**Sl. 12.30. Idealan oblik okidnog impulsa**

### f) Osobitosti u prikazivanju *U-I* karakteristike geita trijaka

*Karakteristike geita trijaka* prikazuju se u prvom kvadrantu, tj. apstrahira se predznak napona i struje. Granične karakteristike (1) i (2) omeđuju područje rasipanja karakteristika geita, slika 12.31.




**Sl. 12.31. Iako *U—I* karakteristike geita trijaka leže u prvom i trećem kvadrantu, prikazuju se u prvom kvadrantu.**

## 12.13. Vrijeme kašnjenja uklapanja, vrijeme opadanja blokirnog napona i vrijeme širenja vodljivog područja

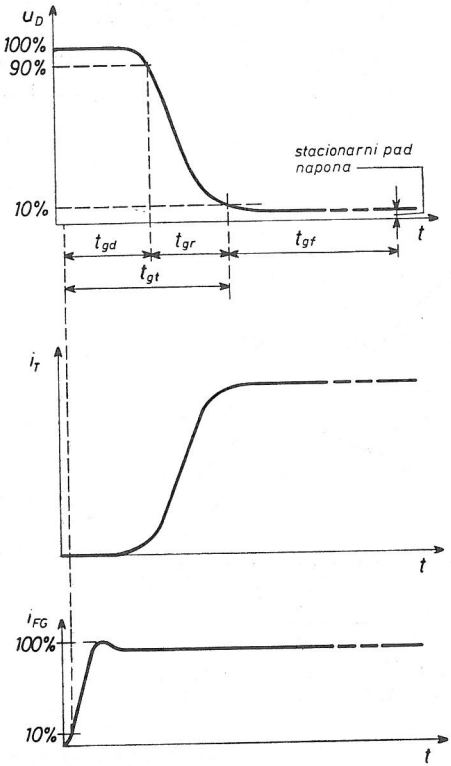
U odsječku 6.15. vidjeli smo da se ne mogu oštro razgraničiti fizikalni procesi tokom prebacivanja tiristora iz stanja blokiranja u stanje vođenja impulsom na geitu. Zbog toga su definicije *vremena kašnjenja uklapanja, vremena opadanja blokirnog napona* i *vremena širenja vodljivog područja* donekle proizvoljne.

### a) Vrijeme kašnjenja uklapanja $t_{gd}$

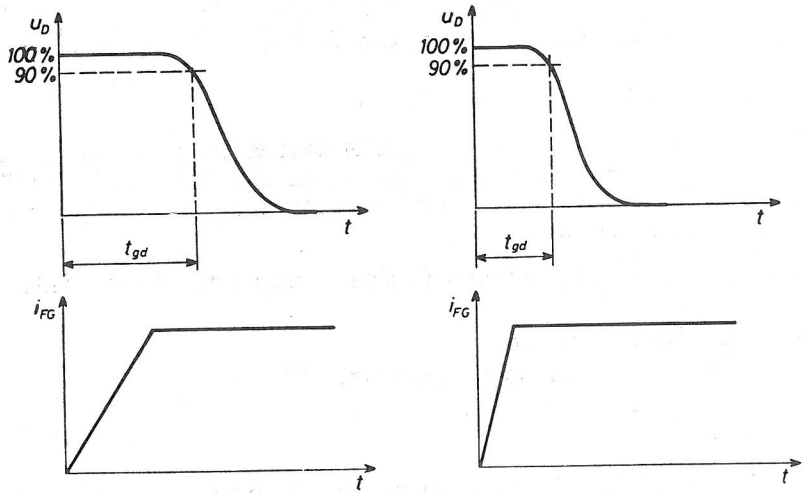
To je vrijeme koje protekne od trenutka kada struja geita postigne 10% konačne vrijednosti do trenutka kada blokirni napon na tiristoru padne na 90% početne vrijednosti, slika 12.32. Uz podatak o vremenu kašnjenja uklapanja potrebno je navesti uvjete mjerenja:

— valni oblik okidnog impulsa (brzina porasta struje i amplituda okidnog impulsa),
— početni blokirni napon,
— vremensku konstantu opteretnog kruga $L/R$,
— stacionarnu struju vođenja i
— temperaturu.

Glavni utjecajni faktori na dužinu vremena kašnjenja uklapanja jesu strmina i amplituda okidnog impulsa. Spori porast struje geita produžuje vrijeme kašnjenja uklapanja, slika 12.33. Ako je amplituda struje geita neznatno veća od minimalne

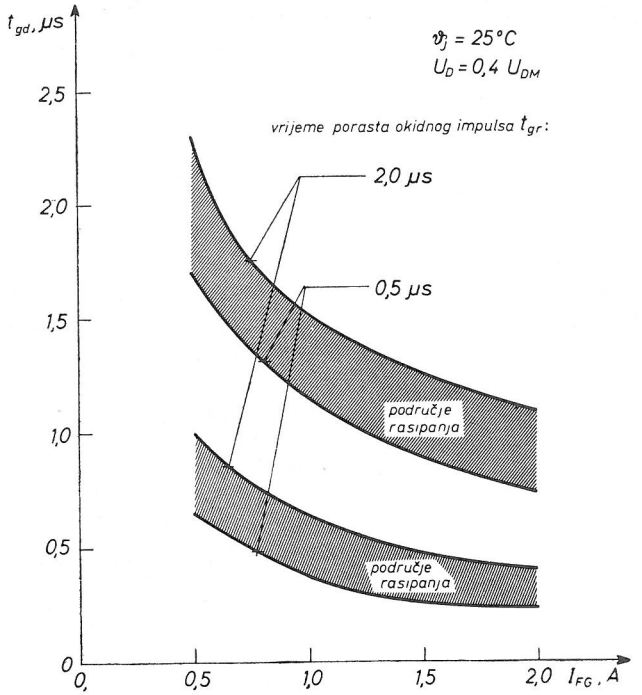



**Sl. 12.32. Definicija vremena kašnjenja uklapanja $t_{gd}$, vremena opadanja blokirnog napona $t_{gr}$ i vremena širenja vodljivog područja $t_{gf}$**



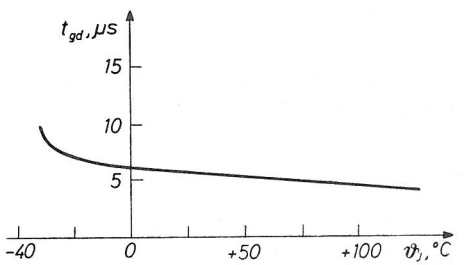

**Sl. 12.33. Jedna posljedica sporog porasta struje okidnog impulsa jest dugačko vrijeme kašnjenja uklapanja.**

struje okidanja, vrijeme kašnjenja uklapanja izvanredno je dugo, slika 12.34. Strmim i jakim okidnim impulsom može se vrijeme kašnjenja uklapanja znatno smanjiti. Utjecaj temperature na vrijeme kašnjenja uklapanja nije znatan. Tek na temperaturama ispod nule produžuje se vrijeme kašnjenja uklapanja, slika 12.35.




**Sl. 12.34. Što je amplituda okidnog impulsa veća, to je kraće vrijeme kašnjenja uklapanja.**

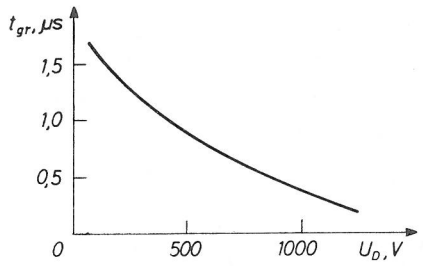
Slika 12.34. pokazuje da se vremena kašnjenja uklapanja istog tehnološkog tipa tiristora rasipaju. O rasipanju vremena kašnjenja uklapanja treba voditi računa pri serijskom i paralelnom spajanju tiristora (više o paralelnom i serijskom spajanju vidi u poglavljima 19 i 20).




**Sl. 12.35. Vrijeme kašnjenja uklapanja produžuje se kod niskih temperatura.**

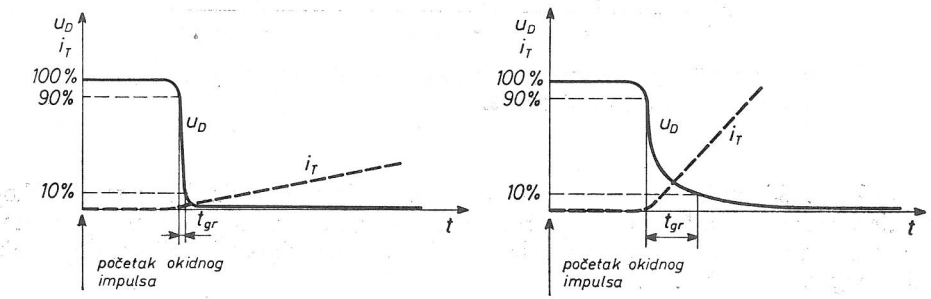
### b) Vrijeme opadanja blokirnog napona $t_{gr}$

To je vrijeme potrebno da blokirni napon na tiristoru padne od 90% na 10% početne vrijednosti, slika 12.32. Vrijeme opadanja blokirnog napona nije samo funkcija tehnološke izvedbe tiristora i okidnog impulsa nego još bitno ovisi o naponsko-strujnim prilikama strujnog kruga u kojem se tiristor nalazi: o početnom blokirnom naponu i o brzini porasta propusne struje. Slika 12.36. ilustrira utjecaj




**Sl. 12.36. Što je blokirni napon veći, to je kraće vrijeme opadanja blokirnog napona.**

blokirnog napona, a slika 12.37. utjecaj brzine porasta propusne struje na vrijeme opadanja blokirnog napona. Na početku opadanja dolazi do naglog pada blokirnog napona. Ovaj dio opadanja neovisan je o strmini struje. Daljnji pad napona prema stacionarnom padu napona u stanju vođenja odvija se, međutim, to sporije što je strmina struje veća (fizikalno objašnjenje u odsječku 6.15). Podatak o vremenu opadanja blokirnog napona bez spomena impedancije opteretnog kruga ne znači ništa.




**Sl. 12.37. Što je brzina porasta propusne struje veća, to je sporije opadanje blokirnog napona.**

Vrijeme opadanja blokirnog napona ukazuje na gubitke i time na opteretivost tiristora velikim $di_T/dt$ (npr. rad na visokim frekvencijama).

### c) Vrijeme okidanja $t_{gt}$

*Vrijeme okidanja* je zbroj vremena kašnjenja uklapanja i vremena opadanja blokirnog napona.

**d) Vrijeme širenja vodljivog područja $t_{gf}$**

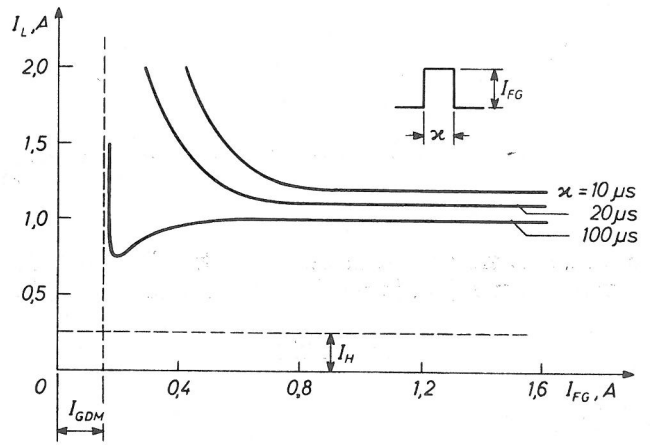
To je vrijeme računato od trenutka kada blokirni napon padne na 10% početne vrijednosti do trenutka postizanja približno stacionarnog pada napona u stanju vođenja, slika 12.32.

## 12.14. Struja prihvaćanja i struja držanja, minimalno trajanje okidnog impulsa

*Struja prihvaćanja* je najmanja propusna struja koja mora poteći da bi tiristor prebacio iz stanja blokiranja u stanje vođenja. *Struja držanja* je najmanja propusna struja koja održava tiristor u stanju vođenja nakon nestanka okidnog impulsa. Vrijednosti struje prihvaćanja i struje držanja istog tehnološkog tipa tiristora se rasipaju. Kao karakteristična vrijednost struje prihvaćanja, odnosno struje držanja, uzima se gornja granica rasipanja.

Uz podatak o struji prihvaćanja potrebno je navesti:

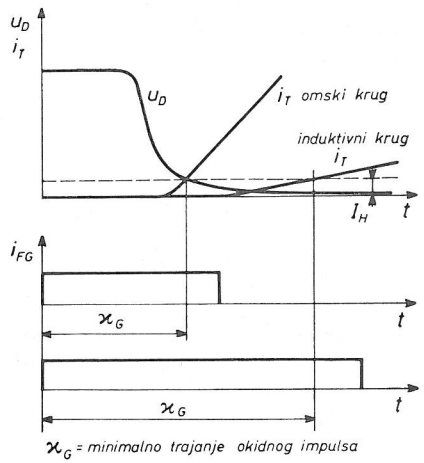
— valni oblik okidnog impulsa (npr. za pravokutni impuls: brzinu porasta struje, amplitudu i trajanje),
— podatke opteretnog kruga,
— početni blokirni napon i
— temperaturu.




**Sl. 22.38. Ovisnost struje prihvaćanja o amplitudi i trajanju pravokutnog okidnog impulsa**

Slika 12.38. ilustrira utjecaj amplitude i trajanja pravokutnog okidnog impulsa na struju prihvaćanja.

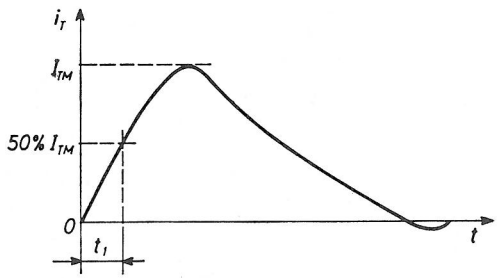
Ako je vremenska konstanta opteretnog kruga velika, okidni impuls mora trajati barem tako dugo dok struja kroz tiristor ne postigne vrijednost veću od struje držanja, slika 12.39.




**Sl. 12.39. Ako je vremenska konstanta kruga velika, onda okidni impuls mora trajati tako dugo dok struja ne naraste iznad struje držanja.**

## 12.15. Kritična brzina porasta propusne struje

Valni oblik porasta struje za koji se obično definira *kritična brzina porasta propusne struje* $(di_T/dt)_M$ jest prigušeni sinusni titraj, slika 12.40. Za brzinu po-




**Sl. 12.40. Definicija brzine porasta propusne struje za prigušeni sinusni titraj struje**

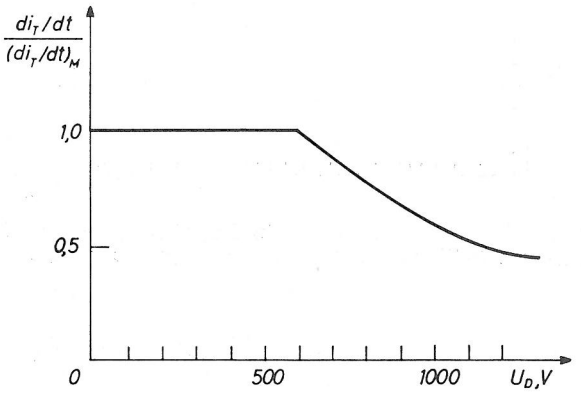
rasta propusne struje uzima se prema dogovoru kvocijent između polovice amplitude struje i vremena u kojem je postignuta polovica amplitude, tj.

$$\frac{di_T}{dt} = \frac{0{,}5\ I_{TM}}{t_1} \tag{12.14}$$

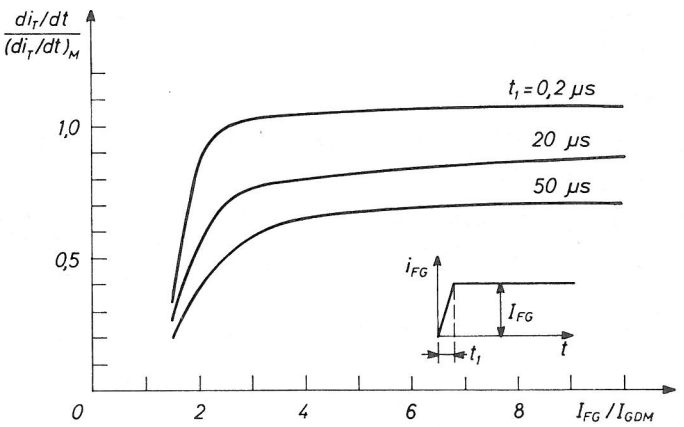
Uz podatak o $(di_T/dt)_M$ treba navesti:

— valni oblik propusne struje,
— valni oblik okidnog impulsa,
— početni blokirni napon,
— frekvenciju,
— temperaturu silicija i
— granični *RC*-član.

Početni blokirni napon smanjuje $(di_T/dt)_M$, slika 12.41. Strm i amplitudno jak okidni impuls povećava $(di_T/dt)_M$, slika 12.42. Porast frekvencije smanjuje $(di_T/dt)_M$, slika 12.43. Porast temperature smanjuje $(di_T/dt)_M$. (Kvalitativna ovisnost $(di_T/dt)_M$ o nabrojenim parametrima objašnjena je u odsječku 6.15.)

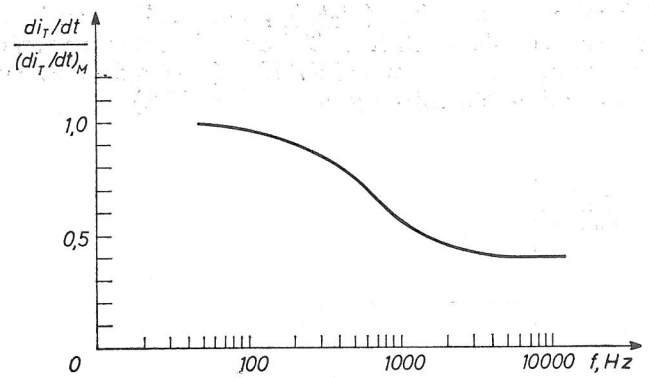



**Sl. 12.41. Što je početni blokirni napon manji, to je veća kritična brzina porasta propusne struje.**




**Sl. 12.42. Što je veća strmina i amplituda okidnog impulsa, to je veća kritična brzina porasta propusne struje.**

Vrlo često je tiristor istodobno s $di_T/dt$ napregnut strujom izbijanja kondenzatora paralelnog mu *RC*-člana. Brzina porasta struje izbijanja kondenzatora tokom uklapanja tiristora veća je od kritične brzine porasta glavne struje (ograničuju je rasipni induktiviteti *RC*-člana i brzina opadanja blokirnog napona). Kako je moguće da ne dođe do uništenja tiristora? To je moguće ako se ograniči struja izbijanja kondenzatora ili predana energija na iznos koji može (istodobno s glavnom strujom) trenutno preuzeti malen dio vodljive površine oko geita (dopuštena vršna vrijednost struje izbijanja kondenzatora veličine 1 $\mu$F obično iznosi 40—60 A).




**Sl. 12.43. Što je veća frekvencija impulsa propusne struje, to je manja kritična brzina porasta propusne struje.**

Uz graničnu amplitudu periodičke struje izbijanja proizvoljne strmine porasta treba navesti:

— veličinu kondenzatora,

— valni oblik okidnog impulsa,

— početni blokirni napon,

— frekvenciju i

— temperaturu silicija.

Strm i amplitudno jak okidni impuls, koji znatno prekoračuje minimalnu struju sigurnog okidanja, omogućuje veće struje izbijanja.

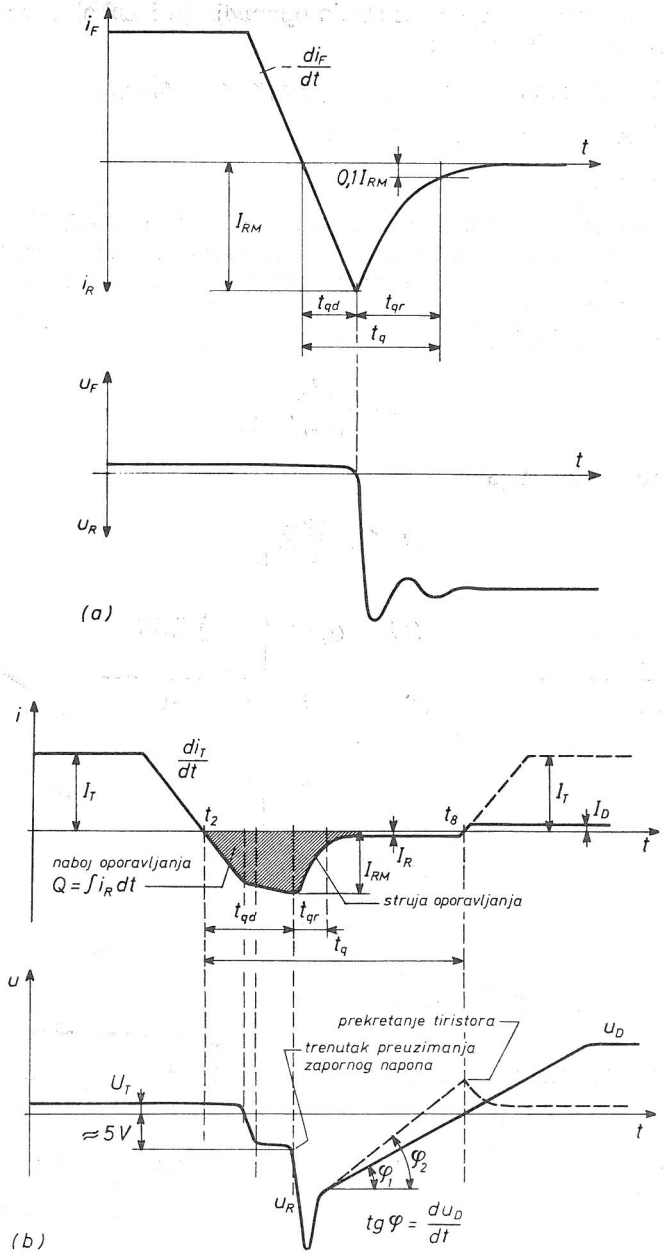
Dakle, uz $(di_T/dt)_M$ treba navesti *graničnu veličinu RC-člana. Granična amplituda struje izbijanja kondenzatora* mora biti specificirana za iste one uvjete za koje je specificiran $(di_T/dt)_M$. Temperatura silicija treba biti jednaka graničnoj temperaturi.

Vrijednosti $(di_T/dt)_M$ istog tehnološkog tipa tiristora se rasipaju. To je razumljivo, jer je početno vodljivo područje oko geita, uz jednake uvjete upravljačkog i glavnog strujnog kruga, od primjerka do primjerka različite veličine.

## 12.16. Vrijeme zatezanja isklapanja, vrijeme opadanja struje oporavljanja, struja oporavljanja, naboj oporavljanja

*Vrijeme zatezanja isklapanja* $t_{gd}$ je vrijeme koje protekne od trenutka prolaska propusne struje kroz nulu do trenutka maksimuma struje oporavljanja, slika 12.44. Tek kada struja oporavljanja počinje padati, ventil počinje preuzimati zaporni napon.

*Vrijeme opadanja struje oporavljanja* $t_{gr}$ je vrijeme koje protekne od trenutka maksimuma struje oporavljanja do trenutka kada struja oporavljanja padne na 10% maksimalne vrijednosti, slika 12.44.




**Sl. 12.44. Definicija vremena zatezanja isklapanja $t_{gd}$ i vremena oporavljanja $t_q$ (slika nije u mjerilu): a) dioda i b) tiristor**

Ako omski otpori kruga u kojem se ventil nalazi ne ograničuju maksimum struje oporavljanja, struja oporavljanja je trokutnog oblika. U tom slučaju vrijeme

zatezanja isklapanja, vršna vrijednost struje oporavljanja i naboj oporavljanja (integral struje oporavljanja) ovise o:

— veličini propusne struje neposredno prije oporavljanja,

— strmini opadanja propusne struje i

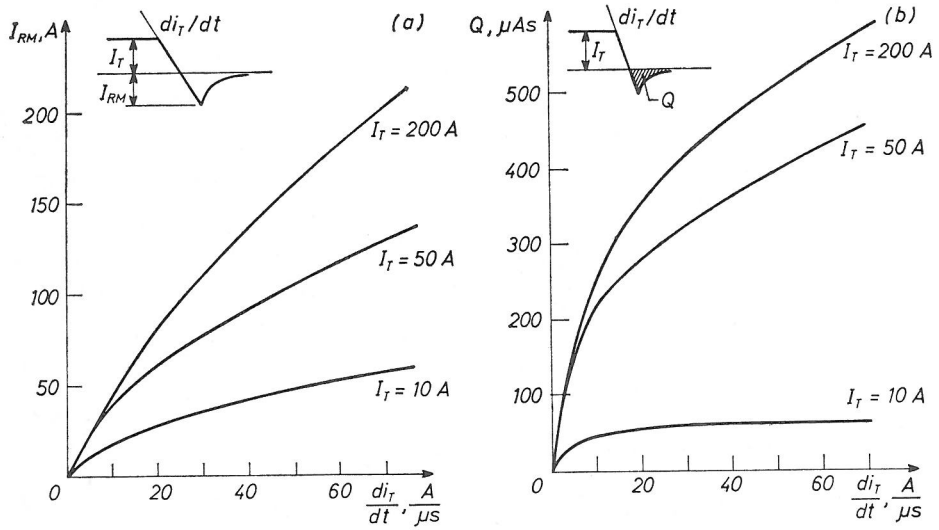
— temperaturi.

Međusobna ovisnost spomenutih veličina vidi se iz slike 12.45. Dijagrami daju ispravnu vrijednost naboja oporavljanja i maksimuma struje oporavljanja samo u slučaju ako je struja neposredno prije oporavljanja jednoliko raspoređena po presjeku silicija (tiristor!). Količina naboja oporavljanja do trenutka preuzimanja zapornog napona (maksimuma struje oporavljanja) iznosi približno

$$Q_d \approx \frac{I_{RM}^2}{2\,|\,di_T/dt\,|} \tag{12.15}$$

a vrijeme zatezanja isklapanja

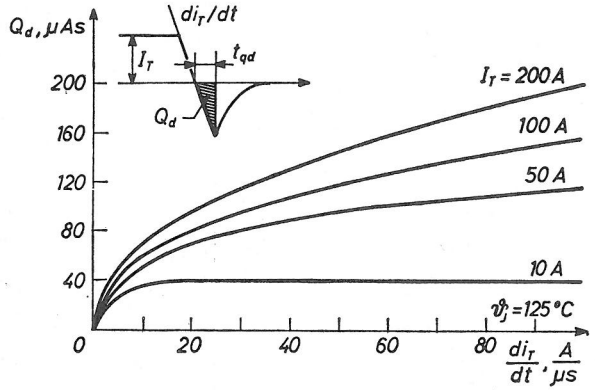
$$t_{qd} \approx \frac{2\,Q_d}{|\,di_T/dt\,|} \tag{12.15.a}$$




**Sl. 12.45. Vršna vrijednost struje oporavljanja i naboj oporavljana su to veći, što je veća propusna struja neposredno prije oporavljanja, što je veća strmina opadanja propusne struje i što je veća temperatura.**

Naboj oporavljanja, prema nekim autorima, dosta je teško egzaktno izraziti, jer tok struje oporavljanja iza maksimuma dosta ovisi o parametrima kruga. Zbog toga, umjesto ukupnog integrala struje oporavljanja, ponekad se daje integral struje oporavljanja od trenutka prolaza propusne struje kroz nulu do trenutka maksimuma struje oporavljanja, slika 12.46.

Poznavanje struje oporavljanja i s njom u vezi naboja oporavljanja potrebno je i kod dimenzioniranja *RC*-članova za zaštitu od prenapona oporavljanja (v. odsječak 18.3), ili kod procjenjivanja ispravljačkih osobina ventila na višim frekvencijama (izračunavanje omjera između srednje vrijednosti struje u propusnom smjeru i srednje vrijednosti struje u zapornom smjeru).




**Sl. 12.46. Ovisnost naboja oporavljanja o brzini opadanja propusne struje, parametar je propusna struja neposredno prije početka opadanja**

Vrijednosti vršne struje oporavljanja i naboja oporavljanja istog tehnološkog tipa ventila se rasipaju. O rasipanju karakteristika treba voditi računa npr. kod serijskog spajanja ventila. Ako se ne bi paralelno s ventilima spojile zaštitne komponente, moglo bi doći za vrijeme zatezanja isklapanja do nejednolike raspodjele zapornog napona (v. odsječak 19.2).

Iz iznesenog slijedi da je poznavanje događaja za vrijeme isklapanja od velike važnosti za dimenzioniranje zaštitnih komponenata.

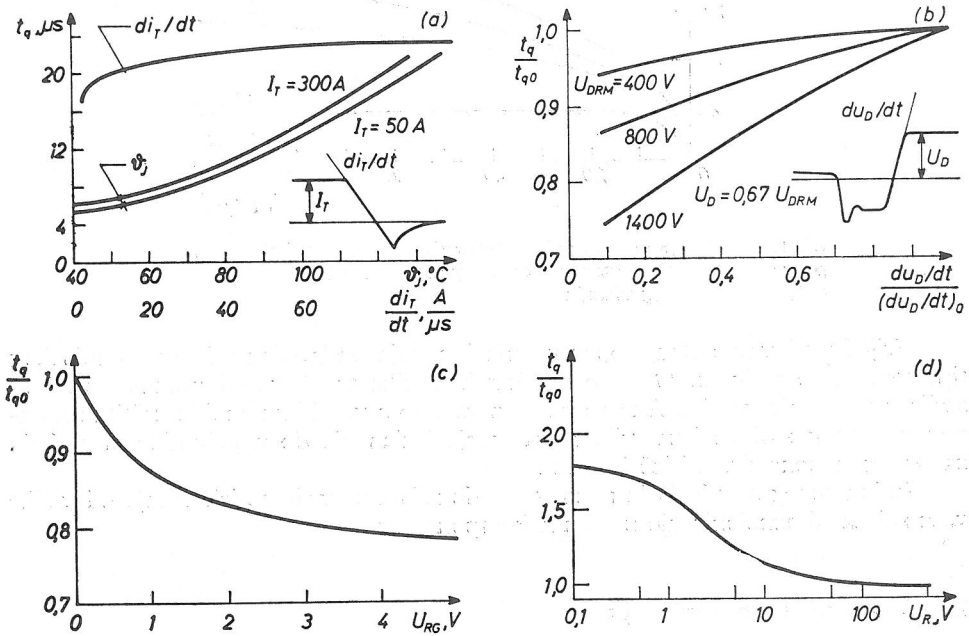
## 12.17. Vrijeme oporavljanja

Za karakteriziranje procesa oporavljanja tiristora uveden je pojam *vremena oporavljanja* $t_q$, slika 12.44.b. To je vrijeme koje protekne od trenutka prolaska propusne struje kroz nulu — trenutak $t_2$ — do trenutka pojave blokirnog napona na tiristoru — trenutak $t_8$ —, a da pri tom tiristor ne provede.

Vrijeme oporavljanja tiristora opterećenog razmjerno dugačkim strujnim impulsima (neposredno prije početka oporavljanja u siliciju nema »vrućih« mjesta, v. odsječak 6.18), osim o konstrukciji, tehnološkoj obradi i temperaturi, ovisi o više naponskih i strujnih parametara:

— veličini propusne struje neposredno prije oporavljanja,
— brzini opadanja propusne struje,
— visini zapornog napona,
— strmini s kojom se pojavljuje blokirni napon,
— visini blokirnog napona i o
— prednaponu geita.

Jedan od najutjecajnijih parametara na vrijeme oporavljanja jest temperatura silicija, povećanje temperature silicija produžuje vrijeme oporavljanja (sl. 12.47.a). Povećanje propusne struje neposredno prije oporavljanja i brzine opadanja propusne struje također produžuje vrijeme oporavljanja (sl. 12.47.a); naime o ovim parametrima ovisi količina zaostalog naboja u siliciju, što je veća količina zaostalog naboja, to je duže vrijeme oporavljanja. Brzine opadanja propusne struje veće od 10 A/$\mu$s ne utječu na vrijeme oporavljanja (sl. 12.47.a). Strmina s kojom se pojavljuje blokirni napon $du_D/dt$ produžuje vrijeme oporavljanja (sl. 12.47.b). Konačna vrijednost blokirnog napona utječe na vrijeme oporavljanja ako je blizu napona prekretanja ili ako je znatna brzina porasta blokirnog napona. Negativni prednapon geita skraćuje vrijeme oporavljanja (sl. 12.47.c); isto tako vrijeme oporavljanja se skraćuje ako je tokom oporavljanja na tiristoru zaporni napon (sl. 12.47.d).




**Sl. 12.47. Ilustracija ovisnosti vremena oporavljanja o: a) temperaturi silicija, propusnoj struji neposredno prije oporavljanja, b) brzini porasta blokirnog napona, c) negativnom prednaponu geita i d) zapornom naponu tokom oporavljanja**

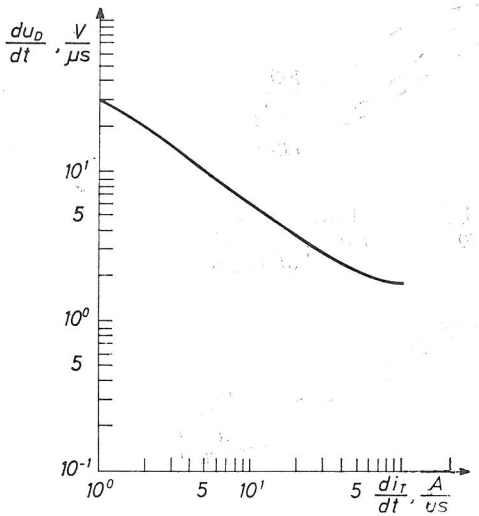
Za vrijeme oporavljanja na ventilu se javlja prenapon. Induktivitet u seriji s ventilom opire se promjenama struje. Čim struja oporavljanja ima tendenciju opadanja, zaporni napon naglo raste, jer se napon na induktivitetu

$$L\frac{di_R}{dt}$$

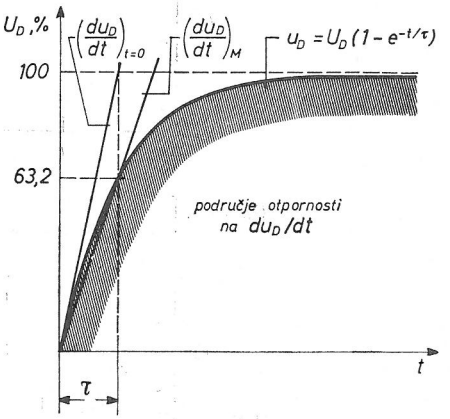
pribraja naponu izvora. Budući da struja oporavljanja naglo pada, i na malim induktivitetima mogu nastati veliki prenaponi, što može dovesti do naponskog uništenja ventila, ukoliko se ne poduzmu zaštitne mjere (v. odsječak 18.1).

Vremena oporavljanja istog tehnološkog tipa tiristora rasipaju se. Za spore tiristore vrijeme oporavljanja općenito nema važnosti. Zato se za spore tiristore deklarira samo tipična vrijednost vremena oporavljanja (sredina područja rasipanja), i to za najutjecajnije parametre (temperaturu i zaporni napon). Naprotiv, brzi tiristori se svrstavaju u *klase vremena oporavljanja* i za svaku se klasu navodi granično vrijeme oporavljanja.

Kod trijaka nema smisla definirati vrijeme oporavljanja. Od trijaka se traži da odmah nakon pada propusne struje na nulu može blokirati napon određene brzine porasta. Komutacijsko naprezanje ovisi o brzini opadanja propusne struje i o brzini pojavljivanja blokirnog napona. Što je veća brzina opadanja struje, to je manja kritična brzina porasta blokirnog napona, slika 12.48.




**Sl. 12.48. Uspješnost komutacije trijaka ovisi o brzini opadanja propusne struje i o brzini porasta blokirnog napona.**




**Sl. 12.49. Definicija brzine porasta blokirnog napona za eksponencijalni porast blokirnog napona**

## 12.18. Kritična brzina porasta blokirnog napona

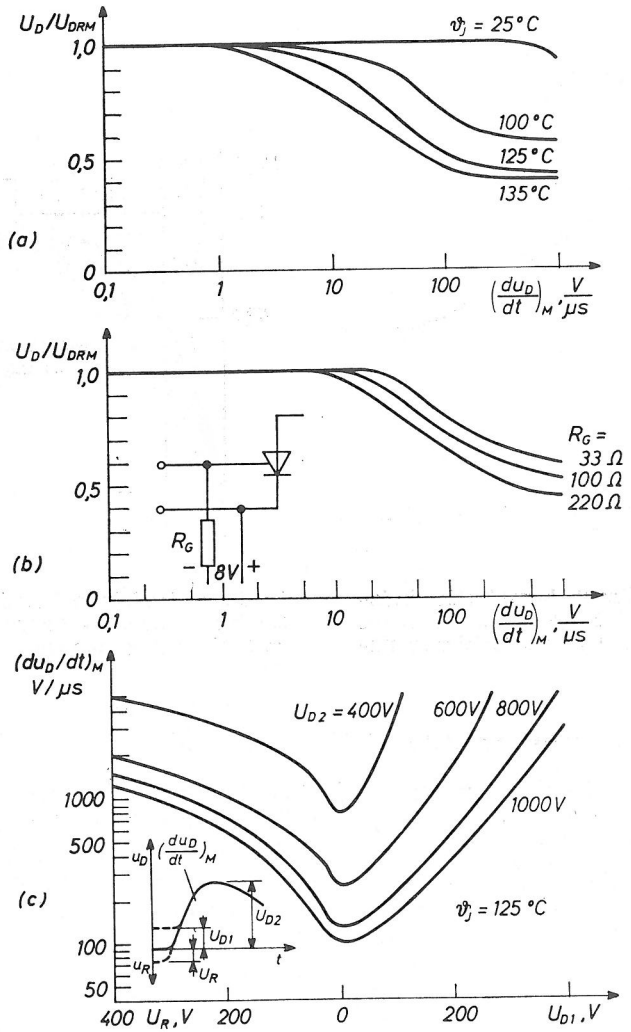
Tok porasta blokirnog napona za koji se definira *kritična brzina porasta blokirnog napona* $(du_D/dt)_M$ obično je linearan ili eksponencijalan, konačna vrijednost blokirnog napona obično je određeni postotak vršnog periodičkog ili neperiodičkog blokirnog napona (npr. 2/3 $U_{DRM}$), slika 12.49. Kao karakteristična veličina brzine porasta eksponencijalne funkcije uzima se nagib pravca povučenog kroz ishodište i točku na eksponencijali apscise $\tau$

$$\frac{du_D}{dt} = \frac{0{,}632\ U_D}{\tau} \tag{12.16}$$

Početna brzina porasta eksponencijalne funkcije je za 1,58 puta veća od definirane karakteristične brzine porasta eksponencijalne funkcije.

Kritična brzina porasta blokirnog napona osim o konstrukciji i temperaturi ovisi o:

— toku porasta blokirnog napona (npr. linearan, eksponencijalan),
— konačnoj vrijednosti blokirnog napona (npr. izraženoj u postocima vršnog periodičkog ili neperiodičkog blokirnog napona),
— frekvenciji i
— stanju upravljačkog kruga (npr. prednapon, upravljački krug je otvoren i sl.).




**Sl. 12.50. Ovisnost kritične brzine porasta blokirnog napona o: a) temperaturi, b) predotporu geita i c) startnom anodnom naponu**

Za vrijeme ispitivanja otpornosti na $du_D/dt$ tiristor je u termostatu i nije napregnut strujom i zapornim naponom. U stvarnom je sklopu upravo suprotno. Postavlja se pitanje ekvivalentnosti ispitnog opterećenja i stvarnog opterećenja s obzirom na dinamičko naprezanje u blokirnom smjeru. Zagrijavanje strujom ekvivalentno je zagrijavanju u termostatu, ako je temperatura silicija ravnomjerna. S obzirom na zaporni napon, opterećenje tiristora u stvarnom sklopu može biti samo lakše, jer zaporni napon povećava $(du_D/dt)_M$.

Slijedećih nekoliko dijagrama na slici 12.50. ilustrira utjecaj temperature, startnog anodnog napona, konačne vrijednosti blokirnog napona i negativne struje geita na kritičnu brzinu porasta blokirnog napona $(du_D/dt)_M$. Kritična brzina porasta blokirnog napona naglo pada iznad temperature silicija oko 125 °C, slika 12.50.a. Ovo je još jedan razlog zašto je granična temperatura silicija tiristora dosta manja od granične temperature silicija diode. Pozitivan utjecaj negativne struje geita na $(du_D/dt)_M$, slika 12.50.b, može se iskoristiti za povećanje $(du_D/dt)_M$ kod viših temperatura. Pri tom treba provjeriti da li dobitak opravdava uložene troškove za dobivanje negativne struje geita. Slika 12.50.c. pokazuje da je $(du_D/dt)_M$ najmanji kada blokirni napon počinje rasti od nule.

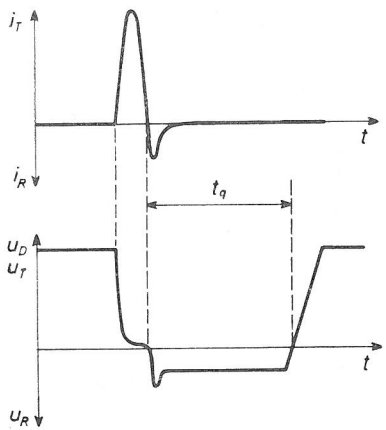
Vrijednosti kritične brzine porasta blokirnog napona istog tehnološkog tipa tiristora se rasipaju. Zato se tiristori svrstavaju u *klase prema otpornosti na* $du_D/dt$, i za svaku se klasu navodi najmanja brzina porasta blokirnog napona $(du_D/dt)_M$.

# 13. KARAKTERISTIKE FREKVENCIJSKIH ENERGETSKIH TIRISTORA

Neke dinamičke karakteristike, neophodne za pravilnu upotrebu brzih tiristora (kritična brzina porasta propusne struje, kritična brzina porasta blokirnog napona, vrijeme kašnjenja uklapanja, vrijeme opadanja blokirnog napona), protumačene su u prethodnom poglavlju. Ovo se poglavlje bavi međudinamičkim karakteristikama i utjecajem dinamičkih gubitaka na strujnu opteretivost.

## 13.1. Međudinamičke karakteristike

Dinamičke karakteristike sporih tiristora u vremenskom periodu uklapanja, oporavljanja i porasta blokirnog napona definiraju se neovisno jedna o drugoj, jer su spori tiristori obično tako napregnuti da pojave u periodi uklapanja, oporavljanja i porasta blokirnog napona ne utječu jedna na drugu. Ovo je gledište ispravno, kako je već istaknuto u odsječku 6.18, ukoliko su periodi uklapanja i oporavljanja dovoljno udaljeni i ako je naprezanje uslijed porasta blokirnog napona malo. Međutim, ako različita dinamička naprezanja uslijede jedno za drugim u kratkim vremenskim razmacima, onda se dinamička naprezanja zbrajaju. To se događa, primjerice, na visokim frekvencijama. Na visokim frekvencijama tiristori mogu biti opterećeni kratkim impulsima struje (desetine mikrosekundi) velike amplitude (stotine ampera) i blokirnim naponom odmah (desetak mikrosekundi) nakon završetka strujnog impulsa. Dinamičke karakteristike koje opisuju uzajamno djelovanje dinamičkih veličina nazivaju se *međudinamičke karakteristike*.




**Sl. 13.1. Impulsno strujno opterećenje produžuje vrijeme oporavljanja.**

Vrijeme oporavljanja tiristora opterećenog kratkim impulsima struje prema slici 13.1 *(međudinamičko vrijeme oporavljanja)* ovisi o:

— valnom obliku strujnog impulsa,
— amplitudi strujnog impulsa,
— trajanju strujnog impulsa,
— početnom blokirnom naponu,
— amplitudi, strmini i trajanju okidnog impulsa,
— strmini s kojom se pojavljuje blokirni napon,
— konačnom blokirnom naponu,
— visini zapornog napona,
— prednaponu geita,
— frekvenciji i o
— temperaturi.

### a) Međudinamički faktor

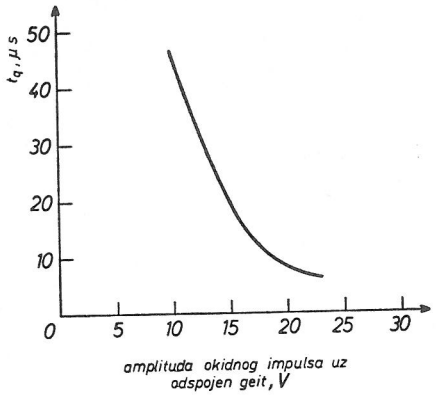
Gubici uklapanja stvaraju u blizini geita vruća mjesta. Ako je trajanje vođenja dovoljno dugačko, uspostavlja se još prije periode oporavljanja toplinska ravnoteža u silicijevoj pločici, pa na vrijeme oporavljanja ne utječu vruća mjesta. No ako je vrijeme vođenja kratko, vrijeme oporavljanja može biti duže. Utjecaj gubitaka uklapanja (ostala su naprezanja zanemariva) na vrijeme oporavljanja izražava se tzv. *međudinamičkim faktorom.* Međudinamički je faktor omjer između konvencionalnog vremena oporavljanja — vremena oporavljanja izmjerenog u uvjetima pri kojima gubici uklapanja ne utječu na proces oporavljanja — i međudinamičkog vremena oporavljanja — vremena oporavljanja izmjerenog u uvjetima pri kojima gubici uklapanja utječu na proces oporavljanja —

$$(MF) = \frac{\text{konvencionalno vrijeme oporavljania}}{\text{međudinamičko vrijeme oporavljanja}} \tag{13.1}$$

Maksimalna vrijednost međudinamičkog faktora iznosi $(MF) = 1$.

Međudinamički faktor ovisi o istim veličinama o kojima ovise i gubici u periodu opadanja blokirnog napona (na gubitke širenja vodljivog područja ne možemo utjecati!). Strm (ali $di_T/dt$ manji od kritične brzine porasta), jak (ali amplitude manje od granične amplitude) i dovoljno kratak impuls propusne struje, produžuje vrijeme oporavljanja. Početni blokirni napon značajno utječe na stvaranje vrućih mjesta; produkt napona i struje prvih mikrosekundi može doseći desetak kilovata. Trajanje, strmina i amplituda okidnog impulsa jako djeluju na međudinamičko vrijeme oporavljanja. Da bi se što bolje iskoristila širina okidnog impulsa, vrijeme porasta impulsa treba biti kratko u usporedbi s trajanjem impulsa. Očito je da trajanje okidnog impulsa ne smije biti duže od trajanja vođenja tiristora.

Slika 13.2. ilustrira utjecaj amplitude okidnog impulsa konstantnog vremena porasta i širine na vrijeme oporavljanja. Vidi se da povećanje amplitude okidnog impulsa za dva puta smanjuje vrijeme oporavljenja za pet puta! Povećanje amplitude okidnog impulsa ubrzava stvaranje početnog vodljivog područja, posljedica bržeg stvaranja početnog vodljivog područja jest brži pad blokirnog napona, posljedica bržeg pada blokirnog napona jesu manji gubici, posljedica manjih gubitaka je manja vršna temperatura silicija, a posljedica manje vršne temperature silicija je kraće vrijeme oporavljenja.



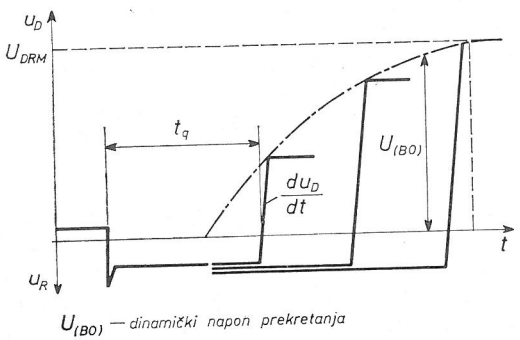

**Sl. 13.2. Ilustracija ovisnosti međudinamičkog vremena oporavljanja o amplitudi okidnog impulsa**

Strujni impuls za koji se najčešće definira međudinamički faktor ima oblik poluvala sinusoide u trajanju od 2 μs i takve amplitude da je brzina porasta i pada struje blizu kritične brzine porasta. Za spomenuti impuls međudinamički faktor iznosi od 0,1 na više, već prema tipu tiristora.

U pretvaračima s prisilnom komutacijom poželjno je upotrebljavati tiristore s kratkim vremenom oporavljanja. Međutim, tiristori s kratkim vremenom oporavljanja imaju manju brzinu širenja početnog vodljivog područja i time manji međudinamički faktor u usporedbi sa sporijim tiristorima. Sada si možemo predočiti značenje međudinamičkog faktora za izbor tiristora koji rade kod visokih frekvencija. Običan tiristor s relativno dugim vremenom oporavljanja bolji je od bržeg tiristora ako je njegov međudinamički faktor veći.

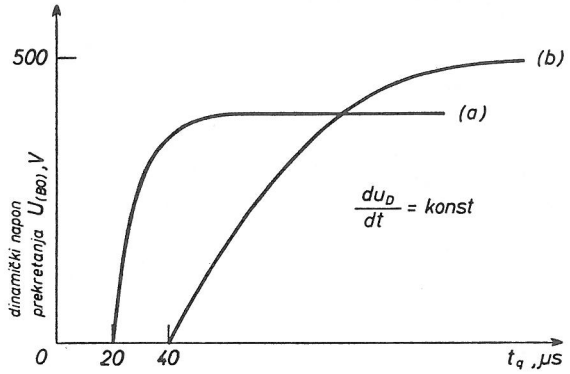
### b) Utjecaj blokirnog napona nakon oporavljanja na vrijeme oporavljanja

Druga međudinamička karakteristika je *krivulja ovisnosti vremena oporavljanja o konačnoj vrijednosti blokirnog napona za odabranu brzinu porasta blokirnog napona*, slika 13.3. Ova krivulja prikazuje ovisnost dinamičkog napona prekretanja o vremenu oporavljanja. Što nosioci naboja za rekombinaciju imaju na raspolaganju kraće vrijeme, to je veća koncentracija nosilaca naboja u trenutku pojave blokirnog




**Sl. 13.3. Što je konačna vrijednost blokirnog napona veća, to je vrijeme oporavljanja duže.**

napona i to je manji, za zadani $du_D/dt$, dinamički napon prekretanja. Tok krivulje $U_{(BO)} = f(t_q)$, slika 13.4, u izravnoj je vezi s brzinom rekombinacije naboja. Veći gradijent krivulja znači kraće vrijeme života nosilaca naboja. Uz krivulju treba navesti niz parametara: $du_D/dt$, zaporni napon, temperaturu kućišta...




**Sl. 13.4. Međudinamičke karakteristike utjecaja konačne vrijednosti blokirnog napona na vrijeme oporavljanja: a) tiristor s kratkim vremenom života nosilaca naboja i b) tiristor s dugačkim vremenom života nosilaca naboja**

### c) Utjecaj konstrukcije na dinamičke karakteristike

Poboljšanje jedne dinamičke, odnosno međudinamičke, karakteristike izmjenom konstrukcije ide često na račun neke druge karakteristike. Ovo je razlog zašto proizvođači tiristora preporučuju različite tipove tiristora za različite primjene. Korisnik tiristora mora izabrati između raspoloživih tipova tiristor koji najbolje odgovara postavljenom zadatku. Rješenje je najčešće kompromis svojstava tiristora i jednostavnosti sklopa. U tablici 13.1. sumirana su poboljšanja B i pogoršanje G frekvencijskih tiristora u usporedbi s običnim, sporim, tiristorima. Pretpostavljeno je da uspoređivani tiristori imaju jednaku površinu katode i anode.

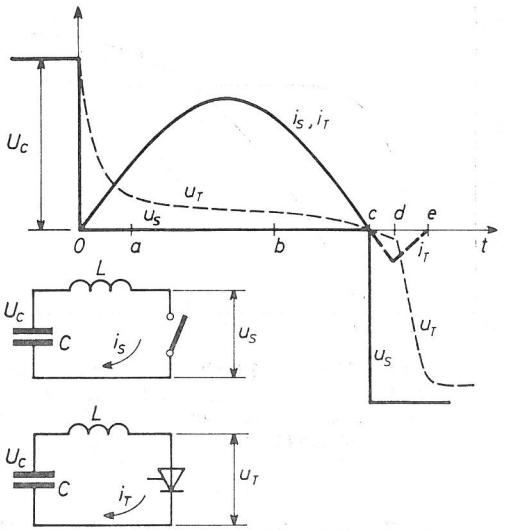
**Tablica 13.1. Usporedba električnih karakteristika različitih tipova brzih tiristora**

| *Tip tiristora* | *Napon prekretanja* | *Pad napona u stanju vođenja* | *Strujna opteretivost* | *Vrijeme oporavljanja* | *Kritični* $du_D/dt$ | *Kritični* $di_T/dt$ |
|---|---|---|---|---|---|---|
| *Kraće vrijeme života nosilaca naboja* | G (−) | G (+) | G (−) | B ( ) | B (+) | G (−) |
| *Tanje* $N_s$ *područje* | G (−) | B (−) | B (+) | B (−) | | B (+) |
| *Kratko spojeni emiter* | | | G (−) | | B (+) | |
| *Bolje hlađenje* | B (+) | G (+) | B (+) | B (−) | B (+) | |

*B – poboljšanje karakteristike (+) – povećanje*
*G pogoršanje karakteristike (−) smanjenje*

## 13.2. Općenito o dinamičkim gubicima

Slika 13.5. uspoređuje u *LC*-titrajnom krugu naponsko-strujne odnose na tiristoru i idealnoj sklopki. Tiristor se u mnogome razlikuje od idealne sklopke, tablica 13.2. Jedini vremenski intervali u kojima se tiristor približuje idealnoj sklopki jesu period potpunog vođenja struje, period blokiranja i period zapiranja.




**Sl. 13.5. Usporedba idealne sklopke i tiristora**

Gubici širokih strujnih impulsa ($> 500\ \mu s$) uglavnom se sastoje od gubitaka vođenja. Za uže impulse gubici uklapanja i oporavljanja postaju dominantni. Kod širina impulsa ispod 10 — 100 $\mu s$ period vođenja više ne postoji, i svi gubici potječu iz dinamičkih intervala.

Ukupni gubici impulsne struje u kojima dominiraju dinamički gubici izražavaju se po impulsu, a ne po jedinici vremena. Ako su poznati gubici po impulsu, možemo za bilo koju frekvenciju impulsa izračunati gubitke u jedinici vremena

$$P = (\text{gubici jednog impulsa}) \times (\text{frekvencija impulsa}) \qquad (13.2)$$

**Tablica 13.2. Pregled rada tiristora po intervalima (v. sl. 13.5)**

| *Vremenski interval (v. sliku 13.5)* | *0 – a* | *a – b* | *b – c* | *c d* | *d e* |
|---|---|---|---|---|---|
| *Stanje tiristora* | *Uklapanje* | | *Vođenje* | *Oporavljanje* | |
| | *vođenje po obodu geita* | *širenje vodljivog područja* | *potpuno vođenje* | *struja oporavljanja ograničenje: strujni krug* | *struja oporavljanja ograničenje: tiristor* |
| *Tipični trenutni pad napona, V* | $U_C$ *do 10* | *10 do 3* | *3 do 1* | *1 do 3* | *1 do (* $U_C$ *)* |
| *Tipično trajanje, μs* | *5 do 20* | *10 do 100* | *ovisno o strujnom krugu* | *1 do 20* | *1 do 20* |
| *Relativni trenutni gubici* | *veliki – srednji* | *srednji* | *mali – srednji* | *mali* | *veliki* |

## 13.3. Gubici uklapanja

*Gubici uklapanja* (i granični gubici uklapanja) određuju se mjerenjem (v. odsječak 14.17). Egzaktan proračun gubitaka uklapanja nemoguće je provesti, no mi ćemo unatoč tome proračunati gubitke uklapanja za strujni impuls oblika poluvala sinusoide.

### a) Analitički proračun gubitaka uklapanja

Promotrimo tiristor koji ima geit u sredini prstenaste katode. Neka je unutarnji polumjer katode $r_1$, a vanjski $r_2$. Pretpostavimo da vodljivi kanal nastaje onog trenutka kada počinje rasti struja i da se vodljivo područje širi konstantnom radijalnom brzinom $v$. Trenutna vrijednost gubitaka uklapanja iznosi

$$p_U = u_U \cdot i_T \tag{13.3}$$

gdje je

$u_U$ trenutna vrijednost napona na tiristoru tokom uklapanja

$i_T$ trenutna vrijednost struje kroz tiristor tokom uklapanja

Treba naći analitički izraz za napon $u_U$. Napon $u_U$, kako proces uklapanja odmiče, približuje se stacionarnom padu napona u stanju vođenja (12.1.b).

$$u_T = U_{(TO)} + r_T \cdot i_T$$

Ako se pretpostavi da struja tokom uklapanja teče samo u aksijalnom smjeru i da se vodljivo područje širi u koncentričnim krugovima oko geita, onda napon na tiristoru tokom uklapanja ima jednak analitički oblik kao stacionarni pad napona u stanju vođenja

$$u_U = U_{(TO)} + r_U \cdot i_T \tag{13.4}$$

Dinamički otpor $r_U$ obrnuto je proporcionalan vodljivoj površini

$$r_U = \frac{r_2^2 - r_1^2}{2\, r_1 \cdot v \cdot t + v^2\, t^2}\, r_T \tag{13.5}$$

Ako $t \to 0$, $r_U \to \infty$, ako $t \to \infty$, $r_U \to r_T$. U početnim trenucima $r_U$ naglo pada, a zatim se približuje sve sporije i sporije konačnoj vrijednosti. Pad napona $u_U$ izazvan impulsom struje sinusnog oblika

$$i_T = I_{TM} \sin \omega t$$

iznosi

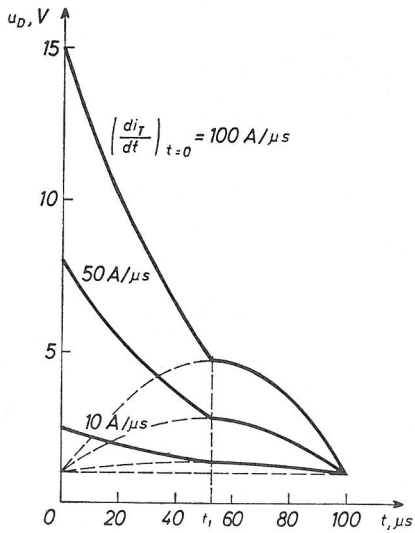
$$u_U = U_{(TO)} + r_U\, I_{TM} \sin \omega t \tag{13.6}$$

Drugi sumand za $t = 0$ poprima neodređenu vrijednost. Zato potražimo limes

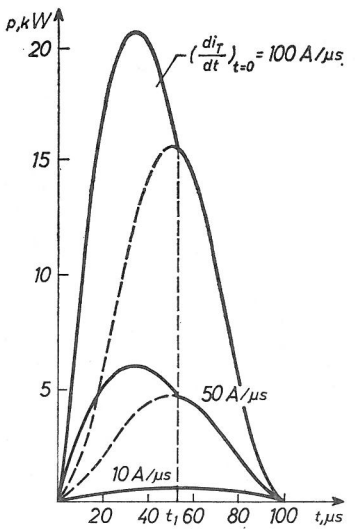
$$\lim_{t \to 0} r_U(t)\, I_{TM} \sin \omega t = \frac{r_2^2 - r_1^2}{2\, r_1} \cdot \frac{I_{TM}}{v}\, \omega\, r_T \tag{13.7}$$

Slika 13.6. prikazuje izračunati vremenski tok napona na tiristoru tokom uklapanja za tri strujna impulsa oblika poluvala sinusoide jednakog trajanja, ali različite amplitude. Što je veća početna brzina porasta struje (time i amplituda impulsa), to je veća razlika između dinamičkog i statičkog (crtkane krivulje) pada napona. U trenutku završetka širenja vodljivog područja napon na tiristoru postiže stacionarnu vrijednost (trenutak $t_1$).

Izračunati tok napona na tiristoru tokom uklapanja razlikuje se od stvarnog (usporedi sliku 13.6. sa slikom 12.37). Prije uklapanja blokirni je napon na tiristoru veći od onoga koji pokazuje slika 13.6. za $t = 0$. Početni strmi pad blokirnog napona na slici 12.37. zbiva se za vrijeme aksijalnog »probijanja« vodljivog kanala; u vremenskom intervalu koji nije uzet u obzir prilikom izvođenja formule (13.6). Kasniji polagani pad blokirnog napona do statičke vrijednosti u vezi je s već poznatim procesom radijalnog širenja vodljivog područja.




**Sl. 13.6. Računski dobivene krivulje toka napona na tiristoru tokom uklapanja**




**Sl. 13.7. Računski dobivene krivulje gubitaka tiristora tokom uklapanja**

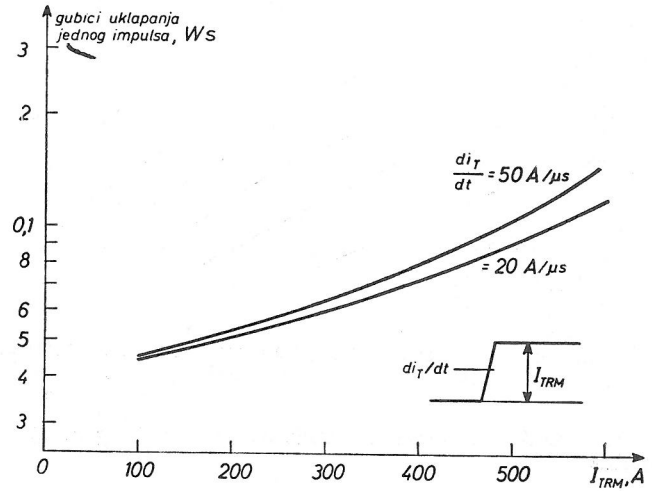
Uvrštenjem (13.4) u (13.3) dobivamo vremenski tok gubitaka uklapanja

$$p_U(t) = U_{(TO)} \cdot i_T(t) + r_U(t) \cdot i_T^2(t) \qquad (13.8)$$

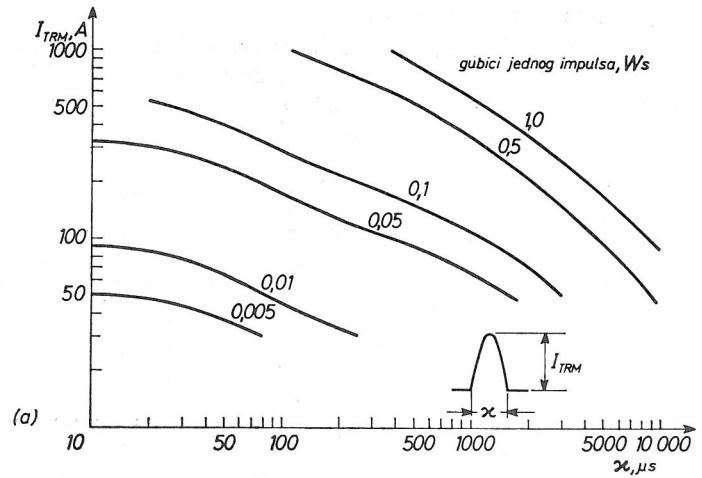
Tok ove funkcije pokazuje da maksimum gubitaka uklapanja nastupa vremenski prije maksimuma struje, slika 13.7. Maksimum gubitaka uklapanja znatno je veći od maksimuma gubitaka koji se dobivaju množenjem struje sa statičkim padom napona. Ukupni gubici uklapanja dobivaju se integriranjem vremenskog toka gubitaka (13.8).

### b) Grafo-analitički proračun gubitaka uklapanja

Za opterećenje sinusnim i pravokutnim strujnim impulsima obično postoje gotovi dijagrami gubitaka jednog impulsa tokom uklapanja (sl. 13.8) ili tokom uklapanja i vođenja zajedno (sl. 13.9). Parametri su: početni blokirni napon, niz podataka o okidnom impulsu te veličina otpornika i kondenzatora u *RC*-članu koji je paralelno spojen s tiristorom. Kod dijagrama gubitaka pravokutnog impulsa treba specificirati i brzinu porasta struje $di_T/dt$. Razumljivo, dijagrami moraju vrijediti za bilo koju temperaturu kućišta, pa prema tome temperatura kućišta nije parametar.

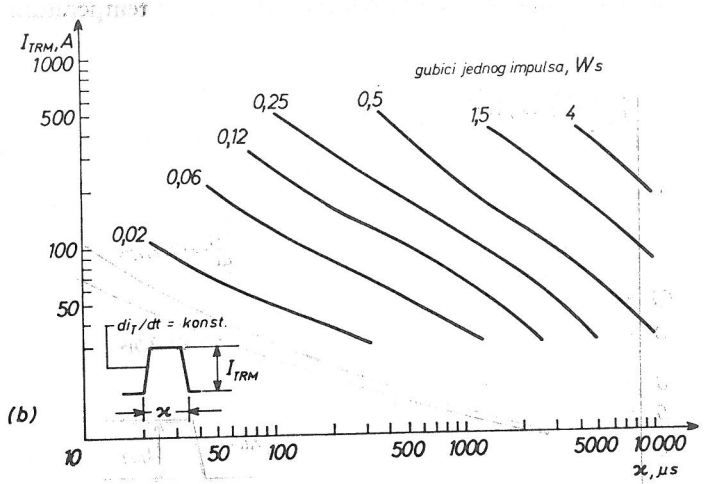



**Sl. 13.8. Gubici uklapanja jednog pravokutnog strujnog impulsa**




**Sl. 13.9.a. Gubici uklapanja i vođenja sinusnog strujnog impulsa**

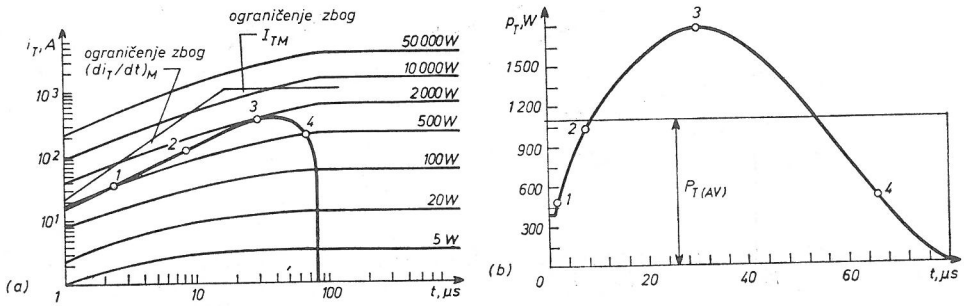
Ako je strujni impuls nestandardnog oblika ili ako ne postoje dijagrami iz kojih bi se mogli očitati gubici tokom uklapanja, preostaje proračun. Proračun gubitaka uklapanja i vođenja temelji se na dijagramu koji prikazuje slika 13.10. Dijagram pokazuje valne oblike struja za koje je iznos gubitaka vremenski konstantan (umnožak napona i struje u svakom trenutku isti). Struje su uzlazne, jer se vodljivo područje širi. Kada se struja ravnomjerno raspodjeli po površini, struja je konstantna, a gubici su u skladu sa statičkom propusnom karakteristikom. Na dijagramu je označena kritična brzina porasta struje i granična amplituda struje.




**Sl. 13.9.b. Gubici uklapanja i vođenja pravokutnog strujnog impulsa**

Proračun gubitaka proizvoljnog strujnog impulsa izrađuje se ovako: u didijagram na slici 13.10. ucrta se tok struje gubitke koje tražimo. Iz presjecišta s krivuljama konstantnih gubitaka nalazimo vremenski tok gubitaka, slika 13.10.b. Vremenski tok gubitaka crtamo u linearnom mjerilu. Grafičkom integracijom dobivamo gubitke jednog strujnog impulsa.

Ovaj je postupak opravdan ako su gubici u trenucima širenja vodljivog područja ovisni o veličini struje i o vremenu računatom od početka uklapanja, a ne i o načinu mijenjanja struje tokom uklapanja. To je zaista tako, jer se vodljivo područje širi konstantnom brzinom, neovisno o veličini struje.




**Sl. 13.10. Objašnjenje proračuna gubitaka tokom periode uklapanja i vođenja**

## 13.4. Gubici oporavljanja

*Gubitke oporavljanja* još je teže analitički obuhvatiti od gubitaka uklapanja. Da bismo ipak dobili neku predodžbu o gubicima oporavljanja, razmotrit ćemo o kojim veličinama ovise i izradit ćemo vrlo približan proračun gubitaka.

Gubici oporavljanja

$$p_Q(t) = u_R(t) \cdot i_R(t) \tag{13.9}$$

ovise o vremenskom toku struje oporavljenja $i_R$ i zapornog napona $u_R$, slika 13.11. Brzinu porasta struje oporavljanja određuju parametri strujnog kruga u kojem se nalazi ventil. Opadanje struje oporavljanja više je funkcija ventila, a manje parametara strujnog kruga. Na tok zapornog napona znatno utječu *LRC*-članovi za smanjivanje prenapona oporavljanja (v. odsječak 18.3). Povoljnim izborom *LRC*-članova može se znatno smanjiti strmina porasta i vršna vrijednost zapornog napona. Tok zapornog napona u primjeru na slici 13.11. upućuje na to da *LRC*-članovi nisu optimalno izabrani. Naponsko nadvišenje moglo bi se smanjiti, npr. smanjenjem otpora.

Uspije li se dovoljno prigušiti titraj prenapona oporavljanja u proračun gubitaka oporavljanja smije se ući s pretpostavkom da zaporni napon raste konstantnom brzinom $\mathrm{d}u_R/\mathrm{d}t = U_{RM}/t_1$ do konačne vrijednosti $U_{RM}$. Ako pretpostavimo da struja oporavljanja opada po zakonu eksponencijalne funkcije s vremenskom konstantom $\tau$, imamo sve podatke za proračun gubitaka oporavljanja

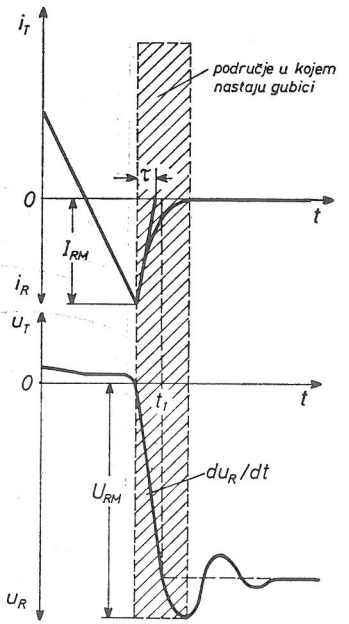
$$P_Q = \frac{1}{T}\int u_R(t)\, i_R(t)\, \mathrm{d}t$$

$$P_Q = \frac{1}{T}\int_0^{t_1} \frac{U_{RM}}{t_1}\, t \cdot I_{RM} e^{-t/\tau}\, \mathrm{d}t + \frac{1}{T}\int_{t_1}^{\infty} U_{RM} I_{RM} e^{-t/\tau}\, \mathrm{d}t$$

$$P_Q = \frac{1}{T}\frac{U_{RM}}{t_1} I_{RM} \tau^2 (1 - e^{-t_1/\tau}) \tag{13.10}$$

gdje je

$T$ trajanje periode




**Sl. 13.11. Množenjem zapornog napona s strujom oporavljanja u različitim trenucima oporavljanja dobiva se vremenski tok gubitaka oporavljanja**

Gubici oporavljanja mogu se vrlo približno izraziti nabojem oporavljanja

$$P_Q \approx \frac{1}{T} Q \cdot U_{RM} \tag{13.11}$$

gdje je

$T$ trajanje periode

$Q$ naboj oporavljanja

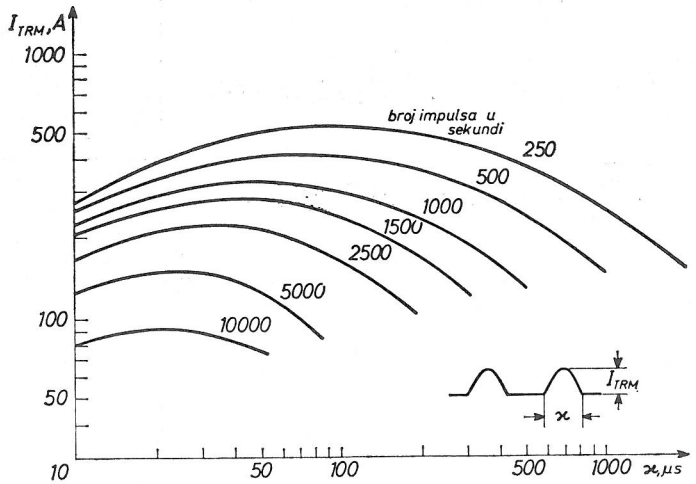
$U_{RM}$ konačna vrijednost zapornog napona

Uzeto je da zaporni napon skokovito poraste na konačnu vrijednost $U_{RM}$ u trenutku prolaska struje kroz nulu.

## 13.5. Granična pulsirajuća struja visoke frekvencije i velike brzine porasta

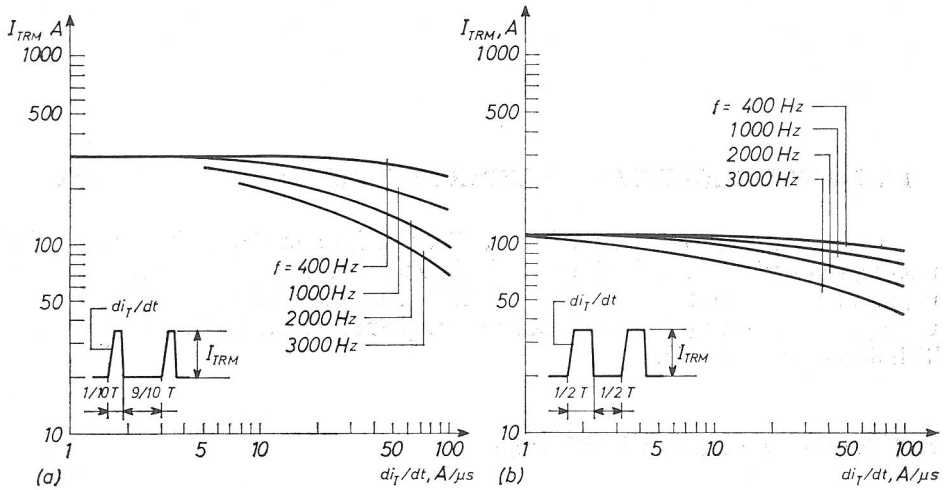
Zbog složenosti (i nesigurnosti!) proračuna *granične pulsirajuće struje visoke frekvencije i velike brzine porasta* dijagrami granične struje imaju veću važnost nego kod sporih ventila. Iz dijagrama se može očitati, za najrazličitije uvjete (npr. frekvenciju, temperaturu kućišta, početni blokirni napon, strminu okidnog impulsa itd.), granična struja nekog odabranog valnog oblika.

U primjeni često se susreće opterećenje kratkim sinusnim i pravokutnim impulsima struje visoke frekvencije i trajanja mnogo kraćeg od trajanja periode. Slika 13.12. ilustrira dijagram granične struje za slučaj sinusnih impulsa, a slika




**Sl. 13.12. Ovisnost granične amplitude sinusnih poluvalova struje o njihovoj frekvenciji i trajanju**

13.13. za slučaj pravokutnih impulsa. Parametri su: temperatura kućišta, zaporni napon tokom oporavljanja, vrijeme odmaranja (tj. vrijeme trajanja zapornog napona), brzina porasta blokirnog napona, niz podataka o okidnom impulsu i veličina otpornika i kondenzatora u *RC*-članu koji je paralelno spojen s ventilom.




**Sl. 13.13. Ovisnost granične amplitude pravokutnih impulsa struje o njihovoj frekvenciji i brzini porasta: a) trajanje impulsa je 10% periode i b) trajanje impulsa je 50% periode**

# 14. METODE ISPITIVANJA ENERGETSKIH DIODA I TIRISTORA

Opisane su samo, za korisnika ventila, važnije metode. Objašnjen je princip mjerenja bez ulaženja u detalje električnih sklopova. Metode mjerenja opisane su u prvom redu zato da pruže još bolji uvid u karakteristike poluvodičkih ventila. Gdje je god bilo moguće pridržavali smo se preporuka IEC-a ili dokumenata IEC Tehničkog komiteta 47.

## 14.1. Tipska i rutinska ispitivanja

Tipska ispitivanja obuhvaćaju provjeru svih deklariranih karakteristika, a rutinska ispitivanja obuhvaćaju provjeru samo onih deklariranih karakteristika koje su značajne za urednu proizvodnju.

*Tipska ispitivanja* provode se zbog provjere deklariranih karakteristika.

*Rutinska ispitivanja* provode se da bi se provjerilo odgovaraju li karakteristike ventila onima koje su izmjerene tipskim ispitivanjima. Općenito se očekuje od proizvođača ventila da cjelokupnu proizvodnju podvrgne rutinskim ispitivanjima. Ako se kupac i isporučilac suglase, rutinska ispitivanja ne trebaju se provesti za cjelokupnu proizvodnju, nego samo za statistički odabrane uzorke.

U tablicama 14.1. i 14.2. iznesena su tipska i rutinska ispitivanja dioda i tiristora koje preporučuje IEC.

**Tablica 14.1. Tipska i rutinska ispitivanja energetskih dioda prema IEC-u [9.4]**

| *Ispitivana karakteristika* | *Tipska ispitivanja* | *Rutinska ispitivanja* |
|---|---|---|
| *Udarna preopteretivost* | ● | ● |
| *Propusna karakteristika* | ● | |
| *Propusni pad napona* | | ● |
| *Zaporna karakteristika* | ● | |
| *Zaporna struja* | | ● |
| *Zaporni napon* | ● | ● |
| *Naboj oporavljanja* | ● | |
| *Toplinski otpor i prijelazna toplinska impedancija* | ● | |
| *Otpornost na pulsirajuće opterećenje* | ● | |
| *Trajnost pod radnim strujnim i naponskim opterećenjem* | ● | |
| *Mehanička ispitivanja* | ● | |

**Tablica 14.2. Tipska i rutinska ispitivanja energetskih tiristora prema IEC-u [9.4]**

| Ispitivana karakteristika | Tipsko ispitivanje | Rutinsko ispitivanje |
|---|---|---|
| Propusna karakteristika | ● | |
| Propusni pad napona | | ● |
| Zaporna i blokirna karakteristika | ● | |
| Zaporna i blokirna struja | | ● |
| Zaporni i blokirni napon | ● | ● |
| Kritična brzina porasta blokirnog napona | ● | ●(1) |
| Struja držanja | ● | |
| Struja prihvaćanja | ● | ●(1) |
| Kritična brzina porasta propusne struje | ● | |
| Udarna preopteretivost | ● | ● |
| Trajnost pod radnim strujnim i naponskim opterećenjem | ● | |
| Otpornost na pulsirajuće opterećenje | ● | |
| Vrijeme oporavljanja | ● | ●(1) |
| Sklopni gubici (2) | | |
| Toplinski otpor i prijelazna toplinska impedancija | ● | |
| Naboj oporavljanja | ● | |
| Napon i struja okidanja | ● | ● |
| Napon i struja neokidanja | ● | |
| Vrijeme kašnjenja uklapanja | ● | |
| Mehanička ispitivanja | ● | |

(1) Samo za tiristore kojima se deklarira minimalna ili maksimalna vrijednost dotične veličine

(2) Za sada nema IEC propisa

## 14.2. Toplinski uvjeti mjerenja električnih karakteristika

Toplinske uvjete mjerenja određuje temperatura silicija ili temperatura jedne zgodno odabrane referentne točke. Prije početka mjerenja ventil se zagrije na željenu temperaturu. U tu svrhu ventil se pričvrsti na grijaću ploču i sačeka dok ne dođe do izjednačenja temperatura između grijaće ploče i ventila. Temperatura silicija jednaka je temperaturi grijaće ploče.

U mjernoj praksi javljaju se, s obzirom na gubitke koji nastaju tokom mjerenja, dva slučaja:

— u ventilu se stvaraju neznatni gubici,

— u ventilu se stvaraju znatni gubici.

U prvom slučaju temperatura silicija jednaka je temperaturi kućišta, a temperatura kućišta temperaturi grijaće ploče (dakle, temperatura silicija je poznata). U drugom slučaju temperatura silicija poznata je samo na početku mjeranja.

Neke karakteristike mjere se uz neznatne gubitke, bilo snimanjem karakteristike točku po točku (npr. zaporna karakteristika), bilo impulsnim metodama (npr. propusna karakteristika) (kroz ventil se šalju kratki strujni impulsi koji neznatno zagrijavaju silicij).

Neke karakteristike mjere se uz velike gubitke; tipičan primjer mjerenja uz velike gubitke jest mjerenje udarne strujne preopteretivosti.

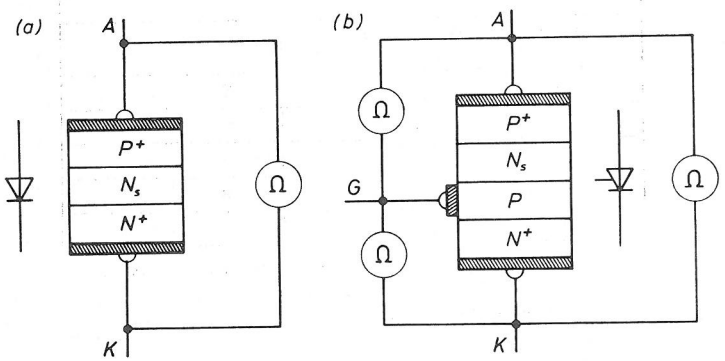
## 14.3. Ispitivanje ispravnosti dioda i tiristora omometrom

Ispitivanje se sastoji u mjerenju otpora između pojedinih priključaka ventila. Ovom metodom mogu se otkriti samo najgrublja oštećenja, tj. može se dokazati neispravnost ventila, ali se ne može dokazati obratno — da je ventil sigurno ispravan.

Na slici 14.1.a. objašnjen je princip ispitivanja dioda. Dioda je vjerojatno ispravna:

— ako omometar spojen pozitivnom stezaljkom na anodu i negativnom stezaljkom na katodu pokazuje malen otpor i

— ako omometar kod obratnog polariteta priključaka pokazuje velik otpor.




**Sl. 14.1. Ispitivanje ispravnosti: a) diode i b) tiristora pomoću omometra**

Na slici 14.1.b. objašnjen je princip ispitivanja tiristora. Tiristor je vjerojatno ispravan:

— ako omometar spojen između anode i katode pokazuje velik otpor bez obzira na to da li je spojen pozitivnom stezaljkom na anodu ili katodu,

— ako omometar spojen između geita i katode pokazuje malen otpor s pozitivnom stezaljkom na geitu i nešto veći otpor s pozitivnom stezaljkom na katodi,

— ako omometar spojen između geita i anode pokazuje velik otpor bez obzira na to da li je spojen pozitivnom stezaljkom na anodu ili katodu.

Prije ispitivanja omometrom potrebno je provjeriti hoće li za vrijeme mjerenja napon, struja i disipacija geita biti unutar dopuštenih granica.

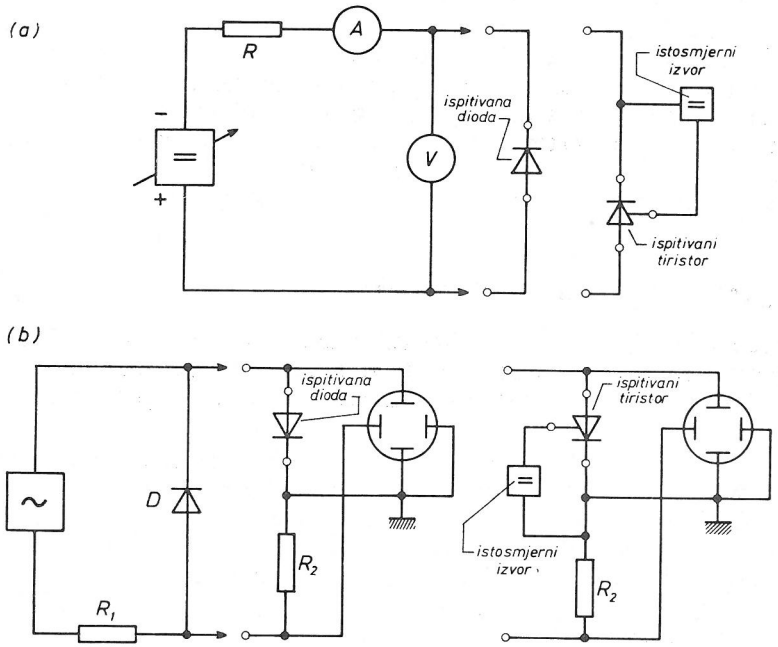
## 14.4. Propusna karakteristika

Metodom na slici 14.2.a. snima se propusna karakteristika točku po točku. Namjesti se željena veličina struje i očita se pad napona.

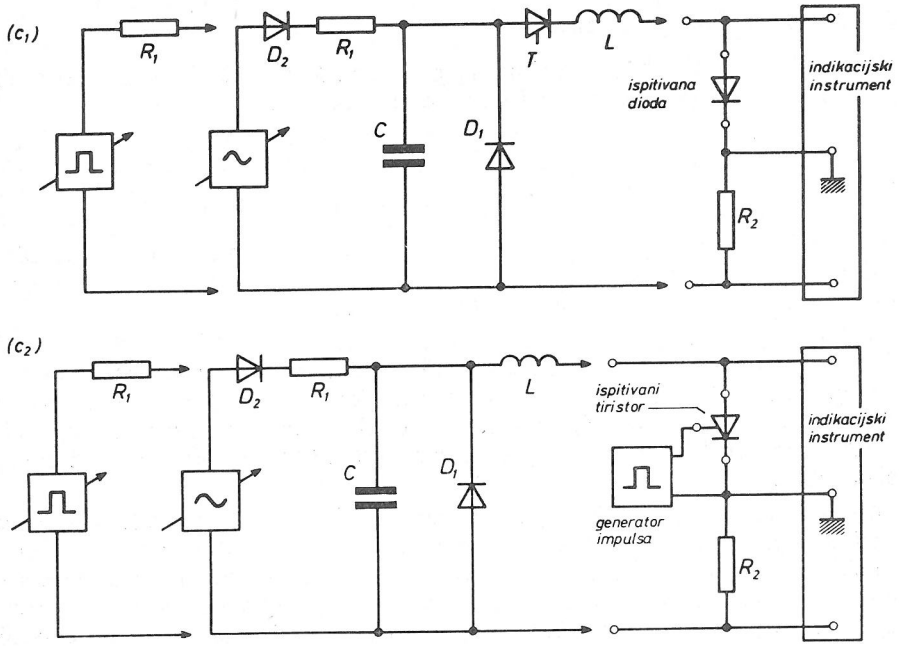
Metoda na slici 14.2.b. jest osciloskopska metoda. Kroz ispitivani ventil prolaze impulsi struje oblika poluvala sinusoide (kao kod najjednostavnijeg jednofaznog ispravljača opterećenog omskim trošilom). Otpor $R_1$ ograničava struju kroz ispitivani ventil i diodu $D$. Na $x$-pločice osciloskopa dovodi se napon proporcionalan struji sa shunta $R_2$, a na $y$-pločice pad napona u propusnom smjeru. Dioda $D$ štiti osciloskop, jer ne dopušta da se na ispitivanom ventilu pojavi zaporni napon veći od pada napona u propusnom smjeru diode $D$.

Tokom mjerenja opisanim metodama kroz ispitivani ventil teče znatna struja. Kod metode snimanja propusne karakteristike točku po točku nemoguće je održavati temperaturu silicija konstantnom. Kod osciloskopske metode snimanja propusne karakteristike potrebno je prije no što se oscilografira propusna karakteristika pričekati da ventil dođe u stanje toplinske ravnoteže. Ove nedostatke nema metoda na slici 14.2.c.

Metoda na slici 14.2.c. je impulsna metoda snimanja propusne karakteristike. Budući da kroz ispitivani ventil prolaze relativno kratki strujni impulsi, zagrijavanje silicija je zanemarivo, a trenutna vrijednost struje smije biti znatno veća od bilo koje granične trajne struje. Kondenzator $C$ nabije se za vrijeme pozitivnih poluperioda napona izvora na vršnu vrijednost napona izvora. U nekoj slijedećoj negativnoj poluperiodi okine se tiristor $T$ (v. sl. 14.2.c$_1$), odnosno ispitivani tiristor (v. sl. 14.2.c$_2$). Kondenzator se izbija preko prigušnice $L$ i ispitivanog ventila, kroz ispitivani ventil poteče približno sinusni poluval struje. Mjeri se vršna vrijed-




**Sl. 14.2.a,b. Metode mjerenja propusne karakteristike ventila**




**Sl. 14.2.c. Impulsna metoda mjerenja propusne karakteristike ventila**

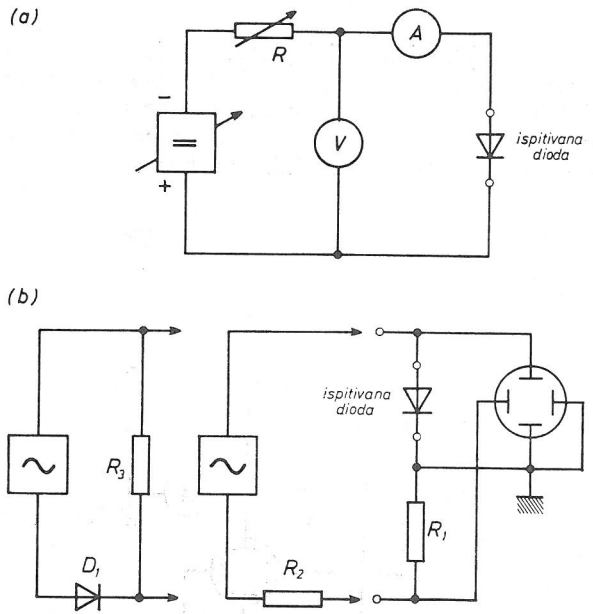
nost struje i pripadna vrijednost pada napona. Impuls struje opterećenja mora biti dovoljno širok da bi ispitivani ventil nakon uklapanja došao u stacionarno stanje vođenja (obično zadovoljava širina impulsa od 3—4 ms). S druge strane, impuls struje opterećenja mora biti dovoljno kratak i frekvencija ponavljanja dovoljno mala da bi unutarnje zagrijavanje ispitivanog ventila bilo zanemarivo. Ova metoda omogućuje snimanje propusne karakteristike u području velikih gustoća struja, kod struja koje, primijenjene trajno, razaraju ventil. Impulsna metoda snimanja propusne karakteristike preporučuje se za rutinska ispitivanja.

## 14.5. Zaporna i blokirna karakteristika

Metode mjerenja zaporne karakteristike diode prikazuje slika 14.3. Na slici 14.3.a. prikazana je već poznata metoda snimanja karakteristike točku po točku. Za osciloskopsko promatranje zaporne karakteristike diode preporučuje se metoda na slici 14.3.b.

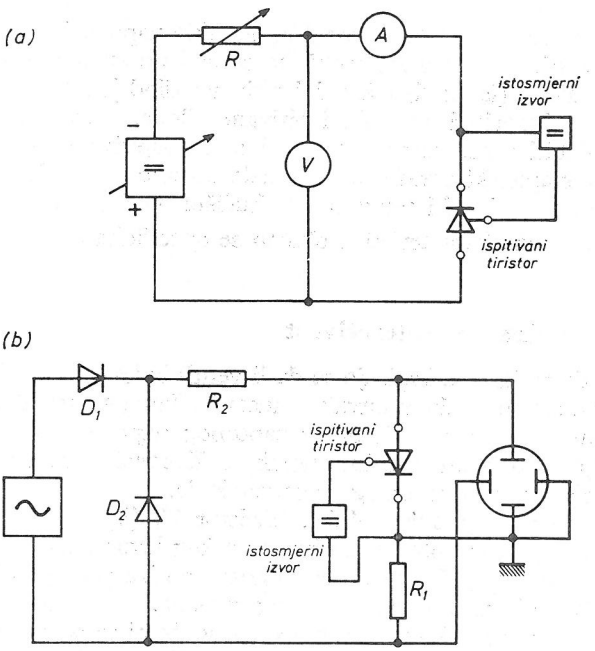
Metodom na slici 14.4.a. snima se blokirna karakteristika tiristora točku po točku. Željeni blokirni istosmjerni napon dovede se na tiristor preko zaštitnog otpora $R$. Blokirna struja mjeri se kod određenog prednapona geita i određene impedancije kruga geita. Zaštitni otpor $R$ ograničuje struju u slučaju nekontroliranog prekretanja tiristora na veličinu neopasnu za ampermetar i ispitivani tiristor.

Slika 14.4.b. prikazuje spoj koji omogućuje promatranje blokirne karakteristike tiristora na osciloskopu kod odabranih parametara kruga geita. Na ispitivanom tiristoru je blokirni napon oblika poluvala sinosoide.



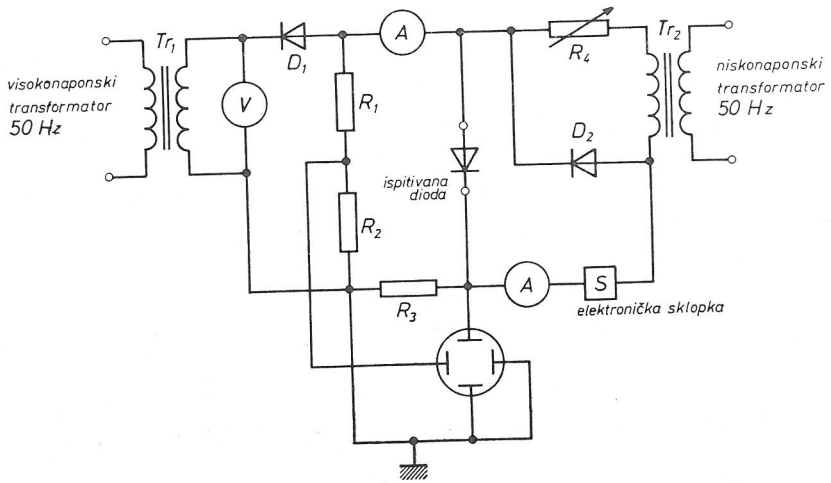

**Sl. 14.3. Metode mjerenja zaporne karakteristike dioda**

Za mjerenje zaporne karakteristike tiristora upotrebljavaju se isti spojevi; očito, potrebno je samo zamijeniti priključke anode i katode.




**Sl. 14.4. Metode mjerenja zaporne, odnosno blokirne, karakteristike tiristora**

Opisanim metodama (sl. 14.3. i 14.4) karakteristike se mjere u donekle teoretskim uvjetima, jer se zagrijavanje ventila vrši izvana pomoću grijaće ploče (temperatura silicija približno je jednaka temperaturi grijaće ploče, jer su blokirni, odnosno zaporni, gubici mali). Sklop za mjerenje zaporne karakteristike diode pod strujnim opterećenjem prikazuje slika 14.5. Ispitivana se dioda zagrijava strujom




**Sl. 14.5. Metoda mjerenja zaporne karakteristike diode pod strujnim opterećenjem**

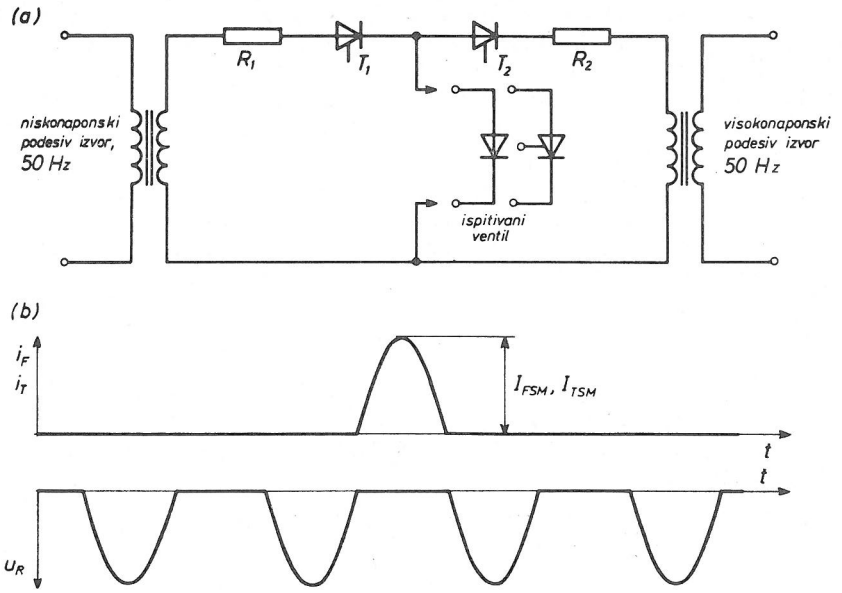
iz transformatora $Tr_2$. Transformator $Tr_2$ je niskonaponski transformator velike strujne opteretivosti. Otporom $R_4$ namješta se željeno strujno opterećenje. Dioda $D_2$ je balansna dioda (istog tipa kao i ispitivana dioda). Elektronička sklopka $S$ zatvorena je u poluperiodi vođenja ispitivane diode. Odvodna struja otvorene sklopke S mora biti mala prema zapornoj struji ispitivane diode. Transformator $Tr_1$ je visokonaponski transformator male strujne opteretivosti. Tokom mjerenja, temperatura okoline ili temperatura kućišta održava se konstantom.

Blokirna i zaporna karakteristika obično se specificiraju za graničnu temperaturu silicija.

## 14.6. Udarna strujna preopteretivost

Metoda je destruktivna. Ispituje se da li ventil izdržava određeni broj impulsa udarne propusne struje oblika poluvala sinusoide. Između impulsa struje na ventil se mogu narinuti poluperiode sinusnog zapornog napona, slika 14.6.b. Time su uvjeti ispitivanja vrlo blizu radnim uvjetima. Zaporni napon može se narinuti neko vrijeme prije i poslije udarnog preopterećenja.

Mjerni krug prikazuje slika 14.6.a. Tiristor $T_1$ (ispitivani tiristor) okine se na početku odgovarajućeg poluvala niskonaponskog izvora. Time se inicira poluval udarne struje. Tiristor $T_2$ okine se upravo neznatno iza početka slijedećeg poluvala napona. Time se inicira poluval zapornog napona. Kašnjenje okidanja tiristora $T_2$ prema prolasku napona kroz nulu potrebno je da bi se osiguralo vrijeme odmaranja tiristora $T_1$ unutar kojeg se tiristor oporavlja. Ova igra ponavlja se onoliko puta za koliko impulsa se traži udarna preopteretivost.




**Sl. 14.6. Metoda mjerenja udarne strujne preopteretivosti ventila**

## 14.7. Prijelazna toplinska impedancija

Ključni problem u mjerenju toplinskog otpora i prijelazne toplinske impedancije jest mjerenje temperature silicija. O temperaturi silicija zaključuje se iz poznate ovisnosti neke temperaturno osjetljive električne karakteristike ventila. Najzgodnije je uzeti pad napona u stanju vođenja kod struja iznosa nekoliko postotaka granične struje.

Za referentnu temperaturu, s kojom se uspoređuje temperatura silicija ili s kojom se definiraju uvjeti mjerenja, uzima se temperatura rashladnog sredstva ukoliko se mjeri toplinska impedancija ventila i rashladnog tijela zajedno, a ukoliko se mjeri samo toplinska impedancija ventila, za referentnu se temperaturu uzima temperatura zgodno odabrane točke na kućištu ventila. Temperatura kućišta mjeri se temperaturno osjetljivim elementom koji ima zanemariv toplinski kapacitet (v. odsječak 22.13).

### a) Toplinski otpor

Toplinski otpor dobivamo tako da se ventil, toplinski otpor kojega želimo odrediti, stavi na nezagrijanu grijaću ploču. Pod opterećenjem gubicima $P_1$, u stacionarnom stanju, izmjeri se temperatura referentne točke $\vartheta_1$ i indirektno virtuelna temperatura silicija. Zatim se ventil optereti gubicima $P_2$ ($P_2 < P_1$) i zagrije na grijaćoj ploči dok se u stacionarnom stanju ne postigne jednaka virtuelna temperatura silicija. Temperatura referentne točke $\vartheta_2$ veća je od prethodne. Toplinski otpor između silicija i referentne točke računa se iz podataka mjerenja prema slijedećoj formuli

$$R_{th} = \frac{\vartheta_2 - \vartheta_1}{P_1 - P_2} \tag{14.1}$$

Ova metoda postavljena je tako da se podatak o toplinskom otporu dobiva računom na bazi jednakosti virtuelnih temperatura silicija kod gubitaka $P_1$ i $P_2$ (gubici $P_1$ i $P_2$ moraju biti vremenski konstantni ili dovoljno visoke frekvencije da bi valovitost virtuelne temperature silicija bila zanemariva). Zato nije potrebno brojčano poznavati vrijednost virtuelne temperature silicija, nego samo indirektno izvršiti njezino mjerenje.

Tokom mjerenja virtuelne temperature silicija potrebno je prekinuti struju. Neposredno nakon prekida struje šalje se kroz ventil referentna mjerna struja i mjeri se pad napona. Mjerenje treba izvršiti kada su se svi netoplinski tranzijenti smirili, ali prije nego što se značajnije promijeni temperatura silicija.

### b) Prijelazna toplinska impedancija za konstantnu struju

Princip mjerenja sastoji se u tome da se promatra krivulja hlađenja silicija nakon što je ventil došao u stanje toplinske ravnoteže pod nekim konstantnim opterećenjem. Iz podataka mjerenja, prijelazna toplinska impedancija između silicija i referentne točke računa se prema formuli

$$z_{th}(t) = \frac{[\vartheta_J(0) - \vartheta_C(0)] - [\vartheta_J(t) - \vartheta_C(t)]}{P} \tag{14.2}$$

gdje je

$\vartheta_J(0)$ virtuelna temperatura silicija u trenutku prekida opteretne struje ($t = 0$),

$\vartheta_J(t)$ virtuelna temperatura silicija u trenutku $t$,

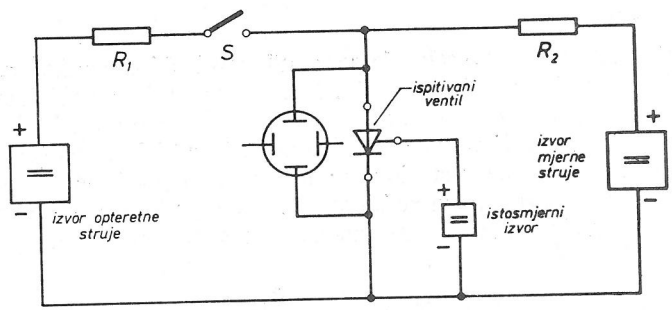
$\vartheta_C(0)$ temperatura referentne točke u trenutku prekida opteretne struje ($t = 0$),

$\vartheta_C(t)$ temperatura referentne točke u trenutku $t$,

$P$ gubici u ventilu do trenutka prekida opteretne struje

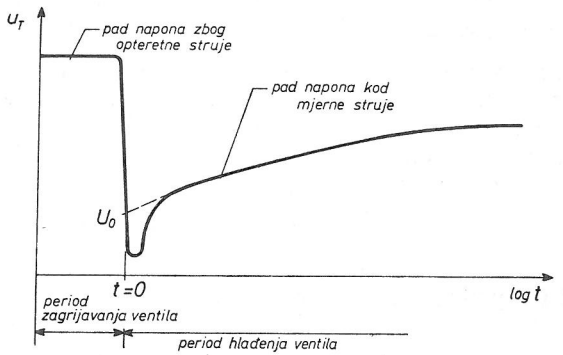
### c) Mjerna metoda

Podaci za proračun prijelazne toplinske impedancije mogu se dobiti pomoću mjernog kruga na slici 14.7. Ventil se strujno optereti, i nakon postizanja toplinske ravnoteže izmjere se gubici $P$. Struja zagrijavanja ventila zatim se prekine, i od




**Sl. 14.7. Metoda mjerenja virtuelne temperature silicija ventila**

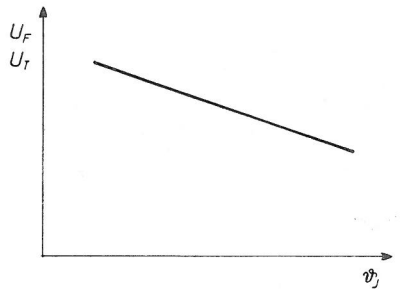
trenutaka prekida struje snima se na oscilografu ili fotografira na osciloskopu pad napona u stanju vođenja uslijed protjecanja referentne mjerne struje, slika 14.8, a istodobno se registrira temperatura referentne točke $\vartheta_C(t)$ (temperatura referentne



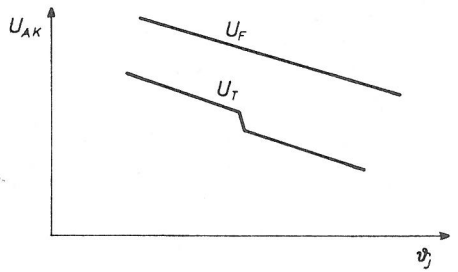

**Sl. 14.8. Pad napona u stanju vođenja je pokazatelj virtuelne temperature silicija.**

točke može se mjeriti termoparom ili termistorom, jer je mijenjanje temperature malo i relativno sporo). Iz krivulje vremenske ovisnosti pada napona u stanju vođenja lako je upotrebom baždarne krivulje na slici 14.9. naći vremensku ovisnost virtuelne temperature silicija $\vartheta_J(t)$.

Teškoće ove metode određivanja prijelazne toplinske impedancije povezane su s mjerenjem pada napona neposredno nakon prekida opteretne struje. Pad napona ne poprima odmah stacionarnu vrijednost suglasnu mjernoj referentnoj




**Sl. 14.9. Baždarna krivulja za određivanje virtuelne temperature silicija: ovisnost pada napona u stanju vođenja o temperaturi silicija**




**Sl. 14.10. Skokovi krivulje ovisnosti pada napona u stanju vođenja o temperaturi silicija tiristora (baždarna krivulja) ukazuju na to da se struja ne raspodjeljuje ravnomjerno po presjeku silicija.**

struji, slika 14.8. Izlaz je u ekstrapolaciji krivulje ovisnosti pada napona u stanju vođenja o vremenu, od trenutka postizanja stacionarnog pada napona do trenutka prekida opteretne struje (crtkani dio krivulje). Trenutak postizanja stacionarnog

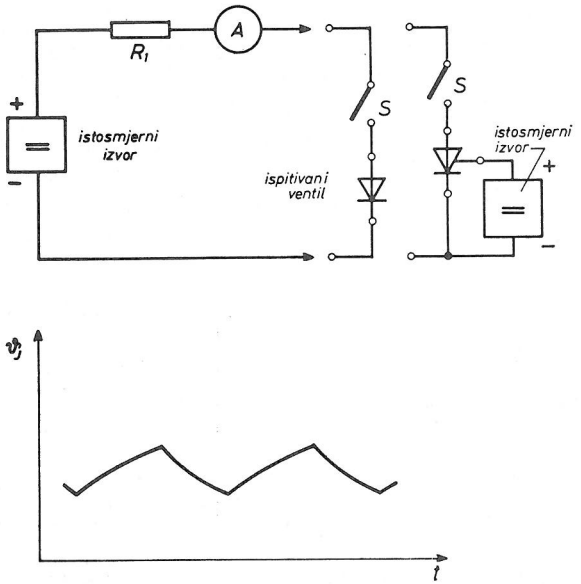
pada napona može se procijeniti iz promatranja vremena života nosilaca naboja ili iz promatranja ovisnosti virtuelne temperature silicija o gubicima (linearna ovisnost indicira da su prošli netoplinski naponski tranzijenti).

Glavni uzroci netoplinskih naponskih tranzijenata u propusnom padu napona jesu: a) postojanje više nosilaca naboja u siliciju nego što je potrebno za protjecanje mjerne referentne struje i b) nestajanje magnetskog polja oko ventila.

Kod tiristora potrebno je upozoriti na jednu osobitost krivulje ovisnosti pada napona u stanju vođenja o virtuelnoj temperaturi silicija u području manjih struja. Ako je propusna struja mala, može se dogoditi da svi dijelovi silicija nisu u stanju vođenja. Posljedica toga su skokovi spomenute krivulje, slika 14.10. Izlaz je u povećanju mjerne referentne struje.

## 14.8. Otpornost na pulsirajuće opterećenje

Ispitivanje otpornosti ventila na pulsirajuće opterećenje spada u grupu ispitivanja trajnosti. Ovim ispitivanjem želi se ustanoviti otpornost ventila na fluktuacije temperature silicija.



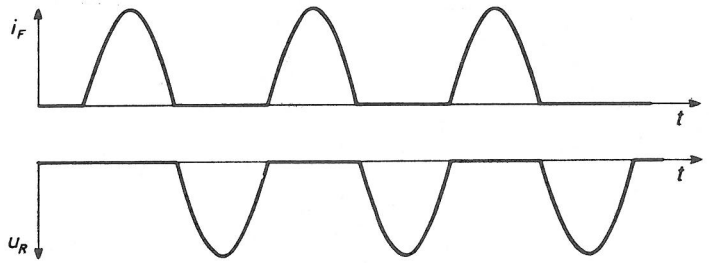

**Sl. 14.11. Metoda mjerenja otpornosti na pulsirajuće opterećenje**

Mjernu metodu pokazuje slika 14.11. Ispitivani ventil se naizmjence zagrijava i hladi. Zagrijavanje se vrši strujom dok se ne postigne granična temperatura silicija. Zatim se strujno opterećenje prekine, i ventil se prisilno hladi do određene temperature (manje od 50 °C). Trajanje ciklusa ovisi o veličini struje zagrijavanja i o intenzitetu hlađenja.

Ispitivanje se provodi određeni broj ciklusa. Prije ispitivanja izmjere se svi parametri koji bi se vjerojatno mogli promijeniti tokom terećenja. Po završetku ispitivanja ponovno se mjere isti parametri da bi se ustanovile eventualne promjene.

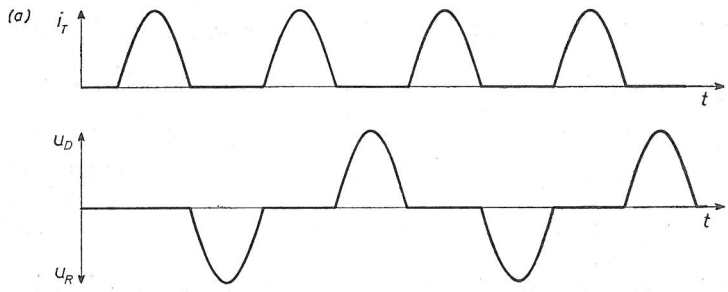
## 14.9. Trajnost pod radnim strujnim i naponskim opterećenjem

Ispitivanje trajnosti diode pod radnim strujnim i naponskim opterećenjem provodi se terećenjem sinusnim poluvalovima struje frekvencije 50 Hz i sinusnim poluvalovima zapornog napona između impulsa struje, slika 14.12. Ispitni krug jednak je krugu za ispitivanje udarne preopteretivosti (sl. 14.6.a).

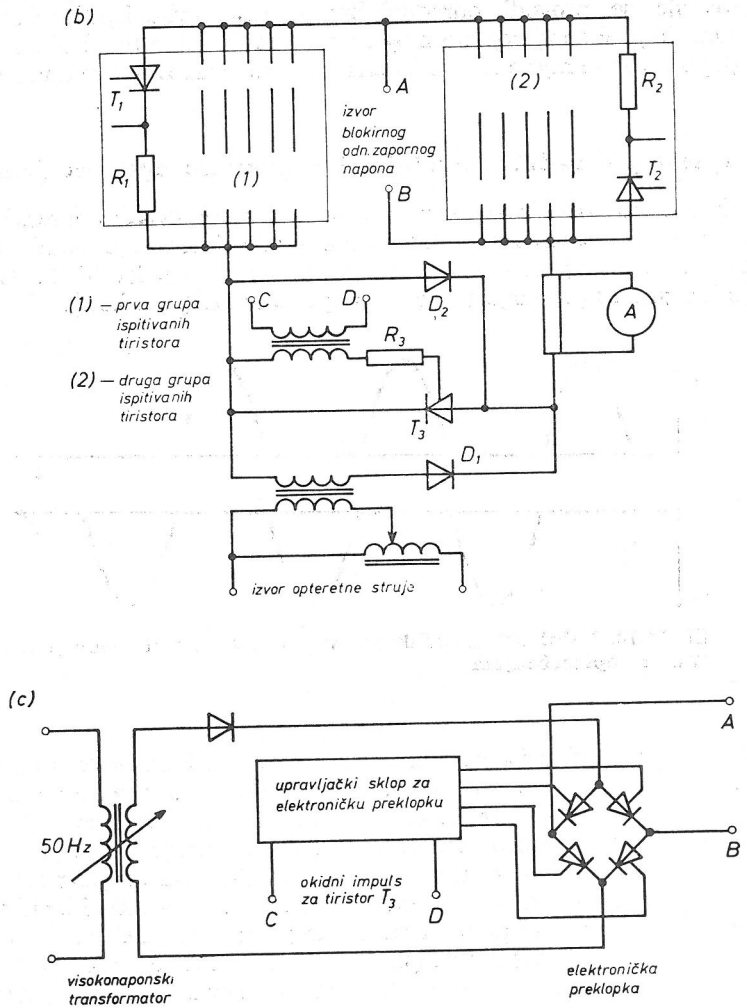



**Sl. 14.12. Valni oblici prilikom mjerenja trajnosti diode pod radnim opterećenjem**

Ispitivanje trajnosti tiristora pod radnim strujnim i naponskim opterećenjem provodi se terećenjem sinusnim poluvalovima struje i naizmjence sinusnim poluvalovima blokirnog i zapornog napona u bezstrujnim intervalima, slika 14.13.a. Sklop s kojim je ostvarivo takvo naponsko i strujno naprezanje prikazuje slika 14.13.b. Ispitivani tiristori podijeljeni su u dvije skupine. U periodu strujnog terećenja skupine su spojene u seriju, i strujni se krug zatvara preko diode $D_1$ i ispitivanih tiristora. Tiristor $T_3$ ne vodi. U periodu naponskog terećenja na stezaljke $A$-$B$ dovodi se napon iz visokonaponskog izvora (sl. 14.13.c) i uklapa se tiristor $T_3$. Na jednoj skupini ispitivanih tiristora napon je u blokirnom smjeru, a na drugoj u zapornom. Polaritet napona na stezaljkama $A$-$B$ mijenja se pomoću elektroničke preklopke.




**Sl. 14.13.a. Valni oblici prilikom mjerenja trajnosti tiristora pod radnim opterećenjem**



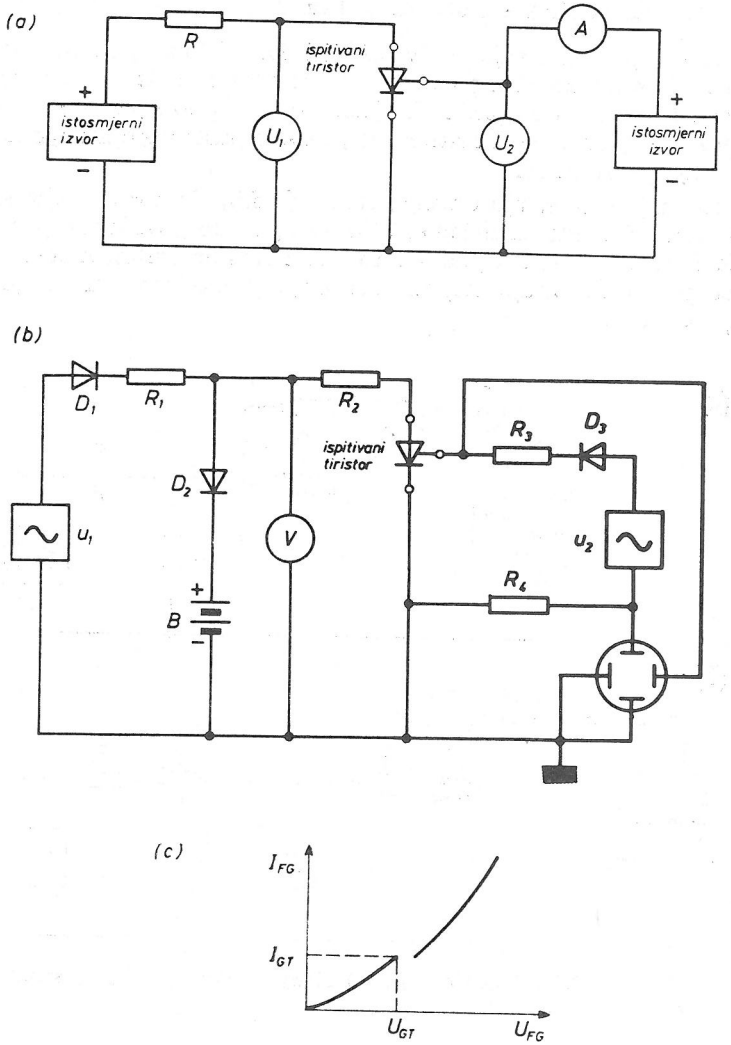

**Sl. 14.13.b,c. Metoda mjerenja trajnosti tiristora**

## 14.10. Minimalni napon i struja okidanja, napon i struja neokidanja

Dva načina mjerenja minimalne struje i napona okidanja tiristora prikazuje slika 14.14.

Prvi način, slika 14.14.a, sastoji se u tome da se kod pozitivnog istosmjernog napona na tiristoru postupno povećava napon geita dok tiristor ne provede (tj. dok napon između anode i katode naglo ne padne). Napon i struja geita koji upravo okidaju tiristor jesu minimalni napon i struja okidanja. Ova metoda mjerenja pogodna je za rutinska ispitivanja.

Drugi je način, slika 14.14.b, osciloskopska metoda. Naponi $u_1$ i $u_2$ su u fazi. Izvor $B$ »reže« poluval sinusoide tako da je napon na tiristoru trapeznog oblika. Do okidanja tiristora smije doći tek onda kada je blokirni napon postigao konstantnu




**Sl. 14.14. Metode mjerenja minimalne struje i minimalnog napona okidanja tiristora**

vrijednost. Zato napon $u_1$ mora biti dovoljno velik. Napon i struja koji odgovaraju točki loma na karakteristici geita daju minimalni napon i struju okidanja, slika 14.14.c.

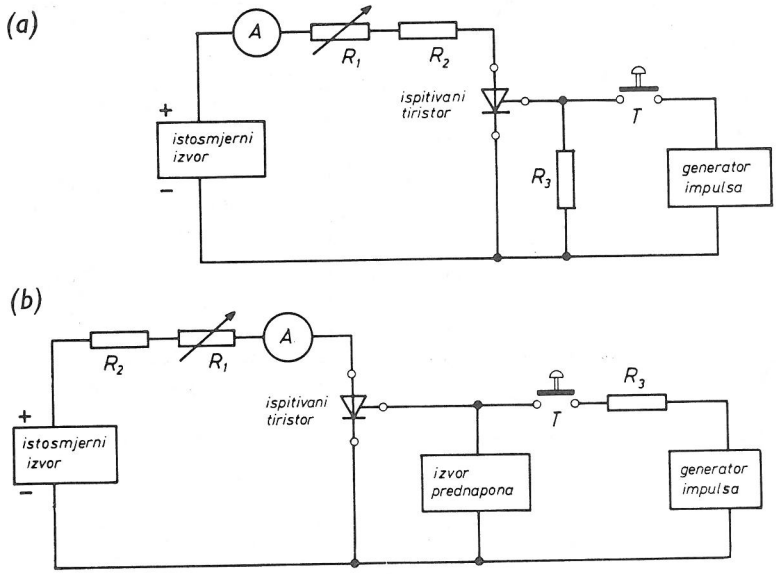
Mjerenje minimalne struje i napona okidanja tiristora treba izvršiti kod malog blokirnog napona — po mogućnosti 2,5 V ili manje — jer su minimalna struja i napon okidanja tiristora najveći kod malih blokirnih napona.

Za mjerenje napona i struje neokidanja može se upotrijebiti ista shema. No blokirni napon na ispitivanom tiristoru u mjernom krugu mora biti jednak vršnoj neperiodičkoj vrijednosti blokirnog napona ispitivanog tiristora.

## 14.11. Struja prihvaćanja i struja držanja

Postupak mjerenja struje prihvaćanja, slika 14.15.a, teče ovako: vrijednost otpornika $R_1$ postavi se na najveću vrijednost tako da tiristor ne ostane u stanju vođenja nakon otpuštanja tipkala T. Zatim se postupno smanjuje otpor $R_1$ i periodički pritišće tipkalo. Kada tiristor vodi, i kod otpuštenog tipkala, na ampermetru očita se struja prihvaćanja.

Prilikom mjerenja struje držanja, slika 14.15.b, tiristor se najprije dovede u stanje vođenja pritiskom na tipkalo $T$. Sada se pomalo povećava otpor $R_1$, propusna struja lagano opada, i u jednom trenutku tiristor prelazi u stanje blokiranja. Vrijednost propusne struje neposredno prije prebacivanja u stanje blokiranja jest struja držanja.



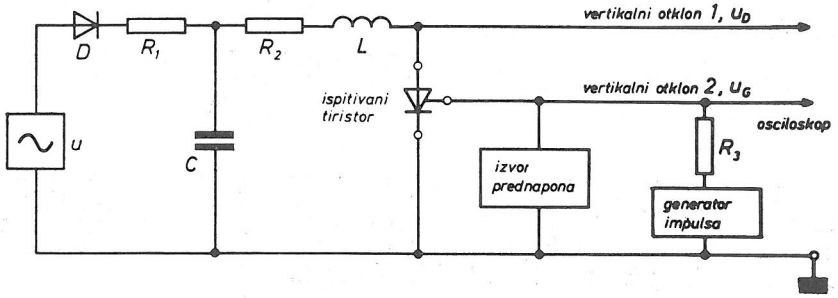

**Sl. 14.15. Metoda mjerenja: a) struje prihvaćanja i b) struje držanja tiristora**

## 14.12. Vrijeme okidanja

Mjerni sklop prikazuje slika 14.16. Za vrijeme pozitivne poluperiode napona $u$ nabija se kondenzator $C$ preko diode $D$ i otpornika $R_1$ na tjemenu vrijednost napona $u$. U negativnom dijelu periode okine se ispitivani tiristor, i kondenzator se izbije. Na osciloskopu promatraju se istodobno napon na tiristoru $u_D$ i napon na geitu $u_G$. Vrijeme okidanja očita se direktno s ekrana osciloskopa, u skladu s definicijom (v. sl. 12.32).

Otpornik $R_1$ služi za ograničavanje struje nabijanja kondenzatora. Otpornikom $R_2$ namješta se struja izbijanja kondenzatora kroz ispitivani tiristor. Vremenska konstanta $R_2C$ mora biti barem deset puta veća od vremena okidanja, ali i dovoljno mala da bi se kondenzator potpuno izbio prije slijedeće periode nabijanja. Prigušnica $L$ služi za zaštitu od prebrzog porasta struje. U induktivitet $L$ ubrojeni su svi

rasipni induktiviteti kruga izbijanja. Vrijeme porasta struje geita ne smije prelaziti 10% vremena kašnjenja uklapanja. Trajanje okidnog impulsa treba biti dovoljno dugačko prema vremenu okidanja, tako da ne utječe na željenu točnost mjerenja.

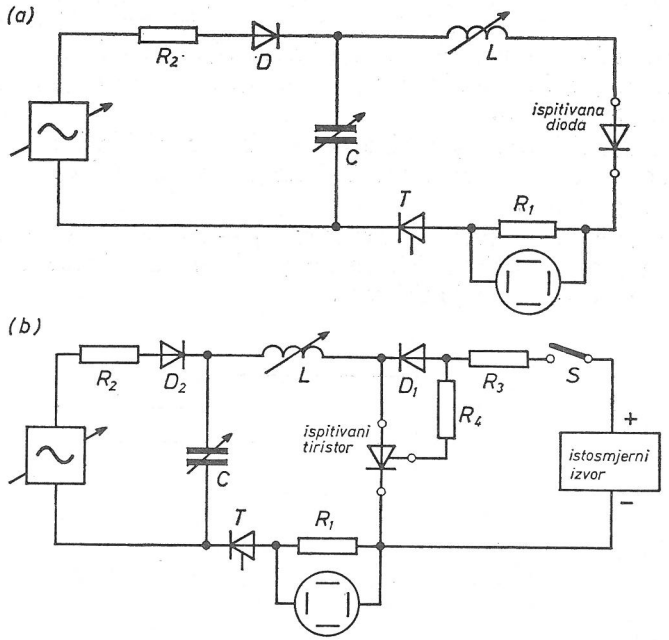



**Sl. 14.16. Metoda mjerenja vremena kašnjenja uklapanja i vremena opadanja blokirnog napona**

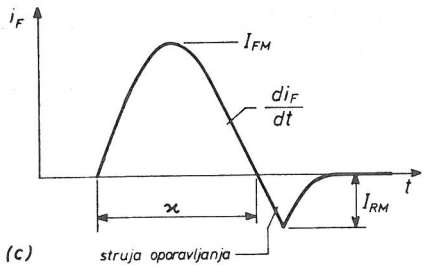
## 14.13. Naboj oporavljanja i struja oporavljanja

Naboj oporavljanja mjeri se indirektno. Izmjeri se struja oporavljanja, a zatim se njezinom integracijom dobiva naboj oporavljanja.

Metodom na slici 14.17.a,b. mjeri se valni oblik struje oporavljanja. Za vrijeme pozitivne poluperiode napona izvora kondenzator $C$ se nabije. Strujni impuls proizvodi se u negativnoj poluperiodi napona izvora izbijanjem kondenzatora $C$ preko




**Sl. 14.17.a,b. Metoda mjerenja naboja oporavljanja: a) diode i b) tiristora**




**Sl. 14.17.c. Valni oblik strujnog impulsa kroz ispitivani ventil kod mjerenja naboja oporavljanja**

tiristora $T$, prigušnice $L$ i ispitivanog ventila (ispitivani tiristor dobiva neprekidno tokom mjerenja pozitivan napon na geit). Budući da je bezinduktivni shunt vrlo malen, valni oblik strujnog impulsa određuju samo $L$ i $C$. Slika 14.17.c. prikazuje valni oblik strujnog impulsa kroz ispitivani ventil.

## 14.14. Vrijeme oporavljanja

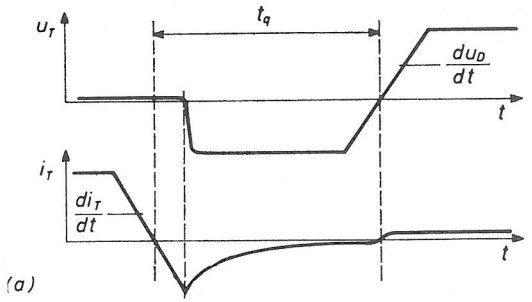
Principnu shemu mjernog kruga za proizvođenje naponskog i strujnog naprezanja ispitivanog tiristora prema slici 14.18.a. prikazuje slika 14.18.b. Uređajem se rukuje ovim redom:

a) Zatvaranjem sklopke $S$ ispitivani tiristor provede struju $i_T$. Zatim se sklopka $S$ otvori. Time se okidni krug odvaja od tiristora, no tiristor ostaje u stanju vođenja.

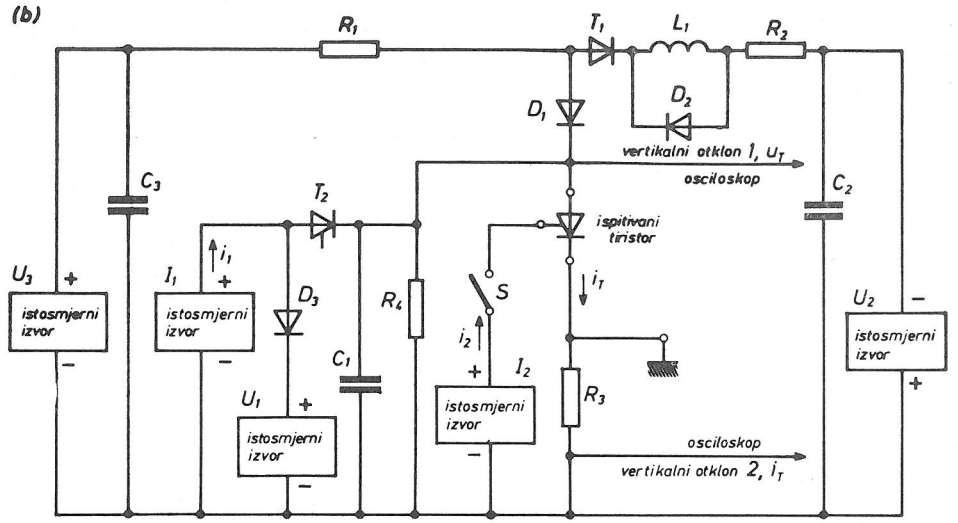
b) Nakon određenog vremena vođenja, dovoljnog za uspostavljanje stacionarnog stanja nosilaca naboja u ispitivanom tiristoru, okine se tiristor $T_1$. Na struju $i_T$ superponira se struja izvora $U_2$. Struja kroz ispitivani tiristor mijenja smjer, i nakon što struja oporavljanja počinje opadati, na tiristoru raste zaporni napon.

c) Okidanjem tiristora $T_2$ narine se na tiristor blokirni napon. Parametri kruga određuju brzinu porasta blokirnog napona $du_D/dt$ i konačnu veličinu blokirnog napona.

d) Igra zatvaranja i otvaranja tiristora $T_1 - T_2$ ponavlja se u sve kraćim vremenskim razmacima dok se ne postigne da vrijeme odmaranja nije dostatno za oporavljanje tiristora.




**Sl. 14.18.a. Naponsko i strujno naprezanje tiristora kod mjerenja vremena oporavljanja metodom na slici 14.18.b.**



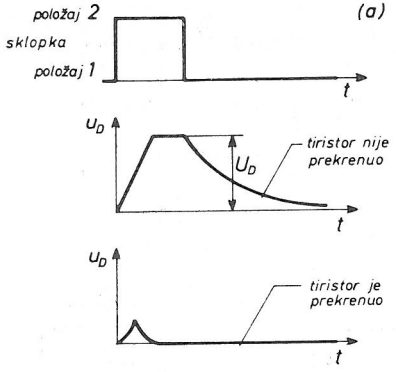

**Sl. 14.18.b. Metoda mjerenja vremena oporavljanja pogodna za tipska ispitivanja**

Vremenska konstanta $R_1C_3$ mora biti dovoljno velika da bi struja $i_T$ tokom vođenja ispitivanog tiristora bila konstantna. Prigušnica $L_1$ i otpor $R_2$ određuju brzinu mijenjanja struje za vrijeme prelaska iz stanja vođenja u stanje zapiranja. Dioda $D_1$ mora imati vrijeme oporavljanja duže od trajanja struje oporavljanja ispitivanog tiristora, tako da zaporni napon preuzme ispitivani tiristor, a ne dioda $D_1$. Dioda $D_2$ sprečava pojavu prenapona oporavljanja na prigušnici $L_1$ kada ispitivani tiristor postaje zaporno sposoban. Dioda $D_3$ zajedno s naponskim izvorom $U_1$ limitira konačnu veličinu blokirnog napona. Struja $i_1$ završava proces oporavljanja diode $D_1$ i zatim linearno nabija kondenzator $C_1$ brzinom $i_1/C_1$. Otpornik $R_4$ je izbojni otpor kondenzatora $C_1$. Struja izbijanja mora biti manja od struje držanja tiristora $T_2$ da bi ovaj tiristor mogao prestati voditi nakon što se nabio kondenzator $C_1$.

## 14.15. Kritična brzina porasta blokirnog napona

Mjerenje se sastoji u postupnom povećavanju brzine porasta blokirnog napona dok ne dođe do prekretanja (pri tome je konstantna konačna vrijednost blokirnog napona).

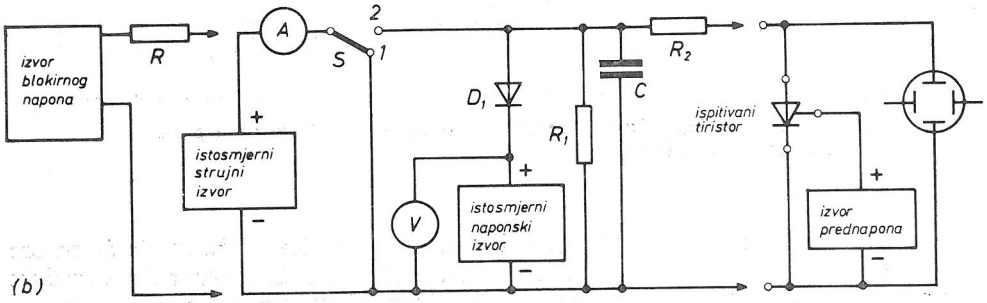
Osnovnu shemu mjerenja otpornosti na $du_D/dt$ za linearan porast blokirnog napona prikazuje slika 14.19.b. Sklopka $S$ prebaci se u položaj 2. Kondenzator $C$ se nabija. Blokirni napon na ispitivanom tiristoru raste u skladu s veličinom kapaciteta $C$ i s veličinom struje strujnog izvora. Konačna vrijednost blokirnog napona odabire se naponskim izvorom. Otpor $R_2$ ograničuje struju kroz tiristor u slučaju da dođe do prekretanja. Otpor $R_1$ treba biti dovoljno malen da bi se kondenzator $C$ stigao izbiti dok je sklopka $S$ u položaju 1. Međutim, struja kroz $R_1$ mora biti zanemariva prema struji nabijanja kondenzatora $C$.




Na valni oblik blokirnog napona postavljaju se slijedeći zahtjevi:

— trajanje impulsa blokirnog napona mora biti najmanje pet puta duže od njegova vremena porasta,

— brzina porasta blokirnog napona izračunata povlačenjem pravca između točaka 10% i 90% $U_D$ ne smije se razlikovati više od 10% od brzine porasta izračunate povlačenjem pravca između točaka 25% i 75% $U_D$.

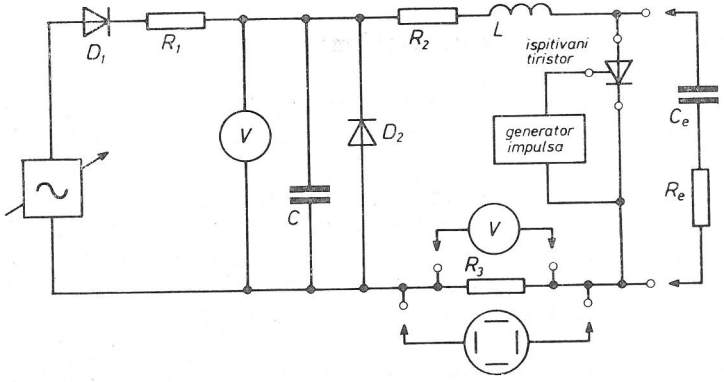



**Sl. 14.19. Metoda mjerenja kritične brzine porasta blokirnog napona za linearan porast blokirnog napona**

## 14.16. Kritična brzina porasta propusne struje

Mjerenje otpornosti na $di_T/dt$ sastoji se u terećenju tiristora s $di_T/dt$ i u kontroli električnih karakteristika nakon terećenja.

Sklop za terećenje tiristora s $di_T/dt$ prikazuje slika 14.20. Tokom pozitivne poluperiode napona mreže kondenzator $C$ se nabije na tjemenu vrijednost napona.




**Sl. 14.20. Metoda mjerenja kritične brzine porasta propusne struje**

Tokom slijedeće negativne poluperiode napona okine se ispitivani tiristor. Kondenzator $C$ izbija se preko prigušnice $L$, otpora $R_2$ i ispitivanog tiristora. Otpor $R_2$ služi za prigušenje titraja. Dioda $D_2$ štiti ispitivani tiristor od prevelikog zapornog napona. Otpor $R_1$ odabire se tako da se kondenzator ima vremena potpuno nabiti prije svakog izbijanja. Član $R_eC_e$ je ekvivalentni $RC$-član na koji se reduciraju svi $RC$-članovi nekog stvarnog električnog kruga. Otpor $R_3$ je bezinduktivni shunt.

Komponente $R_2$, $C$ i $L$ odabiru se prema slijedećim relacijama [9.4]:

$$C \approx 5{,}6 \frac{I_{FM}\, t_1}{U_{DRM}} \tag{14.3}$$

$$L \approx 1{,}68 \frac{U_{DRM}\, t_1}{I_{FM}} \tag{14.4}$$

$$R_2 \approx 0{,}54 \frac{U_{DRM}}{I_{FM}} \tag{14.5}$$

gdje je

$U_{DRM}$ vršni periodički blokirni napon

$t_1$ vrijeme u kojem struja naraste na 50% maksimalne vrijednosti $I_{FM}$ (sl. 12.40).

Brzina porasta struje, po definiciji, iznosi

$$\frac{\mathrm{d}i_T}{\mathrm{d}t} = \frac{0{,}5\, I_{TM}}{t_1} \tag{14.6}$$

Ako se $R_2$ praktički svodi na raspodijeljene otpore titrajnog kruga, onda vrijede druge relacije

$$C \approx 1{,}91 \frac{I_{TM}\, t_1}{U_{DRM}} \tag{14.7}$$

$$L \approx 1{,}91 \frac{U_{DRM}\, t_1}{I_{TM}} \tag{14.8}$$

$$R_2 = 0 \tag{14.9}$$

## 14.17. Sklopni gubici

Sklopni gubici ne mogu se strogo odijeliti od gubitaka vođenja. Kod niskih frekvencija (do $\approx$ 400 Hz) pretežni dio gubitaka čine gubici vođenja, a kod viših frekvencija pretežu sklopni gubici.

Ima nekoliko principa mjerenja zbroja sklopnih gubitaka i gubitaka vođenja. Na gubitke se zaključuje iz: a) mjerenja toka topline preko rashladnog tijela poznatog toplinskog otpora, b) mjerenja povišenja temperature sredstva u kalorimetru u koje je uronjeno rashladno tijelo, c) oscilograma napona i struje tiristora i d) bilance energije titrajnog kruga s tiristorom.

a) Ispitivani tiristor nalazi se na rashladnom tijelu koje se hladi zrakom ili vodom. Rashladno tijelo služi kao izmjenjivač topline i kalibrirani toplinski shunt. Pod stvarnim opterećenjem, u stanju toplinske ravnoteže, mjeri se temperatura rashladnog tijela $\vartheta_H$ i temperatura okoline $\vartheta_{AMB}$. Ukupni gubici iznose:

$$P = P_{S+T} + P_{D+R} + P_G = \frac{\vartheta_H - \vartheta_{AMB}}{R_{thH}} \tag{14.10}$$

gdje su

$P_{S+T}$ sklopni gubici i gubici vođenja

$P_{D+R}$ blokirni i zaporni gubici

$P_G$ gubici geita

$R_{thH}$ toplinski otpor rashladnog tijela

Sklopni gubici i gubici vođenja jednog strujnog impulsa frekvencije ponavljanja $f$ iznose

$$W_{S+T} = \frac{P - (P_{D+R} + P_G)}{f} \tag{14.11}$$

b) Tiristor se nalazi u toplinski izoliranom spremniku (termos-boci), djelomično ispunjenom električno nevodljivim sredstvom. Na početku i nakon terećenja očita se temperatura sredstva. Ukupni gubici iznose

$$W = C_{th}(\vartheta_{konačno} - \vartheta_{poče tno}) \tag{14.12}$$

gdje je

$C_{th}$ toplinski kapacitet sadržaja spremnika

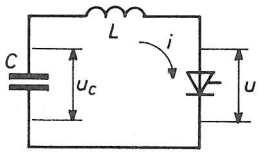
Sklopne gubitke i gubitke vođenja jednog strujnog impulsa dobivamo iz formule (14.11). Trajanje terećenja biva dovoljno dugačko, kako bi došlo do zamjetljivije promjene temperature sredstva (oko 40 °C). Tako se smanjuje pogreška očitanja temperature. Trajanje terećenja (obično oko 10—30 min) ovisi o veličini tiristora, o ukupnim gubicima i o toplinskom kapacitetu sadržaja spremnika.

c) Najjednostavnije, ali i najmukotrpnije, je istodobno fotografirati na osciloskopu valni oblik napona i struje; zatim grafički pomnožiti krivulju napona s krivuljom struje, te grafičkom integracijom krivulje gubitaka jednog strujnog impulsa naći gubitke po impulsu. Složenije metode koriste se analognim multiplikatorima i integratorima.

d) Slika 14.21. objašnjava suštinu mjerenja ovom metodom. U početnom trenutku kondenzator $C$ je nabijen. Kada se ispitivani tiristor okine, titrajni krug izvrši pola titraja. Ukupni gubici kruga (gubici u tiristoru, kondenzatoru i prigušnici) mogu se lako odrediti mjerenjem početnog $U_1$ i konačnog $U_2$ napona na kondenzatoru

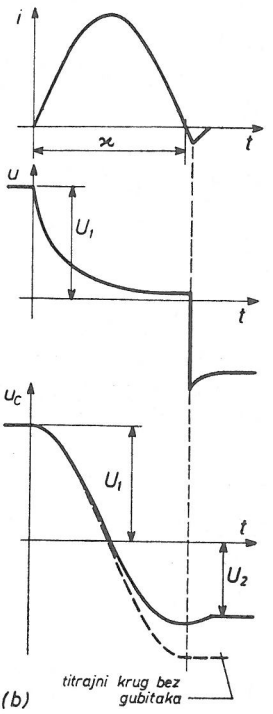
$$W = \frac{C}{2}(U_1^2 - U_2^2) \tag{14.13}$$

Ako je faktor kvalitete $LC$ titrajnog kruga (bez tiristora) velik, najveći dio gubitaka koncentrira se u tiristoru. Faktor kvalitete $LC$ titrajnog kruga (a time i gubici) može se odrediti, primjerice, promatranjem anvelope




(a)

prigušenih titraja. Ukoliko se paralelno s tiristorom nalazi $RC$-član, onda se još trebaju uračunati gubici u otporniku $RC$-člana (više o tome u [9.1]).




**Sl. 14.21. Princip mjerenja zbroja sklopnih gubitaka i gubitaka vođenja**

# 15. STRUJNO DIMENZIONIRANJE POLUVODIČKIH ENERGETSKIH VENTILA PRI ZANEMARIVIM DINAMIČKIM NAPREZANJIMA

U naslovu smo istakli da ćemo se u ovom poglavlju pozabaviti strujnim dimenzioniranjem kod malih dinamičkih naprezanja. Time smo željeli reći da ćemo promatrati takva strujna opterećenja kod kojih su gubici uklapanja i isklapanja zanemarivi prema gubicima vođenja. Takva strujna opterećenja približno ravnomjerno zagrijavju silicij, te je opravdano upotrijebiti prijelaznu toplinsku impedanciju pri proračunu virtuelne temperature silicija.

Na početku ovog poglavlja, u svrhu dobivanja uvida u problematiku strujnog dimenzioniranja, razmatran je slučaj opterećenja i rasterećenja konstantnom istosmjernom strujom. Zatim smo pokazali kako se računa virtuelna temperatura silicija za neka, u praksi češće susretana, strujna opterećenja (npr. strujna opterećenja u istosmjernim elektromotornim pogonima). Kada se čitalac iz ovih nekoliko primjera bude upoznao s principima proračuna, vrlo će lako rješavati i mnogo složenije probleme.

## 15.1. Pristup strujnom dimenzioniranju i pretpostavke proračuna virtuelne temperature silicija

Prvi korak u strujnom dimenzioniranju je provjera da efektivna vrijednost struje opterećenja ne prelazi graničnu efektivnu struju ventila, da vršna vrijednost struje opterećenja ne prelazi graničnu vršnu struju ventila (v. odsječak 12.6) i da brzina porasta propusne struje ne prelazi kritičnu brzinu porasta.

Nakon ovih provjera pristupa se proračunu virtuelne temperature silicija. Ovaj proračun je u osnovi kontrola da zadano strujno opterećenje ne zagrijava silicij iznad granične virtuelne temperature kod zadane najviše moguće temperature okoline.

Redovito se daje samo jedna granična virtuelna temperatura silicija. U principu to ne bi trebalo biti tako, jer graničnu virtuelnu temperaturu silicija, između ostalog, određuje i naponsko opterećenje ventila. Kod tiristora, na primjer najstroži kriterij postavljanja granične virtuelne temperature silicija daje napon prekretanja. Iznad 125 °C napon prekretanja naglo pada. Ova činjenica znači da samo u periodu blokiranja temperatura silicija ne smije prijeći 125 °C. U periodu vođenja i zapiranja temperatura silicija smjela bi biti veća od 125 °C, slika 15.1.

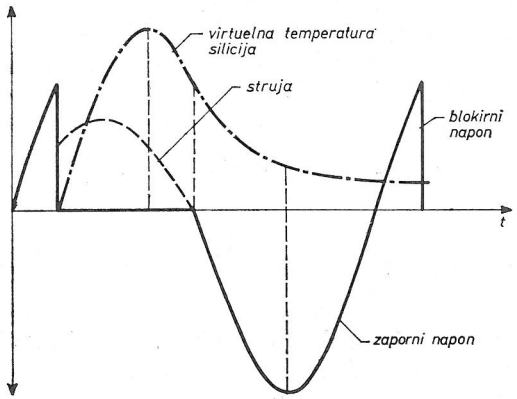
Proračun virtuelne temperature silicija se temelji na poznavanju prijelazne toplinske impedancije poluvodičkog ventila. Prijelazna toplinska impedancija smije se upotrijebiti za proračun virtuelne temperature silicija, ako je zadovoljeno slijedeće:

— Toplinski krug poluvodičkog ventila je linearan. To znači da vrijedi princip superpozicije: dva puta veći gubici uzrokovat će dva puta veće zagrijanje.

— Gubici ravnomjerno zagrijavaju silicij. To znači da je gustoća struje u silicijevoj pločici posvuda jednaka (kod tiristora struja se ravnomjerno ras-

podjeli tek nakon vremena širenja vodljivog područja, pa se za impulse gubitaka kraće do 1 ms ne smije računati pomoću prijelazne toplinske impedancije).

— Gubici se stvaraju samo u siliciju.



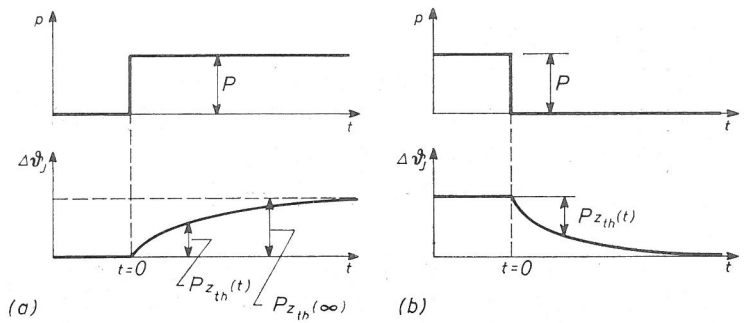

**Sl. 15.1. Budući da se temperatura silicija u stanju nevođenja mijenja, nije svejedno u kojem trenutku nastupa najveće naponsko opterećenje ventila.**

## 15.2. Skokovito opterećenje i rasterećenje konstantnom istosmjernom strujom

U odsječku 9.5. definirana je prijelazna toplinska impedancija za konstantnu struju $z_{th}(t)$ kao odziv virtuelne temperature silicija na jedinični skok gubitaka. Nakon teoretski beskonačnog vremena virtuelna temperatura silicija postiže stacionarnu vrijednost, a $z_{th}(t)$ teži toplinskom otporu za konstantnu struju $R_{th}$.

Iz definicije prijelazne toplinske impedancije za konstantnu struju i iz linearnosti toplinskog kruga poluvodičkog ventila slijedi formula za proračun *porasta virtuelne temperature silicija nakon skokovitog opterećenja konstantnim istosmjernim gubicima*, slika 15.2.a.

$$\vartheta_J(t) = \vartheta_{AMB} + P \cdot z_{th}(t) \tag{15.1}$$




**Sl. 15.2. Objašnjenje proračuna virtuelne temperature silicija nakon: a) skokovitog opterećenja i b) skokovitog rasterećenja**

Stacionarna virtuelna temperatura silicija iznosi

$$\vartheta_J(\infty) = \vartheta_{AMB} + P \cdot R_{th} \tag{15.2}$$

Prestankom opterećenja virtuelna temperatura silicija postupno opada prema temperaturi okoline. Ukoliko se temperatura silicija stabilizirala prije trenutka rasterećenja, onda je krivulja hlađenja konjugirana krivulji zagrijavanja. To je i razumljivo, jer je *skokovito rasterećenje ekvivalentno skokovitom opterećenju negativnim gubicima*. Dakle, krivulja hlađenja može se lako izvesti iz jednadžbe (15.1) uvrštenjem $\vartheta_{AMB} + PR_{th}$ za temperaturu okoline i za gubitke $-P$, slika 15.2.b.

$$\vartheta_J(t) = \vartheta_{AMB} + P\,[R_{th} - z_{th}(t)] \tag{15.3}$$

## 15.3. Osnove proračuna strujne opteretivosti za proizvoljno strujno opterećenje

Proračun strujne opteretivosti ima dva dijela. Najprije se iz dijagrama strujnog opterećenja nađe dijagram gubitaka, a zatim se korištenjem dijagrama gubitaka i prijelazne toplinske impedancije računa virtuelna temperatura silicija. Ovisnost gubitaka u stanju vođenja o struji daje dijagram gubitaka (v. sl. 12.7), odnosno proračun iz propusne karakteristike (v. formulu 12.2).

*Osnove proračuna strujne opteretivosti* objasnit ćemo na opterećenju prema slici 15.3.a. Kolika je nadtemperatura silicija npr. u trenutku $t_2 < t < t_3$? Budući da se pravokutni impuls gubitaka amplitude $P$ i trajanja $t_1 - t_o$ može shvatiti kao rezultat superpozicije dviju funkcija oblika jedinične funkcije, slika 15.3.b.

$$P\,[S(t - t_o) - S(t - t_1)] \tag{15.4}$$

nadtemperatura silicija $\Delta\vartheta_J(t)$ može se shvatiti kao posljedica »gubitaka zagrijavanja $P_1$« s početkom u $t_o = 0$, »gubitaka hlađenja $P_1$« s početkom u $t_1$ i »gubitaka zagrijavanja $P_2$« s početkom u $t_2$. Prema tome, nadtemperatura silicija $\Delta\vartheta_J(t)$ dobiva se zbrajanjem triju nadtemperatura. Vremenski tok nadtemperature silicija pronalazi se točku po točku, slika 15.3.c,d.

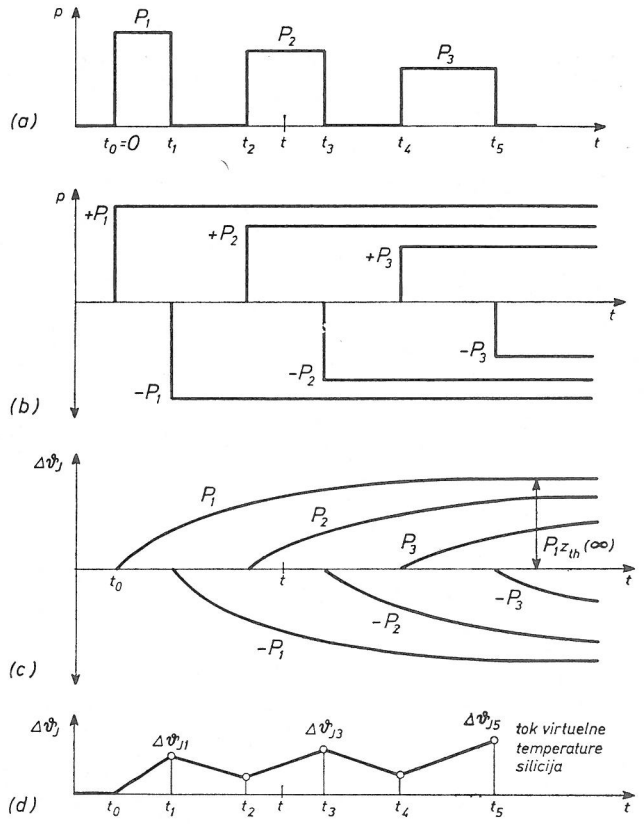
Polazeći od *principa superpozicije*, izračunajmo nadtemperature na početku i na kraju svakog impulsa gubitaka za opterećenje na slici 15.3.

$$\begin{aligned}
\Delta\vartheta_J(t_1) &= P_1\, z_{th}(t_1) \\
\Delta\vartheta_J(t_2) &= P_1\, z_{th}(t_2) - P_1\, z_{th}(t_2 - t_1) \\
\Delta\vartheta_J(t_3) &= P_1\, z_{th}(t_3) - P_1\, z_{th}(t_3 - t_1) + P_2\, z_{th}(t_3 - t_2) \\
\Delta\vartheta_J(t_4) &= P_1\, z_{th}(t_4) - P_1\, z_{th}(t_4 - t_1) + \\
&\quad + P_2\, z_{th}(t_4 - t_2) - P_2\, z_{th}(t_4 - t_3)
\end{aligned} \tag{15.5}$$

itd.

Vidimo da je princip superpozicije univerzalni princip u tom smislu da se može primijeniti na proizvoljne pravokutne impulse. Pravokutni impulsi gubitaka mogu biti bilo koje amplitude i bilo kojeg trajanja. Ukoliko impulsi gubitaka nisu pravokutnog oblika, onda ih treba aproksimirati s jednim ili s više ekvivalentnih pravokutnih impulsa (v. odsječak 15.7).

Tok virtuelne temperature silicija može se odrediti upotrebom grafičkog ili analitičkog oblika prijelazne toplinske impedancije. Već prema tome koji oblik prijelazne toplinske impedancije upotrebljavamo, razlikujemo *grafo-analitičku* i *analitičku metodu proračuna virtuelne temperature silicija.*




**Sl. 15.3. Objašnjenje proračuna vituelne temperature silicija metodom superpozicije**

### a) Proračun strujne opteretivosti grafo-analitičkom metodom

Polazi se od superpozicijom dobivene formule za virtuelnu temperaturu silicija, npr. (15.5). Vrijednosti $z_{th}(t)$ očitavaju se iz grafa prijelazne toplinske impedancije i uvrštavaju u formulu.

Iz (15.5) slijedi da se korištenjem grafo-analitičke metode do nadtemperature silicija dolazi postupno. Zato je za veće nizove impulsa gubitaka grafo-analitička metoda dugotrajna ili čak neprovediva bez upotrebe računala. Grafo-analitička metoda preporučuje se kada se radi samo o nekoliko strujnih impulsa ili kada se traži temperatura silicija u stacionarnom stanju. Samo u tim slučajevima grafo-analitička metoda je spretnija od analitičke.

### b) Proračun strujne opteretivosti analitičkom metodom

Temelj analitičke metode također je princip superpozicije. Umjesto grafa prijelazne toplinske impedancije za konstantnu struju upotrebljava se analitička funkcija

$$z_{th}(t) = \sum_{\nu=1}^{N} R_{th\nu}\left(1 - \mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau_{th\nu}}}\right) \tag{15.6}$$

Objašnjenje gornje formule nalazi se u poglavlju 9, vidi formulu (9.7). Za zadovoljavajuću aproksimaciju prijelazne toplinske impedancije dovoljno je uzeti $N = 3$ do 6.

Mogućnosti analitičke metode ilustrirat ćemo na primjeru opterećenja prema slici 15.3. Svaki impuls gubitaka rastavit ćemo na dva impulsa gubitaka oblika jedinične funkcije i primijeniti princip superpozicije. Dobivamo:

$$\begin{aligned}
\Delta\vartheta_J(t_1) &= P_1 \sum_{\nu=1}^{N} R_{th\nu}\left(1 - \mathrm{e}^{-\frac{t_1}{\tau_{th\nu}}}\right) \\
\Delta\vartheta_J(t_2) &= P_1 \sum_{\nu=1}^{N} R_{th\nu}\left(1 - \mathrm{e}^{-\frac{t_2}{\tau_{th\nu}}}\right) - P_1 \sum_{\nu=1}^{N} R_{th\nu}\left(1 - \mathrm{e}^{-\frac{t_2-t_1}{\tau_{th\nu}}}\right) \\
\Delta\vartheta_J(t_3) &= P_1 \sum_{\nu=1}^{N} R_{th\nu}\left(1 - \mathrm{e}^{-\frac{t_3}{\tau_{th\nu}}}\right) - P_1 \sum_{\nu=1}^{N} R_{th\nu}\left(1 - \mathrm{e}^{-\frac{t_3-t_1}{\tau_{th\nu}}}\right) + \\
&\quad + P_2 \sum_{\nu=1}^{N} R_{th\nu}\left(1 - \mathrm{e}^{-\frac{t_3-t_2}{\tau_{th\nu}}}\right)
\end{aligned} \tag{15.7}$$

itd.

Analitička metoda barata s formulama, što omogućuje, nasuprot grafo-analitičkoj metodi, proračun virtuelne temperature silicija u jednom koraku za periodičke i jednake impulse gubitaka (v. npr. odsječak 15.4).

Upotreba ovih metoda proračuna virtuelne temperature silicija za opterećenja s velikim brojem impulsa vrlo je mukotrpna. Zato se pribjegava dovoljno točnim aproksimativnim metodama. Bit metoda objasnit ćemo primjerima u narednim odsječcima.

U primjerima su upotrijebljene slijedeće oznake:

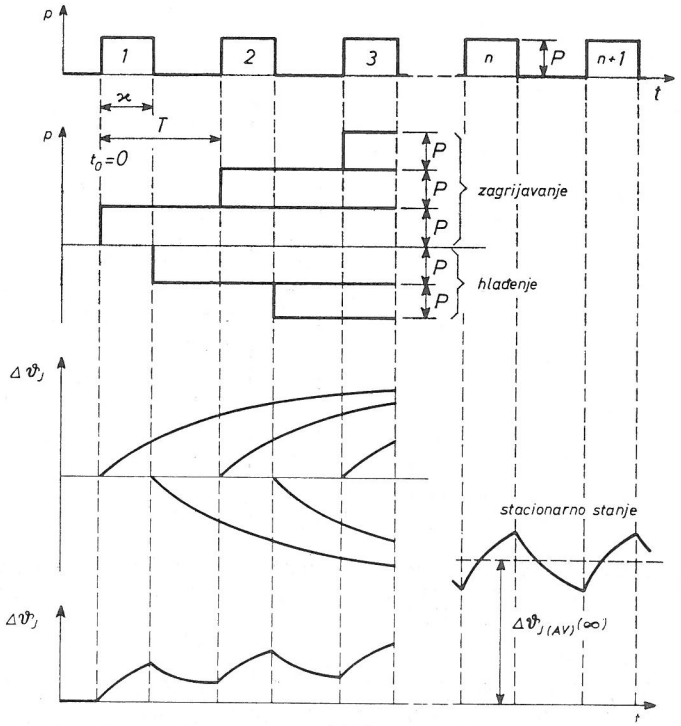
| | |
|---|---|
| $\vartheta_J(t)$ | virtuelna temperatura silicija u trenutku $t$ |
| $P_{(AV)}$ | srednji gubici paketa jednakih impulsa gubitaka |
| $P$ | amplituda jednog impulsa gubitaka ili paketa gubitaka |
| $\varkappa$ | trajanje jednog impulsa gubitaka u paketu |
| K | trajanje paketa jednakih impulsa gubitaka |
| $T$ | trajanje periode mreže |
| $n$ | broj impulsa u paketu |
| $x$ | redni broj impulsa u paketu |
| $\delta$ | $= \varkappa/T$ |

$$z_{th}(t) = \sum_{\nu=1}^{N} R_{th\nu}\left(1 - \mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau_{th\nu}}}\right)$$

## 15.4. Opterećenje periodičkim nizom jednakih pravokutnih impulsa struje

Uvođenjem periodičkog *niza pravokutnih impulsa gubitaka* u silicij, tok virtuelne temperature silicija za vrijeme porasta i kasnije u stacionarnom stanju poprima pilasti valni oblik, slika 15.4. U stacionarnom stanju srednja virtuelna nadtemperatura silicija iznosi

$$\Delta \vartheta_{J(AV)}(\infty) = \delta P R_{th} \tag{15.8}$$




**Sl. 15.4. Objašnjenje proračuna virtuelne temperature silicija ventila opterećenog periodičkim nizom jednakih pravokutnih impulsa gubitaka**

Virtuelna nadtemperatura silicija na kraju $n$-tog impulsa gubitaka iznosi

$$\Delta\vartheta_J[(n-1)T + \varkappa] = P\left[\sum_{x=0}^{n-1} z_{th}(xT + \varkappa) - \sum_{x=1}^{n-1} z_{th}(xT)\right] \tag{15.9}$$

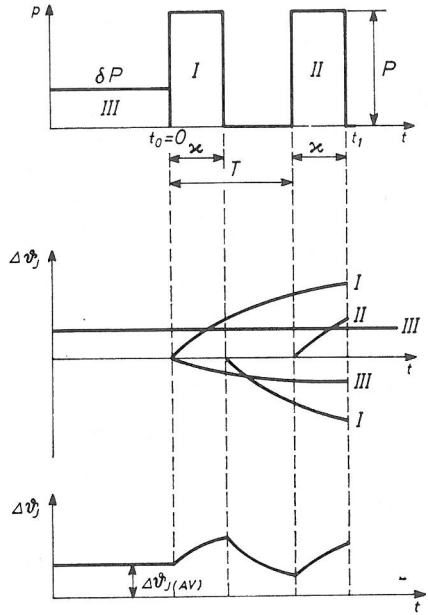
a virtuelna nadtemperatura silicija na početku $(n+1)$-vog impulsa gubitaka iznosi

$$\Delta\vartheta_J(nT) = P\left[\sum_{x=1}^{n} z_{th}(xT) - \sum_{x=0}^{n-1} z_{th}(xT + T - \varkappa)\right] \tag{15.10}$$

Ove formule lako se izvode metodom superpozicije.

**Grafo-analitička metoda proračuna** virtuelne nadtemperature silicija primjenom formule (15.9) za trenutke dalje od trenutka uključenja opterećenja vrlo je dugotrajna. Zbog toga se mora pribjeći aproksimativnim grafo-analitičkim metodama.

Osnovnu ideju aproksimativnih grafo-analitičkih metoda ilustrirat ćemo na proračunu maksimalne temperature silicija za stacionarno stanje. Beskonačan niz impulsa gubitaka zamjenjuje se do trenutka $t_o$ u stacionarnom stanju konstantnim




**Sl. 15.5. Objašnjenje približne metode proračuna virtuelne temperature silicija ventila opterećenog periodičkim nizom jednakih pravokutnih impulsa gubitaka**

gubicima srednje vrijednosti $\delta P$, a od trenutka $t_o$ s nekoliko stvarnih impulsa gubitaka. Za aproksimaciju prema slici 15.5. (na slici su nacrtana dva impulsa) maksimalna virtuelna nadtemperatura iznosi

$$\Delta \vartheta_{JM}(t_1) = P\,[\delta R_{th} - \delta z_{th}(T + \varkappa) + z_{th}(T + \varkappa) - z_{th}(T) + z_{th}(\varkappa)] \quad (15.11)$$

Ova aproksimacija potpuno zadovoljava ukoliko je ispunjen jedan od slijedećih uvjeta [10.15]

$$z_{th}(\varkappa) \geqslant 0{,}5\, R_{th} \quad (15.12)$$

$$z_{th}(T) - z_{th}(\varkappa) \leqslant 0{,}1\, R_{th} \quad (15.13)$$

Ukoliko nije ispunjen jedan od gornjih uvjeta, točnost aproksimacije možemo poboljšati uzimanjem većeg broja impulsa. Opća formula za aproksimaciju s $n$ impulsa glasi

$$\Delta \vartheta_{JM} = P\{\delta R_{th} - \delta z_{th}[(n-1)\,T + \varkappa] + \sum_{x=0}^{n-1} z_{th}(x\,T + \varkappa) - \sum_{x=1}^{n-1} z_{th}(x\,T)\} \quad (15.14)$$

**Analitička metoda proračuna** maksimalne virtuelne nadtemperature silicija ventila opterećenog nizom jednakih impulsa gubitaka za vrijeme zagrijavanja i u stacionarnom stanju također polazi od jednadžbe (15.9). Uvrstimo u (15.9) analitički izraz za $z_{th}(t)$

$$\Delta\vartheta_J[(n-1)T+\varkappa] = P\left[\sum_{x=0}^{n-1}\sum_{\nu=1}^{N} R_{th\nu}\left(1-e^{-\frac{xT+\varkappa}{\tau_{th\nu}}}\right) - \right.$$

$$\left. -\sum_{x=1}^{n-1}\sum_{\nu=1}^{N} R_{th\nu}\left(1-e^{-\frac{xT}{\tau_{th\nu}}}\right)\right] \qquad (15.15)$$

Zbrajanjem geometrijskih redova u uglatoj zagradi dobivamo jednostavniji izraz za virtuelnu nadtemperaturu silicija na kraju n-tog impulsa

$$\Delta\vartheta_J[(n-1)T+\varkappa] = P\sum_{\nu=1}^{N} R_{th\nu}\frac{1-e^{-\frac{\varkappa}{\tau_{th\nu}}}}{1-e^{-\frac{T}{\tau_{th\nu}}}}\left(1-e^{-\frac{nT}{\tau_{th\nu}}}\right) \qquad (15.16)$$

Stacionarnom stanju približujemo se kada $n \to \infty$. Granična vrijednost izraza (15.16) za $n \to \infty$

$$\Delta\vartheta_{JM}(\infty) = P\sum_{\nu=1}^{N} R_{th\nu}\frac{1-e^{-\frac{\varkappa}{\tau_{th\nu}}}}{1-e^{-\frac{T}{\tau_{th\nu}}}} \qquad (15.17)$$

jest maksimalna virtuelna nadtemperatura silicija u stacionarnom stanju.

Kod nekih sumanada u (15.17) može se dogoditi, da je perioda opterećenja $T$ tako odabrana da je $T/\tau_{th\nu} \ll 1$. Vrijednosti ovih sumanada približno iznose $R_{th\nu}\varkappa/T$. Zaključujemo: dijelovi strukture poluvodičkog ventila, vremenske konstante kojih su znatno veće od periode opterećenja, imaju približno konstantnu temperaturu.

Podatak zanimljiv za stacionarno stanje jest oscilacija temperature $\vartheta_{JM} - \vartheta_{J(MIN)}$. Minimalna virtuelna nadtemperatura silicija proizlazi iz formule (15.10) uvrštenjem analitičkog izraza za $z_{th}(t)$, a zatim se uz već poznatu maksimalnu virtuelnu temperaturu silicija dobiva oscilacija temperature

$$\vartheta_{JM}(\infty) - \vartheta_{J(MIN)}(\infty) = P\sum_{\nu=1}^{N} R_{th\nu}\frac{1-e^{-\frac{\varkappa}{\tau_{th\nu}}}}{1-e^{-\frac{T}{\tau_{th\nu}}}}\left(1-e^{-\frac{T-\varkappa}{\tau_{th\nu}}}\right) \qquad (15.18)$$

## 15.5. Opterećenje periodičkim nizom jednakih impulsa struje proizvoljnog valnog oblika

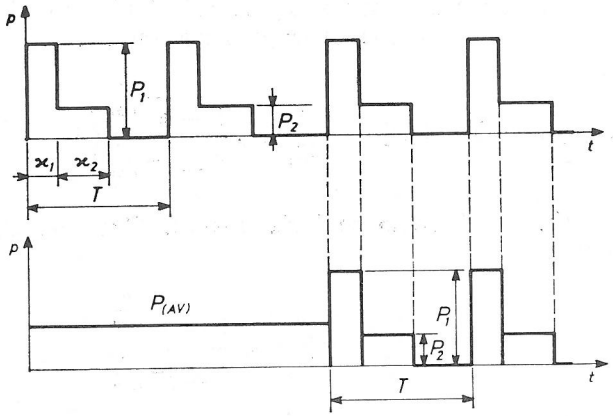
Postupak proračuna maksimalne virtuelne temperature silicija ventila opterećenog *proizvoljnim periodičkim opterećenjem* objasnit ćemo na periodičkom opterećenju, koje se u jednoj periodi može aproksimirati s dva pravokutna impulsa

gubitaka slika 15.6. Uzmimo, na primjer, da je maksimalna temperatura na kraju drugog impulsa. Metoda superpozicije daje

$$\Delta\vartheta_J\,[(n-1)\,T+\varkappa_1+\varkappa_2] = P_1\sum_{x=0}^{n-1}[z_{th}\,(x\,T+\varkappa_1+\varkappa_2)-z_{th}\,(x\,T+\varkappa_2)]+$$

$$+P_2\,[\sum_{x=0}^{n-1} z_{th}\,(x\,T+\varkappa_2)-\sum_{x=1}^{n-1} z_{th}\,(x\,T)] \qquad (15.19)$$

**Grafo-analitički proračun** toka zagrijavanja provodi se uvrštavanjem očitanih vrijednosti $z_{th}\,(t)$ u formulu (15.19). Proračun je zamoran i zato se mora pribjeći




**Sl. 15.6. Objašnjenje približne metode proračuna virtuelne temperature silicija ventila opterećenog periodičkim impulsima struje proizvoljnog valnog oblika**

aproksimativnim grafo-analitičkim metodama (v. odsječak 15.4). U stacionarnom stanju maksimalna virtuelna nadtemperatura silicija za aproksimaciju prema slici 15.6, iznosi

$$\Delta\vartheta_{JM}\,(\infty) = \frac{1}{T}\,(\varkappa_1 P_1+\varkappa_2 P_2)\,R_{th}+\left[P_1-\frac{1}{T}\,(\varkappa_1 P_1+\varkappa_2 P_2)\right] z_{th}\,(T+$$

$$+\varkappa_1+\varkappa_2)-(P_1-P_2)\,z_{th}\,(T+\varkappa_2)-P_2\,z_{th}\,(T)+$$

$$+P_1\,z_{th}\,(\varkappa_1+\varkappa_2)-(P_1-P_2)\,z_{th}\,(\varkappa_2) \qquad (15.20)$$

Točnost aproksimacije može se provjeriti računanjem s većim brojem stvarnih impulsa gubitaka.

**Analitički proračun** toka zagrijavanja provodi se uvrštavanjem analitičkog izraza za $z_{th}\,(t)$ u formulu (15.19). Konačan rezultat glasi

$$\Delta\vartheta_J\,[(n-1)\,T+\varkappa_1+\varkappa_2] =$$

$$= P_1\sum_{\nu=1}^{N} R_{th\nu}\,\frac{\left(1-\mathrm{e}^{-\frac{\varkappa_1}{\tau_{th\nu}}}\right)\mathrm{e}^{-\frac{\varkappa_2}{\tau_{th\nu}}}}{1-\mathrm{e}^{-\frac{T}{\tau_{th\nu}}}}\left(1-\mathrm{e}^{-\frac{nT}{\tau_{th\nu}}}\right)+$$

$$+ P_2 \sum_{\nu=1}^{N} R_{th\nu} \frac{1 - e^{-\frac{\varkappa_2}{\tau_{th\nu}}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau_{th\nu}}}} \left(1 - e^{-\frac{nT}{\tau_{th\nu}}}\right) \tag{15.21}$$

Do maksimalne virtuelne nadtemperature silicija u stacionarnom stanju dolazimo puštajući da $n \to \infty$

$$\Delta \vartheta_{JM}(\infty) = P_1 \sum_{\nu=1}^{N} R_{th\nu} \frac{\left(1 - e^{-\frac{\varkappa_1}{\tau_{th\nu}}}\right) e^{-\frac{\varkappa_2}{\tau_{th\nu}}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau_{th\nu}}}} +$$

$$+ P_2 \sum_{\nu=1}^{N} R_{th\nu} \frac{1 - e^{-\frac{\varkappa_2}{\tau_{th\nu}}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau_{th\nu}}}} \tag{15.22}$$

## 15.6. Opterećenje paketima jednakih pravokutnih strujnih impulsa frekvencije mreže

Ukoliko se do sada promatrani pravokutni impulsi gubitaka sastoje od pravokutnih impulsa frekvencije mreže, proračun virtuelne temperature silicija na bazi prijelazne toplinske impedancije za konstantnu struju, iako moguć, postaje dosta složen. Proračun se može znatno skratiti (kako ćemo se odmah uvjeriti) korištenjem, umjesto prijelazne toplinske impedancije za konstantnu struju $z_{th}(t)$, prijelazne toplinske impedancije za impulsnu struju $\zeta_{th}(t)$ (v. odsječak 9.6). No račun na bazi $\zeta_{th}(t)$ daje samo virtuelne nadtemeprature silicija u diskretnim trenucima, na završetku pojedinih impulsa gubitaka. U drugim trenucima, npr. na početku impulsa, virtuelne temperature silicija ne mogu se izračunati.

Iz definicije prijelazne toplinske impedancije za impulsnu struju $\zeta_{th}(t)$ (odsječak 9.6) i rezultata proračuna virtuelne nadtemperature silicija ventila opterećenog nizom jednakih pravokutnih impulsa struje (15.9) i (15.16) slijedi analitički izraz za $\zeta_{th}(t)$

$$\zeta_{th}[(n-1)\,T + \varkappa] = \frac{1}{\delta}\left[\sum_{x=0}^{n-1} z_{th}(x\,T + \varkappa) - \sum_{x=1}^{n-1} z_{th}(x\,T)\right] \tag{15.23}$$

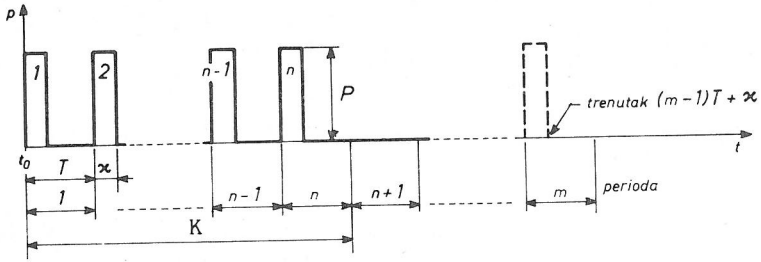
ili

$$\zeta_{th}[(n-1)\,T + \varkappa] = \frac{1}{\delta}\left[\sum_{\nu=1}^{N} R_{th\nu} \frac{1 - e^{-\frac{\varkappa}{\tau_{th\nu}}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau_{th\nu}}}} \left(1 - e^{-\frac{nT}{\tau_{th\nu}}}\right)\right] \tag{15.24}$$

Uzmimo da se paket (sl. 15.7) sastoji od $n$ jednakih pravokutnih impulsa amplitude $P$, trajanja $\varkappa$ i periode $T$ i da treba naći virtuelnu nadtemperaturu silicija u trenutku $(m-1)T + \varkappa$, gdje je $m \geqslant n$. Formula za virtuelnu nadtemperaturu silicija $\Delta\vartheta_J[(m-1)T + \varkappa]$ izražena pomoću $z_{th}(t)$ glasi

$$\Delta\vartheta_J[(m-1)\,T + \varkappa] = \frac{1}{\delta} P_{(AV)}\left[\sum_{x=0}^{m-1} z_{th}(x\,T + \varkappa) - \sum_{x=1}^{m-1} z_{th}(x\,T)\right] -$$

$$- \frac{1}{\delta} P_{(AV)}\left[\sum_{x=0}^{m-n-1} z_{th}(x\,T + \varkappa) - \sum_{x=1}^{m-n-1} z_{th}(x\,T)\right] \tag{15.25}$$




**Sl. 15.7. K objašnjenju proračuna virtuelne temperature silicija ventila opterećenog paketom jednakih pravokutnih impulsa gubitaka frekvencije mreže pomoću prijelazne toplinske impedancije za impulsnu struju**

Usporedbom (15.25) s (15.23) dolazimo do *pravila za računanje virtuelne nadtemperature silicija pomoću prijelazne toplinske impedancije za impulsnu struju*

$$\Delta \vartheta_J [(m-1)\,T + \varkappa] = P_{(AV)} \{\zeta_{th} [(m-1)\,T + \varkappa] - \zeta_{th} [(m-n-1)\,T + \varkappa]\} \tag{15.26}$$

Za dovoljno veliki $m - n$ promjena $n$ za 1 praktički ne utječe na rezultat, te se diskontinuirane varijable u (15.26) mogu zamijeniti kontinuiranima

$$\Delta \vartheta_J (t) = P_{(AV)} [\zeta_{th} (t) - \zeta_{th} (t - K)] \tag{15.27}$$

Dakle, pravilo (15.27) za računanje virtuelne nadtemperature silicija nakon paketa jednakih pravokutnih impulsa gubitaka kaže da *sve formule zagrijavanja izvedene za pravokutne impulse gubitaka vrijede i za pravokutne pakete impulsa gubitaka, samo umjesto prijelazne toplinske impedancije za konstantnu struju treba uvrstiti prijelaznu toplinsku impedanciju za impulsnu struju.*

## 15.7. Svođenje nepravilnog impulsa gubitaka na ekvivalentni pravokutni impuls

Ako se gubici nepravilnog impulsa gubitaka mogu izraziti analitički, tok virtuelne temperature silicija može se izračunati pomoću formule [10.12]

$$\vartheta_J (t) = \vartheta_{AMB} + \int_{-\infty}^{t} p (\lambda) \frac{\mathrm{d}\, z_{th} (t - \lambda)}{\mathrm{d}\, \lambda} \mathrm{d}\, \lambda \tag{15.28}$$

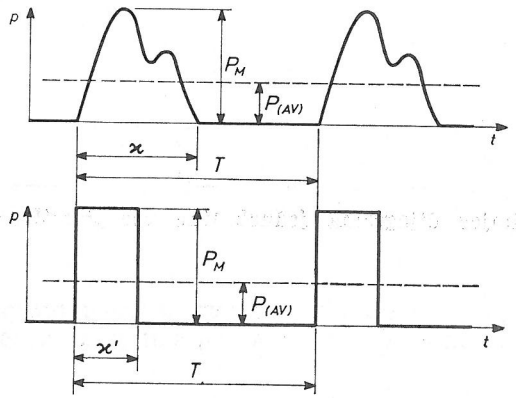
Međutim, ako promjena gubitaka nije analitički poznata, što je mnogo češći slučaj, stvaran tok gubitaka aproksimira se pravokutnim impulsima i zatim se provodi grafo-analitički ili analitički proračun temperature.

Slika 15.8. ilustrira nepravilni impuls gubitaka amplitude $P_M$, trajanja $\varkappa$ i frekvencije ponavljanja $\frac{1}{T}$. Pravokutni impuls gubitaka, kojim se nadomješta stvaran impuls gubitaka, ima

— amplitudu jednaku maksimalnoj vrijednosti stvarnog impulsa,
— srednju vrijednost jednaku srednjoj vrijednosti stvarnog impulsa

$$\int_0^{\varkappa} p\,(t)\,\mathrm{d}t = P_M\,\varkappa'$$

*Zamjena stvarnih impulsa gubitaka pravokutnim impulsima jednake vršne i srednje vrijednosti* jamči konzervativnost aproksimacije, jer takvi pravokutni impulsi gubitaka zagrijavaju silicij jače od svih zamislivih stvarnih impulsa gubitaka.




**Sl. 15.8. Aproksimacija nepravilnih impulsa gubitaka s pravokutnim impulsima gubitaka**

Naime, pravokutni impuls gubitaka koncentrira gubitke u najkraći mogući vremenski period od svih nepravilnih impulsa gubitaka jednake vršne i srednje vrijednosti (pa je, prema tome, i odvod topline minimalan).

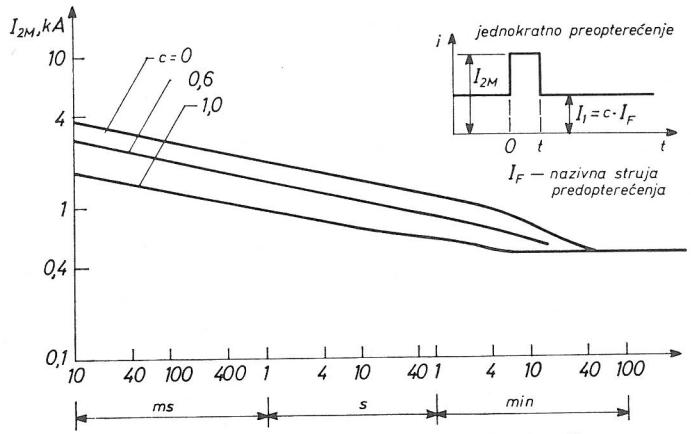
## 15.8. Dijagrami jednokratne i višekratne preopteretivosti ventila

Da bi olakšali korisniku upotrebu ventila, proizvođači ponekad daju dijagrame preopteretivosti za češća preopterećenja (sl. 15.9. i 15.10). Ovi dijagrami mogu se, dakako, izračunati pomoću prijelazne toplinske impedancije.

Slika 15.9. ilustrira jedan način prikazivanja *graničnog jednokratnog preopterećenja*. Dijagrami pokazuju koliko puta i koliko dugo struja jednokratnog preopterećenja $I_{2M}$ smije prekoračiti struju predopterećenja $I_1$. Ponovno preopterećenje se ne dopušta prije nego što se ventil vrati u stanje toplinske ravnoteže koja odgovara opterećenju strujom $I_1$. Vrijednost struje jednokratnog preopterećenja ovisi o njezinu trajanju, o struji predopterećenja i o uvjetima hlađenja.

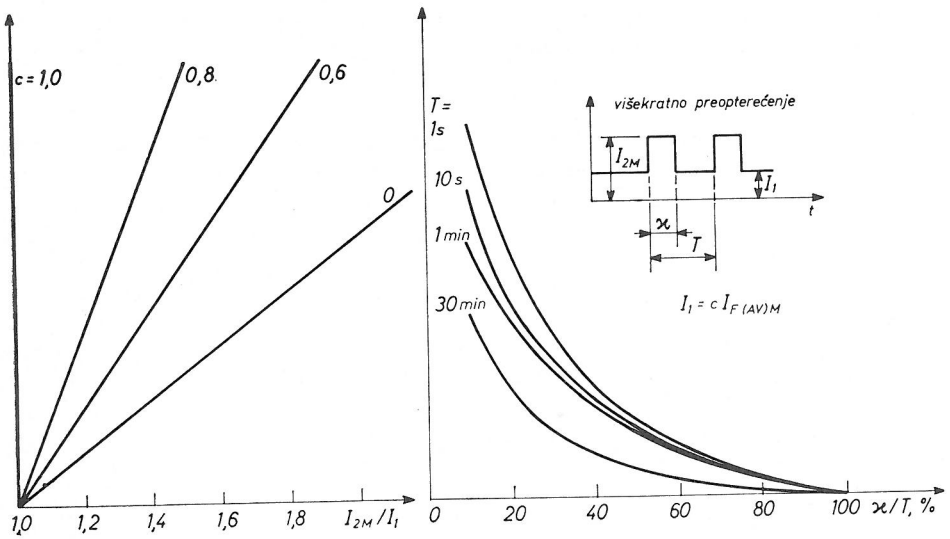
Slika 15.10. ilustrira, za najjednostavnije moguće višekratno preopterećenje, jedan način prikazivanja dijagrama *graničnog višekratnog preopterenja*. Iz dijagrama se može očitati granična struja periodičkih impulsa $I_{2M}$ za različita trajanja periode opterećenja $T$ i za različita trajanja impulsa preopterećenja $\varkappa$.

Pri izračunavanju dijela krivulje koji se odnosi na kratkotrajna preopterećenja (milisekundno područje) granična virtuelna temperatura silicija ne mora biti jedini




**Sl. 15.9. Primjer dijagrama jednokratne preopteretivosti ventila**

kriterij. Mijenjanje temperature silicija tokom strujnog preopterećenja uzrokuje mehanička naprezanja, koja, ako su prevelika, smanjuju trajnost ventila. Ova se




**Sl. 15.10. Primjer dijagrama višekratne preopteretivosti ventila**

opasnost osobito javlja kod malih ventila koji imaju vrlo malen toplinski kapacitet silicija. Ako bi došla u pitanje trajnost ventila, potrebno je za kratkotrajna preopterećenja smanjiti graničnu temperaturu silicija.

## 15.9. Konzervativnost proračuna virtuelne temperature silicija pomoću prijelazne toplinske impedancije

Iz svega što je rečeno glede proračuna zagrijavanja silicija poluvodičkog ventila pomoću prijelazne toplinske impedancije slijedi da je proračun konzervativan (tj. izračunata vrijednost virtuelne temperature silicija je veća od stvarne), i to iz slijedećih razloga:

— deklarirana prijelazna toplinska impedancija je gornja granica rasipanja prijelaznih toplinskih impedancija promatranog tipa ventila,
— gubici se računaju iz najnepovoljnije propusne karakteristike s obzirom na rasipanje i temperaturnu ovisnost propusnih karakteristika i
— stvarni impulsi gubitaka aproksimiraju se s pravokutnim impulsima jednake vršne i srednje vrijednosti.

Proizvođači ventila redovito daju najnepovoljniju propusnu karakteristiku pri sobnoj temperaturi (obično 25 °C) i pri povišenoj temperaturi (za diode obično 150 °C, a za tiristore 125 °C).

Proračun virtuelne temperature silicija — osim što je konzervativan — još je i netočan iz slijedećih razloga:

— točnost mjerenja prijelazne toplinske impedancije je oko 15%,
— prijelazna toplinska impedancija za impulsnu struju deklarirana je za idealne pravokutne, sinusoidalne, .... strujne impulse i
— prijelazna toplinska impedancija rashladnog tijela u realnim uvjetima hlađenja, osobito u uvjetima prirodnog hlađenja zrakom unutar zatvorenih prostora, nije točno poznata.

# 16. STRUJNO DIMENZIONIRANJE POLUVODIČKIH ENERGETSKIH DIODA I TIRISTORA PRI VELIKIM DINAMIČKIM NAPREZANJIMA

Kao i u slučaju strujnog dimenzioniranja kod zanemarivih dinamičkih naprezanja, prvi korak u strujnom dimenzioniranju je provjera da efektivna vrijednost struje opterećenja ne prelazi graničnu efektivnu struju ventila, da vršna vrijednost struje opterećenja ne prelazi graničnu vršnu struju ventila (v. odsječak 12.6), te da gubici uklapanja i oporavljanja ne prelaze granične gubitke. U drugom koraku se provjerava da strujno opterećenje prekomjerno ne zagrijava silicij.

Za češće oblike struja obično se daju dijagrami iz kojih se direktno očitava granična pulsirajuća struja visoke frekvencije i velike brzine porasta kod određene temperature kućišta ventila i određenog naponskog (zapornog i blokirnog) naprezanja (v. odsječak 13.5). Ovi dijagrami općenito ne rješavaju problem strujnog dimenzioniranja, i bez sveobuhvatnijih informacija nemoguće je provesti strujno dimenzioniranje za »nestandardne« valne oblike strujnog opterećenja. Danas još nije uspjelo okarakterizirati poluvodičke energetske ventile tako da bi se problem strujnog dimenzioniranja kod velikih dinamičkih naprezanja mogao riješiti samo računskim metodama.

S obzirom na metode strujnog dimenzioniranja, razlikujemo primjene koje ne postavljaju velike zahtjeve na vrijeme oporavljanja (npr. mrežom vođeni usmjerivači) od primjena koje traže kratko vrijeme oporavljanja (npr. usmjerivači s vlastitim vođenjem).

Strujno dimenzioniranje poluvodičkih energetskih ventila kod velikih dinamičkih naprezanja objasnit ćemo na tiristoru, jer su tu najjače izraženi problemi strujnog dimenzioniranja.

## 16.1. Kontrola da gubici uklapanja ne prelaze granične gubitke (određivanje kritične brzine porasta propusne struje i njezine konačne vrijednosti)

*Kritična brzina porasta propusne struje i njezina konačna vrijednost* međusobno su ovisne veličine. Unatoč tome što postoji mnogo parova vrijednosti kritične brzine porasta propusne struje i granične amplitude strujnog impulsa, obično se poznaje samo jedan par vrijednosti. U tom je slučaju strujno dimenzioniranje provjera da brzina porasta impulsa ne prelazi kritičnu brzinu porasta i da amplituda impulsa ne prelazi graničnu amplitudu.

U odsječku 12.15 ustanovili smo električne uvjete sklopa koji djeluju na kritičnu brzinu porasta propusne struje. To su:

— konačna vrijednost porasta struje,
— početni blokirni napon,
— frekvencija i
— karakteristike okidnog impulsa.

Umješnost dimenzioniranja sastoji se u odabiranju najpovoljnije kombinacije nabrojenih veličina. Za provedbu dimenzioniranja potrebno je znati, barem kod jedne konačne vrijednosti porasta struje, kako pada kritična brzina porasta propusne struje s povećanjem početnog blokirnog napona i frekvencije.

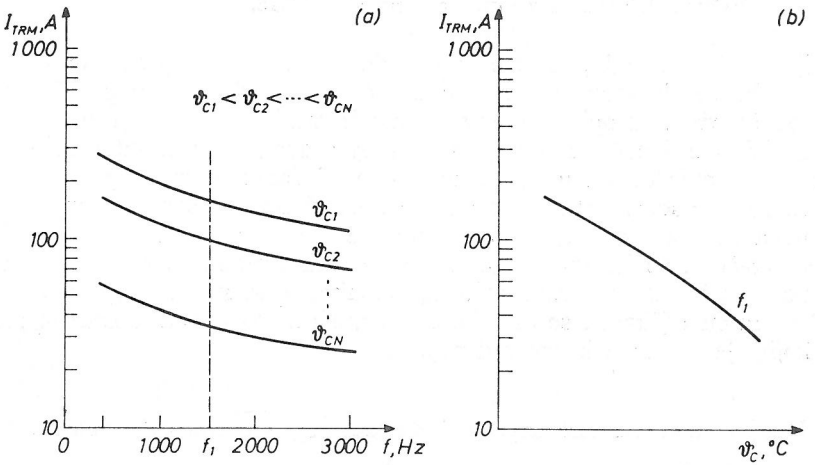
Da bi se mogla jamčiti određena kritična brzina porasta propusne struje, preporučljivo je, bez obzira na strukturu područja oko geita, upotrebljavati više nego dovoljne okidne impulse.

## 16.2. Kontrola da gubici oporavljanja ne prelaze granične gubitke

Ovu kontrolu također je potrebno provesti prije proračuna maksimalne temperature kućišta. Gubici oporavljanja izračunavaju se jednom od metoda u odsječku 13.4 i zatim uspoređuju s graničnim gubicima oporavljanja.

## 16.3. Strujno dimenzioniranje korištenjem dijagrama ovisnosti granične amplitude impulsa o njegovu valnom obliku, trajanju i frekvenciji

Dijagrami ovisnosti granične amplitude impulsa o njegovu valnom obliku, trajanju i frekvenciji (npr. v. sl. 13.13) navode se za niz električnih parametara koji opisuju uvjete sklopa u kojima se tiristor smije nalaziti i za nekoliko temperatura kućišta. Da bi se moglo provesti strujno dimenzioniranje, parametar temperatura kućišta mora biti dan s nekoliko vrijednosti, dok električni parametri mogu biti dani samo s graničnim vrijednostima.



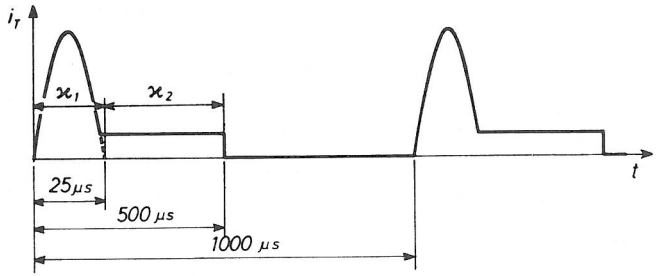

**Sl. 16.1. Određivanje granične temperature kućišta iz dijagrama na slici 13.13. (zadano: brzina porasta, amplituda, trajanje i frekvencija strujnih impulsa)**

Uzmimo da za *pravokutne impulse poznate amplitude, brzine porasta, trajanja i frekvencije treba odrediti graničnu temperaturu kućišta* i da raspolažemo dijagramima poput onog na slici 13.13. za nekoliko temperatura kućišta. Najprije se konstruira dijagram ovisnosti amplitude impulsa o frekvenciji, parametri su brzina porasta impulsa, trajanje impulsa i temperatura kućišta, slika 16.1.a. Zatim se

iz tog izvedenog dijagrama crta dijagram ovisnosti amplitude impulsa o temperaturi kućišta, slika 16.1.b, (novi parametar je frekvencija) iz kojeg se, za zadanu amplitudu impulsa, očita granična temperatura kućišta. Kada je jednom poznata granična temperatura kućišta $\vartheta_{CM}$, veličinu rashladnog tijela (toplinski otpor $R_{thH}$) određuju gubici u ventilu $P_{AV}$ i temperatura okoline $\vartheta_{AMB}$

$$R_{thH} = \frac{\vartheta_C - \vartheta_{AMB}}{P_{AV}} - R_{thP} \tag{16.1}$$

$R_{thP}$ je toplinski otpor između kućišta i rashladnog tijela. Gubici $P_{AV}$ očitaju se iz dijagrama (sl. 13.9) ili se izračunavaju na način objašnjen u odsječku 13.3. Analogno bi se postupilo ako bi trebalo naći graničnu temperaturu kućišta za poznati impuls oblika poluvala sinusoide.




**Sl. 16.2. Granična temperatura kućišta tiristora opterećenog složenim impulsima struje može se ponekad procijeniti upotrebom dijagrama poput onih na slici 13.12.**

Dijagrami ovisnosti granične amplitude impulsa o njegovu valnom obliku, trajanju i frekvenciji mogu ponekad dobro poslužiti pri procjeni granične temperature kućišta tiristora opterećenog složenim impulsima, kao što je primjerice impuls na slici 16.2. Impuls se sastoji od jednog pravokutnog impulsa na koji je superponiran impuls oblika poluvala sinusoide. Zadatak procjene granične temperature kućišta tiristora rastavlja se na dva podzadatka. Opisanim postupkom nađe se granična temperatura kućišta samo za sinusni dio impulsa. Za pravokutni dio impulsa izračuna se koliko pridonosi temperaturi kućišta. Za ovaj se doprinos smanjuje granična temperatura kućišta, i rezultat je granična temperatura kućišta za složeni impuls (čitaocu se ostavlja da razmisli zašto je ovaj postupak približan i pod kojim je uvjetima konzervativan).

## 16.4. Strujno dimenzioniranje kod dugačkih vremena odmaranja

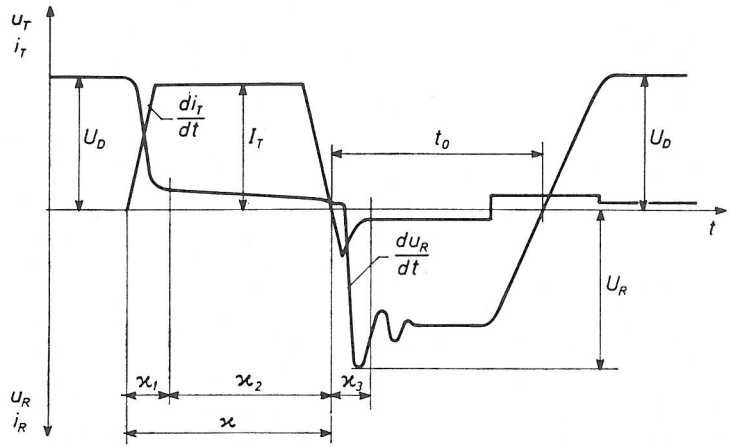
Razmotrit ćemo strujno dimenzioniranje tiristora napregnutog opterećenjem slijedećih zajedničkih osobina:

— blokirni napon pojavljuje se sa stanovitim kašnjenjem nakon prestanka vođenja, u trenutku nakon što je virtuelna temperatura silicija pala ispod srednje virtuelne temperature silicija,

— trajanje vođenja dovoljno je dugo, tako da se zagrijavanje silicija može izračunati upotrebom toplinske impedancije i

— gubici uklapanja i oporavljanja nisu zanemarivi prema gubicima vođenja.

Značajna karakteristika ovog opterećenja jest da *tiristor treba imati sposobnost blokiranja, ne odmah nakon završetka strujnog impulsa nego tek onda kada se virtuelna temperatura silicija spusti ispod srednje virtuelne temperature* (dovoljno dugo vrijeme odmaranja, vrijeme odmaranja je vrijeme koje tiristor ima na raspolaganju u nekom sklopu da se oporavi).




**Sl. 16.3. Naponsko-strujno opterećenje tiristora u sklopovima s prisilnom komutacijom**

Uzmimo da za strujno opterećenje prema slici 16.3. treba odrediti graničnu temperaturu kućišta. Budući da je u trenutku pojave blokirnog napona virtuelna temperatura silicija manja od srednje virtuelne temperature, održavanje temperature kućišta ne veće od

$$\vartheta_C = \vartheta_{JM} - P_{AV} R_{thJC} \tag{16.2}$$

gdje je

$\vartheta_{JM}$ granična virtuelna temperatura silicija

$P_{AV}$ srednji gubici u ventilu

$R_{thJC}$ toplinski otpor za konstantnu struju između silicija i kućišta

osigurava da je u trenutku pojavljivanja blokirnog napona virtuelna temperatura silicija manja ili jednaka $\vartheta_{JM}$. Za vrijeme vođenja ili neposredno nakon vođenja virtuelna temperatura silicija može biti veća od $\vartheta_{JM}$.

Ukupni srednji gubici u siliciju iznose

$$P_{AV} = \frac{1}{T} (\varkappa_1 P_U + \varkappa_2 P_T + \varkappa_3 P_Q) \tag{16.3}$$

gdje su

$P_U$ gubici uklapanja u intervalu $\varkappa_1$

$P_T$ gubici vođenja u intervalu $\varkappa_2$

$P_Q$ gubici oporavljanja u intervalu $\varkappa_3$

Gubici $P_U$ nalaze se grafičkom integracijom toka gubitaka u periodu uklapanja $\varkappa_1$. Vremenski tok gubitaka dobiva se traženjem presjecišta krivulja struje konstantnih gubitaka (sl. 13.10) s krivuljom struje impulsa za koju se traži tok gubitaka. Gubici $P_T$ slijedi iz propusne karakteristike. Gubici oporavljanja $P_Q$ nalaze se analitičkim metodama iz pretpostavljenog toka struje oporavljanja i skoka zapornog napona.

Može se dogoditi da račun pokaže kako je predviđeni tiristor tek po nešto strujno premalen. Tada je možda povoljnije dodatnim komponentama (v. odsječak 18.2) smanjiti gubitke uklapanja (tj. smanjiti brzinu porasta propusne struje) nego odabrati strujno veći tiristor.

## 16.5. Strujno dimenzioniranje kod kratkih vremena odmaranja

Zajednička karakteristika opterećenja, za koja ćemo sada izvesti principe određivanja granične temperature kućišta, jest ta da se *blokirni napon pojavljuje nekoliko desetaka mikrosekundi nakon završetka vođenja.* Tada je najčešće virtuelna temperatura silicija maksimalna, dakle vrlo su nepovoljni temperaturni uvjeti za oporavljanje tiristora.

Pretpostavimo da smo se susreli sa slijedećim problemom: treba odrediti graničnu temperaturu kućišta $\vartheta_{CM}$ tiristora strujno opterećenog impulsima struje poznatog valnog oblika i naponski opterećenog blokirnim naponom nakon završetka strujnog impulsa i oporavljanja. Najprije treba odrediti graničnu temperaturu kućišta postupkom koji se primjenjuje za slučaj proračuna granične temperature kućišta kod dugačkih vremena odmaranja (odsječak 16.4). Dobivenu temperaturu kućišta treba smanjiti za empirički procijenjenu veličinu kojom se uzima u obzir valovitost virtuelne temperature silicija uslijed gubitaka oporavljanja [11.11].

Obično se preporučuje da se za vrijeme odmaranja $t_0$ odabere vrijeme koje je za faktor 1,3 do 1,5 veće od vremena oporavljanja $t_q$ [11.11].

$$t_o = (1{,}3 - 1{,}5)\, t_q \tag{16.4}$$

# 17. ZAŠTITA POLUVODIČKIH ENERGETSKIH VENTILA OSIGURAČIMA

Poluvodički ventili, u usporedbi s ostalim komponentama električnih krugova, imaju zbog svoje svojstveno male mase relativno malu strujnu preopteretivost. Stoga električni krugovi koji sadrže poluvodičke ventile zahtijevaju pažljivo izvođenje prekostrujne zaštite. Jedna od osnovnih komponenata prekostrujne zaštite jest osigurač.

Poluvodički ventili ne mogu se zaštititi običnim sporim osiguračima ili prekidačima s termičkim, odnosno magnetskim okidanjem. Tiristori izdrže približno udarce struje oblika poluvala sinusoide trajanja 10 ms i amplitude oko 6 puta veće od amplitude sinusnih poluvalova struje s kojom se tiristor smije trajno opteretiti kod 50 Hz. Spori osigurači pregaraju kod šesterostrukog preopterećenja otprilike za 1,5 s. Sklopke s magnetskim okidanjem imaju vrijeme prorade oko 15 ms; dok sklopka ne proradi, struja kratkog spoja može znatno premašiti dopuštenu veličinu.

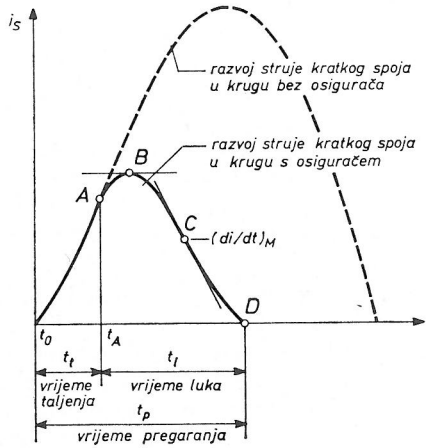
Za zaštitu energetskih ventila od jačih strujnih preopterećenja upotrebljavaju se specijalni osigurači. U postrojenjima osnovna je zadaća tih osigurača da odvoje ventile koji su izgubili blokirna ili zaporna svojstva. Prekidanje struje kvara mora početi prije no što struja naraste na vrijednosti opasne za zdrave ventile, ali prenaponi koji pri tom nastaju ne smiju prelaziti graničnu vršnu neperiodičku vrijednost zapornog, odnosno blokirnog napona. Prema tome, osigurači za zaštitu poluvodičkih ventila trebaju imati izvanrednu sposobnost ograničavanja struje i točno poznati napon luka. Takvi osigurači nazivaju se *brzi osigurači.*

U ovom poglavlju upoznat ćemo se s konstrukcijom brzih osigurača, analizirat ćemo pojave pri prekidanju struje u izmjeničnom i istosmjernom krugu, zatim ćemo se upoznati s karakteristikama brzih osigurača i na kraju s izborom brzih osigurača na temelju karakteristika udarne preopteretivosti ventila.

## 17.1. Prekidanje struje osiguračem

Pretpostavimo da se struja kratkog spoja razvija u nekom krugu kako to prikazuje crtkana krivulja na slici 17.1. Razvoj struje kratkog spoja u tom istom krugu s osiguračem daje puna krivulja. Do trenutka stvaranja luka rastalnica ne pruža bitniji otpor toku struje, pa struja raste kao i u krugu bez osigurača. U točki $A$ nastaje luk. Ovisno o konstrukciji osigurača i o parametrima strujnog kruga struja raste i dalje prema točki $B$. Točka $B$ označuje vršnu vrijednost struje. Iza ove točke napon luka prisiljava struju da pada prema nuli do točke $D$. Možemo zamisliti da napon luka tjera tzv. struju luka u smjeru suprotnom od struje kvara. Kada struja luka dostigne vrijednost struje kvara (točka $D$) pregaranje osigurača je završeno. (Osigurač ne smije prekidati struju prebrzo, jer svaka promjena struje inducira na induktivitetima kruga prenapone koji mogu oštetiti ventile.)

Vrijeme koje protekne od početka toka struje kratkog spoja do trenutka stvaranja luka je *vrijeme taljenja* $t_t$. Ovisno o veličini struje kratkog spoja vrijeme taljenja varira i kreće se od milisekundnog područja do minutnog područja. *Vrijeme*




**Sl. 17.1. Brzi osigurač ne dopušta razvoj struje kratkog spoja.**

*luka* $t_l$ iznosi uvijek najviše do desetak milisekundi, te je kod dužih vremena taljenja zanemarivo. Zbroj vremena taljenja i vremena luka je *vrijeme pregaranja* osigurača $t_p$

$$t_p = t_t + t_l \tag{17.1}$$

Za kratka vremena taljenja (milisekunde) integral kvadrata struje kratkog spoja do trenutka nastajanja luka

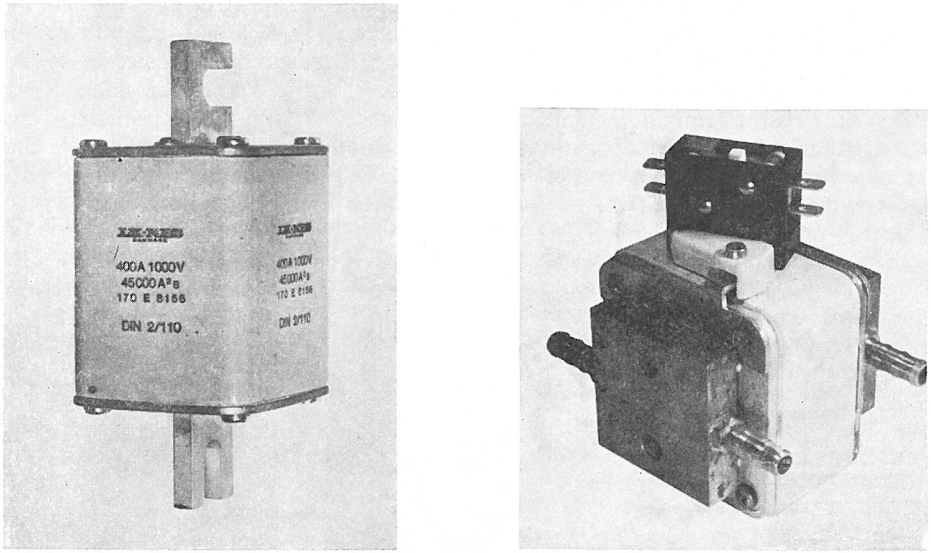
$$\int_{t_0}^{t_A} i_S^2 \, dt$$

približno je konstantan (v. odsječak 17.4). Ova karakteristična konstanta osigurača označuje se s $(I^2t)_t$.

Potpuni opis karakteristika brzih osigurača sadrži:

— nazivni napon,
— nazivnu struju,
— karakteristiku taljenja,
— karakteristiku pregaranja,
— karakteristiku $(I^2t)$-taljenja,
— karakteristiku $(I^2t)$-pregaranja,
— ovisnost napona luka o aktivnim naponima kruga,
— ovisnost vršne vrijednosti prolazne struje kratkog spoja o stacionarnoj struji kratkog spoja,
— ovisnost gubitaka o struji,
— ovisnost zagrijavanja o struji,
— podatke o prekidanju struje kratkog spoja u istosmjernom strujnom krugu i ponekad
— podatke o ponašanju osigurača na frekvencijama različitim od nazivne.

Slika 17.2. prikazuje dvije izvedbe brzih osigurača.




**Sl. 17.2. Vanjski izgled brzog osigurača (LAUR. KNUDSEN — — lijevo, FERRAZ — desno). Desna slika prikazuje osigurač hlađen vodom.**

## 17.2. Brzi osigurači za zaštitu poluvodičkih ventila su aktivni osigurači

Pravilno odabrani brzi osigurači za zaštitu poluvodičkih ventila imaju srednju vrijednost napona luka

$$U_{l(av)} = \frac{1}{t_l} \int_0^{t_l} u_l \, dt \tag{17.2}$$

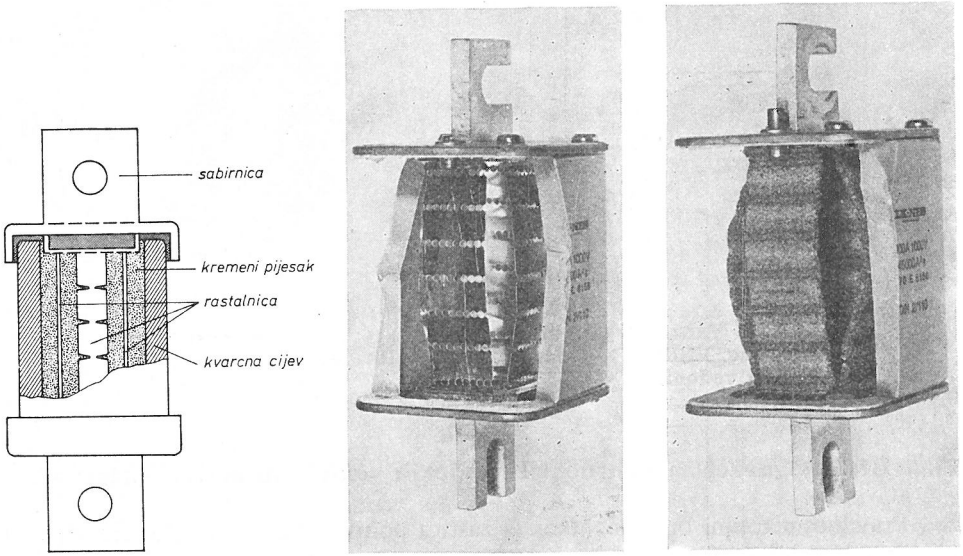
veću od vršne vrijednosti napona koji prouzrokuje struju kratkog spoja kroz osigurač. Napon luka djeluje suprotno aktivnim naponskim izvorima u mreži i ograničuje razvitak struje kratkog spoja. Tako odabrani osigurači mogu prekinuti istosmjernu ili izmjeničnu struju prije nego što ona prirodno postigne vrijednost nula.

Osigurači sa srednjom vrijednosti napona luka većom od vršne vrijednosti napona mreže nazivaju se *aktivni osigurači*. Ako je ta srednja vrijednost niža, osigurač je pasivan. Pasivni osigurač ima malen napon luka i pasivno čeka prvi prolaz struje kroz nulu da bi ugasio luk. Iz gornjih definicija izvodimo slijedeće zaključke:

— određeni osigurač može biti ili aktivan ili pasivan u ovisnosti od napona mreže u kojoj djeluje,
— samo aktivni osigurač može prekinuti istosmjernu struju i
— samo aktivni osigurač može ograničiti razvoj prvog poluvala struje kratkog spoja.

## 17.3. Konstrukcija osigurača i djelovanje

Tipičnu *konstrukciju modernog brzog osigurača* prikazuje slika 17.3.a,b. Aktivni dio osigurača je tanka srebrna traka — rastalnica — s nekoliko suženih mjesta. Krajevi rastalnice pričvršćeni su (obično zalemljeni) na bakrene pločice koje završavaju s kratkim priključnim sabirnicama. Noseći dio je keramička cijev (kvarc, melamin). Prostor između rastalnice i keramičke cijevi ispunjava specijalno obrađeni kremeni pijesak. Kremeni pijesak daje dobar odvod topline i omogućuje brzo ugušenje luka. Veća nazivna struja dobiva se paralelnim spajanjem rastalnica (prostor između paralelnih rastalnica također je ispunjen kremenim pijeskom).




**Sl. 17.3. Konstrukcija osigurača (LAUR. KNUDSEN). Na desnoj slici vide se pregorene rastalnice.**

Suženja na rastalnici mogu imati oblik slova »V« ili jednostavno mogu biti dobivena bušenjem okruglih rupa. Njihova je svrha uvijek ista, naime da koncentriraju tok struje i tako izazovu razvitak željenog broja lukova na predodređenim mjestima rastalnice. Broj lukova i geometrijski oblik suženja određuju karakteristike osigurača, posebno sposobnost prekidanja struje. Šire sekcije rastalnice služe kod nazivnog opterećenja kao odvodnici topline i time omogućuju postizanje velike gustoće struje na suženjima.

Tokom strujnog preopterećenja razvijena toplina na suženjima rastalnice ne stigne prijeći na druge dijelove osigurača. Blizu točke tališta (960 °C za srebro) omski se otpor suženja poveća za nekoliko puta prema hladnom stanju. Rezultirajući dodatni gubici kumulativno ubrzavaju zagrijavanje, i vrlo se brzo postiže temperatura isparavanja metala (1 950 °C za srebro). U osiguraču se uspostavlja luk. Gubici luka dalje nastavljaju taliti rastalnicu. Luk se produžuje, i otpor (napon) luka raste. Napon luka počinje ograničavati porast struje. Akumulirana disipacija luka tali nešto pijeska u neposrednoj blizini rastalnice (v. sl. 17.3.c). Zaključujemo: između struje kratkog spoja, gubitaka luka, zagrijavanja i otpora luka, taljenja i isparavanja metala te taljenja pijeska postoji prilično složena ravnoteža.

## 17.4. Fizikalni proces taljenja rastalnice osigurača

*Fizikalni proces taljenja rastalnice* relativno je jednostavno analizirati za jaka i za slaba strujna preopterećenja. U prvom krajnjem slučaju sve se zanimljive pojave odigravaju na mjestima suženja rastalnice, u drugom se problem svodi na proračun odvoda topline iz rastalnice putem sabirnica i pijeska na okolinu.

U slučaju jakih strujnih preopterećenja (kratkih spojeva) vrijeme taljenja iznosi samo nekoliko milisekundi ili čak nekoliko dijelova milisekunde. Taljenje rastalnice odvija se tako brzo da praktički ne dolazi do odvoda topline na okolinu rastalnice; kažemo da se rastalnica zagrijava adijabatski, tj. sva razvijena toplina troši se na taljenje rastalnice. *Rüdenberg* je dokazao da je u slučaju adijabatskog zagrijavanja integral $\int i^2 dt$ taljenja ovisan o konstanti materijala ($8 \cdot 10^8$ $(A/cm^2)^2$ za srebro). Prema tome, $\int i^2 dt$ taljenja osigurača može se izračunati iz presjeka suženja rastalnice. Nadalje, može se naći veza između struje kratkog spoja i vremena taljenja za dani presjek, kao i struja kod koje nastaje luk (maksimalna prolazna struja kroz osigurač).

Bez ulaženja u temeljitije analize navest ćemo nekoliko činjenica.

- — Predopterećenje smanjuje efektivnu struju taljenja.
- — Povišenje temperature priključnih sabirnica osigurača smanjuje efektivnu struju taljenja.
- — Valni oblik struje utječe na vrijeme taljenja. Ova tvrdnja počiva na činjenici da je omski otpor rastalnice znatno temperaturno promjenljiv, pa efektivna vrijednost struje nije mjera gubitaka u rastalnici.
- — Prevelika valovitost temperature rastalnice uzrokuje umor materijala rastalnice. Titraji temperature rastalnice reda veličine 100 °C utječu na trajnost osigurača. Ista pojava umora materijala opaža se i u slučaju da struja pulsira zbog mijenjanja tereta (trajanje pulsacija je u sekundnom području).

## 17.5. Fizikalni proces nastajanja i gorenja luka u osiguraču

Napon električnog luka sastoji se od dviju glavnih komponenata:

- — pada napona u plazmi — taj pad napona ovisi o gustoći struje, temperaturi plazme i o pritisku,
- — katodnog i anodnog pada — ti su padovi napona relativno konstantni i uglavnom funkcija materijala elektroda i plina između elektroda.

Ukupan napon luka osigurača stoga iznosi

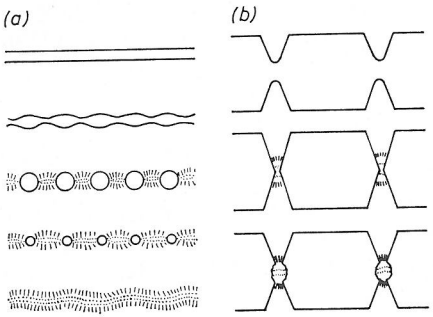
$$u_l = u' + u'' \tag{17.3}$$

gdje je

$u'$ suma anodnog i katodnog pada napona (oko 60 V za osigurače sa srebrnom rastalnicom)

$u''$ pad napona u plazmi (nije konstantan po jedinici dužine)

U uvodu smo istakli da brzi osigurači za zaštitu poluvodičkih ventila imaju točno poznat i približno konstantan napon luka. Ograničen i konstantan napon luka ne može se postići s rastalnicom oblika žice. Evo zašto: pretpostavimo da kroz okruglu žicu poteče tolika struja da se gotovo istodobno počinje taliti veći dio žice. Zbog površinske napetosti rastaljeni se metal skuplja u niz kapljica, a između kapljica se uspostavljaju lukovi, slika 17.4.a. Kapljice ubrzo ispare uslijed oslobođene energije i preostaje samo jedan dugački luk. Budući da je kombinirani napon luka od više manjih lukova mnogo veći od napona jednog luka, rezultat je visoki prenapon vrlo kratkog trajanja. Kod relativno malih struja kratkog spoja žica se najprije tali u sredini i ovdje nastale kapljice ispare prije nego što se formiraju nove kapljice prema krajevima žice; stoga je evidentno: što je veća struja kratkog spoja, to je veći broj istodobno postojećih kapljica i veći prenapon.




**Sl. 17.4. Stadiji taljenja a) tanke okrugle žice i b) usječene trake pod jakim strujnim opterećenjem**

Željeni broj lukova, a time i približno konstantan prenapon prilikom pregaranja osigurača, daje rastalnica u obliku trake s vrlo izraženim suženjima, slika 17.4.b. U trenutku kada se suženje rastali, površinska napetost privuče rastaljeni metal ka krućim, širim, dijelovima rastalnice, te se na mjestu suženja formira jedan jedini luk. Tako napon luka osigurača brzo naraste do svoje konačne vrijednosti bez ikakvog tranzijentnog prenapona.

U natiskanom sitnozrnatom pijesku luk ima neznatno pozitivnu karakteristiku u širem dijapazonu struja. Ovo omogućuje paralelno spajanje rastalnica u cilju dobivanja veće nazivne struje osigurača kao i *paralelno spajanje osigurača.*

U idućim teoretskim razmatranjima prekidanja struje osiguračem u izmjeničnoj i istosmjernoj mreži smatrat ćemo u prvoj aproksimaciji da je napon luka konstantan za cijelo vrijeme trajanja luka.

## 17.6. Razvoj struje kratkog spoja u izmjeničnom strujnom krugu

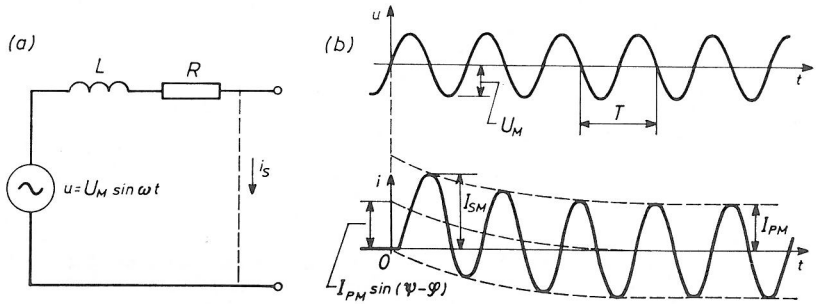
Struja kratkog spoja u ekvivalentnom krugu prema slici 17.5.a. ($L$ je ukupni induktivitet, a $R$ ukupni omski otpor kruga kratkog spoja) razvija se po zakonu

$$i_S = I_{PM}\left[\sin(\omega t + \psi - \varphi) - \sin(\psi - \varphi)\, e^{-\frac{Rt}{L}}\right] \qquad (17.4)$$

gdje je

$I_{PM}$ vršna vrijednost stacionarne sinusoidalne struje kratkog spoja, tzv. prirodna struja kratkog spoja
$\omega$ kružna frekvencija napona napajanja ($\omega = 2\pi/T$)
$t$ vrijeme računato od trenutka nastupa kratkog spoja
$\psi$ kut nastupa kratkog spoja, mjeri se od trenutka zadnjeg prolaza napona kroz nulu
$tg\varphi = \omega L/R$

U općem slučaju struja kratkog spoja sastoji se od sinusoidalne i eksponencijalne komponente. Eksponencijalna komponenta opisuje prijelaznu pojavu. Prijelazne pojave nema ako je ili $L = 0$ ili $\psi = \varphi$, tj. u omskom krugu, ili ako je kut nastupa kratkog spoja $\psi$ jednak $\varphi$.




**Sl. 17.5. Razvoj struje kratkog spoja b) u izmjeničnom strujnom krugu a)**

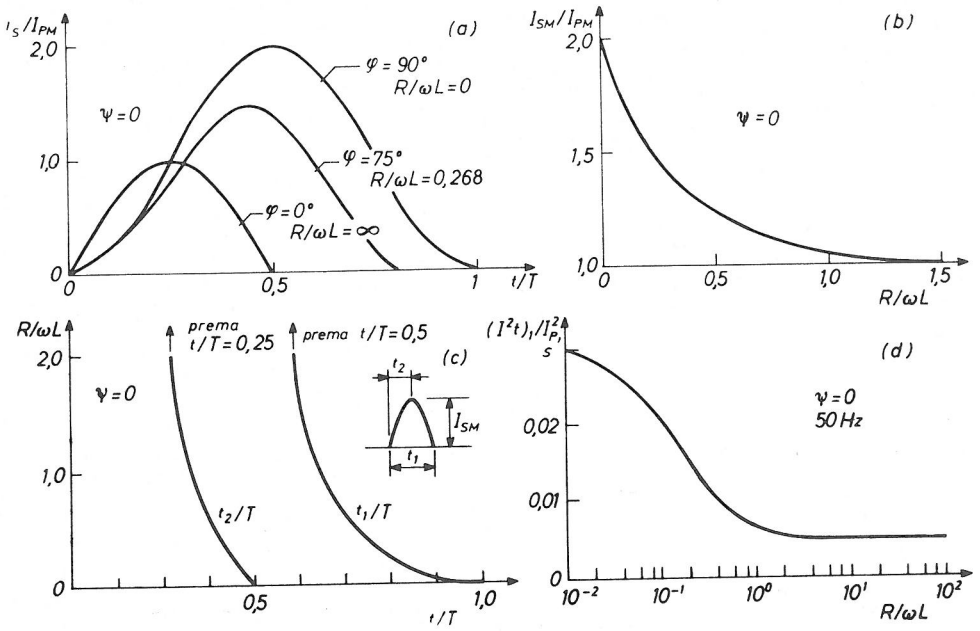
U većini praktičkih potreba za odabiranje osigurača odlučna je amplituda prvog poluvala struje kratkog spoja. Amplituda ovog prvog poluvala je maksimalna ako se trenutak nastupa kratkog spoja podudara s prolazom napona kroz nulu (tj. $\psi = 0$). Omjer između najveće moguće ($\psi = 0$) amplitude prvog poluvala struje kratkog spoja $I_{SM}$ i amplitude stacionarne struje kratkog spoja $I_{PM}$ ovisi o parametru $R/\omega L$ i kreće se od 1 za $R/\omega L = \infty$ (omski krug, $\psi = 0$) do 2 za $R/\omega L = 0$ (induktivni krug, $\psi = 0$). Za praktičke potrebe redovito je dovoljno pesimistički uzeti $R/\omega L \approx 0{,}25$, što daje za omjer amplituda 1,5. Spomenute činjenice grafički ilustrira slika 17.6.a, b.

Slika 17.6.c. pregledno prikazuje trajanje prvog poluvala struje i trenutak njegova maksimuma u ovisnosti o $R/\omega L$ za $\psi = 0$. Slika 17.6.d. prikazuje ovisnost maksimalno mogućeg ($I^2t$) prvog impulsa struje o $R/\omega L$ za $\psi = 0$.

Početna brzina porasta struje kratkog spoja iznosi

$$\left(\frac{di_S}{dt}\right)_{t=0} = \omega I_{PM} \frac{\sin\psi}{\sin\varphi} \qquad (17.5)$$

Maksimalna brzina porasta struje događa se u slučaju kad kratki spoj nastupi u trenutku maksimuma napona ($\psi = \pi/2,\ 3\pi/2$). U slučaju da kratki spoj nastupi u trenutku prolaza napona kroz nulu ($\psi = 0, \pi$), početna brzina porasta struje je nula, no struja dosegne najveću moguću amplitudu.




**Sl. 17.6. Karakteristike struje kratkog spoja izmjeničnog strujnog kruga: a) tok prvog poluvala, b) amplituda prvog poluvala, c) trajanje prvog poluvala i trenutak njegova maksimuma i d) $(I^2t)$ prvog poluvala**

## 17.7. Prekidanje struje kratkog spoja osiguračem u izmjeničnom strujnom krugu

### a) Razvoj struje kratkog spoja u krugu štićenu osiguračem

Analizu ćemo provesti uz slijedeće pretpostavke pojednostavnjenja:

- strujni krug je potpuno induktivan,
- struja kratkog spoja je tzv. simetrična struja kratkog spoja, tj. nema istosmjerne komponente u struji kratkog spoja (kratki spoj nastaje u trenutku maksimuma napona),
- napon luka osigurača je konstantan,
- stacionarna struja kratkog spoja je velika (osigurač pregori za vrijeme prvog poluvala struje).

Varijable su:

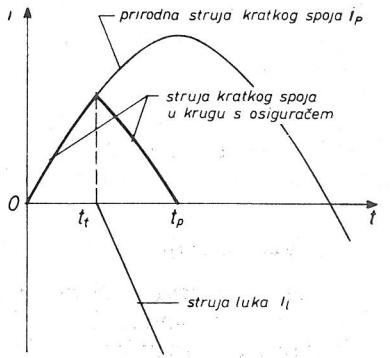
- trenutak uspostavljanja luka,
- veličina napona luka.

Zbog uvedenih pretpostavki (simetrična struja kratkog spoja), prva varijabla, tj. trenutak uspostavljanja luka, jest jednostavna funkcija prirodne struje kratkog spoja. Drugu varijablu, tj. veličinu napona luka, izrazit ćemo pomoću faktora $n$ koji kaže koliko je puta napon luka veći od vršne vrijednosti napona mreže $U_M$.

*Struju kratkog spoja u krugu štićenu osiguračem* konstruiramo korištenjem principa superpozicije, slika 17.7: do trenutka uspostavljanja luka $t_t$ struja slijedi struju kratkog spoja. Od trenutka $t_t$ od struje kratkog spoja treba odbiti struju uzrokovanu lukom, jer luk svojim naponom tjera struju u suprotnom smjeru od struje aktivnih izvora u mreži. Struja luka je pravac s početkom u trenutku taljenja

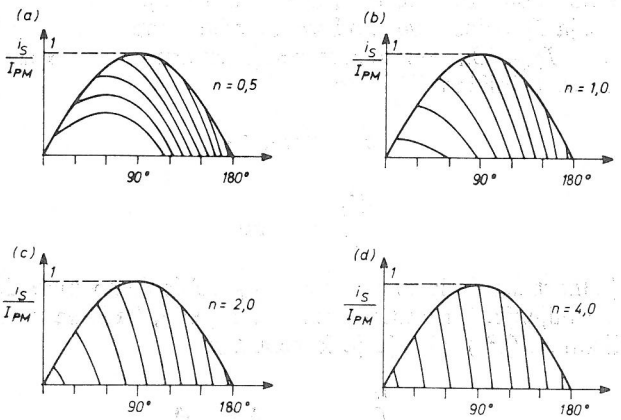
$$i_l = \frac{1}{L} n\, U_M\, (t - t_t) \tag{17.6}$$

Brzina porasta struje luka je $n$ puta veća od brzine porasta struje kratkog spoja u trenutku $t = 0$. Kada struja luka postane jednaka struji kratkog spoja, osigurač prekida strujni krug.




**Sl. 17.7. Konstrukcija struje kratkog spoja u krugu s osiguračem**

Na opisani način konstruirane su slike 17.8.a, b, c, d. Svaka slika odnosi se na jedan napon luka i pokazuje oblik struje za različite trenutke uspostavljanja luka




**Sl. 17.8. Struja kroz osigurač tokom taljenja i gorenja luka za različite trenutke uspostavljanja luka (potpuno induktivni krug, simetrična struja kratkog spoja)**

unutar prvog poluvala struje. Treba napomenuti da su prikazani odnosi relativni, jer je raniji završetak taljenja očito posljedica veće raspoložive struje kratkog spoja

(moguća je i drukčija interpretacija krivulja: raspoloživa struja kratkog spoja u svim je slučajevima jednaka, raniji završetak taljenja odgovara manjem osiguraču).

Prvi primjer na slici 17.8.a. pokazuje da osigurači s naponom luka manjim od vršne vrijednosti napona mreže, za kraća vremena taljenja, ne ograničuju porast struje nakon uspostavljanja luka (za $n = 0{,}5$, ako se taljenje završi prije 60 ° el, struja i dalje raste neko vrijeme). Iz iste se slike vidi da je razvijena toplina tokom gorenja luka znatno veća od razvijene topline tokom taljenja. Ovakav odnos razvijenih toplina dovodi u pitanje selektivnost zaštite osiguračima (v. odsječak 17.18), osim ako nije velika razlika u nazivnim strujama osigurača. Slika 17.8.b. pokazuje, ako je napon luka jednak vršnoj vrijednosti napona mreže, da pod svim okolnostima uspostavljanje luka dovodi do opadanja struje. Međutim, toplinski efekt struje nakon uspostavljanja luka još je uvijek znatan prema toplinskom efektu struje tokom taljenja. Tek kod napona luka otprilike dvostruko većeg od vršne vrijednosti napona mreže možemo ustvrditi razgledanjem slike 17.8.c. da je toplinski efekt struje nakon uspostavljanja luka zamjetljivo manji prema toplinskom efektu tokom taljenja i da se lako može ostvariti selektivnost zaštite osiguračima. Posljednji niz krivulja na slici 17.8.d. (za napon luka četiri puta veći od vršne vrijednosti napona mreže) uvršten je ne zato što je tako velik napon luka poželjan, nego zato da se vidi utjecaj povišenja napona luka na trajanje luka.

### b) Vršna vrijednost struje kratkog spoja u krugu štićenu osiguračem

Sada ćemo izračunati *vršnu vrijednost struje kratkog spoja $I_{SM}$ u krugu štićenu osiguračem* za promatrani specijalni slučaj »čisto« induktivnog kruga i nastupa kratkog spoja u trenutku maksimuma napona.

Iz jednadžbe (17.4) slijedi da se struja kratkog spoja razvija po zakonu sinusoide

$$i_S = I_{PM} \sin \omega t \tag{17.7}$$

Da bismo pojednostavnili razmatranja, uzet ćemo da je vršna vrijednost prirodne struje kratkog spoja $I_{PM}$ dosta veća od vršne vrijednosti struje kratkog spoja ograničene osiguračem $I_{SM}$. Uz spomenutu pretpostavku smijemo smatrati da struja kroz osigurač raste približno linearno

$$i_S = \omega I_{PM} \cdot t \tag{17.8}$$

brzinom

$$\frac{\mathrm{d}i_S}{\mathrm{d}t} = \omega I_{PM} \tag{17.9}$$

Vršnu vrijednost struje kroz osigurač $I_{SM}$ dobit ćemo tako da u (17.8) za $t$ uvrstimo vrijeme taljenja. Za kratka vremena taljenja, kada se rastalnica zagrijava adijabatski, vrijednost $(I^2t)$-taljenja je konstantna

$$(I^2t)_t = \int_0^{t_t} i_S^2 \, \mathrm{d}t = \frac{\omega^2 I_{PM}^2 t_t^3}{3} = K \tag{17.10}$$

te vrijeme taljenja iznosi

$$t_t = \left( \frac{3K}{\omega^2 I_{PM}^2} \right)^{\frac{1}{3}} \tag{17.11}$$

Uvrštenjem (17.11) u (17.8) konačno dobivamo

$$I_{SM} = (3\,K\omega\,I_{PM})^{\frac{1}{3}} \tag{17.12}$$

Jedna od pretpostavki prethodne analize jest da je vršna vrijednost prirodne struje kratkog spoja dosta veća od vrijednosti struje kratkog spoja u trenutku uspostavljanja luka. Ova je pretpostavka obično ispunjena, no moguće je da je razlika spomenutih struja mala. Tada se više ne smije računati s linearnim porastom struje kratkog spoja do trenutka uspostavljanja luka. Budući da $I_{SM}$ ovisi o srednjoj brzini porasta struje, najnepovoljniji trenutak nastupa kratkog spoja, s obzirom na iznos $I_{SM}$, nije više za $\psi \approx 90°$ el, nego je pomaknut prema manjim kutovima $\psi < 90°$ el.

### c) Toplinsko naprezanje osigurača tokom prekidanja struje (tj. tokom gorenja luka), prekidna moć osigurača

Zbog prisilnog mijenjanja struje na induktivitetima kruga kratkog spoja (npr. rasipni induktiviteti mrežnog transformatora, induktiviteti vodova) za vrijeme gorenja luka induciraju se prenaponi. Napon luka osigurača jednak je razlici napona mreže i induciranih prenapona. U trenucima kada je napon mreže negativan luk održavaju prenaponi na induktivitetima, a energija nakrcana u induktivitetima vraća se dijelom u mrežu, a dijelom se disipira u luku kao toplina i svjetlo. Nakrcana magnetska energija u induktivitetima

$$\frac{1}{2} L\,I_S^2 \tag{17.13}$$

ovisi o ukupnom induktivitetu kruga kratkog spoja $L$ i o kvadratu struje kratkog spoja $I_S$ u trenutku uspostavljanja luka.

*Prekidna moć osigurača u izmjeničnoj mreži* (izražava se prirodnom strujom kratkog spoja koju još osigurač može prekinuti u nekom strujnom krugu) u direktnoj je vezi s toplinom koja se oslobađa u njemu. *Energija taljenja rastalnice* je veličina određena konstrukcijom. *Energija razvijena u luku* ovisi o strujnom krugu i može pod stanovitim okolnostima postati vrlo velika. Izračunajmo je, da vidimo o čemu ovisi prekidna moć osigurača. Opet ćemo uzeti da je vršna vrijednost prirodne struje kratkog spoja $I_{PM}$ dosta veća od struje u trenutku uspostavljanja luka. Energija razvijena u luku jednaka je

$$E_l = n\,U_M \int_0^{t_l} i_S\,\mathrm{d}t \tag{17.14}$$

gdje je

$t_l$ trajanje luka

$U_M$ vršna vrijednost napona mreže

$nU_M$ napon luka

Vrijeme $t$ računa se od trenutka uspostavljanja luka, tj. od trenutka maksimuma struje kratkog spoja. Uvrštenjem izraza za struju važećeg u periodu luka

$$i_S = -(n-1)\,\omega I_{PM}\,(t - t_l) \tag{17.15}$$

u (17.14) i integriranjem dobivamo

$$E_l = n U_M (n-1) \omega I_{PM} \frac{t_l^2}{2} \tag{17.16}$$

Budući da je

$$I_{SM} = (n-1) \omega I_{PM} t_l \tag{17.17}$$

i ujedno

$$I_{SM} = \omega I_{PM} t_t \tag{17.18}$$

slijedi usporedbom (17.17) i (17.18)

$$t_l = \frac{t_t}{n-1} \tag{17.19}$$

te konačno korištenjem (17.11) i uvrštenjem (17.19) u (17.16) dolazimo do izraza za energiju razvijenu u luku

$$E_l = \frac{n}{2(n-1)} U_M (3K)^{\frac{2}{3}} (\omega I_{PM})^{-\frac{1}{3}} \tag{17.20}$$

Ovaj izraz kaže da je za $n = 1$ energija razvijena u luku beskonačno velika i da $n < 1$ nema smisla, jer se luk ne može ugasiti. Zaključujemo da veliki napon luka vodi na male energije luka. Najznačajnija pouka koja slijedi iz (17.20) jest da se energija luka smanjuje i teži ka nuli s porastom prirodne struje kratkog spoja. U prvi čas zaključak iznenađuje, no podsjetimo se da se velike brzine porasta struje mogu postići ako su induktiviteti kruga mali, tj. ako je mala uskladištena magnetska energija.

Što se tiče prekidne moći osigurača, sada raspolažemo slijedećim činjenicama: ako je vrijeme taljenja jednako trajanju poluperiode struje, energija luka jednaka je nuli; ako je prirodna struja kratkog spoja vrlo velika, energija luka je neznatna. Odavde slijedi zaključak da je za stanovitu vrijednost prirodne struje kratkog spoja energija luka maksimalna. Stoga, ako ispitamo osigurač u krugu koji ima takvu prirodnu struju kratkog spoja kod koje je energija luka maksimalna i ako dokažemo zadovoljavajuće performance, možemo izjaviti da osigurač ima praktički beskonačnu prekidnu moć kod napona i frekvencije izvora koji je dao struju kratkog spoja (radi mehaničkih naprezanja ipak postoji gornja granica koja je vrlo visoka; u [12.1] pokazano je da simetrična struja kratkog spoja najteže napreže osigurač).

## 17.8. Prekidanje struje kratkog spoja osiguračem u istosmjernom strujnom krugu

Zbog pojednostavnjenja matematičke analize pretpostavit ćemo da je:

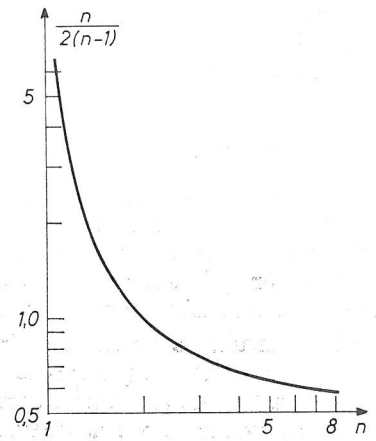
— strujni krug potpuno induktivan,
— napon luka osigurača konstantan,
— $(I^2 t)_t = K$

Najprije razmotrimo slučaj adijabatskog taljenja rastalnice, tj. slučaj velike brzine porasta struje kratkog spoja. Kao i u analizi prekidanja struje u izmjeničnom krugu uzet ćemo da *energija razvijena u luku* izražava težinu rada osigurača. Ener-

giju razvijenu u luku dobivamo iz (17.20) zamjenom $U_M$ s naponom istosmjernog izvora $U$ i $\omega I_{PM}$ s brzinom porasta struje $U/L$ ($L$ je induktivitet istosmjernog kruga)

$$E_l = \frac{n}{2(n-1)} (9\, U^2\, K^2\, L)^{\frac{1}{3}} \qquad (17.21)$$

Uvjet prekidanja luka je da je napon luka veći od napona istosmjernog izvora $U$. Nije dovoljno da je napon luka u prosjeku veći od $U$, nego i da je na kraju gorenja luka napon luka veći od $U$. Faktor $\frac{n}{2(n-1)}$ izražava ovisnost energije luka o naponu luka. Slika 17.9. jasno pokazuje da napon luka mora biti barem 1,5 puta veći od napona $U$. Ako je $n$ manji od približno 1,5, energija luka je prevelika. No nije dobro ni da je $n$ velik. Napon luka mora biti u skladu s dopuštenim naponskim naprezanjem ventila. Slijedeće što treba primijetiti u formuli (17.21) jest da se $L$ pojavljuje pod trećim korijenom. Odavde bi se brzopleto mogao izvući pogrešan zaključak da utjecaj induktiviteta $L$ nije jak. Međutim, ne zaboravimo, $K$ i $L$ su međusobno ovisni. $K$ je najmanji ako je zagrijavanje rastalnice adijabatsko. Kod većih induktiviteta struja kratkog spoja raste relativno sporo, dolazi do izražaja odvod topline i $K$ je veći. Prema tome, samo u području konstantnog $K$ utjecaj induktiviteta $L$ nije velik.




**Sl. 17.9. Ovisnost faktora $\frac{n}{2(n-1)}$ u jednadžbi (17.21) o $n$**

Prijeđimo sada na slučaj neadijabatskog taljenja rastalnice, tj. na slučaj malih brzina porasta struje kratkog spoja (veliki induktivitet $L$). Energija taljenja rastalnice veća je od energije adijabatskog taljenja rastalnice. I energija luka ja porasla (v. formulu 17.21), jer se povećao i $L$ i $K$. Prema tome, s povećanjem induktiviteta povećava se disipirana energija u osiguraču. Dakle, potrebna *prekidna moć osigurača u istosmjernoj mreži* ovisi o ukupnom induktivitetu kruga kratkog spoja. Postoji točno određena maksimalna vrijednost induktiviteta istosmjernog kruga kratkog spoja kod koje još određeni osigurač može prekinuti struju.

Do sada smo potpuno zanemarili omski otpor kruga kratkog spoja; omski otpor uopće nije ušao u formule. Prisutnost omskog otpora smanjuje brzinu porasta struje. Posljedica manje brzine porasta struje je duže vrijeme taljenja i kraće vrijeme luka. Vrijeme luka je kraće jer je dostignuta manja vršna vrijednost struje i jer je napon koji napreže osigurač manji od napona izvora za omski pad napona.

Glavni je efekt skraćenja trajanja luka smanjenje energije razvijene u luku. Zaključujemo: malen omski otpor u krugu kratkog spoja omogućuje osiguraču da prekine struju kratkog spoja u krugu nešto većeg induktiviteta. Prevelik omski otpor u krugu kratkog spoja je štetan, teškoće nastupaju kada je trajanje taljenja rastalnice dugačko, tj. kada se serijski lukovi ne uspostavljaju istodobno.

### 17.9. Nazivni napon

*Nazivni napon* osigurača definira se za napon sinusoidalnog valnog oblika. To je najveća dopuštena efektivna vrijednost aktivnih napona kruga kratkog spoja. Izbor nazivnog napona osigurača sastoji se u usporedbi radnog napona (aktivni napon kruga kratkog spoja) s nazivnim naponom osigurača. Nazivni napon osigurača mora biti jednak ili veći od radnog napona.

U sklopovima energetske elektronike radni je napon vrlo rijetko sinusoidalan. Dapače, nije ni sličan sinusoidi. Za procjenu ponašanja osigurača u uvjetima nesinusoidalnih napona kruga kratkog spoja, u prvoj aproksimaciji, treba usporediti srednju vrijednost poluvala radnog napona sa srednjom vrijednošću poluvala (sinusoide) nazivnog napona.

Svaki tip osigurača ima, za različite valne oblike radnog napona, različitu naponsku opteretivost. Na primjer, naprezanje osigurača u istosmjernom krugu veće je od naprezanja osigurača u izmjeničnom krugu. Mogli bismo svakom tipu osigurača pridijeliti nekoliko nazivnih napona.

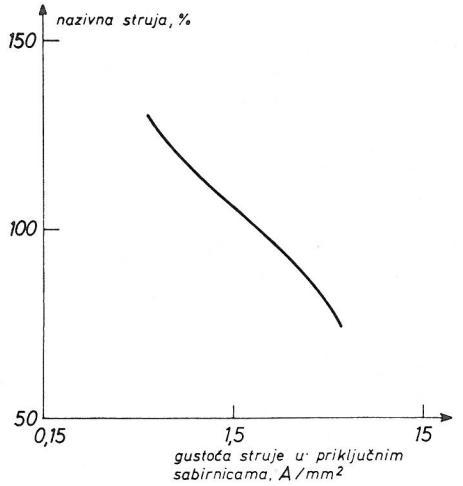
### 17.10. Nazivna struja

*Nazivna struja* osigurača definira se za struju sinusoidalnog valnog oblika. To je najveća dopuštena trajna efektivna vrijednost struje kroz osigurač kod nazivne frekvencije i nazivnih uvjeta hlađenja. Izbor strujne veličine osigurača sastoji se u usporedbi radne struje s nazivnom strujom. Obično se za stacionarna opterećenja uzima nazivna struja barem 10% veća od radne struje (zbog tolerancija).

Nazivna struja osigurača definira se kod određene temperature okoline i određenih uvjeta hlađenja (obično se određuje mjerenjem u prostoriji bez propuha i drugih izvora topline pri temperaturi od 20 °C). Zbijenost konstrukcije ili blizina drugih izvora topline može zahtijevati smanjenje odnosa radne i nazivne struje. S druge strane, slobodni pristup rashladnog zraka ili prisilna ventilacija i masivne sabirnice mogu omogućiti povećanje radne struje iznad nazivne. Primjerice, prisilno hlađeni osigurač može se opteretiti čak 40% većom strujom od nazivne. Slika 17.10. prikazuje ovisnost nazivne struje o presjeku priključnih sabirnica. Slika 17.11. ilustrira strujno zagrijavanje osigurača na primjeru jednog osigurača nazivne struje 100 A i nazivnog napona 500 V.

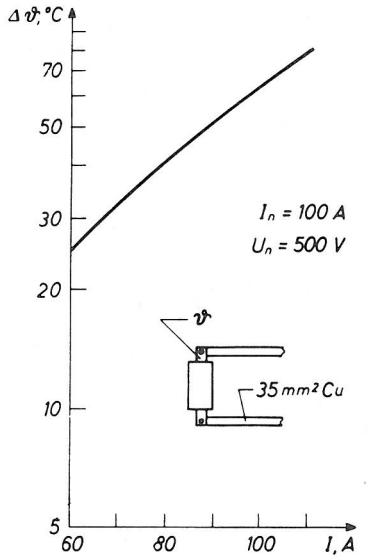
U sklopovima energetske elektronike struja je najčešće impulsna, postavlja se pitanje nazivne struje osigurača. Budući da je toplinska vremenska konstanta rastalnice mala, čak i prema trajanju poluvala sinusoidalne struje frekvencije 50 Hz, ponašanje osigurača kod struja koje se znatno razlikuju od sinusoidalne struje nazivne frekvencije ne da se procijeniti samo na temelju nazivne (efektivne) struje osigurača. Kriterij procjene da li je neka struja dopustiva ili nije jest odnos efektivne vrijednosti jednog strujnog impulsa radne struje i efektivne vrijednosti sinusoidalne struje koja u vremenu jednakom trajanju impulsa radne struje tali rastalnicu (struja taljenja očitava se iz karakteristike taljenja, v. odsječak 17.15) [12.14].

Do sada promatrana stacionarna opterećenja prije su izuzetak nego pravilo. Prilično je teško odrediti strujnu veličinu osigurača ako je opterećenje intermitirajuće (npr. opterećenje usmjerivača u valjačkim pogonima), i za sada ne postoje

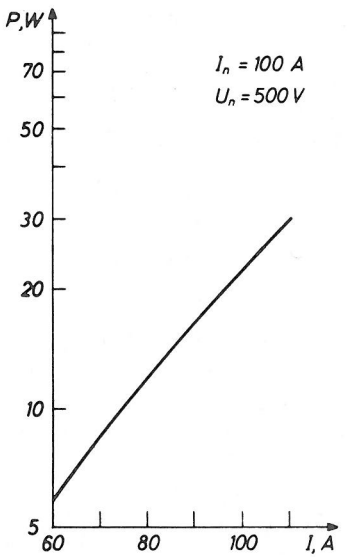



**Sl. 17.10. Ovisnost nazivne struje osigurača o presjeku priključnih sabirnica**

jednostavna i dovoljno općenita pravila. Općenito možemo reći da odnos između strujnog opterećenja i karakteristike taljenja mora biti takav da ne postoji rizik starenja ili čak pregaranja osigurača.




**Sl. 17.11. Utjecaj strujnog opterećenja na temperaturu sabirnica osigurača**




**Sl. 17.12. Ovisnost gubitaka u osiguraču o strujnom opterećenju**

## 17.11. Nazivni gubici

*Nazivni gubici* u osiguraču nastaju, po definiciji, pri opterećenju nazivnom strujom kod neke odabrane referentne temperature okoline.

Gubici osigurača ovise o struji na dva načina. Oni rastu s kvadratom struje i linearno s otporom koji je funkcija temperature i, prema tome, opet struje. Konačan je rezultat da gubici rastu približno s trećom potencijom struje.

Slika 17.12. ilustrira ovisnost gubitaka osigurača o struji. Vidimo da su gubici u osiguraču usporedivi s gubicima poluvodičkih ventila!

## 17.12. Nazivna frekvencija

*Nazivna je frekvencija* ona frekvencija na koju se odnose ostali nazivni podaci. U sklopovima energetske elektronike se radna frekvencija često razlikuje od nazivne frekvencije osigurača ili se čak radna frekvencija kontinuirano mijenja. Postavlja se pitanje kako se ponaša osigurač kod frekvencija viših ili nižih od nazivne.

Razmotrimo pregaranje osigurača u jako induktivnom krugu (kao što je i uobičajeno u studiju karakteristika osigurača).

Najprije pretpostavimo da je zagrijavanje rastalnice u periodu taljenja adijabatsko. Promjenom frekvencije uz nepromijenjenu veličinu prirodne struje kratkog spoja postiže se jednaka promjena brzine porasta struje kao i promjenom veličine prirodne struje kratkog spoja uz nepromijenjenu frekvenciju. Primjetimo da obje promjene vode na isti iznos induktiviteta kruga kratkog spoja. Prema tome, kod $n$ puta veće frekvencije od nazivne, karakteristike osigurača jednake su onima kod nazivne frekvencije i $n$ puta veće prirodne struje kratkog spoja. Analogno vrijedi kod $n$ puta manje frekvencije od nazivne. Dakle, ako osigurač ima beskonačnu prekidnu moć na nazivnoj frekvenciji (takvi su osigurači za zaštitu poluvodičkih ventila), onda ima beskonačnu prekidnu moć i na frekvencijama višim ili nižim od nazivne (ukoliko je taljenje rastalnice adijabatsko).

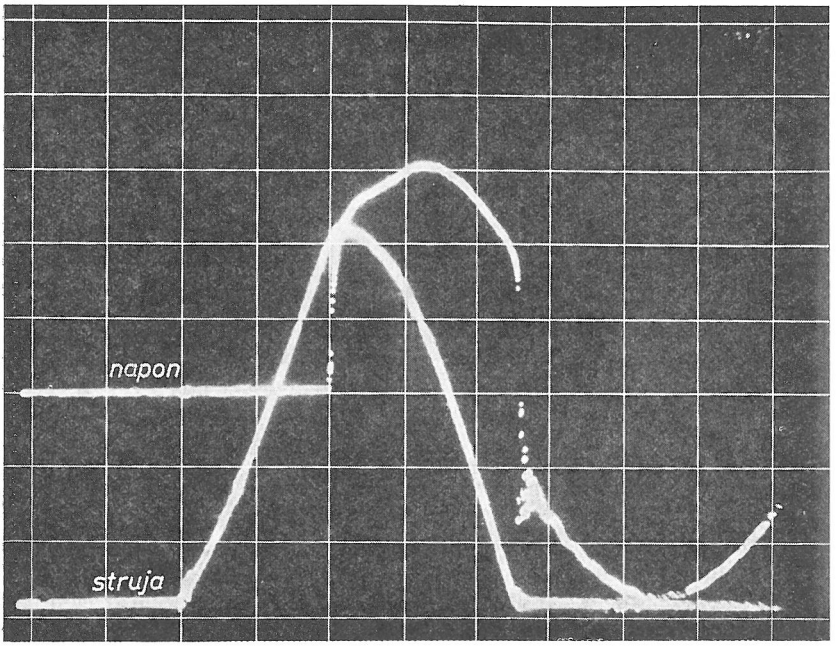
U slučaju neadijabatskog zagrijavanja rastalnice, ako osigurač prekida određenu struju kod nazivne frekvencije, onda sigurno prekida jednake struje i na višim frekvencijama. Smanjenjem frekvencije od nazivne prema nuli sve se više približujemo problemima prekidanja struje u istosmjernom krugu (v. odsječak 17.8).

## 17.13. Prekidna moć

*Prekidna moć* osigurača izražava se veličinom prirodne struje kratkog spoja koju osigurač još može prekinuti kod nazivnog napona i nazivne frekvencije i definiranih parametara kruga kratkog spoja. Osigurači za zaštitu poluvodičkih ventila imaju redovito beskonačno veliku prekidnu moć pri nazivnim uvjetima rada. (U odsječku 17.7 rečeno je da toplinsko naprezanje osigurača u izmjeničnom krugu nije maksimalno za teoretski beskonačnu prirodnu struju kratkog spoja.)

## 17.14. Napon luka

*Napon luka*, slika 17.13. ovisi o različitim faktorima: o konstrukciji osigurača, o naponu i frekvenciji mreže, o trenutku uspostavljanja luka i o faktoru snage kruga kratkog spoja. Proizvođač osigurača mora uzeti u obzir sve te zavisnosti i deklarirati




**Sl. 17.13. Oscilogram napona luka osigurača (nazivni podaci osigurača: $U_n$ = 1 250 V, $I_n$ = 500 A, $(I^2t)_t$ = 98 000 $A^2s$; mjerilo: $t$ = 2ms/dij.sk, $u$ = 840 V/dij.sk, $i$ = 2 500 A/dij.sk, LAUR. KNUDSEN)**

napon luka za najnepovoljniji splet okolnosti. Primjerice, tvrtka Laur. Knudsen daje slijedeću empiričku relaciju za maksimalnu vrijednost napona luka (faktor snage kruga kratkog spoja je nula)

$$u_{lm} = U_n + 0{,}75\ U_M \tag{17.22}$$

gdje je

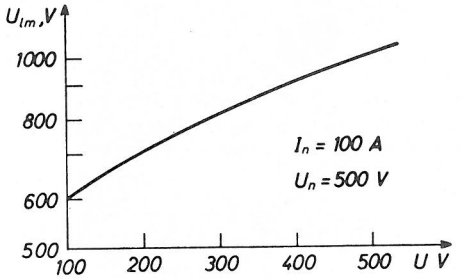
$U_{lm}$ maksimalna vrijednost napona luka

$U_n$ nazivni napon osigurača

$U_M$ tjemena vrijednost napona mreže

Napon luka smanjuje se sa smanjenjem napona mreže, slika 17.14, ali omjer između maksimalne vrijednosti napona luka i tjemene vrijednosti napona mreže raste. Osigurač nazivnog napona mnogo većeg od napona mreže prekida krug kratkog spoja vrlo brzo, te je $(I^2t)$-pregaranja malen. Dobra strana primjene osigurača nazivnog napona mnogo većeg od napona mreže jest smanjenje strujnog naprezanja ventila, a loša je strana relativno veliko naponsko naprezanje. Dakle, ako je napon mreže znatno manji od nazivnog napona osigurača, treba paziti da se usklade granični naponi poluvodičkih ventila s prenaponima uslijed pregaranja

osigurača (napomenimo da se zbog prenapona koji nastaju izvan pretvarača u većini primjena uzima vršna neperiodička vrijednost zapornog napona poluvodičkih ventila 2,0—2,5 puta veća od tjemene vrijednosti napona napajanja).




**Sl. 17.14. Ovisnost maksimalne vrijednosti napona luka o naponu mreže**

## 17.15. Karakteristika taljenja i karakteristika pregaranja

*Karakteristika taljenja* i *karakteristika pregaranja* sadrže osnovne podatke potrebne za strujno odabiranje osigurača, tj. za usklađivanje karakteristike taljenja i karakteristike pregaranja s karakteristikama udarne preopteretivosti ventila. Najprije ćemo uvesti pojmove potrebne za definiranje karakteristike taljenja i karakteristike pregaranja.

*Prirodna je struja kratkog spoja* $I_P$ po definiciji, stacionarna struja kratkog spoja. To je struja koja bi potekla u krugu kratkog spoja kad bi se osigurač zamijenio sabirnicom zanemarivog otpora. Kako osigurač može pregorjeti prije nego što struja kratkog spoja postigne prvi maksimum, iznos prirodne struje kratkog spoja mora biti unaprijed poznat.

*Virtuelno vrijeme taljenja* $t_{tv}$ osigurača je vrijeme za koje bi konstantna istosmjerna struja jednaka efektivnoj vrijednosti prirodne struje kratkog spoja $I_P$ proizvela u konstantnom otporniku jednake gubitke kao i stvarna struja kratkog spoja $i_S$ koja teče kroz osigurač do trenutka taljenja $t_t$

$$t_{tv} = \frac{\int_0^{t_t} i_S^2 \, dt}{I_P^2} \tag{17.23}$$

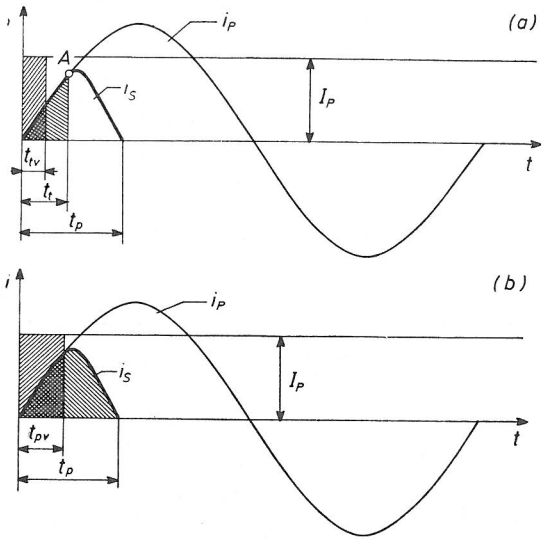
Smisao ove definicije vidi se iz slike 17.15.a.

*Virtuelno vrijeme pregaranja* $t_{pv}$ osigurača je vrijeme za koje bi konstantna istosmjerna struja jednaka efektivnoj vrijednosti prirodne struje kratkog spoja $I_P$ proizvela u konstantnom otporniku jednake gubitke kao i stvarna struja kratkog spoja $i_S$ koja teče kroz osigurač do trenutka pregaranja $t_p$ i otvaranja kruga

$$t_{pv} = \frac{\int_0^{t_p} i_S^2 \, dt}{I_P^2} \tag{17.24}$$

Smisao ove definicije vidi se iz slike 17.15.b.

Do virtuelnog vremena dolazi se računom. Stvarni impuls struje zamjenjuje se pravokutnim impulsom. Visina pravokutnog impulsa jednaka je efektivnoj vrijednosti prirodne struje kratkog spoja. Trajanje impulsa određuje zahtjev da oba impulsa imaju jednaki $\int i_S^2 \, dt$.




**Sl. 17.15. Definicija virtuelnog vremena: a) taljenja i b) pregaranja osigurača**

Iz definicije virtuelnih vremena slijedi: iako virtuelno vrijeme taljenja $t_{tv}$, odnosno pregaranja $t_{pv}$, nije jednako stvarnom vremenu taljenja $t_t$, odnosno pregaranja $t_p$, njihov je $\int i_S^2 \, dt$ jednak

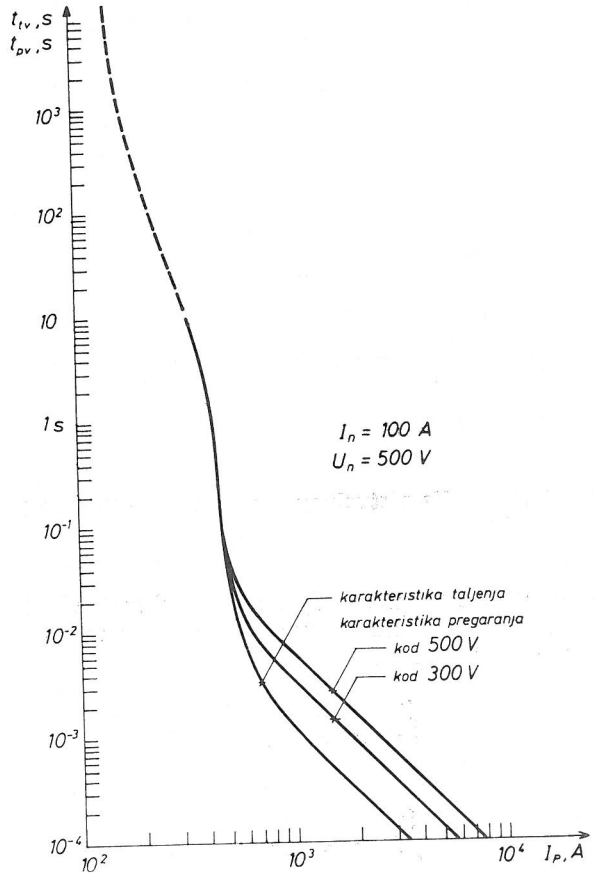
$$\int_0^{t_t} i_S^2 \, dt = I_t^2 \, t_t = I_P^2 \, t_{tv} \tag{17.25}$$

$$\int_0^{t_p} i_S^2 \, dt = I_{pr}^2 \, t_p = I_P^2 \, t_{pv} \tag{17.26}$$

Prema tome, karakteristika taljenja, odnosno pregaranja, koja povezuje stvarnu efektivnu vrijednost struje taljenja $I_t = \left( \frac{1}{t_t} \int_0^{t_t} i_S^2 \, dt \right)^{\frac{1}{2}}$, odnosno pregaranja $I_{pr} = \left( \frac{1}{t_p} \int_0^{t_p} i_S^2 \, dt \right)^{\frac{1}{2}}$, sa stvarnim vremenom taljenja $t_t$, odnosno pregaranja $t_p$, istovjetna je s karakteristikom taljenja, odnosno pregaranja, koja povezuje prirodnu struju kratkog spoja $I_P$ s virtuelnim vremenom taljenja $t_{tv}$, odnosno pregaranja $t_{pv}$.

Za vremena taljenja, odnosno pregaranja, u milisekundnom području stvarno vrijeme taljenja $t_t$, odnosno pregaranja $t_p$, može znatno premašiti virtuelno vrijeme

taljenja $t_{tv}$, odnosno pregaranja $t_{pv}$. Za duga vremena taljenja, odnosno pregaranja, tj. duža od desetak perioda, virtuelno vrijeme taljenja, odnosno pregaranja, jest stvarno vrijeme taljenja, odnosno pregaranja, a prirodna struja kratkog spoja je stvarna struja kratkog spoja. To je očito ako pomislimo da za dulja vremena taljenje traje nekoliko perioda, dok luk traje tek dio jedne periode. Na slici 17.16. vidi se da se za dulja vremena karakteristika taljenja podudara s karakteristikama pregaranja.

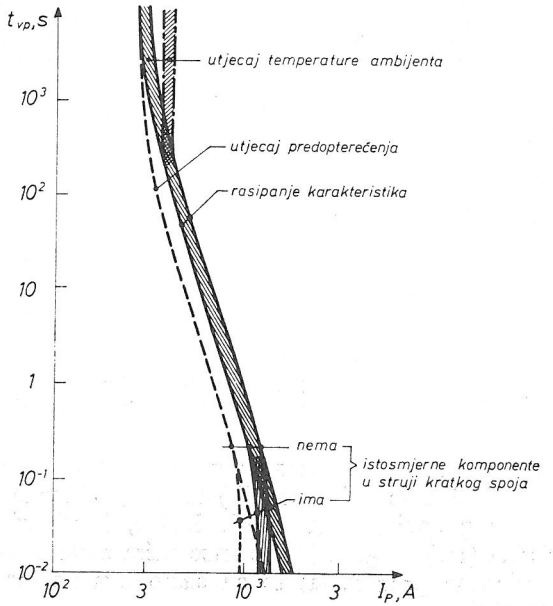



**Sl. 17.16. Karakteristika taljenja i karakteristika pregaranja osigurača**

Prilikom korištenja karakteristika taljenja i pregaranja koje daju proizvođači osigurača (sl. 17.17) treba imati na umu:

- rasipanje karakteristika (odstupanje od tipične karakteristike je do $\pm$ 5%),
- utjecaj trenutka nastupa kratkog spoja i vremenske konstante kruga kratkog spoja za vremena kraća od oko 1 s,
- utjecaj frekvencije mreže,
- utjecaj okoline za vremena duža od oko 10 s i
- utjecaj predopterećenja.

Karakteristiku taljenja dovoljno je (za praksu) deklarirati za simetričnu struju kratkog spoja (bez prijelazne pojave). Što se tiče karakteristika pregaranja najznačajnije su varijable trenutak nastupa kratkog spoja (tj. trenutak taljenja u odnosu na trenutni iznos mrežnog napona), faktor snage kruga kratkog spoja i aktivni napon kruga kratkog spoja. Ove varijable određuju tok prijelazne pojave. Karak-




**Sl. 17.17. Utjecaj različitih činilaca na karakteristiku pregaranja osigurača (kvalitativno)**

teristike pregaranja deklariraju se za onaj trenutak nastupa kratkog spoja koji dovodi do najvećeg mogućeg $\int i_S^2 \, dt$ i za neki dovoljno mali cos $\varphi$ (obično 0,3). Jedina varijabla koja se ucrtava u polje karakteristika pregaranja jest napon, slika 17.16.

U području manjih prirodnih struja kratkog spoja karakteristike pregaranja se prikazuju crtkanom krivuljom. Time se želi istaknuti da karakteristike pregaranja u ovom području jako ovise o uvjetima hlađenja.

Slika 17.18. prikazuje razliku između karakteristike pregaranja sporog običnog osigurača *a* i karakteristike pregaranja brzog osigurača *b* za zaštitu poluvodičkih ventila. Iz usporedbe karakteristika očito je da su spori osigurači neadekvatni za prekostrujnu zaštitu poluvodičkih ventila.

## 17.16. Karakteristika ($I^2t$)-taljenja i karakteristika ($I^2t$)-pregaranja

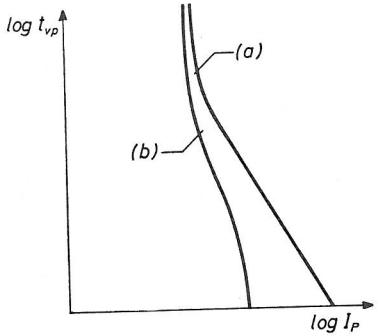
*($I^2t$)-taljenja* $(I^2t)_t$ je vremenski integral kvadrata struje kratkog spoja do trenutka uspostavljanja luka

$$(I^2 t)_t = \int_0^{t_t} i_S^2 \, dt \qquad (17.27)$$

a ($I^2t$)-*pregaranja* $(I^2t)_p$ je vremenski integral kvadrata struje kratkog spoja do trenutka prekida struje kratkog spoja

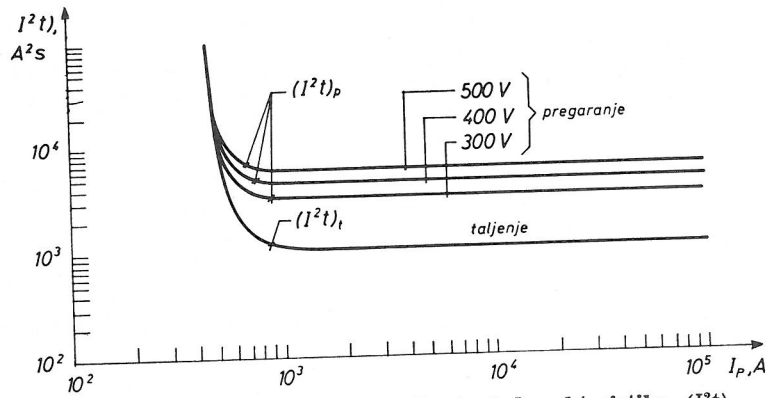
$$(I^2t)_p = \int_0^{t_p} i_S^2 \, dt \tag{17.28}$$

$(I^2t)_t$, odnosno $(I^2t)_p$, može se izračunati iz karakteristike taljenja, odnosno karakteristike pregaranja, množenjem kvadrata efektivne vrijednosti struje kratkog spoja sa stvarnim vremenom taljenja, odnosno pregaranja, ili množenjem kva-




**Sl. 17.18. Karakteristika pregaranja sporog a) i brzog b) osigurača**

drata prirodne struje kratkog spoja s virtuelnim vremenom taljenja, odnosno pregaranja. Obično se grafički daje ovisnost ($I^2t$)-taljenja, odnosno ($I^2t$)-pregaranja, o prirodnoj struji kratkog spoja, slika 17.19. Dakle, karakteristika ($I^2t$)-taljenja, odnosno karakteristika ($I^2t$)-pregaranja, ne kaže ništa novo o osiguraču od karakteristike taljenja, odnosno pregaranja; to su samo dva načina prikazivanja istih karakteristika osigurača.



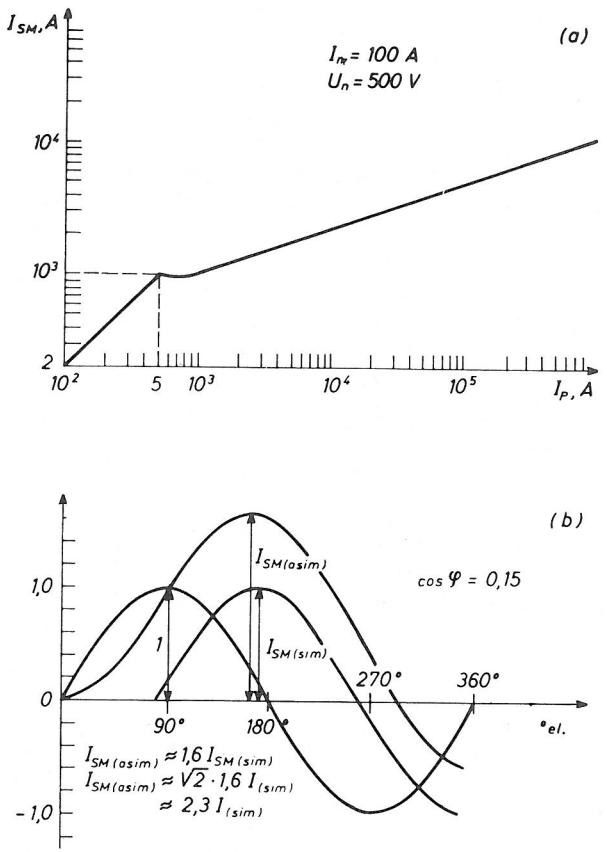

**Sl. 17.19. Karakteristika ($I^2t$)-taljenja i karakteristika ($I^2t$)-pregaranja osigurača**

Općenito vrijedi da je za kratka vremena taljenja (velika prirodna struja kratkog spoja) vrijednost $(I^2t)_t$ konstantna. Fizikalno gledano, to znači da se rastalnica adijabatski zagrijava do temperature taljenja. To je onaj $(I^2t)_t$ što ga proizvođač osigurača uvijek posebno deklarira.

## 17.17. Vršna vrijednost struje kratkog spoja u krugu štićenu osiguračem

*Vršnu vrijednost struje kratkog spoja u krugu štićenu osiguračem* potrebno je poznavati zbog usklađivanja karakteristika osigurača s udarnom preopteretivošću ventila (poluvodički ventili mogu biti uništeni jakim i kratkim impulsima struje, iako ($I^2t$) impulsa struje kratkog spoja ne prelazi granični ($I^2t$) ventila).

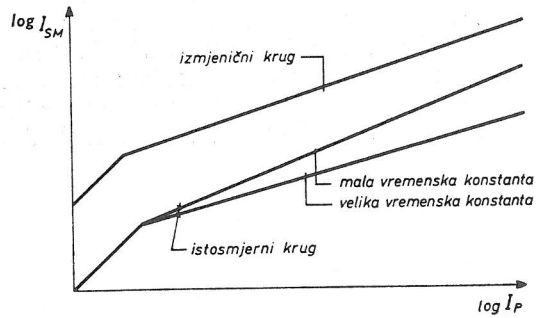
Maksimalno moguća vršna vrijednost struje kratkog spoja prikazuje se u ovisnosti o prirodnoj struji kratkog spoja, slika 17.20. Za vrijednosti ostalih parametara koji utječu na vršnu vrijednost struje kratkog spoja, za trenutak nastupa kratkog spoja i napon mreže, izabiru se najnepovoljnije vrijednosti; dok za faktor snage cos $\varphi$ za primjenu dovoljno nepovoljna vrijednost 0,15—0,3.




**Sl. 17.20. Ovisnost vršne vrijednosti struje kratkog spoja kroz osigurač o prirodnoj struji kratkog spoja**

Početak krivulje ovisnosti vršne vrijednosti struje kratkog spoja kroz osigurač o prirodnoj struji kratkog spoja je linearan. U ovom području osigurač ne ograničuje amplitudu prvog poluvala struje kratkog spoja. Nagib pravca ovisi o faktoru snage kruga kratkog spoja. Za faktor snage 0,3 nagib pravca iznosi približno 2. Tek od točke loma krivulje osigurač počinje ograničavati veličinu struje kratkog spoja.

Vršna vrijednost struje kratkog spoja u krugu štićenu osiguračem ovisi o frekvenciji. Tako je, na primjer, vršna vrijednost struje kratkog spoja u istosmjernom strujnom krugu manja od vršne vrijednosti struje kratkog spoja u izmjeničnom strujnom krugu, slika 17.21.




**Sl. 17.21. Međusobni odnos vršne vrijednosti struje kratkog spoja u izmjeničnom i istosmjernom strujnom krugu**

## 17.18. Selektivnost osigurača

U električnim mrežama zaštićenim s više osigurača javljaju se najrazličitiji kvarni režimi tokom kojih pregaraju osigurači. No bez obzira na to da li se radi o kratkim spojevima ili preopterećenjima, poželjno je pregaranje samo onog osigurača neposredno do mjesta kvara. Ako želimo da u nekoj mreži pregori samo onaj osigurač koji je najbliži mjestu kvara, a da ostali osigurači ostanu neoštećeni, odabiranje osigurača mora se izvršiti u skladu sa zahtjevima selektivnosti.

*Selektivnost između osigurača* može biti »u seriji« i »u paraleli«. Kod *selektivnosti u seriji* dva ili više osigurača različitih nazivnih struja vode istu struju kvara. Kod *selektivnosti u paraleli* struja kvara kroz jedan osigurač neposredno do mjesta kvara teče preko dvaju ili više paralelnih udaljenijih osigurača.

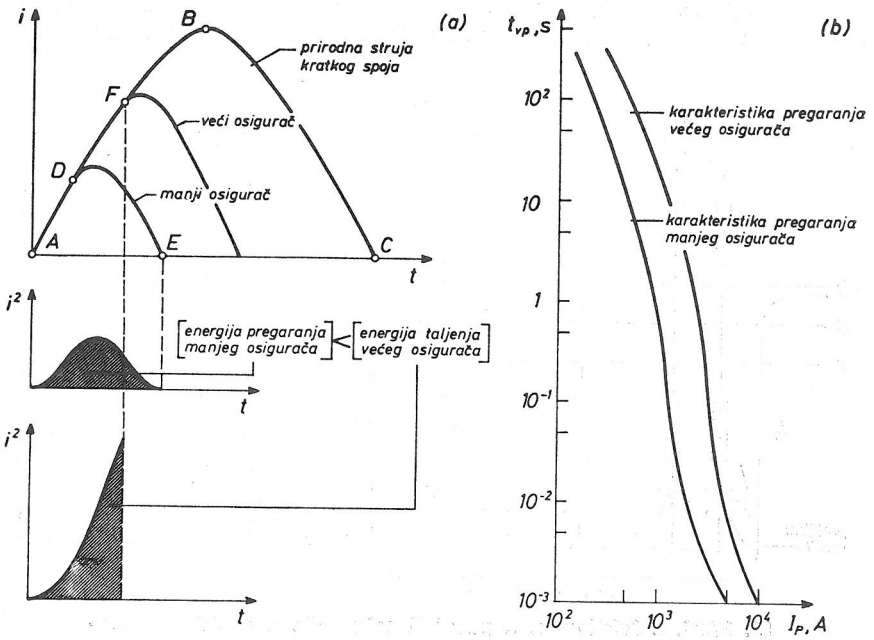
### a) Selektivnost u seriji

Problem selektivnosti više osigurača svodi se na problem selektivnosti dvaju osigurača. Selektivnost u seriji dvaju osigurača je postignuta ako struja kvara pregara manji osigurač a veći ostavlja neoštećen (nepromijenjenih karakteristika).

Slika 17.22. objašnjava odabiranje osigurača prema zahtjevima selektivnosti u seriji za struje kratkog spoja (milisekundno područje) i za struje preopterećenja (sekundno područje).

Najprije ćemo razmotriti slučaj kratkog spoja, slika 17.22.a. Uzmimo da se struja kratkog spoja razvija po krivulji *ABC*. Budući da struja prolazi kroz oba osigurača, manji će se osigurač rastaliti prije većeg u točki *D*. Veći osigurač rastalio bi se u točki *F* ukoliko u krugu ne bi bilo manjeg osigurača. Manji će osigurač pregorjeti i veći ostati neoštećen ako je energija pregaranja manjeg osigurača manja od energije taljenja većeg osigurača. Da bi se izbjeglo nepotrebno naprezanje rastalnice većeg osigurača, preporučljivo je odabrati energiju pregaranja manjeg osigurača znatno manjom od energije taljenja većeg osigurača. Približno iskustveno pravilo

kaže da je selektivnost u seriji za osigurače napona luka dva puta većeg od vršne vrijednosti napona mreže osigurana ako osigurač bliži izvoru struje kratkog spoja ima nazivnu struju 50% veću od osigurača bližeg mjestu kvara. Povećanjem omjera




**Sl. 17.22. Selektivnost u seriji dvaju osigurača: a) u milisekundnom području i b) u sekundnom području**

između napona luka i napona mreže iznad dva smanjuje se razlika između nazivnih struja osigurača.

Za struje preopterećenja dovoljno je usporediti karakteristike pregaranja, slika 17.22.b, jer je $(I^2t)$-luka zanemariv prema $(I^2t)$-taljenja.

### b) Selektivnost u paraleli

Selektivnost u paraleli je postignuta ako struja kvara pregara osigurač koji vodi cjelokupnu struju kvara, a osigurače koji vode samo dio struje kvara ostavlja neoštećene (nepromijenjenih karakteristika). Osigurač koji vodi cjelokupnu struju kvara će pregorjeti, ako je njegov $(I^2t)$-pregaranja manji od $(I^2t)$-struje kratkog spoja

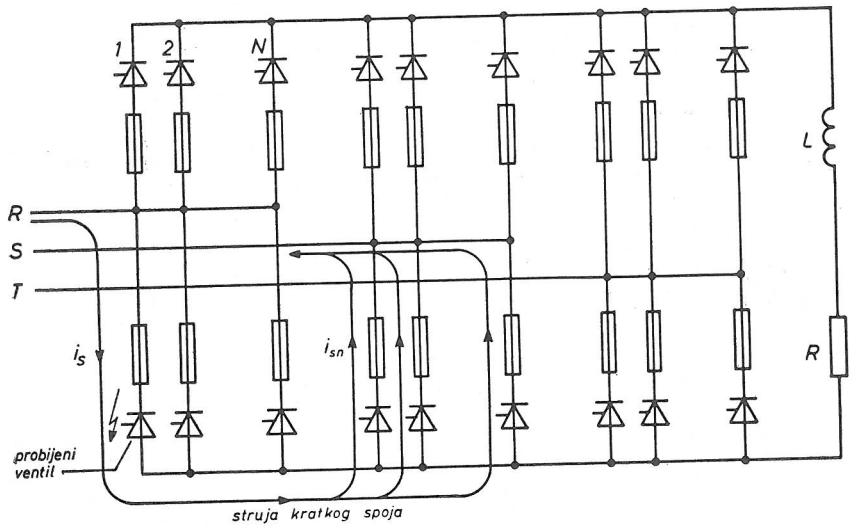
$$(I^2t)_p < (I^2t)_s \qquad (17.29.a)$$

a osigurač koji vodi dio struje kvara će ostati neoštećen, ako je njegov $(I^2t)$-taljenja veći od $(I^2t)$ njegove struje kratkog spoja

$$(I^2t)_t > (I^2t)_{sn} \qquad (17.29.b)$$

Jednadžbe (17.29.a) i (17.29.b) predstavljaju uvjete selektivnosti u paraleli.

Selektivnost u paraleli pobliže ćemo objasniti na primjeru, slika 17.23. Svaka grana trofaznog mosnog spoja sastoji se od više paralelnih ventila. Broj paralelnih ventila jednak je u svakoj grani i odabran je tako da most posjeduje deklarirana strujna svojstva i bez, recimo, jednog ventila u svakoj grani. Zato je u seriju sa svakim ventilom spojen osigurač. Dakle, osigurači nisu namijenjeni zaštiti ventila, nego odspajanju oštećenih ventila. Tako je osiguran kontinuiran rad sklopa kao cjeline.




**Sl. 17.23. Selektivnost u paraleli osigurača u trofaznom mosnom spoju**

Sada ćemo izvesti uvjet selektivnosti u paraleli za osigurače u trofaznom mosnom spoju. Pretpostavimo da jedan ventil izgubi svoja zaporna svojstva. Struja kratkog spoja teče preko oštećenog ventila i svih paralelnih ventila u jednoj od grana koja je neposredno prije nastanka kvara vodila struju trošila. Osigurač u seriji s oštećenim ventilom mora prekinuti struju kratkog spoja prije nego što se ijedan od preostalih osigurača kroz koje teče struja kratkog spoja počne taliti. Uvjet selektivnosti dobivamo dijeljenjem (17.29.a) s (17.29.b)

$$\frac{(I^2 t)_p}{(I^2 t)_t} < \frac{(I^2 t)_s}{(I^2 t)_{sn}} \qquad (17.29.c)$$

gdje je

$(I^2t)_s$ ($I^2t$)-struje kratkog spoja kroz oštećeni ventil

$(I^2t)_{sn}$ ($I^2t$)-struje kratkog spoja kroz ispravne ventile

$(I^2t)_t$ ($I^2t$)-taljenja osigurača

$(I^2t)_p$ ($I^2t$)-pregaranja osigurača

Uvrštenjem jednadžbe neravnomjernosti razdiobe $(I^2t)$ između paralelnih ventila

$$(I^2 t)_{sn} = \frac{1}{n^2 k^2} (I^2 t)_s \qquad (17.30)$$

gdje je

$n$ broj paralelnih ventila u grani mosta

$k$ faktor neravnomjernosti razdiobe struje između paralelnih ventila: $i_{sn} = i_s/nk$

u (17.29.c) dobivamo uvjet selektivnosti u konačnom obliku

$$\frac{(I^2 t)_p}{(I^2 t)_t} < n^2 k^2 \tag{17.31}$$

Koliki je minimalan broj paralelnih osigurača potreban za postizanje selektivnosti? Da to uočimo, izračunajmo $n^2k^2$ za niz vrijednosti $n$ i za uobičajeni faktor neravnomjernosti razdiobe struje $k = 0{,}9$. Dobivamo tablicu 17.1. Minimalne

**Tablica 17.1. Vrijednosti konstante $n^2k^2$ u uvjetu selektivnosti (17.31) za $k = 0{,}9$**

| $n$ | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $n^2k^2$ | 3,2 | 7,3 | 13,0 | 20,3 | 29,2 | 39,7 | 51,8 | 65,6 | 81,0 |

vrijednosti $(I^2t)_p/(I^2t)_t$ za osigurače napona luka dva puta većeg od vršne vrijednosti napona mreže kreću se oko 4—5. Prema tome, potrebno je upotrijebiti najmanje tri paralelna osigurača. Ako bismo upotrijebili dva paralelna osigurača, pregorjeli bi osigurači ispravnih ventila, te bi čitavo postrojenje ispalo iz pogona.

## 17.19. Koordinacija udarne strujne preopteretivosti ventila i karakteristika pregaranja osigurača

U manjim pretvaračima osigurači većinom imaju izvornu ulogu ograničavanja veličine i trajanja struje kratkog spoja na vrijednosti neopasne za poluvodičke ventile. Osnovno je pitanje: kako odabrati osigurač koji ograničuje struju kratkog spoja ispod struje udarne preopteretivosti ventila? Da bismo ustanovili u kojem području prirodnih struja kratkog spoja osigurač štiti ventil, potrebno je usporediti karakteristike udarne preopteretivosti ventila s karakteristikama koje opisuju pregaranje osigurača. Usporedbu karakteristika moguće je provesti samo ako se karakteristike prikažu u istom koordinatnom sustavu.

### a) Određivanje minimalne struje kratkog spoja do koje osigurač štiti ventil

Problemu izbora strujne veličine osigurača prići ćemo razmatranjem najjednostavnijeg slučaja: pretpostavit ćemo da je struja kratkog spoja niz jednakih poluvalova sinusoide trajanja 10 ms. U isti koordinatni sustav ucrtat ćemo karakteristiku pregaranja osigurača (v. sl. 17.16) i karakteristiku udarne preopteretivosti ventila (v. sl. 12.13), te potražiti njihovo sjecište. Zgodnije je karakteristiku udarne preopteretivosti ventila prikazati na način karakteristike pregaranja, jer je tako moguće iskoristiti već gotov koordinatni sustav karakteristike pregaranja.

Prevođenje karakteristike udarne preopteretivosti ventila u milisekundnom području $I_{TSM} = f(t)$ u oblik $I_{TS} = f(t)$ (v. sl. 12.13.a) ide prema relaciji

$$I_{TS}(t) = \frac{I_{TSM}(t)}{\sqrt{2}} \tag{17.32}$$

gdje je

$I_{TS}(t)$ efektivna vrijednost poluvala sinusoide trajanja $t$

$I_{TSM}(t)$ vršna vrijednost poluvala sinusoide trajanja $t$

Prevođenje karakteristike udarne preopteretivosti ventila u području od jedne do 50 perioda (v. sl. 12.13.b) nije tako jednostavno. Pri proračunu treba imati na umu da je ventil najopterećeniji tokom posljednjeg poluvala struje. Očito je, dakle, da jednostavni prijelaz na efektivne vrijednosti preko periodičke funkcije sinusnog poluvala ne odražava stvarnu situaciju. Za udarno preopterećenje od dva poluvala sinusoide imamo

$$I^2_{TS(2)} = I^2_{TSM(2)} \frac{1}{3\pi} \left[ \int_0^{\pi} \sin^2 \alpha \, d\alpha + \int_{2\pi}^{3\pi} \sin^2 \alpha \, d\alpha \right]$$

$$I_{TS(2)} = \frac{I_{TSM(2)}}{\sqrt{3}}$$

Opća formula za efektivnu vrijednost udarnog preopterećenja koje se sastoji od $N$ impulsa glasi

$$I_{TS(N)} = K_N \, I_{TSM(N)} \tag{17.33}$$

gdje je

$I_{TS(N)}$ efektivna vrijednost $N$ impulsa struje udarnog preopterećenja

$I_{TSM(N)}$ vršna vrijednost $N$ (jednakih) impulsa struje udarnog preopterećenja

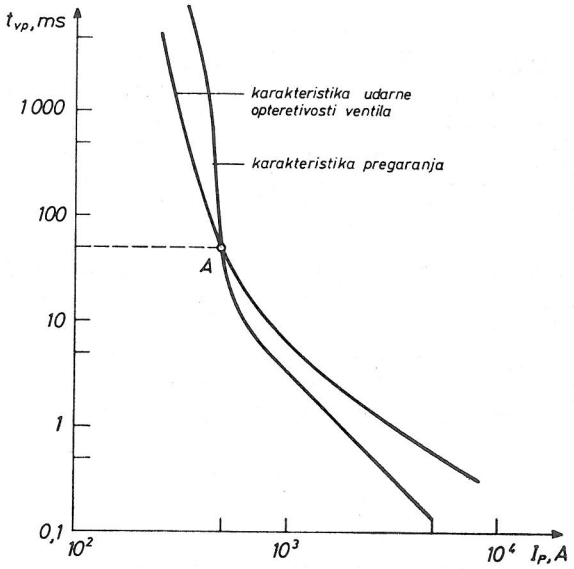
$K_N$ koeficijent, vidi tablicu 17.2

**Tablica 17.2. Vrijednosti koeficijenta $K_N$ u formuli (17.33)**

| $n$ | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 7 | 10 | 20 | 50 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $K_n$ | $\sqrt{2}$ | $\sqrt{3}$ | $\sqrt{3{,}3}$ | $\sqrt{3{,}5}$ | $\sqrt{3{,}6}$ | $\sqrt{3{,}7}$ | $\sqrt{3{,}8}$ | $\sqrt{3{,}9}$ | $\sqrt{4{,}0}$ |

Unošenjem točaka udarne preopteretivosti u koordinatni sustav karakteristike pregaranja dobivamo *dijagram koordinacije zaštite ventila osiguračem*, slika 17.24. U općem slučaju karakteristike se sijeku u nekoj točki $A$. Točka $A$ približno određuje donju granicu struje kratkog spoja do koje osigurač štiti poluvodički ventil. Rekosmo približno zbog toga što impulsna struja teže opterećuje rastalnicu osigurača od sinusoidalne struje jednake efektivne vrijednosti. Pogreška zbog impulsnosti struje nastupa u slučaju da osigurač ne pregori tokom prvog impulsa struje. Impulsna struja pregara osigurač u kraćem vremenu od sinusoidalne struje jednake efektivne vrijednosti, te je konzervativno izračunata donja granica struje kratkog spoja do koje osigurač štiti poluvodički ventil.

Promatrani slučaj da je struja kratkog spoja niz jednakih poluvalova sinusoide prije je izuzetak nego pravilo. Ako pregaranje osigurača traje duže (tj. prirodna struja kratkog spoja je razmjerno mala), osigurač i ventil su opterećeni s nekoliko različitih (i po amplitudi, i po trajanju) impulsa struje. Vrijeme pregaranja osigurača izračunat ćemo pod pretpostavkom da je za pregaranje osigurača mjerodavna vri-




**Sl. 17.24. Dijagram koordinacije zaštite poluvodičkog ventila osiguračem**

jednost $\int i_S^2 \, dt$ (tj. efektivna vrijednost struje). Što se tiče ventila, treba ocijeniti da li je takvo udarno preopterećenje dopušteno. Ako se valni oblik struje kratkog spoja ne može aproksimirati sinusnim impulsima trajanja 10 ms i frekvencije 50 Hz onda treba konzultirati proizvođača ventila.

### b) Odabiranje osigurača na temelju vrijednosti ($I^2t$)

Općenito vrijedi da je za vremena pregaranja koja su kraća od približno 10 ms vrijednost ($I^2 \, t$)-pregaranja osigurača, kod danih uvjeta, konstantna. Sretna okolnost da osigurač pregara kod određene vrijednosti ($I^2 \, t$) i da se udarna preopteretivost poluvodičkih ventila može izraziti u milisekundnom području također pomoću vrijednosti ($I^2 \, t$) vrlo pojednostavnjuje odabiranje osigurača. Poluvodički je ventil zadovoljavajuće zaštićen ukoliko je

$$(I^2 \, t)\text{-pregaranja osigurača} < (I^2 \, t)\text{-ventila} \qquad (17.34)$$

Treba osobito naglasiti da se na ovaj način može odabrati osigurač samo onda ako pregaranje ne traje kraće od oko 1 ms (ali niti duže od oko 10 ms); naime, ($I^2t$)-ventila deklarira se samo za sinusne impulse struje trajanja dužeg od oko 1 ms. Ako je ovo ispunjeno, osigurač prekida struju prije nego što dođe do uništenja ventila, bez obzira na veličinu ili brzinu porasta struje kratkog spoja. Prema tome, proračun razvoja struje kratkog spoja nije potreban.

Osigurač odabran na temelju vrijednosti ($I^2\,t$)-ventila ne mora štititi od preopterećenja. Za potpunu zaštitu potrebno je da karakteristika pregaranja osigurača leži u dijagramu koordinacije zaštite ispod krivulje udarne preopteretivosti ventila (v. odsječak a)).

### c) Problemi odabiranja osigurača kod izvanredno velikih struja kratkog spoja

Crtanjem dijagrama koordinacije zaštite ventila osiguračem (sl. 17.24) određuje se minimalna struja kratkog spoja od koje osigurač štiti ventil. Za sve struje kratkog spoja veće od ove minimalne struje osigurač zaštićuje ventil, no uz pretpostavku da ($I^2\,t$)-ventila ne ovisi o valnom obliku struje kratkog spoja (što nije točno!). Stoga ćemo detaljnije razmotriti problem *koordinacije zaštite ventila osiguračem u milisekundnom području* (osigurač pregara tokom prvog impulsa struje preopterećenja).

Potražit ćemo vezu između vršne vrijednosti struje kratkog spoja $I_{SM}$ i trajanja struje kratkog spoja $\varkappa$ u krugu štićenu osiguračem, tj. $I_{SM} = f(\varkappa)$ i usporediti s udarnom preopteretivošću ventila $I_{TSM} = f(\varkappa)$.

Stvarna struja kratkog spoja ima za vremena pregaranja blizu 10 ms približno valni oblik poluvala sinusoide, a za kratka vremena pregaranja približno oblik trokuta. Zato za vremena pregaranja blizu 10 ms vršna vrijednost struje kratkog spoja iznosi

$$I_{SM}^2 = \frac{2\,(I^2\,t)_p}{\varkappa} \tag{17.35}$$

a za kratka vremena pregaranja vršna vrijednost struje kratkog spoja iznosi

$$I_{SM}^2 = \frac{3\,(I^2\,t)_p}{\varkappa} \tag{17.36}$$

gdje je

$(I^2t)_p$ ($I^2t$)-pregaranja osigurača

$\varkappa$ trajanje struje oblika poluvala sinusoide, odnosno trokuta

Logaritmiranjem dobivamo:

za sinusni impuls struje kratkog spoja

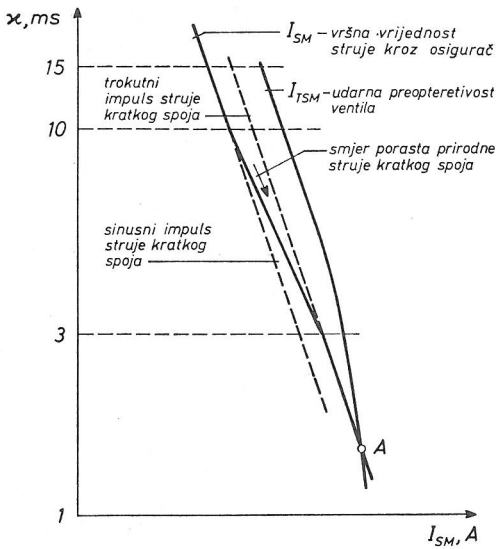
$$\log \varkappa + 2 \log I_{SM} = \log 2 + \log (I^2\,t)_p \tag{17.37}$$

za trokutni impuls struje kratkog spoja

$$\log \varkappa + 2 \log I_{SM} = \log 3 + \log (I^2\,t)_p \tag{17.38}$$

Jednadžbe (17.37) i (17.38) u log-log koordinatnom sustavu su pravci, slika 17.25. Pravac za sinusni impuls struje kratkog spoja pomaknut je ulijevo prema pravcu za trokutni impuls struje kratkog spoja. Do vremena pregaranja $\varkappa \approx 3$ ms impuls struje kratkog spoja približno je trokutni. Što se više vrijeme pregaranja $\varkappa$ približuje 10 ms, to je impuls struje kratkog spoja sličniji poluvalu sinosoide. U području vremena pregaranja od $\approx 3$ ms do 10 ms karakteristika $I_{SM} = f(\varkappa)$ leži u log-log koordinatnom sustavu između spomenutih pravaca. Ovaj hibridni dio karak-

teristike približno možemo dobiti povlačenjem pravca između točke apscise $\varkappa =$ $= 3$ ms na pravcu za trokutni impuls struje i točke apscise $\varkappa = 10$ ms na pravcu za sinusni impuls struje. Još je preostalo da se na karakteristici $I_{SM} = f(\varkappa)$ ucrtaju točke koje označuju veličinu prirodne struje kratkog spoja. U principu, točke bi se mogle odrediti korištenjem poznate ovisnosti vršne vrijednosti struje kratkog spoja o prirodnoj struji kratkog spoja (v. sl. 17.20), no ova je metoda dosta netočna zbog malog nagiba krivulje $I_{SM} = f(\varkappa)$. Bolje je upotrijebiti matematičku metodu, no u izlaganje metode nećemo ulaziti [12.13].




**Sl. 17.25. Dijagram koordinacije zaštite poluvodičkog ventila osiguračem u milisekundnom području (osigurač pregara tokom prvog impulsa struje preopterećenja)**

Na opisani način ucrtava se u dijagram udarne preopteretivosti ventila na slici 17.25. karakteristika $I_{SM} = f(\varkappa)$. U općem se slučaju karakteristika udarne preopteretivosti ventila $I_{TSM} = f(\varkappa)$ i karakteristika pregaranja osigurača $I_{SM} = f(\varkappa)$ sijeku. To znači da osigurač ne štiti ventil preko stanovite prirodne struje kratkog spoja. Karakteristike se ne bi sjekle kad bi bio ($I^2 t$) udarne preopteretivosti ventila neovisan o valnom obliku struje kratkog spoja (što je veća vršna vrijednost struje kratkog spoja, tj. što je vrijeme pregaranja manje, to je ($I^2t$)-ventila manji; jer kod većih struja pad napona na ventilu raste vrlo naglo sa strujom).

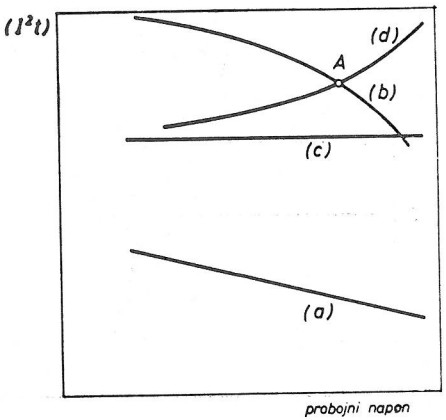
### d) Zaštita osiguračima visokonaponskih ventila

Razmotrimo kako *udarna strujna preopteretivost poluvodičkih ventila ovisi o probojnom naponu.* U nizu dvostrano hlađenih ventila jednake površine *P-N* prijelaza i različitog probojnog napona ventili višeg probojnog napona imaju deblju silicijevu pločicu. Povećanje debljine silicijeve pločice ima dvije posljedice: povećanje pada napona u stanju vođenja (i time gubitaka) i povećanje toplinskog kapaciteta sili-

cija. Povećanje toplinskog kapaciteta silicija ne kompenzira povećanje gubitaka, pa zato ventili većeg probojnog napona, ali jednake površine $P$-$N$ prijelaza, imaju manju udarnu strujnu preopteretivost.

Na slici 17.26. kvalitativno je prikazano kako o probojnom naponu ovisi a) ($I^2t$) strujnog impulsa koji se smije periodički ponavljati, b) ($I^2t$)-ventila, c) ($I^2t$)--taljenja osigurača i d) ($I^2t$)-pregaranja osigurača. U točki $A$ sijeku se krivulje ($I^2t$)-ventila i ($I^2t$)-pregaranja osigurača. Do ovog napona osigurač štiti ventil.

Osigurač je lako odabrati ako je razmak između krivulja $a$ i $b$ velik. Nezadovoljavajući izlaz iz ovih teškoća jest smanjenje strujnog opterećenja. Smanjenje strujnog opterećenja može se kompenzirati povećanjem površine silicijeve pločice. Potreba za pločicama monokristala silicija velike površine osobito je izražena kod visokonaponskih ventila.




**Sl. 17.26. Što je probojni napon ventila veći, to je teže odabrati osigurač.**

Poboljšavanjem hlađenja (smanjenje toplinskog otpora između silicija i rashladnog sredstva) razmak između krivulja $a$ i $b$ se smanjuje, što izaziva teškoće u izboru osigurača. Ove teškoće u izboru osigurača kod dioda ilustrira slika 17.27. Krivulje $a$ do $f$ pokazuju kako se s povećanjem površine katode povećava strujna opteretivost kod različitih uvjeta hlađenja. Pravac $g$ pokazuje kod kojih je površina katode dopustiva udarna struja dovoljno velika za zaštitu osiguračima. Ovaj pravac dijeli dijagram na dva područja. U donjem području moguća je zaštita osiguračima. Iznad pravca zaštita nije više moguća. Jasno je da granica između tih područja nije oštra.

## 17.20. Odabiranje osigurača za zaštitu ventila

Pristup izboru osigurača ovisi o funkciji koju osigurači imaju u sklopu; osigurači služe ili za odvajanje oštećenih ventila od zdravog dijela sklopa, ili za zaštitu ventila od prekostruja. Neke sveobuhvatne općenite upute za izbor osigurača u oba je slučaja teško dati. Zato ćemo postupak izbora osigurača ilustrirati primjerom na osiguračima za odvajanje oštećenih ventila u mrežom komutiranim usmjerivačima (v. i primjer u poglavlju 25).

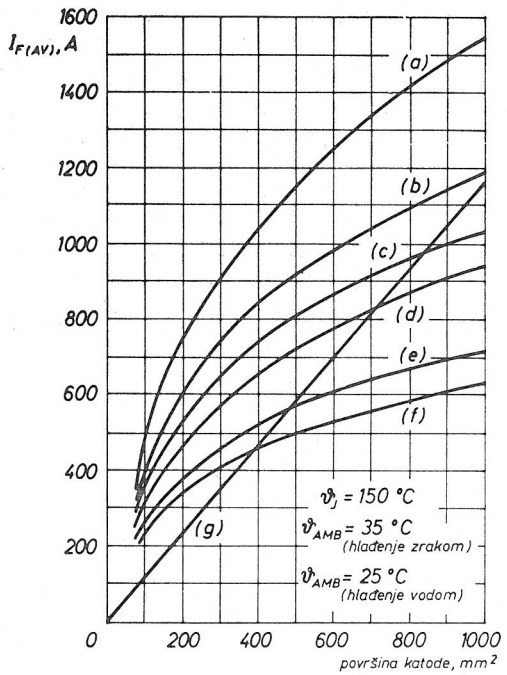
Čitav proračun zasniva se na usklađivanju osigurača s ventilom i strujnim krugom. Kao polazne podatke uzimamo podatke ventila i strujnog kruga. Treba poznavati slijedeće podatke ventila:

— karakteristike udarne preopteretivosti,
— vršni neperiodički zaporni i blokirni napon,

i slijedeće podatke strujnog kruga:

— shemu sklopa,
— napone i impedancije aktivnih izvora,
— parametre sklopa potrebne za proračun struje kratkog spoja i
— impedanciju trošila.

Postupak odabiranja osigurača je slijedeći:




**Sl. 17.27. Ovisnost granične vrijednosti sinusnih poluvalova struje frekvencije 50 Hz 2,5 kV diode o površini silicijeve pločice [7.6]**
**(a) dvostrano hlađenje vodom; količina vode: 4 l/min**
**(b) dvostrano hlađenje zrakom; brzina zraka: 6 m/s, volumen rashladnog tijela: 2 x 2 000 cm³**
**(c) dvostrano hlađenje zrakom; brzina zraka: 6 m/s, volumen rashladnog tijela: 2 x 1 500 cm³**
**(d) jednostrano hlađenje vodom; količina vode: 4 l/min**
**(e) jednostrano hlađenje zrakom; brzina zraka 6 m/s, volumen rashladnog tijela: 2 000 cm³**
**(f) jednostrano hlađenje zrakom; brzina zraka: 6 m/s, volumen rashladnog tijela: 1 500 cm³**

### a) Položaj osigurača u shemi

Osigurač se stavlja u seriju sa svakom ventilskom granom (tj. ili u seriju sa svakim ventilom, ili u seriju sa serijskim spojem nekoliko ventila, već prema tome da li granu čini jedan ventil ili serijski spoj nekoliko ventila), tako da gubitak zapiranja ili blokiranja grane rezultira pregaranjem pridruženog osigurača.

### b) Izbor nazivne struje

Nazivna struja osigurača mora biti veća od nazivne efektivne struje grane uvećane za faktor neravnomjernosti raspodjele struje između paralelnih grana (tipičan: 1,05 — 1,15, ovisi o shemi i mehaničkoj izvedbi sklopa) i za faktor (uobičajene vrijednosti: 1,3 — 1,5) na iznos kojega utječu slijedeći brojni parametri:

— Valni oblik struje ventilske grane razlikuje se od valnog oblika nazivne struje osigurača. Kroz osigurač u ventilskoj grani prolazi pulsirajuća istosmjerna struja. Primjerice, kroz osigurače u ventilskim granama trofaznog mosnog spoja ili 2 × 3-faznog spoja prolaze pravokutni impulsi struje trajanja 120° el. Nazivna struja osigurača odnosi se na efektivnu vrijednost sinusoidalne struje. Pulsirajuća struja efektivne vrijednosti jednake nazivnoj struji toplinski jače napreže osigurač.

— Temperatura okoline osigurača obično je veća od temperature kod koje je definirana nazivna struja. U ormarima u kojima su smješteni pretvarači temperatura može biti u području 40 °C — 50 °C. Nazivna struja osigurača obično se deklarira za temperaturu okoline od 25 °C.

— Presjek sabirnica na koje su pričvršćeni osigurači često je manji od traženog. U mnogim konstruktivnim rješenjima upleteni je glavni priključak ventila spojen direktno na osigurač.

— Osigurači su u postrojenjima često podvrgnuti periodičkim preopterećenjima (npr. valjački elektromotorni pogoni); periodičke fluktuacije temperature rastalnice mogu dovesti do umora materijala i time izazvati starenje osigurača. Proizvođači osigurača većinom ne daju dovoljno kataloških podataka o preopteretivosti osigurača. Kao orijentacija neka posluži podatak iz [12.14] da brzi osigurač izdrži najmanje 50 000 ciklusa: 10 s preopterećenje s 50% struje taljenja, 2 minute pauza.

Određivanje posljednjeg faktora (1,3 — 1,5 ili neka druga vrijednost) ovisi, dakle, ne samo o osiguraču nego i o mehaničkoj konstrukciji i opterećenju pretvarača i obično se određuje iskustvom.

### c) Izbor nazivnog napona

Osigurač treba odabrati u skladu s valnim oblikom i iznosom aktivnog napona u krugu kratkog spoja. Primjerice, uobičajena je praksa da se osigurači u granama trofaznog mosnog spoja ili 2 × 3-faznog spoja priključenog na mrežu 3 × 380 V odaberu nazivnog napona 500 V (v. odsječak 25.5).

Sada imamo dovoljno podataka — nazivni napon i nazivnu struju — za kataloški uži izbor tipova osigurača. Preostaje nam da uskladimo karakteristike osigurača s karakteristikama ventila.

### d) Usklađivanje karakteristika osigurača s karakteristikama ventila

Kod osigurača za odvajanje oštećenih ventila od zdravog dijela sklopa potrebno je kontrolirati:

— Osigurač u seriji s oštećenim ventilom mora ograničiti struju kratkog spoja na veličinu koju oštećeni ventil može izdržati bez mehaničkog oštećenja.

— Prenapon uslijed pregaranja osigurača mora biti manji od vršne neperiodičke vrijednosti zapornog, odnosno blokirnog, napona ventila. Kod serijskog spoja ventila treba obratiti pažnju na neravnomjernu raspodjelu prenapona.

— Struja kratkog spoja dijeli se među paralelnim ventilima i udarno strujno preopterećenje svakog ventila mora biti manje od njegove udarne strujne preopteretivosti.

— ($I^2\,t$)-pregaranja osigurača mora biti takav da je ($I^2\,t$)-struje kratkog spoja u najopterećenijem paralelnom osiguraču manji od ($I^2\,t$)-taljenja osigurača. Drugim riječima, pregara samo osigurač u seriji s oštećenim ventilom.

Važno je istaknuti da neravnomjernost raspodjele struje među paralelnim ventilima u uvjetima kratkih spojeva nije jednaka neravnomjernosti raspodjele u uvjetima normalnih opterećenja. Ovo bezuvjetno treba uzeti u obzir prilikom odabiranja osigurača.

**e) Kratki spoj na istosmjernoj strani usmjerivača**

— U mnogim primjenama zahtijeva se da osigurači ne pregaraju ni kod najveće moguće struje kratkog spoja na istosmjernoj strani usmjerivača. Zaštita od prekostruja i struja kratkog spoja u takvim slučajevima izvodi se, na primjer, izmjeničnim ili istosmjernim sklopkama. Razvijena struja kratkog spoja kroz ventile i pripadne osigurače mora biti ispod struje udarne preopteretivosti ventila i struje taljenja osigurača.

— U primjenama gdje trošilo sadrži protuelektromotornu silu, kod nekih spojeva usmjerivača potrebno je razmotriti kratki spoj istosmjernih sabirnica zbog proboja jednog ventila ili istodobnog proboja više ventila. Primjerice, kod trofaznog spoja proboj ventila jedne faze uzrokuje kratki spoj istosmjernih sabirnica. Struju kratkog spoja u tom slučaju daje i istosmjerna i izmjenična strana.

## 18. ZAŠTITA POLUVODIČKIH ENERGETSKIH VENTILA OD PRENAPONA OPORAVLJANJA, OD PREKORAČENJA KRITIČNE BRZINE PORASTA BLOKIRNOG NAPONA I OD PREKORAČENJA KRITIČNE BRZINE PORASTA PROPUSNE STRUJE

Općenito, sklopovi s poluvodičkim ventilima ne smiju se priključiti na energetski izvor bez posebnih zaštitnih mjera, čak ako i nema opasnosti od prenapona sa strane izvora ili potrošača. Potencijalni uzroci uništenja ventila imaju izvor u fizikalnoj prirodi ventila:

— Prilikom naglog opadanja struje oporavljanja na uvijek prisutnim induktivitetima kruga nastaju tzv. prenaponi oporavljanja koji naponski opterećuju ventile.

— Prilikom uklapanja i isklapanja ventila napon na ventilu naglo se mijenja, mijenjanje napona na ventilu koji uklapa ili isklapa može izazvati prekoračenje kritične brzine porasta blokirnog napona na ventilima koji tog trenutka ne vode.

— Prilikom uklapanja ventila nastaju gubici koji izravno ovise o brzini porasta propusne struje.

Najuobičajenija i najuniverzalnija komponenta zaštite jest *LRC*-član (serijski spoj prigušnice, otpornika i kondenzatora). *LRC*-član je univerzalan jer se njime istodobno smanjuju prenaponi oporavljanja, brzina porasta propusne struje tokom uklapanja i brzina porasta blokirnog napona. Tek ako *LRC*-član ne zadovoljava, upotpunjuje se drugim zaštitnim komponentama.

Upotreba *LRC*-članova u isti mah smanjuje gubitke uklapanja i oporavljanja. Na višim frekvencijama gubici uklapanja i oporavljanja mogu biti presudni pri izboru sheme i komponenata zaštite. Kod serijskog spoja dvaju i više ventila, *RC*-članovi paralelni s ventilima još služe za ujednačavanje napona tokom uklapanja i oporavljanja. Kod paralelnog spoja dvaju ili više ventila prigušnice $L$ u seriji s ventilima služe i za ujednačavanje raspodjele struje.

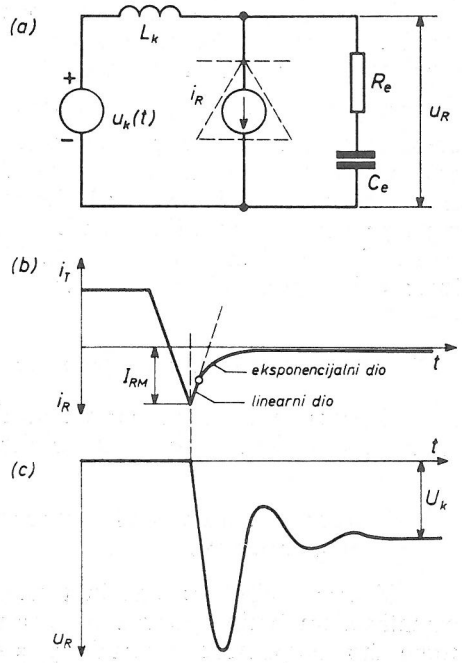
Nakon optimalnog određivanja sheme i komponenata zaštite treba uvijek provjeriti da li se izračunate vrijednosti komponenata smiju staviti na namijenjeno mjesto u sklopu. Primjerice, struja izbijanja kondenzatora preko ventila tokom uklapanja ne smije prijeći određenu vrijednost zbog naprezanja strukture oko geita.

U ovom poglavlju objašnjeno je, na nekim dovoljno općenitim primjerima, optimiranje *LRC*-članova.

### 18.1. Ekvivalentni krug za proračun brzine porasta propusne struje, prenapona oporavljanja i brzine porasta blokirnog napona

*Proračun brzine porasta propusne struje* relativno je jednostavan. Potrebno je uočiti ekvivalentni induktivitet $L_e$ (tzv. komutacijski induktivitet) koji ograničuje brzinu porasta propusne struje, ekvivalentni $R_eC_e$-član koji se izbija preko ventila i ekvivalentni napon $u_e$ (t.zv. komutacijski napon) koji uzrokuje porast struje.

Za *proračun prenapona oporavljanja* u velikom broju slučajeva sklopovi se svode na ekvivalentni krug prema slici 18.1. U ekvivalentnom induktivitetu $L_e$ ujedinjeni su svi koncentrirani i rasipni induktiviteti. $R_eC_e$-član je ekvivalentni $RC$-član; kod iole složenijih sklopova to je mreža $RC$-članova. Strujni izvor $i_R$ simulira struju oporavljanja.




**Sl. 18.1. Prigušenje prenapona oporavljanja *LRC*-članovima: a) ekvivalentni krug, b) struja kroz ventil koji se oporavlja i c) napon na ventilu koji se oporavlja**

Prenaponi oporavljanja nastaju na ekvivalentnom induktivitetu. Pod utjecajem napona $u_e$ struja kroz ventil opada brzinom koja ovisi o induktivitetu $L_e$ i o naponu $u_e$

$$\frac{di}{dt} = \frac{u_e}{L_e} \tag{18.1}$$

Nakon pada struje na nulu, na račun zaostalog naboja, struja nastavlja teći s istim nagibom u zapornom smjeru. Od trenutka maksimuma struje oporavljanja ventil počinje preuzimati zaporni napon. U skladu s brzinom opadanja struje oporavljanja prema stacionarnoj vrijednosti (statičkoj zapornoj struji) na induktivitetu nastaje prenapon koji teži podržavanju struje oporavljanja. Budući da brzina opadanja, kao i maksimalna vrijednost struje oporavljanja $I_{RM}$, može biti velika (npr. reda 100 A), mogući su prenaponi koji mogu oštetiti ventile.

Za proračun prenapona oporavljanja od presudne je važnosti poznavanje oblika struje oporavljanja nakon postizanja maksimalne vrijednosti (početak titrajnog procesa). Budući da je oblik struje oporavljanja nemoguće izraziti egzaktno, pribjegava se aproksimacijama. Vrlo je uobičajena pretpostavka da struja oporavljanja trenutno pada na nulu nakon postignutog maksimuma. U tom je slučaju analiza prenapona oporavljanja jednostavna, ali su rezultati konzervativni. Znatno realnije rezultate daje aproksimacija pomoću eksponencijalne funkcije $i_R = I_{RM} \exp(-t/\tau)$ ili pomoću linearne i eksponencijalne funkcije, kako to prikazuje slika 18.1.b.

Maksimalna vrijednost struje oporavljanja iznosi (v. odsječak 12.16)

$$I_{RM} = \left(\frac{2\,U_e\,Q_d}{L_e}\right)^{\frac{1}{2}} \tag{18.2}$$

Evidentno je da o veličini napona $u_e$ ovisi visina prenapona oporavljanja na ventilu koji se štiti. Stoga se kod proračuna prenapona oporavljanja uvijek računa s najvećim mogućim naponom $U_e$.

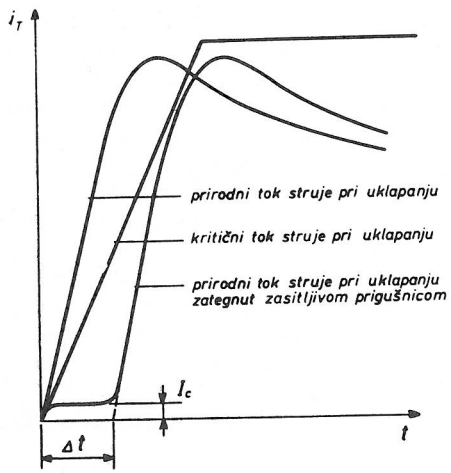
Za *proračun brzine porasta blokirnog napona* sklopovi se samo ponekad mogu svesti na ekvivalentni krug prema slici 18.1. Ako se na primjer antipararelno s oporavljajućim ventilom nalazi drugi ventil ili ako je oporavljajući ventil trijak, prenapon oporavljanja ima smjer blokirnog napona. U tim slučajevima je brzina porasta prenapona oporavljanja za antiparalelni ventil brzina porasta blokirnog napona. Za proračun brzine porasta blokirnog napona vrijedi stoga ekvivalentni krug koji se primjenjuje za proračun prenapona oporavljanja.

## 18.2. Brzina porasta propusne struje, gubici uklapanja

Naprezanje brzinom porasta struje i gubici uklapanja mogu se istodobno smanjiti spajanjem linearnih ili zasitljivih prigušnica u seriju s ventilima.

### a) Ograničavanje brzine porasta propusne struje linearnim prigušnicama

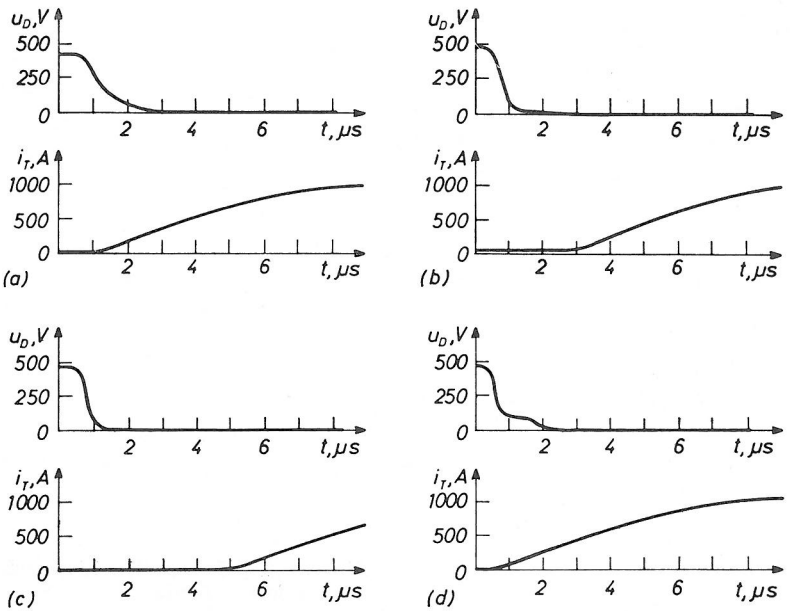
*Linearne prigušnice* smanjuju naprezanje pri uklapanju i gubitke uklapanja smanjivanjem brzine porasta propusne struje. Mana ugradnje prigušnica leži u tome što potpomažu stvaranje prenapona oporavljanja. Potreban induktivitet za smanjenje brzine porasta propusne struje ispod kritične brzine porasta daje jednadžba (18.1). U većini slučajeva dovoljno je već desetak mikrohenrija. Tako maleni induktiviteti reda rasipnih induktiviteta ostvarivi su sa zračnim prigušnicama s malo zavoja.




**Sl. 18.2. Određivanje minimalnog vremena zatezanja početka vođenja ventila potrebnog za smanjenje naprezanja pri uklapanju i gubitaka uklapanja**

### b) Ograničavanje brzine porasta propusne struje nelinearnim prigušnicama

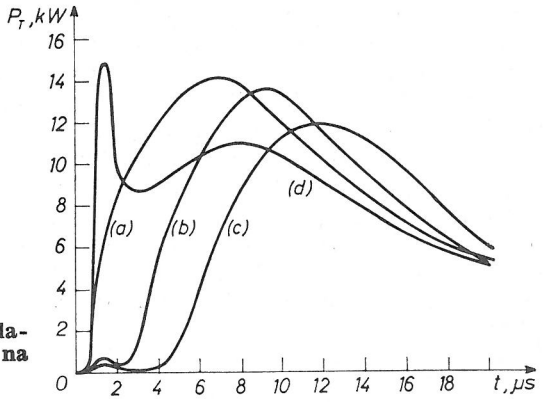
*Nelinearne* (*zasitljive*) *prigušnice* smanjuju naprezanje pri uklapanju i gubitke uklapanja zatezanjem početka porasta struje kroz ventil, slika 18.2. Tokom vremena zatezanja početka porasta struje vodljivo se područje širi oko geita. Da bi se vodljivo područje moglo širiti, potrebna je neka minimalna struja koja, ovisno o tipu ventila, iznosi 10—40 A. Ako se početno točkasto vodljivo područje dosta proširilo nakon vremena zatezanja, tok struje uklapanja smije biti po volji strm (čak i beskonačno strm), no konačna vrijednost struje uklapanja ne smije prijeći granicu danu kritičnim tokom struje uklapanja. Slika 18.3. pokazuje tipične oblike napona na tiristoru i struje kroz tiristor tokom uklapanja. Slike a, b i c odnose se na običan brzi tiristor, a slika d na tiristor s okidanjem potpomognutim poprečnim električnim poljem u emiteru. Na slikama se jasno razabiru vremenska razdoblja kod uklapanja: zatezanje uklapanja, opadanje blokirnog napona i širenje vodljivog područja.




**Sl. 18.3. Napon na tiristoru i struja kroz tiristor tokom uklapanja: a) bez nelinearne prigušnice, b) s nelinearnom prigušnicom — vrijeme zatezanja porasta struje 2 μs, c) s nelinearnom prigušnicom — vrijeme zatezanja porasta struje 4 μs i d) bez nelinearne prigušnice, ali tiristor kojemu okidanje potpomaže poprečno električno polje u emiteru [K 7]**

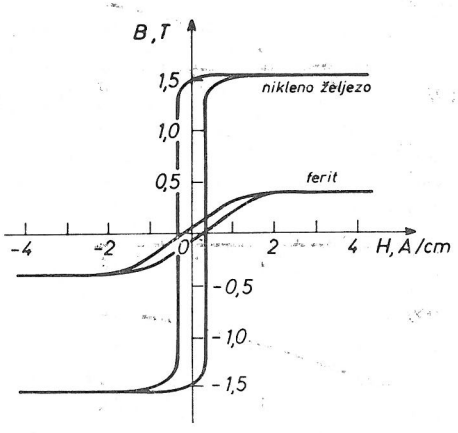
Vremenski tok gubitaka uklapanja dobiva se množenjem korespodentnih trenutnih vrijednosti napona dinamičke propusne karakteristike i struje, slika 18.4. Slika pokazuje da su gubici uklapanja kratkotrajno vrlo veliki (veći od 10 kW). Praktička iskustva s tiristorima u sklopovima s prisilnom komutacijom pokazuju da je naprezanje strukture to manje što se kasnije pojavljuju vršni gubici.

Za smanjenje gubitaka uklapanja i naprezanja pri uklapanju najpogodnijima su se pokazale prigušnice s prstenastom jezgrom iz mekog magnetskog materijala,




**Sl. 18.4. Vremenski tok gubitka uklapanja za naponsko-strujne odnose na slici 18.3.**

npr. nikleno željezo i feriti, slika 18.5. Nikleno željezo ima pravokutnu petlju histereze; indukcija zasićenja iznosi preko 1,5 T, a koercitivna sila 0,2 — 0,3 A/cm. Feriti imaju bitno položeniju petlju histereze i bitno manju indukciju zasićenja




**Sl. 18.5. Tipična petlja histereze niklenog željeza i ferita**

0,4 — 0,45 T. Stoga je kod ferita omjer između remanentne indukcije i indukcije zasićenja mnogo manji nego kod niklenog željeza; ovo je važno u primjenama gdje nema povratnog magnetiziranja. Debljina lima jezgre, zbog brzih promjena struje i napona pri uklapanju i isklapanju (vrtložne struje), uzima se ne veća od 100 $\mu$m.

*Proračun zasitljive prigušnice* zasniva se na jednadžbi

$$\int_0^{\Delta t} u_e \, \mathrm{d}t = NkS_{Fe} \Delta B \approx U_e \Delta t \qquad (18.3)$$

gdje je

$u_e$ napon na zasitljivoj pripušnici tokom uklapanja ventila

$\Delta t$ minimalno potrebno vrijeme zatezanja početka porasta struje kroz ventil

$N$ broj zavoja zasitljive prigušnice

$k$ faktor ispune jezgre

$S_{Fe}$ ukupan geometrijski presjek jezgre

$\Delta B$ raspoloživa promjena indukcije

Za trakaste jezgre iz lima debljine 100 $\mu$m $k$ iznosi oko 87%, za 50 $\mu$m oko 78%, za 30 $\mu$m oko 72%.

Zasitljive prigušnice većinom se izvode navlačenjem desetak i više prstenastih jezgri na vodič. Ovakove prigušnice imaju samo jedan zavoj ($N = 1$), a ukupni presjek jezgre $S_{Fe}$ je zbroj pojedinačnih presjeka $s_{Fe}$. U ovom specijalnom slučaju zahtijevani broj jezgri $n$ računa se iz izraza

$$n = \frac{U_e \, \Delta t}{k \, s_{Fe} \, \Delta B} \tag{18.4}$$

Struja ventila u periodu zatezanja početka porasta struje kroz ventil, tj. tokom premagnetiziranja prigušnice (također za $N = 1$), iznosi

$$I_c = H_c \cdot l_{Fe} \tag{18.5}$$

gdje je

$H_c$ dinamička koercitivna sila

$l_{Fe}$ srednja dužina silnica u jezgri

U gornju formulu treba uvrstiti dinamičku koercitivnu silu (koja je veća od statičke) zbog kratkog trajanja premagnetiziranja. Za prigušnice s feritnom jezgrom struja ventila u periodu zatezanja porasta struje iznosi samo oko 1 A. Tako mala struja nedovoljna je za radijalno širenje vodljivog područja (isto tako, ta zasitljiva prigušnica sprečava porast struje oporavljanja i nepotrebno produžuje vrijeme otjecanja naboja iz silicija). Zbog navedenih se razloga paralelno sa zasitljivom prigušnicom spaja otpornik i time se povećava struja ventila u periodu zatezanja početka porasta struje kroz ventil.

Zasitljive prigušnice za rasterećenje ventila tokom uklapanja osobito su pogodne u području srednjih frekvencija.

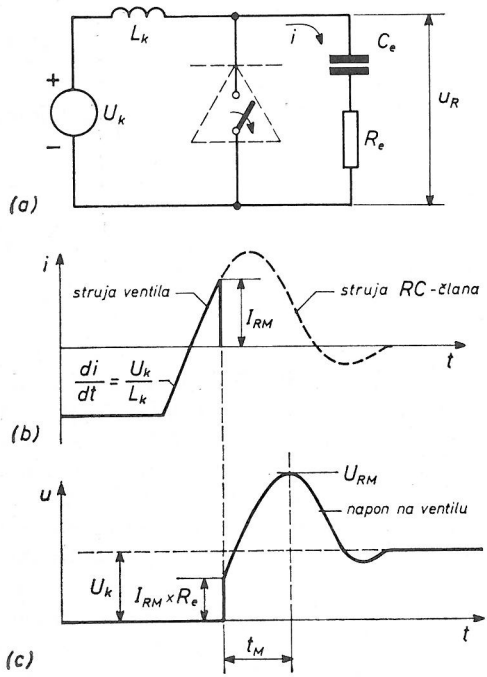
## 18.3. Prenaponi oporavljanja, gubici oporavljanja

U odsječku 18.1. obrazloženo je da se ventili mogu zaštititi od prenapona oporavljanja *LRC*-članovima. Prigušnica u *LRC*-članu obično se određuje na temelju kriterija kritične brzine porasta propusne struje i gubitaka uklapanja. Preostaje da se $R$ i $C$ odrede u skladu sa zahtjevom na veličinu prenapona oporavljanja i ponekad i u skladu s kritičnom brzinom porasta blokirnog napona.

*Proračun prenapona oporavljenja* svodi se na određivanje vršne vrijednosti napona na ventilu koji se oporavlja. Potrebno je, dakle, prema ekvivalentnoj shemi (sl. 18.1) odrediti tok zapornog napona na ventilu (to je ujedno napon na ekvivalentnom *RC*-članu) i naći maksimum. Da bismo pojednostavnili analizu, uvest ćemo slijedeće pretpostavke:

— struja oporavljanja, nakon maksimuma, trenutno pada na nulu (ova pretpostavka nije uvijek opravdana),
— ekvivalentni (komutacijski) je napon konstantan tokom trajanja prenapona i
— početni napon na ekvivalentnom kondenzatoru je nula.

Uz ove pretpostavke ponovno je nacrtan ekvivalentni krug, slika 18.6.a, strujni izvor, odnosno ventil, zamijenjen je sklopkom. Sklopka se otvara u trenutku maksimuma struje oporavljanja (dogovorno uzet u $t = 0$). Struja trenutno prelazi u *RC*-član, slika 18.6.b. Napon na sklopki, odnosno ventilu, trenutno skače od vrijednosti nula na vrijednost $I_{RM} \cdot R_e$, slika 18.6.c. [13.7]




**Sl. 18.6. Idealizirani prenapon oporavljanja**

Laplaceova transformacija struje $i$ kroz *RC*-član i napona $u_R$ na ventilu glasi

$$i(s) = \frac{\frac{U_e}{L_e} + s\, I_{RM}}{s^2 + \frac{R_e}{L_e}\, s + \frac{1}{L_e\, C_e}} \qquad (18.6)$$

$$u_R(s) = \frac{s(U_e - R_e I_{RM}) - \frac{I_{RM}}{C_e}}{s^2 + \frac{R_e}{L_e}s + \frac{1}{L_e C_e}} + \frac{U_e}{s} \tag{18.7}$$

Opća rješenja ovih jednadžba izrazit ćemo pomoću slijedećih parametara

$$\chi = \frac{I_{RM}}{U_e}\sqrt{\frac{L_e}{C_e}} \tag{18.8}$$

$$\zeta = \frac{R_e}{2\sqrt{\frac{L_e}{C_e}}} \quad \text{(faktor prigušenja)} \tag{18.9}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_e C_e}} \quad \text{(neprigušena kružna frekvencija)} \tag{18.10}$$

i funkcija

$$f(\zeta, \chi) = -\frac{(2\zeta - 4\zeta^2\chi + \chi)\sqrt{1-\zeta^2}}{1 - 3\zeta\chi - 2\zeta^2 + 4\zeta^3\chi} \tag{18.11}$$

$$g(\zeta, \chi) = -\frac{(2\zeta - 4\zeta^2\chi + \chi)\sqrt{\zeta^2 - 1}}{1 - 3\zeta\chi - 2\zeta^2 + 4\zeta^3\chi} \tag{18.12}$$

Početni uvjeti, tj. napon i brzina porasta napona na ventilu u trenutku $t = 0$, jesu bez obzira na to da li se radi o oscilatornom, graničnom aperiodičkom ili aperiodičkom slučaju isti

$$\left(\frac{u_R}{U_e}\right)_{t=0} = \frac{R_e I_{RM}}{U_e} = 2\zeta\chi \tag{18.13}$$

i

$$\left(\frac{\mathrm{d}u_R}{\mathrm{d}t}\right)_{t=0} = U_e \omega_0 (2\zeta - 4\zeta^2\chi + \chi) \tag{18.14}$$

Ako je

$$2\zeta - 4\zeta^2\chi + \chi < 0 \tag{18.15}$$

napon na ventilu nakon početnog skoka opada. Dakle, napon na ventilu u trenutku $t = 0$ je maksimalan, pa jednadžba (18.13) daje prenapon oporavljanja.

**a) Oscilatorni slučaj,** $\zeta < 1$

Ovaj je slučaj od najvećeg praktičnog značenja jer uključuje optimalni izbor komponenata *RC*-člana

$$\frac{U_{RM}}{U_e} = 1 + \exp\left[-\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\operatorname{arctg} f(\zeta, \chi)\right]\sqrt{1 - 2\zeta\chi + \chi^2} \tag{18.16}$$

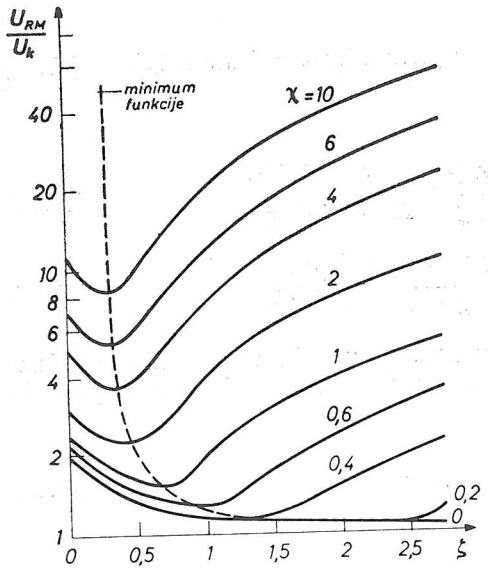
**b) Aperiodički slučaj, $\zeta > 1$**

$$\frac{U_{RM}}{U_e} = 1 + \exp\left[-\frac{\zeta}{\sqrt{\zeta^2 - 1}} \operatorname{arth} g(\zeta, \chi)\right] \sqrt{1 - 2\zeta\chi + \chi^2} \tag{18.17}$$

**c) Granično aperiodički slučaj, $\zeta = 1$**

$$\frac{U_{RM}}{U_e} = 1 + (1 - \chi) \exp\left(-\frac{2 - 3\chi}{1 - \chi}\right) \tag{18.18}$$

Prenapon oporavljanja $U_{RM}/U_e$, izračunat iz (18.13), (18.16), (18.17) i (18.18), prikazuje slika 18.7. Nezavisna varijabla je faktor prigušenja $\zeta$, a parametar veličina $\chi$. Svakoj vrijednosti $\chi_o$ parametara $\chi$ pripada jedna vrijednost $\zeta_o$ parame-




**Sl. 18.7. Ovisnost prenapona oporavljanja o faktoru prigušenja**

$$\zeta\left(=\frac{R_e}{2\sqrt{\frac{L_e}{C_e}}}\right)$$

**i parametru**

$$\chi\left(=\frac{I_{RM}}{U_e}\sqrt{\frac{L_e}{C_e}}\right)$$

tra $\zeta$ za koji je omjer $U_{RM}/U_e$ minimalan. Dakle, iz dijagrama na slici 18.7. mogu se dobiti, za zadani dopušteni prenapon $(U_{RM}/U_e)_o$, vrijednosti otpornika $R_e$ i kondenzatora $C_e$ ekvivalentnog $R_eC_e$-člana

$$\chi_o = f_1\left(\frac{U_{RM}}{U_e}\right)_o \tag{18.19}$$

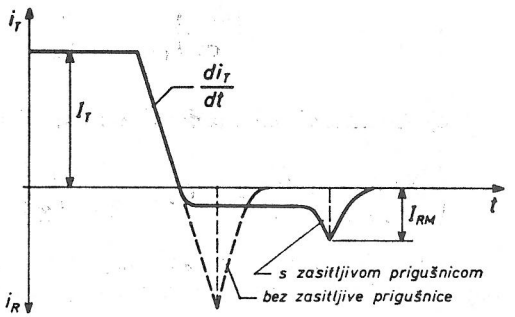
$$\zeta_o = f_2\left(\frac{U_{RM}}{U_e}\right)_o \tag{18.20}$$

$$C_e = L_e\left(\frac{I_{RM}}{U_e\,\chi_o}\right)^2 \tag{18.21}$$

$$R_e = 2\zeta_o\sqrt{\frac{L_e}{C_e}} = \frac{2\zeta_o U_e \chi_o}{I_{RM}} \tag{18.22}$$

Primijetimo da formule (18.21) i (18.22) daju optimalne vrijednosti samo ako brzina porasta zapornog napona nema značenja za ostale ventile sklopa i ako ne djeluju ograničenja nametnuta fizikalnom prirodom ventila (v. odsječak 18.5 i 18.6) i dimenzijama *RC*-članova.

*RC*-članovi za smanjivanje prenapona oporavljanja povećavaju gubitke uklapanja (kondenzatori se izbijaju preko ventila), a smanjuju gubitke isklapanja (smanjivanjem brzine porasta zapornog napona i iznosa prenapona oporavljanja). Gubici uklapanja i naprezanja strukture oko geita pri uklapanju ograničuju maksimalnu veličinu ekvivalentnog kondenzatora i minimalnu veličinu ekvivalentnog otpornika (v. odsječak 12.15). Ukoliko je područje dopuštenih vrijednosti ekvivalentnog kondenzatora i ekvivalentnog otpornika nedovoljno za postizanje željenog prigušenja prenapona oporavljanja, treba umjesto *RC*-članova upotrijebiti sklopove koji dovoljno smanjuju prenapone oporavljanja i pretjerano ne opterećuju ventile tokom uklapanja (v. odsječak 18.7).




**Sl. 18.8. Shematski prikaz toka struje oporavljanja ograničene serijskom nelinearnom prigušnicom**

Nelinearne (zasitljive) prigušnice u seriji s ventilima, osim što smanjuju gubitke uklapanja, smanjuju i gubitke isklapanja smanjivanjem struje oporavljanja, slika 18.8. Dok prigušnica nije u zasićenju, teče relativno mala struja oporavljanja. Nakon dolaska u zasićenje, ukoliko u siliciju još ima dovoljno zaostalog naboja, struja oporavljanja postiže maksimum $I_{RM}$ i zatim opada prema stacionarnoj veličini. Ako prigušnica ne dolazi u zasićenje, struja oporavljanja ima izrazito ravan dio i nakon tog ravnog dijela opada. Nelinearna prigušnica produžuje trajanje struje oporavljanja. U graničnom slučaju, kada uopće ne bi tekla struja oporavljanja, sav zaostali naboj morao bi nestati rekombinacijom. Produženje trajanja struje oporavljenja je ponekad nepoželjno, jer produžuje vrijeme oporavljanja; ovom nedostatku doskače se spajanjem otpornika paralelno s prigušnicom.

## 18.4. Brzina porasta blokirnog napona

Porast blokirnog napona na ventilima koji ne vode može se javiti u načelu prilikom svakog uklopnog i isklopnog procesa u sklopu. Mi ćemo se ovdje pozabaviti samo *proračunom brzine porasta blokirnog napona* u slučajevima u kojima se zaporni napon na ventilu koji se oporavlja pojavljuje kao blokirni napon na antiparalelnim ventilima (npr. antiparalelni spoj tiristora u sklopki izmjenične struje, antiparalelni spoj diode i tiristora u nekim izmjenjivačima, trijak).

Odmah se javlja pitanje definicije brzine porasta zapornog napona ako porast nije linearan. Primjerice, može se uzeti početna brzina porasta ili maksimalna trenutna brzina porasta. U idealiziranom slučaju trenutnog pada struje oporavljanja, razmatranom u prethodnom odsječku, početna brzina porasta zapornog napona teoretski je beskonačna. U tom slučaju prosječnu brzinu porasta zapornog napona na ventilu definirat ćemo kao kvocijent vršne vrijednosti prenapona i vremena od trenutka pojave zapornog napona do trenutka maksimuma prenapona.

**a) Oscilatorni slučaj,** $\zeta < 1$

$$\left(\frac{\mathrm{d}u_R}{\mathrm{d}t}\right)_{(AV)} = \frac{U_{RM}}{t_M} = \omega_0 \frac{U_{RM}\sqrt{1-\zeta^2}}{\operatorname{arctg} f(\zeta, \chi)} \tag{18.23}$$

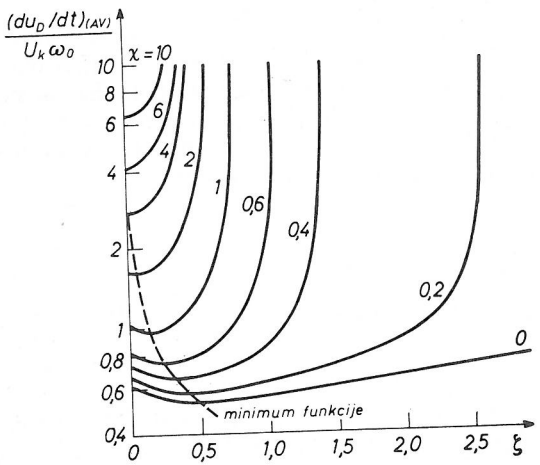
**b) Aperiodički slučaj,** $\zeta > 1$

$$\left(\frac{\mathrm{d}u_R}{\mathrm{d}t}\right)_{(AV)} = \frac{U_{RM}}{t_M} = \omega_0 \frac{U_{RM}\sqrt{\zeta^2-1}}{\operatorname{arth} g(\zeta, \chi)} \tag{18.24}$$

**c) Granični aperiodički slučaj,** $\zeta = 1$

$$\left(\frac{\mathrm{d}u_R}{\mathrm{d}t}\right)_{(AV)} = \frac{U_{RM}}{t_M} = U_e \omega_0 \frac{1-\chi}{2-3\chi}\left[1 + (1-\chi)\exp\left(-\frac{2-3\chi}{1-\chi}\right)\right] \tag{18.25}$$

Prosječnu brzinu porasta zapornog napona, izračunatu iz gornjih formula, daje slika 18.9. Nezavisna varijabla je faktor prigušenja $\zeta$, a parametar veličina $\chi$. Svakoj vrijednosti $\chi_0$ parametra $\chi$ pripada jedna vrijednost $\zeta_0$ parametra $\zeta$ za koju je prosječna brzina porasta zapornog napona minimalna. Primijetimo da je faktor prigušenja za minimalnu prosječnu brzinu porasta zapornog napona manji od faktora prigušenja koji daje minimalni prenapon oporavljanja.




**Sl. 18.9. Ovisnost prosječne brzine porasta zapornog napona tokom oporavljanja o faktoru prigušenja**

$$\zeta\left(=\frac{R_e}{2\sqrt{\frac{L_e}{C_e}}}\right)$$

**i parametru**

$$\chi\left(=\frac{I_{RM}}{U_e}\sqrt{\frac{L_e}{C_e}}\right)$$

Proračun amplitude i brzine porasta prenapona oporavljanja, uz pretpostavku trenutnog pada struje oporavljanja jest konzervativan. Ako se dogodi da su izračunate vrijednosti ekvivalentnog *RC*-člana u suprotnosti s opteretivošću ventila ili gubicima u *RC*-članovima, treba provesti proračun uz pretpostavku postupnog opadanja struje oporavljanja prema stacionarnoj vrijednosti.

## 18.5. Gubici u otporniku *RLC*-člana zbog oporavljanja ventila

Najprije ćemo naći takav opći izraz za disipiranu energiju u otporniku serijskog *RLC*-titrajnog kruga napajanog iz istosmjernog izvora koji izražava disipiranu energiju s varijablama početnog i konačnog stanja. Zatim ćemo specijalizacijom ovog općeg izraza, uz pretpostavku trenutnog pada struje oporavljanja, i množenjem s frekvencijom dobiti *gubitke u otporniku RLC-člana zbog oporavljanja.*

Disipiranu energiju $W$ u otporniku $R$ možemo odrediti iz bilance energije. Uzmimo da napon istosmjernog izvora iznosi $U$ i da se u intervalu vremena od $t_1$ do $t_2$ napon kondenzatora $C$ promijeni od $U_1$ do $U_2$, a struja od $I_1$ do $I_2$. Uzimanjem u obzir veze između napona kondenzatora $u_C$ i struje titrajnog kruga $i$

$$i\,\mathrm{d}t = C\,\mathrm{d}u_C \tag{18.26}$$

te veze između napona na prigušnici $u_L$ i brzine promjene struje titrajnog kruga $i$

$$L\,\mathrm{d}i = u_L\,\mathrm{d}t \tag{18.27}$$

dobivamo

$$W = \int_{t_1}^{t_2} i^2 R\,\mathrm{d}t = U\int_{t_1}^{t_2} i\,\mathrm{d}t - C\int_{U_1}^{U_2} u_C\,\mathrm{d}u_C - L\int_{I_1}^{I_2} i\,\mathrm{d}i \tag{18.28}$$

$$W = U\,C(U_2 - U_1) - \frac{1}{2}\,C(U_2^2 - U_1^2) - \frac{1}{2}\,L(I_2^2 - I_1^2) \tag{18.29}$$

$$W = C(U_2 - U_1)\left(U - \frac{U_2 + U_1}{2}\right) - \frac{1}{2}\,L(I_2^2 - I_1^2) \tag{18.30}$$

Ovo je traženi opći izraz za disipiranu energiju u otporniku *RLC*-titrajnog kruga.

Gubitke u otporniku ekvivalentnog *RLC*-člana zbog oporavljanja dobivamo uvođenjem početnih i konačnih uvjeta

$$\begin{aligned} U_1 &= 0 & I_1 &= I_{RM} \\ U_2 &= U_e & I_2 &= 0 \end{aligned} \tag{18.31}$$

u (18.30) i množenjem (18.30) s frekvencijom $f$

$$P_{QR} = \frac{1}{2} f\,C_e\,U_e^2 + \frac{1}{2} f\,L_e\,I_{RM}^2 \tag{18.32}$$

$$P_{QR} = \frac{1}{2} f L_e I_{RM}^2 \left(1 + \frac{1}{\chi^2}\right) \tag{18.33}$$

Korištenjem (18.2) gornje jednadžbe mogu se izraziti i ovako

$$P_{QR} = \frac{1}{2} f C_e U_e^2 + f Q_d U_e \tag{18.33.a}$$

$$P_{QR} = f Q_d U_e \left(1 + \frac{1}{\chi^2}\right) \tag{18.33.b}$$

Dakle, *sva energija uskladištena u ekvivalentnom induktivitetu u trenutku maksimuma struje oporavljanja* (tj. u trenutku početka preuzimanja zapornog napona) *neizbježno je disipirana.* Pribrojnik $1/\chi^2$ predstavlja dodatne gubitke koji se plaćaju za ograničenje amplitude i brzine porasta prenapona oporavljanja.

## 18.6. Gubici u otporniku *RLC*-člana zbog uklapanja ventila

Tokom uklapanja disipira se sva energija uskladištena u ekvivalentnom kondenzatoru. Gubici zbog uklapanja stoga iznose

$$P_U = \frac{1}{2} f C_e U_D^2 \tag{18.34}$$

gdje je

$U_D$ blokirni napon na ventilu neposredno prije uklapanja

Jedan dio ovih gubitaka disipira se u otporniku. Preostali dio apsorbira se u ventilu, jer blokirni napon na ventilu opada konačnom brzinom (struja izbijanja kondenzatora povećava početnu brzinu porasta propusne struje).

Do gubitaka u otporniku doći ćemo tako da od (18.34) odbijemo gubitke u ventilu. Gubici u ventilu uslijed izbijanja kondenzatora iznose

$$P_{UV} = f \int_0^\infty ui \, dt \tag{18.35}$$

gdje je

$u$ napon na ventilu tokom uklapanja

$i$ struja izbijanja kondenzatora

Ove gubitke možemo procijeniti ako uzmemo kao poznatu zakonitost opadanja blokirnog napona na ventilu. Npr. pretpostavimo da napon na ventilu opada po eksponencijalnom zakonu s vremenskom konstantom $\tau_V$ i da je tok opadanja neovisan o struji

$$u = U_D \, e^{-\frac{t}{\tau_V}} \tag{18.36}$$

(Opaska: ovaj primjer namijenjen je samo za stjecanje uvida u red veličine gubitaka; jednadžba (18.36) vrlo približno opisuje napon na ventilu u periodu uklapanja.) Struja izbijanja ekvivalentnog *RC*-člana (vremenska konstanta $\tau = R_e C_e$) paralelnog s ventilom iznosi

$$i = \frac{U_D}{R_e} \frac{\tau}{\tau - \tau_V} \left[ e^{-\frac{t}{\tau_V}} - e^{-\frac{t}{\tau}} \right] \tag{18.37}$$

Uvrštenjem (18.36) i (18.37) u integral gubitaka (18.35) dobivamo gubitke u ventilu

$$P_{UV} = f \frac{U_D^2}{2R_e} \frac{\tau \tau_V}{\tau + \tau_V} \tag{18.38}$$

Gubici u otporniku uslijed izbijanja kondenzatora iznose

$$P_{UR} = P_U - P_{UV} = f \frac{U_D^2}{2R_e} \frac{\tau^2}{\tau + \tau_V} \tag{18.39}$$

Dakle, *gubici se dijele između ventila i otpornika razmjerno njihovim vremenskim konstantama.*

**Napomena**

U otpornicima *RLC*-članova disipira se, osim energije u periodu uklapanja i isklapanja, i energija prilikom svake skokovite promjene napona $\Delta U$ na ventilu. Skokovita promjena napona za $\Delta U$ izaziva u otporniku gubitke

$$W = \int_0^\infty \left( \frac{\Delta U}{R_e} e^{-\frac{t}{R_e C_e}} \right)^2 R_e \, dt$$

$$W = \frac{1}{2} C_e (\Delta U)^2 \tag{18.40}$$

Gubici izazvani postupnim promjenama napona, kao što su npr. dijelovi sinusoidalnog napona, općenito su mali prema gubicima izazvanim skokovitim promjenama napona.

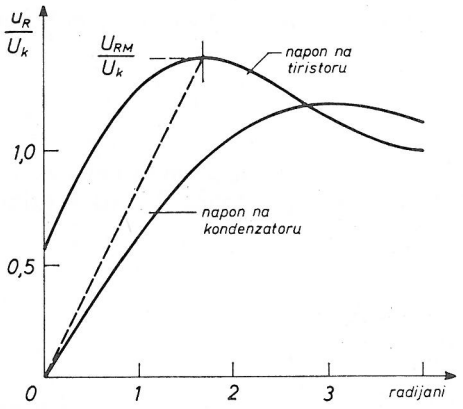
## 18.7. Oprečnost zahtjeva na komponente *LRC*-člana

Nakon optimalnog parametriranja *LRC*-članova s obzirom na prenapone oporavljanja, brzinu porasta blokirnog napona i sl., treba uvijek provjeriti da li se izračunati *LRC*-članovi smiju primijeniti:

— struja izbijanja kondenzatora ne smije prijeći stanovitu granicu, ova granica ovisi, između ostalog, o kapacitetu kondenzatora i o blokirnom naponu neposredno prije uklapanja (v. odsječak 12.15),
— struja izbijanja kondenzatora ne smije stvarati u ventilu pretjerane gubitke,
— gubici *LRC*-članova ne smiju biti pretjerano veliki,
— *LRC*-članovi ne smiju izazivati neželjene efekte, npr. parazitne titraje,
— katkada *LRC*-članovi, optimirani za jednu prijelaznu pojavu, nisu optimalni za neku drugu koja se događa, u različitom trenutku periode.

Prije svega valja istaknuti da su gubici u *LRC*-članovima cijena koja se plaća za limitirajuće djelovanje *LRC*-članova. Tokom oporavljanja se disipira u otporniku $R_e$ energija zbog nabijanja kondenzatora $C_e$ (v. prvi član u (18.32)) i energija nakrcana u ekvivalentnom induktivitetu u trenutku maksimuma struje oporavljanja $1/2\, L_e\, I_{RM}^2$ (v. drugi član u (18.32)). Kod tipičnog prenapona oporav-

ljanja na slici 18.10, za koji je $\chi = 0{,}6$, gubici su zbog nabijanja kondenzatora (prema formuli (18.33)) 2,78 puta veći od $1/2\, L_e\, I_{RM}^2$. Tokom uklapanja ventila sva se energija nakrcana u kondenzatoru $C_e$ izgubi, dijelom u otporu $R_e$, a dijelom u ventilu; ako je blokirni napon jednak zapornom naponu, u otporniku $R_e$ u periodu uklapanja se gubi također 2,78 puta $1/2\, L_e\, I_{RM}^2$ (v. (18.34)). Dakle, neophodnost disipiranja nakrcane energije u induktivitetu u trenutku maksimuma struje oporavljanja zahtijeva utrošak otprilike šesterostruke energije. Slijedi da je kod viših frekvencija očita potreba za ventilima male struje oporavljanja.




**Sl. 18.10. Tipični valni oblik prenapona oporavljanja: $\chi = 0{,}6$, $\zeta = 0{,}475$**

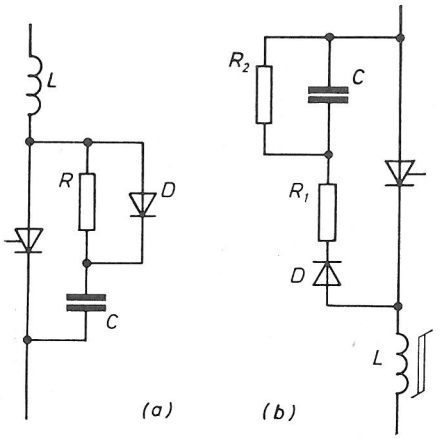
S obzirom na gubitke u otporniku zbog oporavljanja povoljno je, kao što se vidi iz (18.32), da je kapacitet malen, a induktivitet velik (naime, drugi član jednak je produktu zapornog napona i integrala struje oporavljanja do trenutka maksimuma, integral struje oporavljanja je to veći što je veća brzina promjene struje, tj. što je manji induktivitet). S obzirom na gubitke u otporniku zbog uklapanja i postupnih promjena napona povoljno je da je otpor malen. S obzirom na gubitke u ventilu zbog uklapanja povoljno je da je otpor velik (v. (18.38)), kapacitet malen (v. također (18.38)), a induktivitet velik. Dakle, s obzirom na gubitke u otporniku i gubitke u ventilu, na otpor se postavljaju oprečni zahtjevi, a zahtjevi na kapacitet i induktivitet su usklađeni.

U primjenama gdje zahtjevi na prenapone oporavljanja i brzinu porasta prenapona oporavljanja nisu podjednako oštri, gubici ventila zbog *RLC*-članova ili gubici u *RLC*-članovima mogu se umanjiti korištenjem tzv. *polariziranih LRC-članova*. Navest ćemo nekoliko primjera.

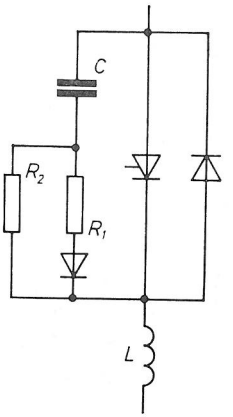
Ako blokirni napon raste relativno sporo, osnovna je svrha *RLC*-članova ograničavanje prenapona oporavljanja. U tom slučaju mogu se primijeniti *zaporno polarizirani LRC-članovi*, tj. *LRC*-članovi koji se ponašaju u zapornom smjeru poput običnih (nepolariziranih) *LRC*-članova, a u blokirnom smjeru ne djeluju. Slika 18.11.a. prikazuje zaporno polarizirani *LRC*-član s umanjenim gubicima tokom mijenjanja blokirnog napona. U zaporno polariziranom *LRC*-članu na slici 18.11.b. potpuno su eliminirani gubici tokom mijenjanja blokirnog napona i, što je još važnije, *LRC*-član ne opterećuje ventil tokom uklapanja. Otpor $R_1$ djeluje tokom oporavljanja, dok veći otpor $R_2$ izbija kondenzator tokom trajanja blokirnog napona.

Ako je osnovna funkcija *LRC*-člana ograničavanje brzine porasta blokirnog napona, mogu se primijeniti *propusno polarizirani LRC-članovi*, tj. *LRC*-članovi

koji se ponašaju u propusnom smjeru poput običnih (nepolariziranih) *LRC*-članova, a u zapornom smjeru ne djeluju. Slika 18.12. prikazuje propusno polarizirani *LRC*-član kakav se često primjenjuje kod antiparalelnog spoja diode i tiristora.

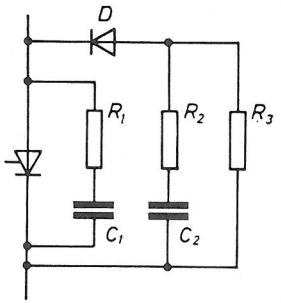



**Sl. 18.11. Primjeri zaporno polariziranih *LRC*-članova: a) umanjeni gubici u otporniku *LRC*-člana, b) *LRC*-član ne opterećuje ventil tokom uklapanja**

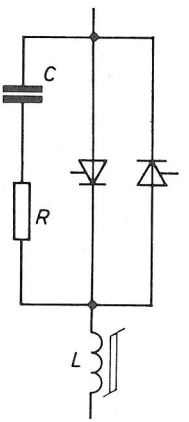



**Sl. 18.12. Primjer propusno polariziranog *LRC*-člana koji neznatno opterećuje tiristor tokom uklapanja**

Ovim *LRC*-članom ograničuje se brzina porasta blokirnog napona tiristora tokom oporavljanja diode. Otpor $R_1$ djeluje kao prigušni otpor tokom porasta blokirnog napona, dok veći otpor $R_2$ ograničuje struju izbijanja kondenzatora tokom uklapanja tiristora.



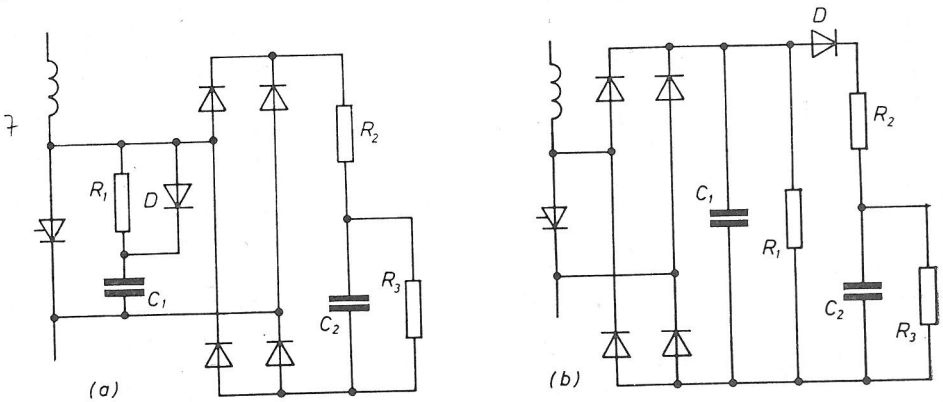

**Sl. 18.13. Kombinacija običnog i polariziranog *LRC*-člana**




**Sl. 18.14. Nepolarizirani *LRC*-član s nelinearnom prigušnicom**

Polarizirani *LRC*-članovi mogu se kombinirati s običnim *LRC*-članom, slika 18.13. Prikazana kombinacija pogodna je u primjenama gdje istodobno treba prigušiti brzinu porasta blokirnog napona i amplitudu vrlo jakih prenapona oporavljanja.

Dimenzije *LRC*-članova moguće je znatno smanjiti upotrebom nelinearnih prigušnica, slika 18.14. (v. odsječak 18.2). Ovakovi *LRC*-članovi mogu se na primjer primijeniti kod antiparalelnog spoja dvaju ventila (npr. u ciklopretvaraču ne može se primijeniti polarizirani *LRC*-član jer *LRC*-član mora biti djelotvoran tokom oporavljanja svakog ventila).

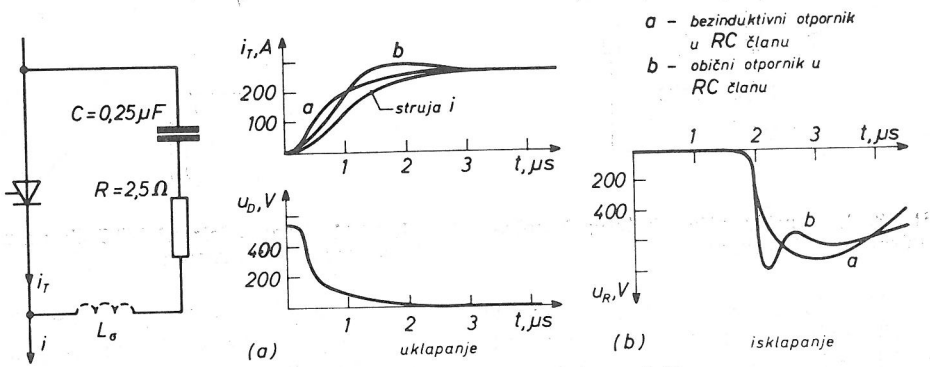



**Sl. 18.15. Priključak *RC*-člana na ventil putem jednofaznog mosta: a) *RC*-član neznatno opterećuje ventil tokom uklapanja i b) *RC*-član ne opterećuje ventil tokom uklapanja**

Slika 18.15. prikazuje dvije varijante nepolariziranih *LRC*-članova. Njihova je zajednička karakteristika priključak *RC*-člana za ograničavanje prenapona oporavljanja paralelno s ventilom putem jednofaznog mosta. Jednofazni most sprečava izbijanje kondenzatora preko ventila. Otpor $R_3$ je izbojni otpor kondenzatora $C_2$. Detaljnije objašnjenje u vezi s dimenzioniranjem komponenata nalazi se u literaturi [18.2].

## 18.8. Utjecaj fizičkog smještaja i rasipnog induktiviteta komponenata *RC*-člana na njegovo limitirajuće djelovanje

Rasipni induktivitet *RC*-člana (induktiviteti vodova, parazitni induktivitet kondenzatora i otpornika) znatnije utječe na naponsko-strujne odnose tokom ukla-




**Sl. 18.16. Utjecaj rasipnog induktiviteta *RC*-člana na: a) tok uklapanja i b) tok oporavljanja tiristora**

panja i isklapanja ventila. Slika 18.16. prikazuje utjecaj rasipnog induktiviteta *RC*-članа na struju izbijanja kondenzatora i prenapon oporavljanja. Pri uklapanju rasipni induktivitet usporuje porast struje izbijanja kondenzatora putem ventila, pa je s tog gledišta koristan. Naprotiv, pri oporavljanju, u periodu opadanja struje oporavljanja, uzrokuje visokofrekventne titraje koji dodatno naprežu ventile.

# 19. SERIJSKO SPAJANJE POLUVODIČKIH ENERGETSKIH VENTILA

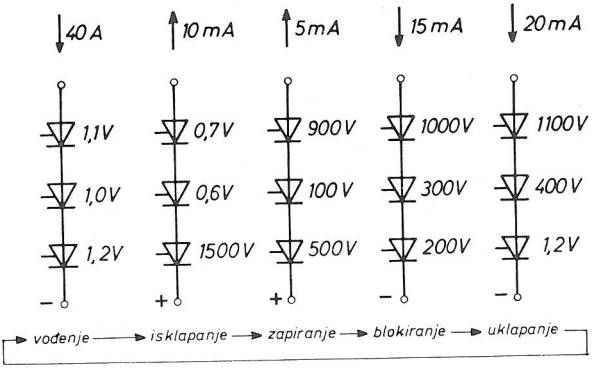
Usprkos neprekidnom povećanju naponske opteretivosti poluvodičkih energetskih ventila, još uvijek postoji niz primjena gdje je neophodno serijsko spajanje. Na primjer, jedna ventilska grana usmjerivača u trofaznom mosnom spoju za istosmjerne veleprijenose ima više od stotine serijski spojenih tiristora.

Problemi serijskog rada ventila nastaju zbog različitosti statičkih (zaporna i blokirna karakteristika) i dinamičkih (vrijeme kašnjenja uklapanja, zaostali naboj) karakteristika i zbog prostornog razmještaja ventila u serijskom nizu (rasipni kapaciteti). Najčešće komponente za ujednačavanje raspodjele napona na serijski spojenim ventilima jesu otpornici i *LRC*-članovi.

U ovom poglavlju opisani su problemi pri serijskom spajanju ventila i metode dimenzioniranja komponenata zaštite.

## 19.1. Statička i dinamička stanja serijskog spoja ventila, uzroci nastajanja nejednolike raspodjele napona na serijski spojenim ventilima

Pretpostavimo, zbog tumačenja nastajanja nejednolike raspodjele napona na serijski spojenim ventilima, da smo ventile serijski spojili bez komponenata za ujednačavanje napona, slika 19.1. U sklopovima ventil ciklički prolazi stanja: vođenje — isklapanje — zapiranje — blokiranje — uklapanje — vođenje. Tokom




**Sl. 19.1. Statička i dinamička stanja serijskog spoja ventila**

oporavljanja ventil s najmanje zaostalog naboja prvi izgrađuje potencijalnu barijeru i stoga sam preuzima cjelokupan zaporni napon. U stanju zapiranja razlike u zapornim otporima uzrokuju da ventil koji ima najveći zaporni otpor preuzima i najveći dio zapornog napona (jer kroz sve ventile teče ista zaporna struja). Ana-

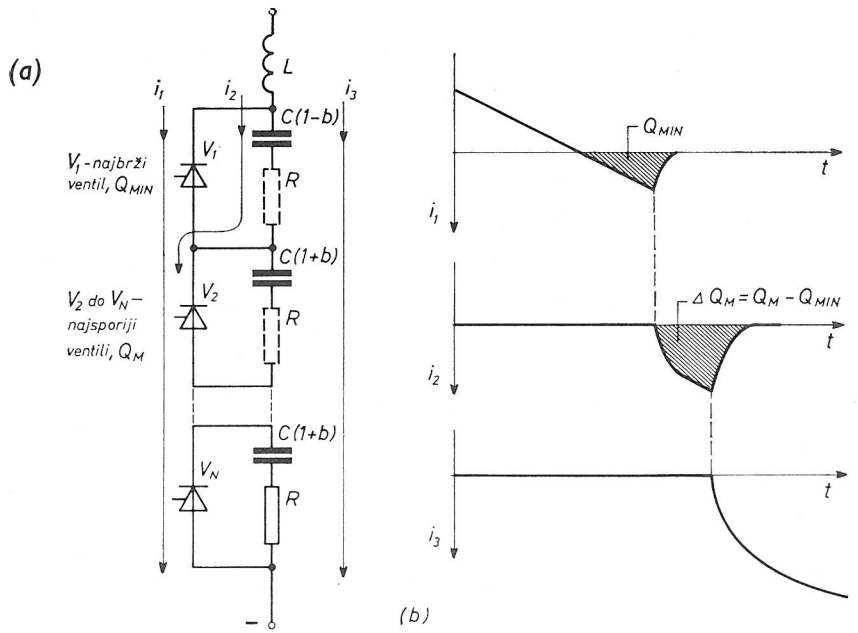
logna je situacija u stanju blokiranja. Tokom uklapanja ventil s najdužim vremenom kašnjenja uklapanja sam preuzima cjelokupan blokirni napon. Vidimo da uzroci nejednolike raspodjele napona na serijski spojenim ventilima leže u nesavršenosti ispravljačkih osobina ventila.

No nesavršenost ispravljačkih osobina ventila ne mora biti i jedini uzrok nejednolike raspodjele napona na serijski spojenim ventilima. Tako, primjerice, kod serijskog spoja velikog broja ventila značajnu ulogu imaju rasipni kapaciteti tijela ventila prema nekom referentnom potencijalu i vlastiti kapacitet ventila.

## 19.2. Ujednačavanje raspodjele zapornog napona tokom periode oporavljanja

U jednakim dinamičkim uvjetima ventili istog tipa ne oporavljaju se jednako. Oni ventili koji imaju najkraće vrijeme zatezanja isklapanja (minimalni zaostali naboj) prvi preuzimaju zaporni napon. Osim toga, ovi ventili produžuju vrijeme oporavljanja ostalih ventila, jer sprečavaju odtok zaostalog naboja.

*Ujednačavanje raspodjele zapornog napona u dinamičkim uvjetima oporavljanja* postiže se spajanjem kondenzatora paralelno sa svakim ventilom. Kondenzatori preuzimaju suvišak zaostalog naboja te tako omogućuju brzo oporavljanje sporijih ventila i sprečavaju pojavu prenapona na bržim ventilima. Tipična veličina kondenzatora kreće se od 0,1 $\mu$F do 1 $\mu$F. Kod tiristora treba u seriju s kondenzatorom spojiti otpornik zbog smanjenja struje uklapanja. Tipična veličina otpornika kreće se od 5 $\Omega$ do 50 $\Omega$.




**Sl. 19.2. Kondenzatori paralelni sa svakim ventilom ujednačuju u prvom redu raspodjelu napona tokom periode oporavljanja**

Izbor vrijednosti $C$ zasniva se na kompromisu. Kondenzatori $C$ u zajednici s otpornicima $R$ i induktivitetom $L$ čine dobro poznate $LRC$-članove. Dakle, kondenzator $C$ utječe na prenapone oporavljanja i na brzinu porasta blokirnog napona. U odsječku 19.5 ćemo pokazati da kondenzator $C$ utječe i na raspodjelu blokirnog napona tokom uklapanja.

Proračun naponskog naprezanja ventila tokom oporavljanja provest ćemo za najnepovoljniji slučaj, slika 19.2: ventil $V_1$ ima minimalni naboj oporavljanja $Q_{MIN}$, dok svi ostali ventili imaju maksimalni naboj oporavljanja $Q_M$; kondenzator paralelno s ventilom $V_1$ ima donju tolerancijsku vrijednost $C(1-b)$, dok svi ostali kondenzatori imaju gornju tolerancijsku vrijednost $C(1+b)$. Tada je napon na ventilu $V_1$ maksimalan, a na svim ostalim ventilima minimalan. U ovo se lako uvjerimo na temelju slijedećeg razmišljanja. Na početku oporavljanja svi ventili vode struju oporavljanja $i_1$. Kada se ventil $V_1$ počinje suprotstavljati toku struje, struja $i_1$ počinje opadati a struja $i_2$ rasti. Struja $i_2$ teče preko $RC$-člana ventila $V_1$ i preostalih ventila $V_2$ do $V_N$. Kada se ventili $V_2$ do $V_N$ počinju istovremeno suprotstavljati toku struje, struja $i_2$ počinje opadati a struja $i_3$ rasti. Struja $i_3$ teče preko sviju $RC$-članova. Naponsko naprezanje $U_{RV}$ najopterećenijeg (najbržeg) ventila kod napona $U_R$ na serijskom spoju $N$ ventila iznosi

$$U_{RV} = \frac{\left[U_R - (N-1)\dfrac{Q_M - Q_{MIN}}{C(1+b)}\right](1+b)}{N(1-b)+2b} + \frac{Q_M - Q_{MIN}}{C(1-b)} \tag{19.1}$$

Zanemarenjem člana $2b$ u nazivniku prvog razlomka i uz pretpostavku

$$U_R \gg (N-1)\frac{Q_M - Q_{MIN}}{C(1+b)}$$

dobivamo

$$U_{RV} = \frac{U_R(1+b)}{N(1-b)} + \frac{Q_M - Q_{MIN}}{C(1-b)} \tag{19.2}$$

Iz ove jednadžbe može se odrediti $N$.

### 19.3. Ujednačavanje raspodjele zapornog napona tokom periode zapiranja

U odsječku 19.2 pokazali smo da se za ujednačavanje raspodjele zapornog napona tokom periode oporavljanja sa svakim ventilom mora paralelno spojiti kondenzator. U ovom i narednom odsječku pokazat ćemo da ovaj kondenzator potpomaže ujednačavanju raspodjele zapornog, odnosno blokirnog, napona tokom periode zapiranja, odnosno blokiranja.

Uzmimo da su paralelno s ventilima spojeni samo kondenzatori. Tokom periode zapiranja povećava se, zbog rasipanja zapornih struja, neravnomjernost raspodjele zapornog napona nastala već tokom periode oporavljanja. Na kraju periode zapiranja kondenzatori se dodatno nabiju za

$$\frac{t_R(I_{RM} - I_{RV})}{C(1-b)} \tag{19.3}$$

gdje je

$t_R$ trajanje periode zapiranja

$I_{RV}$ zaporna struja promatranog ventila

$I_{RM}$ gornja granica rasipanja zapornih struja

Na osnovi iznesenog zaključujemo da kondenzatori (koji su u prvom redu namijenjeni ujednačavanju raspodjele napona u dinamičkim uvjetima) potpomažu ujednačavanje raspodjele napona u kvazistatičkim uvjetima. Najnepovoljniji splet prilika jest ako ventil s najmanje zaostalog naboja ima i najmanju zapornu struju i kada se upravo paralelno s tim ventilom nalazi kondenzator donje tolerancijske vrijednosti.

Procjena *naponskog naprezanja ventila na kraju periode zapiranja* može se provesti pribrajanjem izraza (19.3) izrazu (19.2). Ukoliko ova procjena ne zadovoljava jer se napon $u_R$ znatnije mijenja tokom periode zapiranja, do točnije procjene može se doći grafički. Nacrta se vremenski tok zapornog napona $u_R$ i pomnoži s faktorom $\frac{1+b}{N(1-b)}$; zatim se nacrta pravac povećanja napona u vezi s tokovima zapornih struja i pravac konstantnog napona u vezi sa zaostalim nabojem. Zbrajanjem dobivenih krivulja određuje se trenutak i iznos maksimalnog naponskog naprezanja.

Može se dogoditi da formula (19.3) daje neprihvatljivo veliku vrijednost kondenzatora. U tom slučaju potrebno je paralelno s kondenzatorom (tj. paralelno s ventilom) spojiti otpornik koji ublažuje nabijanje kondenzatora uslijed rasipanja zapornih struja.

U vezi s proračunom komponenata za ujednačavanje raspodjele zapornog napona treba upozoriti na to da pozitivni upravljački impuls tokom periode zapiranja znatno povećava zapornu struju, a time i neravnomjernost raspodjele napona. Stoga ovo stanje treba na svaki način izbjegavati.

## 19.4. Ujednačavanje raspodjele blokirnog napona tokom periode blokiranja

Na početku periode blokiranja već može postojati neravnomjernost raspodjele blokirnog napona kao posljedica neravnomjernosti raspodjele zapornog napona na kraju prethodne periode zapiranja.

Na kraju periode blokiranja, ako nema otpornika paralelno sa svakim ventilom, zbog različitosti blokirnih struja kondenzatori se dodatno nabiju za

$$\frac{t_D (I_{DM} - I_{DV})}{C(1-b)} \tag{19.4}$$

gdje je

$t_D$ trajanje periode blokiranja

$I_{DV}$ blokirna struja promatranog ventila

$I_{DM}$ gornja granica rasipanja blokirnih struja

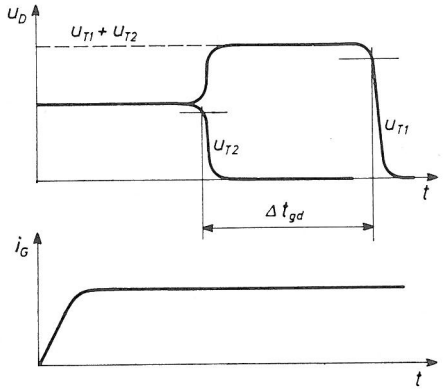
I ovdje se, kao i u periodi zapiranja, može dogoditi da je izračunata vrijednost kondenzatora neprihvatljivo velika. Zaštitna je mjera ista: paralelno sa svakim ventilom treba spojiti otpornik.

## 19.5. Ujednačavanje raspodjele blokirnog napona tokom uklapanja

Kao što je poznato iz odsječka 12.13, vrijeme kašnjenja uklapanja tiristora nije jednako čak ni za tiristore istog tipa. Posljedice toga kod serijskog spoja tiristora jesu:

— na tiristorima s dužim vremenom kašnjenja uklapanja tokom uklapanja napon raste i postoji opasnost prekoračenja napona prekretanja i prekoračenja kritične brzine porasta blokirnog napona,
— zbog povećanja napona na tiristorima s dužim vremenom kašnjenja uklapanja kondenzatori u *RC*-članovima paralelni s tiristorima prenabijaju se, što dovodi do povećanja gubitaka uklapanja.

U cilju uklanjanja opasnosti prekretanja (bilo prekoračenjem napona prekretanja, bilo prekoračenjem kritičnog $du_D/dt$, vrijeme kašnjenja uklapanja treba što više skratiti, a to se postiže okidnim impulsom velike strmine i amplitude (v. odsječak 12.13). Pomaže i pažljiv izbor tiristora s približno jednakim vremenom kaš-



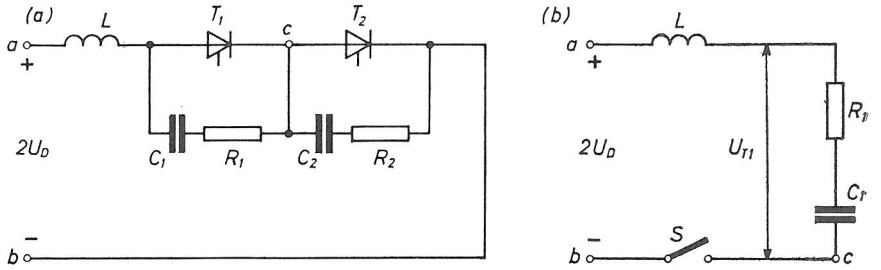

**Sl. 19.3. Vremenski tok napona $u_{T_1}$ i $u_{T_2}$ na serijski spojenim tiristorima kod istovremene pojave okidnog impulsa (tiristor $T_2$ uklapa prije tiristora $T_1$)**

njenja uklapanja, no selekcioniranje tiristora je nepoželjno i zbog izmjenljivosti u slučaju kvara. Spomenute su metode ograničena dometa, ne rješavaju problem ujednačavanja napona tokom uklapanja, te se moraju primijeniti komponente zaštite, od kojih su najpoznatiji *LRC*-članovi.

Pojave pri uklapanju serijskog spoja tiristora objasnit ćemo na primjeru serijskog spoja dvaju tiristora, slika 19.3. Neka je vrijeme kašnjenja uklapanja tiristora $T_1$ veće od vremena kašnjenja uklapanja tiristora $T_2$ za $\Delta t_{gd}$. Ukoliko se ne bi poduzele korektne mjere zaštite, na sporijem tiristoru $T_1$ rastao bi napon prema blokirnom naponu grane i u ekstremnom slučaju sporiji bi tiristor preuzeo čitav napon grane (ako imamo $N$ tiristora, nakon uklapanja $N-1$ tiristora, na posljednji tiristor mogao bi doći puni napon grane i najvjerojatnije bi tiristor prekrenuo).

Za proračun naponskog nadvišenja pretpostavit ćemo da između točaka $a$ i $b$, slika 19.4, vlada napon blokiranja konstantnog iznosa $2U_D$, da su kondenzatori $C_1$ i $C_2$ nabijeni na napon $U_D$, i da su svi elementi u bezstrujnom stanju. Neka se istodobno na oba geita pojavi okidni impuls. Uzmimo da prvi uklopi tiristor $T_2$.

Ovo je ekvivalentno zatvaranju sklopke $S$ na slici 19.4.b. Napon između točaka $a$ i $c$ skokovito se povećava za $U_D$ (u stvarnosti napon između točaka $a$ i $c$ raste postupno, no ova aproksimacija vodi na povećano naponsko naprezanje tiristora $T_1$). $LR_1C_1$-




**Sl. 19.4. a) *LRC*-član za ujednačavanje blokirnog napona tokom okidanja serijski spojenih tiristora, b) nadomjesna shema**

-član zadobiva naponski udar veličine $U_D$. Povećanje napona $\Delta u_D(t)$ na tiristoru $T_1$ iznosi

$$\Delta u_D(t) = i R_1 + \frac{1}{C_1} \int_0^{\Delta t_{gd}} i \, dt \tag{19.5}$$

Približno rješenje gornje jednadžbe, uz konzervativnu pretpostavku da struja *LRC*-člana raste tokom cijelog intervala $\Delta t_{gd}$ jednakom brzinom, i to brzinom koju ima na početku intervala $di/dt = U_D/L$, glasi

$$\Delta u_D(\Delta t_{gd}) \approx \frac{U_D}{L} \Delta t_{gd} \left( R_1 + \frac{\Delta t_{gd}}{2C_1} \right) \tag{19.6}$$

Jednadžba (19.6) služi za ocjenu (dimenzioniranje) da li su prisutni rasipni induktiviteti dovoljni za ograničavanje nabijanja kondenzatora (zadan $\Delta u_D$)

$$L_s \geqslant \frac{U_D}{\Delta u_D} \Delta t_{gd} \left[ R_1 + \frac{\Delta t_{gd}}{2C_1} \right] \tag{19.7}$$

U protivnom potrebno je dodati prigušnicu u seriju s tiristorima. Uz put napomenimo da se umjesto linearnih prigušnica mogu primijeniti i nelinearne (zasitljive) prigušnice koje ne dopuštaju znatniji tok struje dok svi tiristori ne provedu.

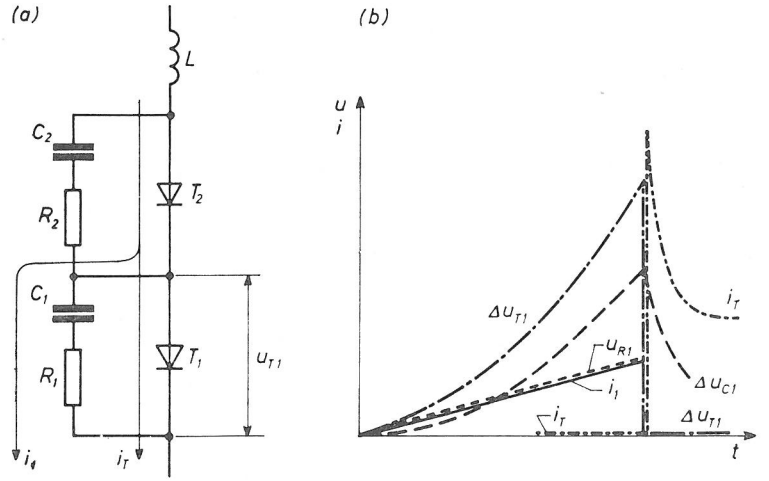
Brzina porasta blokirnog napona na tiristoru $T_1$ s dužim vremenom kašnjenja uklapanja slijedi iz jednadžbe (19.6)

$$\frac{du_D}{dt} \approx \frac{U_D}{L} \left( R_1 + \frac{\Delta t_{gd}}{C_1} \right) \tag{19.8}$$

Vidimo: ako je induktivitet malen (npr. rasipni induktivitet transformatora), onda je brzina porasta blokirnog napona velika. U slučaju malenog induktiviteta, opa-

danje napona tokom uklapanja na bržem tiristoru praktički se očituje kao rastenje napona na sporijem tiristoru (brzina opadanja napona tokom uklapanja iznosi nekoliko 100 V/$\mu$s!).

Slika 19.5. kvalitativno prikazuje strujne i naponske odnose na sporijem tiristoru $T_1$ tokom uklapanja. Rast napona na tiristoru $T_1$ ravna se prema struji. Kada tiristor $T_1$ uklopi, on odmah preuzme struju koja već teče kroz tiristor $T_2$ i struju izbijanja paralelnog mu $RC$-člana.




**Sl. 19.5. Tokom okidanja serijskog spoja tiristora postoji opasnost od: a) prekoračenja napona prekretanja i prekoračenja kritične brzine porasta blokirnog napona i b) prekoračenja graničnih gubitaka uklapanja.**

## 19.6. Ujednačavanje raspodjele zapornog napona u statičkim i dinamičkim uvjetima na diodama s prinudnim lavinskim probojem

U statičkim uvjetima serijski spoj dioda s prinudnim lavinskim probojem ne zahtijeva otpornike za ujednačavanje raspodjele zapornog napona; svojstva konture ujednačavaju raspodjelu napona po svim serijski spojenim ventilima.

U dinamičkim uvjetima serijski spoj dioda s prinudnim lavinskim probojem u pravilu zahtijeva kondenzatore za ujednačavanje raspodjele zapornog napona. U slučaju da nema kondenzatora, struja oporavljanja je zajednička za sve diode u serijskom spoju, pa brže diode zalaze u područje lavinskog proboja zaporne karakteristike i može se dogoditi da se tokom oporavljanja prekorači granična periodička zaporna disipacija.

Slika 19.6. prikazuje idealizirano gubitke oporavljanja diode u serijskom spoju. Uzeto je da dioda $D_1$ ima minimalni naboj oporavljanja $Q_{MIN}$, dok sve ostale diode $D_2 ... D_N$ imaju maksimalni naboj oporavljanja $Q_M$. Zbog jednostavnosti analize pretpostavljeno je da struja oporavljanja trenutno pada do nule. Kroz diodu $D_1$ prestaje teći struja oporavljanja u trenutku $t_1$. Suvišak naboja $Q_M - Q_{MIN}$ apsorbira dioda $D_1$ u periodu od $t_1$ do $t_2$. U trenutku $t_2$ prestaje teći struja oporavljanja kroz preostale diode $D_2 \ldots D_N$.

Najveće gubitke u nizu ima dioda $D_1$ (tokom perioda od $t_1$ do $t_2$ dioda $D_1$ nalazi se u stanju lavinskog proboja)

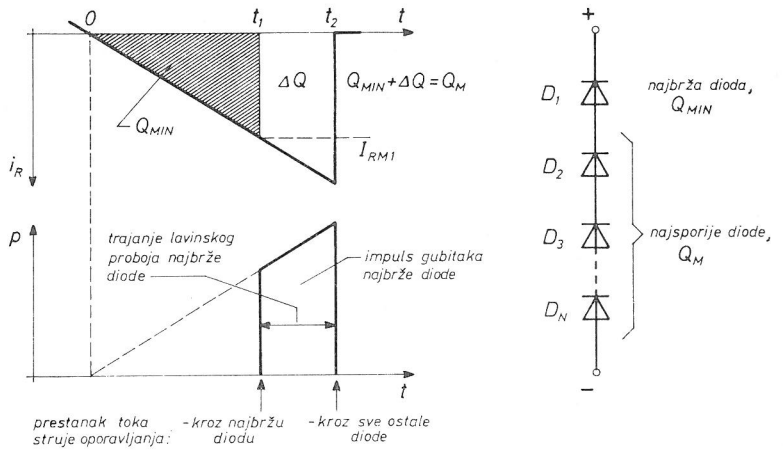
$$P = \int_{t_1}^{t_2} i_R \, (U_{(BR)} + \Delta U) \, dt \tag{19.9}$$

gdje je

$i_R$ zajednička struja oporavljanja serijskog spoja

$U_{(BR)}$ probojni napon kod maksimalne temperature silicija (jer lavinski probojni napon raste s temperaturom)

$\Delta U$ dodatni napon kojim se uzima u račun dinamički otpor lavinskog dijela zaporne karakteristike




**Sl. 19.6. Gubici oporavljanja diode s prinudnim lavinskim probojem u serijskom spoju**

Budući da integral $\int i_R \, dt$ predstavlja suvišak naboja $Q_M - Q_{MIN}$, možemo pisati

$$P = (U_{(BR)} + \Delta U)(Q_M - Q_{MIN}) \tag{19.10}$$

Diode s prinudnim lavinskim probojem mogu bez oštećenja apsorbirati stanovitu energiju u zapornom smjeru. Pretpostavimo da dioda može preuzeti, u skladu s nazivnim podacima, samo dio naboja $Q_M - Q_{MIN}$, tj. $Q_M - Q'$. Kondenzator paralelan s diodom mora preuzeti ostatak naboja $Q' - Q_{MIN}$. Potreban kapacitet kondenzatora iznosi

$$C = \frac{Q' - Q_{MIN}}{U_{(BR)} + \Delta U} \tag{19.11}$$

Zbog energije vanjskih prenapona često je potreban veći kondenzator od onog koji daje jednadžba (19.11).

## 19.7. Mjerenje raspodjele zapornog, odnosno blokirnog, napona

Raspodjela napona na serijski spojenim ventilima ne može se izmjeriti, recimo, voltmetrima sa zakretnim svitkom ili s mekim željezom. Ovi voltmetri ne pokazuju vršnu vrijednost napona i osim toga svojim unutarnjim otporom poremećuju raspodjelu napona.

Jedna od metoda mjerenja je osciloskopska. Priključenje osciloskopa ne dovodi do poremećaja raspodjele napona, jer osciloskop ima velik unutarnji otpor.

# 20. PARALELNO SPAJANJE POLUVODIČKIH ENERGETSKIH VENTILA

Poluvodički ventili spajaju se paralelno ako zahtjevi za strujnom opteretivošću prekoračuju mogućnosti jednog ventila. Primjerice, kod velikih elektroliza i galvanizacija danas se spaja i više od deset dioda u paralelu.

Osnovni problem kod paralelnog spajanja poluvodičkih energetskih ventila jest postizanje dovoljno ravnomjerne raspodjele struje između paralelnih ventila u statičkim (period vođenja) i dinamičkim (period uklapanja i isklapanja) stanjima. Uzroci neravnomjernosti raspodjele struje između paralelnih ventila mogu se svrstati u slijedeće skupine: a) različitost karakteristika ventila (npr. propusna karakteristika, vrijeme kašnjenja uklapanja, b) različitost djelatnih i induktivnih otpora paralelnih puteva i c) različitost uvjeta hlađenja (djeluje posredno, npr. putem temperaturne ovisnosti propusne karakteristike).

Zbog dobivanja dovoljno ravnomjerne raspodjele struje potrebno je u prvom redu umanjiti djelovanje ovih uzroka neravnomjernosti raspodjele struje. Tek ako se time ne dobije zadovoljavajuća raspodjela, pribjegava se metodama koje prisilno raspodjeljuju struju između paralelnih ventila (npr. dodavanje prigušnice u seriju sa svakim ventilom).

U ovom poglavlju opisani su problemi kod paralelnog spajanja ventila i metode dimenzioniranja komponenata za ujednačavanje raspodjele struje između paralelnih ventila.

## 20.1. Uzroci nastajanja neravnomjernosti raspodjele struje između paralelno spojenih ventila

Redom ćemo obrazložiti *uzroke nastajanja neravnomjernosti raspodjele struje* između paralelno spojenih ventila.

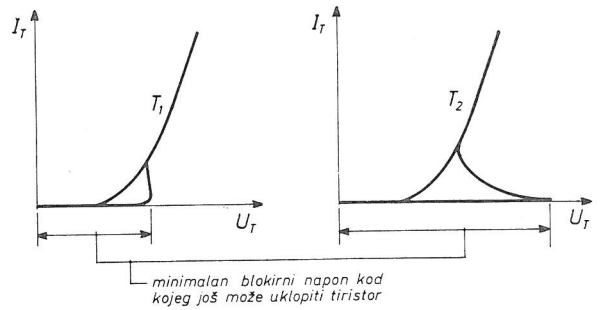
### a) Vrijeme kašnjenja uklapanja

Ventil s najkraćim vremenom kašnjenja uklapanja prvi preuzima vođenje struje. U početnim trenucima ovaj ventil sam vodi struju, te je napregnut ukupnim $di_T/dt$. Vrijeme kašnjenja uklapanja može se skratiti pojačanjem okidnog impulsa (v. odsječak 12.13).

### b) Minimalni blokirni napon kod kojeg se još može uklopiti ventil

Ventili s dužim vremenom kašnjenja uklapanja uklapaju otežano, jer je na njima blokirni napon jednak padu napona na ventilu koji već vodi struju. Čak se

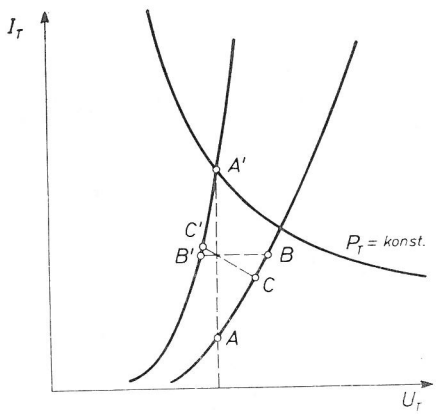
može dogoditi da neki ventili ne provedu. To objašnjava slika 20.1. Slika prikazuje *U-I* karakteristike dvaju tiristora pri pozitivnoj struji geita. Kada tiristor $T_1$ provede, blokirni napon na tiristoru $T_2$ premalen je za uklapanje. Tiristor $T_2$ ne može doći u stanje vođenja.




**Sl. 20.1. Ovakve razlike *U—I* karakteristika tiristora mogu, kod paralelnog spoja, spriječiti uklapanje tiristora s dužim vremenom kašnjenja uklapanja.**

### c) Rasipanje propusnih karakteristika

Slika 20.2. objašnjava nastajanje neravnomjernosti raspodjele struje zbog rasipanja propusnih karakteristika. Pretpostavljeno je, zbog jednostavnosti kvalitativnog objašnjenja, da je na svim ventilima jednak pad napona (spojevi između ventila nemaju impedancije). Točke *A* i *A'* pokazuju da prirodno postoji velika neujednačenost raspodjele struje. Idealna raspodjela struje bila bi ona kod koje bi




**Sl. 20.2. Rasipanje propusnih karakteristika jedan je od osnovnih uzroka neravnomjernosti raspodjele struje u periodi vođenja.**

svi ventili imali jednaku temperaturu silicija. Prema tome, idealna raspodjela struje nije postignuta onda kada svi ventili vode jednaku struju (točke *B* i *B'*), nego onda kada su gubici u svim ventilima jednaki (točke *C* i *C'*). Jednakost gubitaka jamči jednakost temperatura silicija samo pod uvjetom da je toplinska impedancija silicij — rashladno sredstvo jednaka za sve ventile.

Glede rasipanja propusnih karakteristika kod paralelnog spajanja treba još obratiti pažnju na slijedeće:

— propusne karakteristike ventila iste strujne klase imaju različite oblike; npr. dva ventila iste strujne klase mogu imati približno jednak pad napona kod manjih struja, a različit pad napona kod većih struja,

— ponekad je teško dobiti ventile iste strujne klase, zbog toga komponente za prisilnu raspodjelu struje treba dimenzionirati i za ventile iz susjednih strujnih klasa.

### d) Temperaturni koeficijent propusne karakteristike

U području manjih struja temperaturni koeficijent propusne karakteristike je obično negativan. Negativni temperaturni koeficijent otežava ujednačavanje raspodjele struje između paralelnih ventila. Ventil koji preuzme najviše struje zagrijava se brže od ostalih. Njegov otpor u propusnom smjeru opada, i ukoliko se ne bi poduzele zaštitne mjere, ventil bi preuzimao sve više i više struje i moglo bi doći do njegova toplinskog uništenja.

### e) Rasipanje struja držanja

Teškoće zbog rasipanja struja držanja mogu se pojaviti u slučajevima kada se ukupna struja sloga paralelnih ventila mijenja od vrlo malih do velikih vrijednosti. Kod male ukupne struje može se dogoditi da su samo neki ventili u stanju vođenja. Ako bi sada ukupna struja počela rasti i ako na geitima ventila ne bi bilo impulsa, ventili koji nisu u stanju vođenja ne bi mogli provesti.

### f) Uvjeti hlađenja

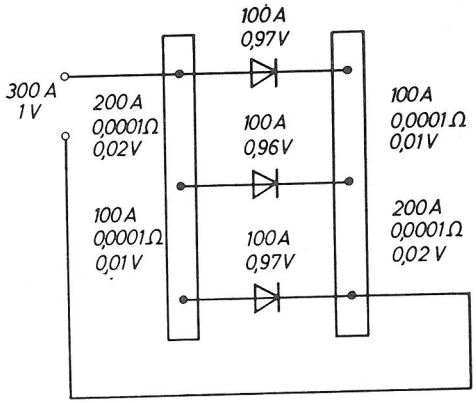
Različiti uvjeti hlađenja u kojima se mogu nalaziti paralelno spojeni ventili dovode do razlika u temperaturama silicija. Tako nastala razlika u temperaturama silicija uzrokuje, zbog temperaturnog koeficijenta propusne karakteristike, neravnomjernost raspodjele struje. Poželjno je da se svi paralelno spojeni ventili nalaze na istom rashladnom tijelu.

### g) Različitost impedancija paralelnih putova

Osim razlika u parametrima ventila, uvijek postoje i razlike u impedancijama paralelnih strujnih putova. Razlike u impedancijama paralelnih strujnih putova ovise o geometrijskom rasporedu kablova i sabirnica i o impedancijama pojedinih dijelova strujnih krugova (npr. rasipanje otpora osigurača).

Probleme neravnomjernosti raspodjele struje zbog različitosti impedancija paralelnih putova zgodno je razmatrati u dva dijela: prvo; kako otpori, induktiviteti i međuinduktiviteti paralelnog sloga ventila djeluju na raspodjelu struje, i drugo; kako međuinduktivne veze paralelnog sloga ventila s ostalim sabirnicama djeluju na raspodjelu struje. Mi ćemo se pozabaviti samo prvim pitanjem (v. odsječak 20.6); problemi sadržani u drugom pitanju povezaniji su s konstrukcijom određenih sklopova, no treba naglasiti da mogu biti značajan uzrok neravnomjernosti raspodjele struje.

Problem raspodjele struje unutar sloga paralelnih ventila ilustrira slijedeći primjer, slika 20.3. Slog paralelnih ventila obično se realizira tako da se između dviju geometrijski paralelnih sabirnica nanižu ventili. Ako bi se glavne sabirnice na paralelni slog ventila priključile kao na slici, tada bi na vanjskim ventilima bio veći pad napona nego na srednjem ventilu. Uz pretpostavku identičnih propusnih karakteristika ventila, vanjski ventili vodili bi veću struju.




**Sl. 20.3. Ilustracija neravnomjernosti raspodjele struje zbog različitih djelatnih otpora**

## 20.2. Izravno paralelno spajanje ventila

U slučaju *izravnog paralelnog spajanja ventila* bez dodatnih komponenata za prisilnu raspodjelu struje raspodjela struje ovisi u prvom redu o rasipanju propusnih karakteristika. Postavlja se pitanje: kolika je strujna opteretivost paralelnog sloga ventila, uz pretpostavku da raspodjela struje ovisi samo o rasipanju propusnih karakteristika?

Za ilustraciju izračunat ćemo strujnu opteretivost sloga od $N$ paralelnih ventila opterećenih pravokutnim impulsima struje trajanja 120° el. Granična srednja struja sloga od $N$ paralelnih ventila iznosi

$$I_{(AV)\,(SLOGA)} = \frac{I_{MV1} + (N-1)\,I_{MV2}}{3} \tag{20.1}$$

gdje je

$I_{MV1}$ granična amplituda pravokutnog impulsa struje kroz ventil $V_1$ propusna karakteristika kojeg je na donjoj granici rasipanja, (sl. 20.4)

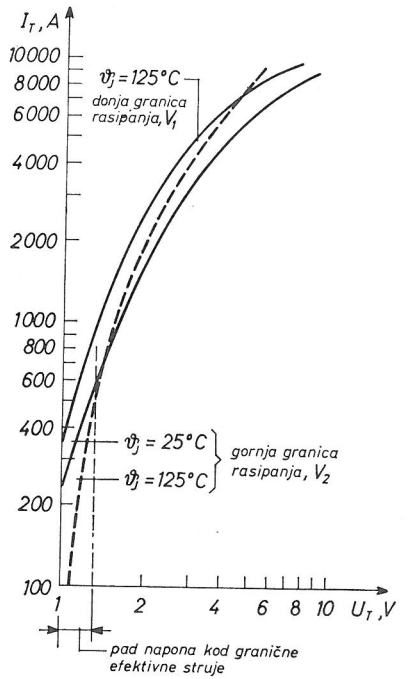
$I_{MV2}$ amplituda pravokutnog impulsa struje kroz ventil $V_2 \ldots V_N$ propusna karakteristika kojeg je na gornjoj granici rasipanja, (sl. 20.4)

$N$ broj paralelno spojenih ventila

Gornja formula opisuje najnepovoljniji slučaj: jedan ventil ima propusnu karakteristiku na donjoj granici rasipanja, dok svi ostali ventili imaju propusnu karakteristiku na gornjoj granici rasipanja. Treba naći $I_{MV1}$ i $I_{MV2}$.

Graničnu amplitudu pravokutnog impulsa struje $I_{MV1}$ kroz ventil $V_1$ nalazimo iz činjenice da taj ventil vodi graničnu efektivnu struju i da ta struja zagrijava silicij do granične virtuelne temperature (hlađenje je ispravno odabrano samo onda ako ventil možemo opteretiti s graničnom efektivnom strujom, vidi sliku 12.11). Granična struja $I_{MV1}$ kroz ventil $V_1$ dobiva se iz poznate veze između vršne i efektivne vrijednosti struje.

Graničnu amplitudu pravokutnog impulsa struje $I_{MV2}$ kroz ventil $V_2$ nalazimo iz uvjeta da napon na paralelnom slogu ventila ne može biti veći od onog koji ima ventil $V_1$ kada vodi graničnu efektivnu struju. Direktno očitanje iz dijagrama rasipanja propusnih karakteristika (sl. 20.4) nije moguće, jer je virtuelna temperatura silicija ventila $V_2$ manja od granične (ventil $V_2$ vodi manju struju od granične efektivne struje koja zagrijava silicij ventila $V_1$ na graničnu temperaturu). Zato moramo procijeniti virtuelnu temperaturu silicija ventila $V_2$ i naći




**Sl. 20.4. K proračunu raspodjele struje kod paralelnog spoja ventila**

odgovarajuću propusnu karakteristiku. Procjenu virtuelne temperature silicija provodimo iterativnim postupkom. Pretpostavimo neku virtuelnu temperaturu silicija. Linearnom interpolacijom odredimo propusnu karakteristiku za tu pretpostavljenu virtuelnu temperaturu silicija. Zatim nađemo gubitke i virtuelnu nadtemperaturu silicija množenjem gubitaka s minimalnom ili maksimalnom toplinskom impedancijom silicij—rashladno sredstvo. Gubitke treba pomnožiti s minimalnom toplinskom impedancijom ako je u promatranom strujnom području toplinski koeficijent propusne karakteristike negativan, a s maksimalnom toplinskom impedancijom ako je pozitivan (uvijek treba naći propusnu karakteristiku na gornjoj granici rasipanja). Konačno, zbrajanjem virtuelne nadtemperature

silicija s temperaturom rashladnog sredstva dobivamo virtuelnu temperaturu silicija i provjeravamo pretpostavku. Ako se dobivena virtuelna temperatura silicija razlikuje od pretpostavljene, račun treba ponavljati dok se ne dobije dovoljno točno slaganje.

Nakon što smo utvrdili $I_{MV1}$ i $I_{MV2}$, iz formule (20.1) možemo naći strujnu opteretivost sloga od $N$ paralelno spojenih ventila. Postotak smanjenja strujne opteretivosti sloga prema idealnoj strujnoj opteretivosti sloga iznosi

$$\left(1 - \frac{I_{(AV)\,(SLOGA)}}{N \cdot I_{(AV)\,(VENTILA)}}\right) \times 100\% \qquad (20.2)$$

gdje je

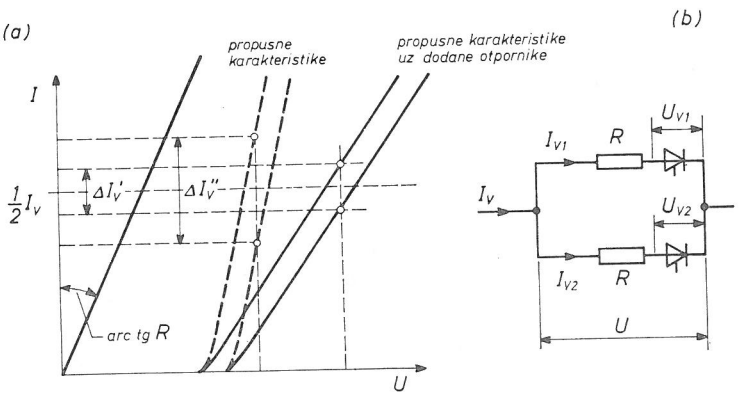
$I_{(AV)\,(SLOGA)}$ granična srednja struja sloga paralelnih ventila

$I_{(AV)\,(VENTILA)}$ granična srednja struja jednog ventila

$N$ broj paralelno spojenih ventila

## 20.3. Ujednačavanje raspodjele struje spajanjem otpornika u seriju sa svakim ventilom

Stavljanjem otpornika u seriju sa svakim ventilom smanjuje se rasipanje propusnih karakteristika i tako poboljšava raspodjela struje, slika 20.5. Karakteristike serijskog spoja ventila i otpornika dobivene su grafičkim zbrajanjem. Vidi se




**Sl. 20.5. Spajanjem otpornika u seriju sa svakim ventilom smanjuje se neravnomjernost raspodjele struje u statičkim stanjima.**

da je moguće odabrati vrijednost otpornika za onakvu raspodjelu struje kakvu želimo. No u praksi u otpornicima nastaju veliki gubici. Zato se ova metoda ujednačavanja raspodjele struje može preporučiti samo u slučajevima gdje gubici nemaju neku važnost. Prisjetimo se, da se osigurači često stavljaju u seriju s ventilima (zbog drugih razloga, vidi odsječak 17.18) i da tako pomažu ujednačavanju raspodjele struje.

Potrebnu vrijednost serijskog otpornika možemo izračunati ovako: ako su $U_{V1}$ i $U_{V2}$ padovi napona na ventilima, a $I_{V1} - I_{V2}$ dopuštena neravnomjernost raspodjele struje, tada je

$$U = I_{V1} R + U_{V1} = I_{V2} R + U_{V2}$$

$$R = \frac{U_{V2} - U_{V1}}{I_{V1} - I_{V2}} \tag{20.3}$$

## 20.4. Ujednačavanje raspodjele struje spajanjem prigušnice u seriju sa svakim ventilom

### a) Period uklapanja

Mjere zaštite u periodu uklapanja moraju se poduzeti ako brzina porasta ukupne struje paralelnog sloga ventila prekoračuje kritičnu brzinu porasta struje jednog ventila. Prije svega poželjno je upotrijebiti ventile malog rasipanja vremena kašnjenje uklapanja i jake okidne impulse. Osim toga neophodno je u seriju sa svakim ventilom spojiti prigušnicu koja ograničuje brzinu porasta struje ispod kritične. Potrebni minimalni induktivitet prigušnice iznosi

$$L'_k = \frac{U_D}{(\mathrm{d}i_T/\mathrm{d}t)_M} - L \tag{20.4}$$

gdje je

$U_D$ blokirni napon na ventilima neposredno prije uklapanja

$L$ postojeći induktivitet strujnog kruga (izvan paralelnog sloga)

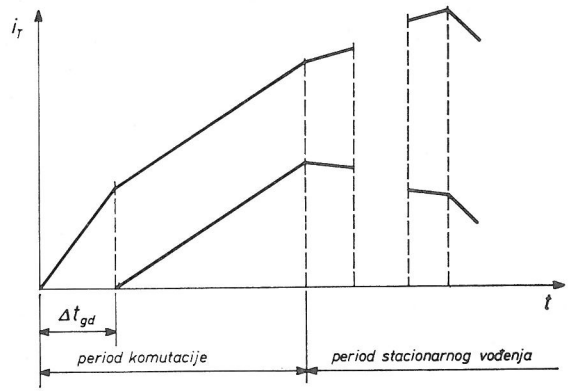
$L'_k$ induktivitet prigušnice u seriji sa svakim ventilom

Ove prigušnice moraju biti zračne ili s dovoljno velikim zračnim rasporom. Zasitljive prigušnice, koje se primjenjuju za smanjivanje naprezanja pri uklapanju (vidi odsječak 18.2), ovdje se ne smiju primijeniti, jer prigušnica koja prva dođe u zasićenje sprečava zasićenje ostalih (ruši napon na ostalim prigušnicama) i odgađa vođenje pripadajućih ventila.

### b) Period komutacije

Nakon što su svi ventili uklopili, nastala je, zbog rasipanja vremena kašnjenja uklapanja, stanovita neravnomjernost raspodjele struje, slika 20.6. Ventil koji je prvi uklopio vodi najveću struju. Vidimo da je neravnomjernost raspodjele struje nakon uklapanja svih ventila to manja što je manja brzina porasta struje kroz pojedine ventile.

U periodu komutacije napon na ventilima mnogo je manji od napona na prigušnicama. Zbog toga u periodu komutacije propusne karakteristike ventila ne utječu na raspodjelu struje. Slijedi da je na kraju i na početku vremena komutacije neravnomjernost raspodjele struje približno jednaka.




**Sl. 20.6. Spajanjem linearnih prigušnica u seriju sa svakim ventilom smanjuje se neravnomjernost raspodjele struje u kvazistatičkim i dinamičkim stanjima.**

### c) Period stacionarnog vođenja

Moguća su dva krajnja slučaja:

— ventil koji je prvi uklopio i koji zato vodi na kraju periode komutacije najveću struju ima najmanji pad napona i

— ventil koji je prvi uklopio i koji zato vodi na kraju periode komutacije najveću struju ima i najveći pad napona.

U prvom slučaju neravnomjernost raspodjele struje povećava se tokom periode vođenja, i prigušnice u seriji s ventilima sprečavaju povećavanje neravnomjernosti raspodjele struje (sl. 20.6).

$$L_k' \frac{\mathrm{d}i_{V1}}{\mathrm{d}t} + u_{V1} = L_k' \frac{\mathrm{d}i_{V2}}{\mathrm{d}t} + u_{V2}$$

$$\Delta i_V = \frac{1}{2L_k'} \int (u_{V2} - u_{V1})\, \mathrm{d}t \qquad (20.5)$$

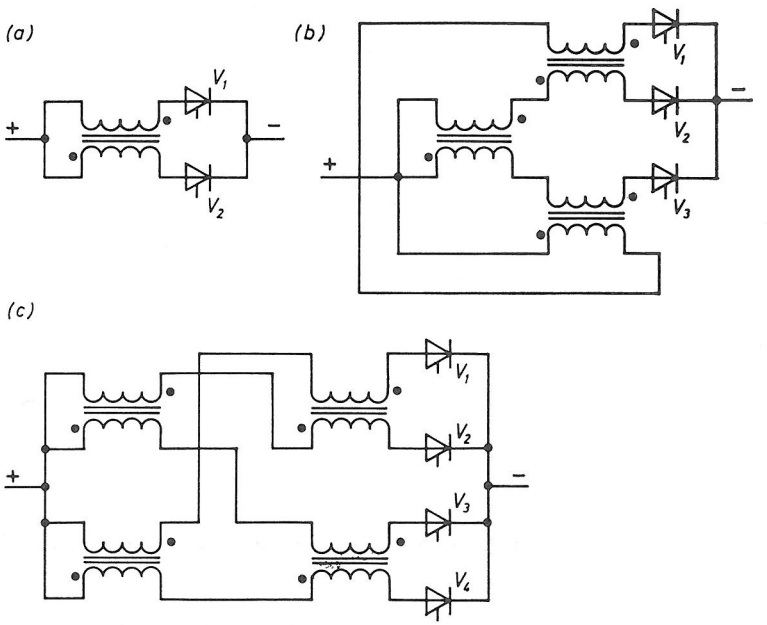
U drugom slučaju, ako je period vođenja dovoljno kratak, prigušnice u seriji s ventilima sprečavaju smanjivanje neravnomjernosti raspodjele struje koja je nastala zbog rasipanja vremena kašnjenja uklapanja.

Praksa pokazuje da se korektnim dimenzioniranjem prigušnica koje se stavljaju u seriju sa svakim ventilom, kao i primjenom strmih i jakih okidnih impulsa, dobiva dobra raspodjela struje. Istodobno su gubici u prigušnicama mali.

## 20.5. Ujednačavanje raspodjele struje transformatorskim spajanjem paralelnih ventila

Slika 20.7. prikazuje *ujednačavanje raspodjele struje pomoću transformatora* za dva, tri i četiri paralelno spojena ventila. Prijenosni omjer transformatora je 1 : 1. Vidimo da se transformatorskim spajanjem paralelnih ventila može ujednačiti raspodjela struje samo u slučajevima gdje se periodički izmjenjuje stanje nevođenja sa stanjem vođenja i da transformatori pomažu u periodi uklapanja i u periodi vođenja struje.

Metodu ujednačavanja raspodjele struje pomoću transformatora objasnit ćemo na primjeru dvaju ventila, slika 20.7.a. Ako struja kroz ventil $V_1$ želi porasti iznad struje ventila $V_2$, u transformatorskom svitku ventila $V_1$ inducira se napon koji teži smanjenju struje kroz ventil $V_1$, a istodobno se u transformatorskom svitku ventila $V_2$ inducira napon koji teži povećanju struje kroz ventil $V_2$.




**Sl. 20.7. Najbolja raspodjela struje između paralelnih ventila u kvazistatičkim i dinamičkim stanjima dobiva se transformatorskim spajanjem paralelnih strujnih putova.**

Najznačajniji magnetski zahtjev koji se postavlja na transformatore za ujednačavanje raspodjele struje jest omogućavanje dovoljno velike promjene magnetskog toka od početka do kraja periode vođenja. To se postiže malom remanencijom i visokim tokom zasićenja. Ispravno dimenzioniran transformator mora davati napon jednak maksimalnoj mogućoj razlici napona propusnih karakteristika tokom cijele periode vođenja. Primjerice, u jednofaznom ispravljačkom spoju transformator mora omogućavati promjenu toka

$$\Delta \Phi = \frac{\Delta u_V}{2f} \tag{20.6}$$

gdje je

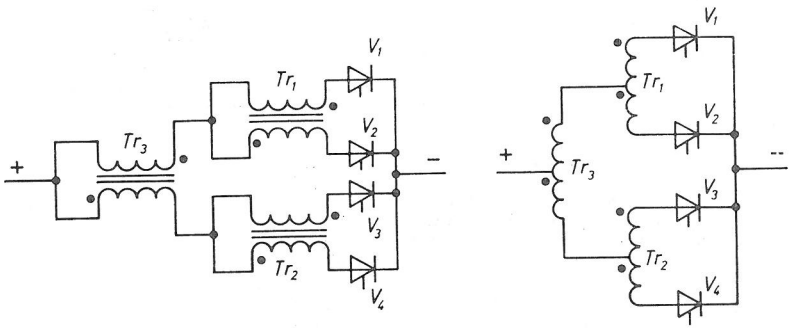
$\Delta u_V$ maksimalno moguća razlika napona propusnih karakteristika

$f$ frekvencija pojne mreže

Za $\Delta u_V$ dovoljno je konzervativno uzeti 0,5 V.

Slike 20.7.b. i c. ilustriraju primjenu transformatora za ujednačavanje raspodjele struje kod neparnog i parnog broja paralelnih ventila. Ovi su spojevi dimenzionо veliki i relativno skupi, no vrlo su pouzdani ako treba osigurati kontinuiran rad u režimima većih preopterećenja.

Cjelovitosti radi, spomenimo još jednu mogućnost upotrebe transformatora za ujednačavanje raspodjele struje između paralelnih ventila, slika 20.8. Kod ovog načina ujednačavanja raspodjele struje transformatori se spajaju u kaskadu. Kaskadni spoj transformatora je nepogodan jer generira prenapone na ventilima koji zadnji uklapaju. Primjerice, ako u spoju na slici 20.8. ventili $V_1$, $V_2$ i $V_3$ uklope




**Sl. 20.8. Kod ove metode transformatorskog spajanja paralelnih ventila transformator $Tr_3$ vodi dvostruko veću struju od transformatora $Tr_1$ odnosno $Tr_2$; naprotiv, kod metode na slici 20.7. svi transformatori vode jednaku struju.**

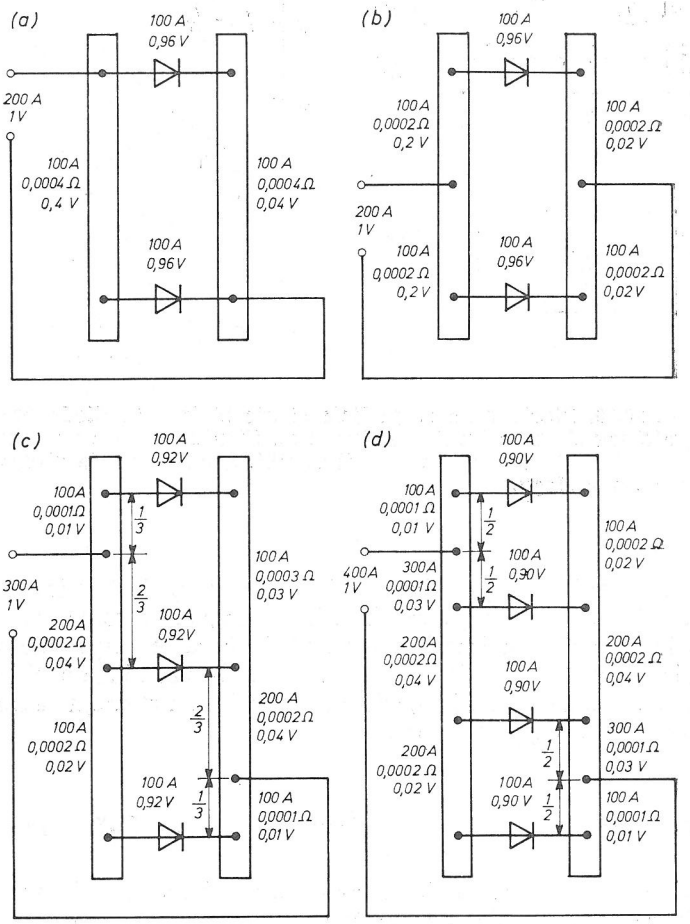
prije ventila $V_4$, na ventilu $V_4$ može se pojaviti prenapon četiri puta veći od radnog napona (prenapon je to veći što je induktivitet trošila manji prema induktivitetu transformatora).

## 20.6. Utjecaj impedancija vodova u paralelnom slogu ventila na raspodjelu struje

Utjecaj impedancija vodova na raspodjelu struje može se ublažiti ili čak odstraniti takvom konstrukcijom sloga koja osigurava da svi paralelni strujni putovi imaju jednaku impedanciju. Slika 20.9. prikazuje rješenja za dva, tri i četiri paralelna ventila. Sabirnice na koje se priključuju ventili imaju jednak otpor i jednak induktivitet po jedinici dužine. Priključna mjesta paralelnog sloga ventila u vanjski krug nalaze se na nasuprotnim stranama sabirnica, i to na 1/3, odnosno 1/2, dužine sekcije od priključnih mjesta vanjskih ventila za slog od triju, odnosno četiriju, paralelno spojenih ventila.

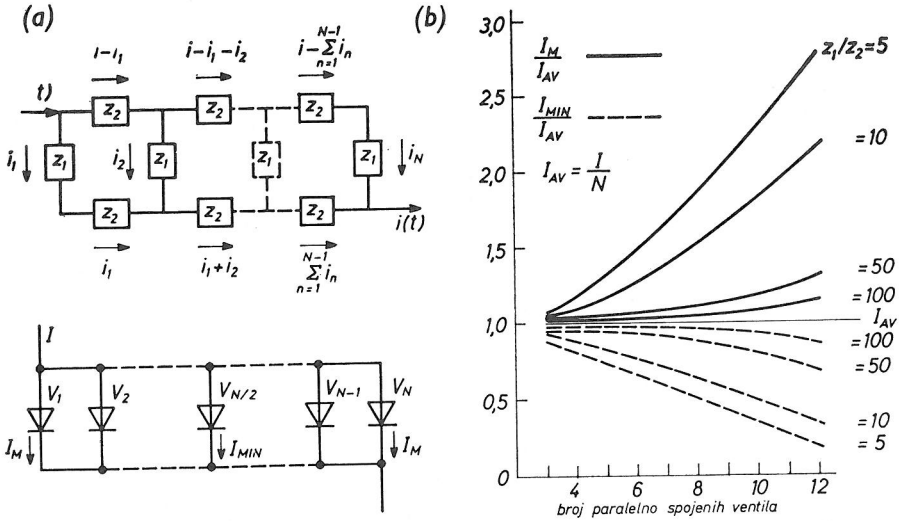
Za više od četiriju ventila ne postoje na slogu paralelnih ventila priključna mjesta koja daju jednake impedancije svih paralelnih strujnih putova. No princip

na slici 20.9. može se protegnuti i na više od četiriju ventila na taj način da se slog podijeli u jednake grupe po 2, 3 ili 4 ventila i da se te grupe spajaju u slog po principu 2, 3 ili 4 ventila.




**Sl. 20.9. Ovakvim načinom priključivanja paralelnog sloga ventila u vanjski krug uklanja se utjecaj impedancija vodova na raspodjelu struje (sabirnice između kojih se priključuju ventili moraju imati jednak otpor i induktivitet po jedinici dužine).**

Slika 20.10.b. prikazuje stacionarnu raspodjelu struje u paralelnom slogu ventila uz pretpostavku nadomjesne sheme prema slici 20.10.a. Pretpostavljeno je da anodna i katodna sabirnica imaju jednaku impedanciju po jedinici dužine $Z_2$, zatim da svi poprečni putovi imaju jednaku impedanciju $Z_1$ i da je omjer $Z_1/Z_2$ realan broj. Primjerice, u praktičkim izvedbama sloga od dvanaest paralelno spojenih tiristora bez teškoća se postiže neravnomjernost raspodjele struje bolja od $\pm$ 20%.




**Sl. 20.10. Stacionarna raspodjela struje b) između dioda paralelnog sloga nadomjesne sheme a). Struju $I_M$ vode vanjski ventili, a struju $I_{MIN}$ unutarnji ventili. $I_{AV}$ je srednja struja ventila u slogu.**

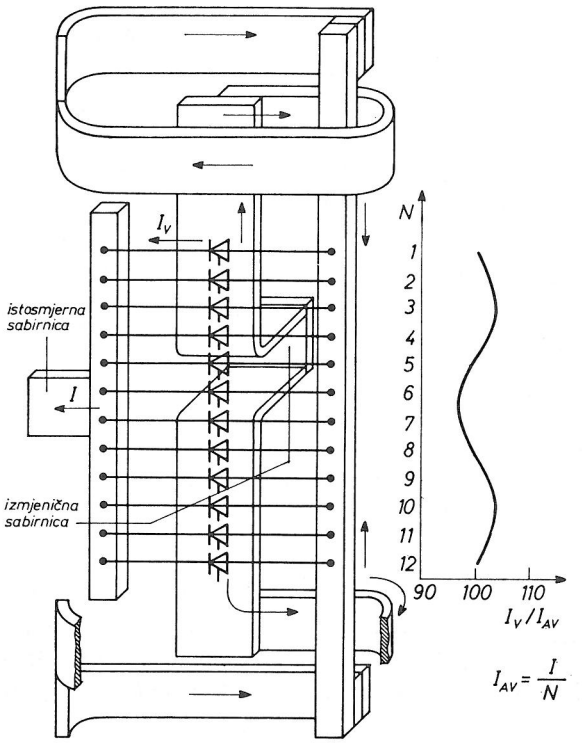
Slika 20.11. prikazuje (pojednostavnjeno) jednu praktičku izvedbu sloga od dvanaest paralelno spojenih tiristora, koja je zanimljiva po tome što je magnetsko polje izmjeničnih sabirnica iskorišteno za ujednačavanje raspodjele struje. Istosmjerna sabirnica priključena je u sredinu sloga, a izmjenične sabirnice s gornje i donje strane sloga. Petlje na izmjeničnim sabirnicama stvaraju takvo polje koje smanjuje struju kroz krajnje tiristore.

## 20.7. Problem zaštite paralelnog sloga ventila *LRC*-članovima

Prilikom okidanja sloga paralelno spojenih ventila svi kondenzatori *LRC*-članova izbijaju se preko ventila s najkraćim vremenom kašnjenja uklapanja. Struja izbijanja kondenzatora ne smije biti neograničeno velika (v. odsječak 12.15); zato se mora ograničiti. Jedno rješenje prikazuje slika 20.12. Dva kondenzatora izbijaju se nesmetano preko ventila, dok se ostali izbijaju preko prigušnica.

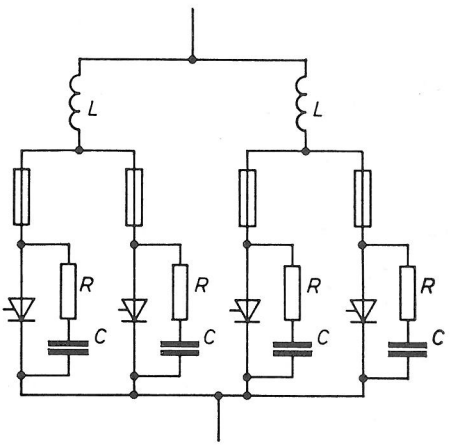
## 20.8. Mjerenje raspodjele struje između paralelno spojenih ventila

*Mjerenje raspodjele struje između paralelno spojenih ventila* se ne može provesti ampermetrom. Ako bi se ampermetar spojio u seriju s ventilom, struja kroz taj ventil smanjila bi se zbog pada napona na instrumentu. Ako bi se ampermetri spojili u seriju sa svim ventilima, raspodjela struje bi se popravila. Osim toga, jako magnetsko polje može izazvati pogrešno pokazivanje ampermetra.




**Sl. 20.11. U ovoj konstrukciji paralelnog sloga ventila za ujednačavanje raspodjele struje iskorišteno je magnetsko polje izmjeničnih sabirnica.**

Najjednostavnije približno rješenje ovog problema jest mjerenje struje pomoću strujnih kliješta ili mjerenje pada napona na osiguračima. Rezultati mjerenja ne daju iznose struja, nego samo njihove relativne odnose.




**Sl. 20.12. U paralelnom slogu ventila svi ventili ne uklapaju istodobno, pa je obično potrebno ograničiti struju izbijanja kondenzatora *LRC*-članova.**

# 21. ODREĐIVANJE PARAMETARA IZLAZNOG STUPNJA IMPULSNOG UREĐAJA ZA OKIDANJE UPRAVLJIVIH POLUVODIČKIH VENTILA

Impulsi za upravljanje poluvodičkim ventilima formiraju se u izlaznom stupnju impulsnog uređaja. Izlazni stupanj impulsnog uređaja projektira se na temelju karakteristika okidanja ventila. Da bi se osiguralo ispravno okidanje ventila, na strminu, jačinu, trajanje i oblik impulsa postavljaju se određeni zahtjevi; ovi zahtjevi određuju parametre izlaznog stupnja impulsnog uređaja.

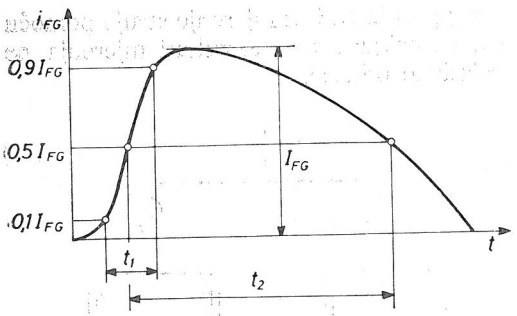
Zadaća je ovog poglavlja u prvom redu da dade metodu za optimalni izbor napona praznog hoda i ukupnog otpora kruga geita. U zasebnom odsječku razmotrene su metode sprečavanja smetnji u upravljačkom krugu koje bi mogle uzrokovati neželjeno okidanje ventila.

## 21.1. Definicije karakterističnih veličina okidnog impulsa

Na slici 21.1. definirane su karakteristične veličine okidnog impulsa — strmina i trajanje. *Strmina okidnog impulsa* je po definiciji kvocijent promjene struje impulsa od 0,1 $I_{FG}$ do 0,9 $I_{FG}$ i vremena $t_1$ potrebnog za tu promjenu

$$S_G = \frac{0{,}8\, I_{FG}}{t_1} \tag{21.1}$$

Strmina impulsa mjeri se pomoću osciloskopa, i to uz priključen geit.

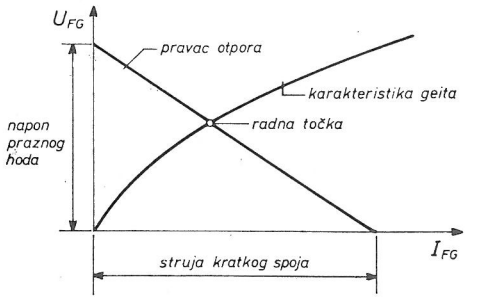



**Sl. 21.1. Definicija strmine (brzine porasta) i trajanja okidnog impulsa**

## 21.2. Definicija radne točke

Napon i struju okidnog impulsa određuje presjecište *U-I* karakteristike geita i *U-I* karakteristike izlaznog stupnja impulsnog uređaja, slika 21.2. Ovo presjecište naziva se *radna točka geita*. (*U-I* karakteristika izlaznog stupnja impulsnog uređaja, nakon smirivanja prijelazne pojave, jest pravac kroz točku napona praznog hoda i točku struje kratkog spoja; nakon smirivanja prijelazne pojave rasipni induktiviteti u krugu geita zanemarivi su prema djelatnim otporima.)

Položaj pravca otpora izlaznog stupnja impulsnog uređaja u koordinatnoj $U_{FG}$-$I_{FG}$ ravnini najzgodnije je odrediti pomoću napona praznog hoda $U_{io}$ i ot-

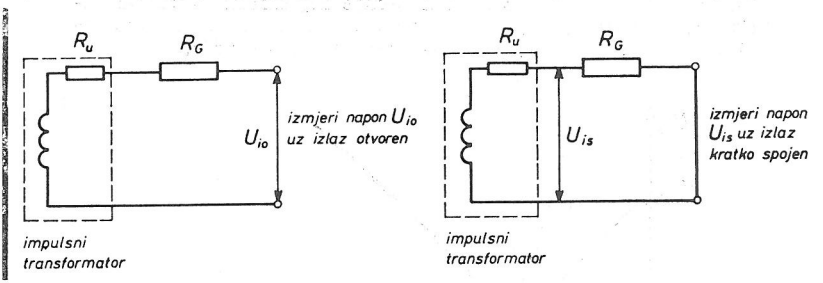



**Sl. 21.2. Radna točka geita**

pora $R_i = R_u + R_G$ izlaznog stupnja impulsnog uređaja, slika 21.3. Unutarnji otpor $R_u$ može se naći posredno mjerenjem napona $U_{io}$ i $U_{is}$.

$$R_u = \left(\frac{U_{io}}{U_{is}} - 1\right) R_G \tag{21.2}$$

Predotpor geita $R_G$ služi za ograničenje struje.



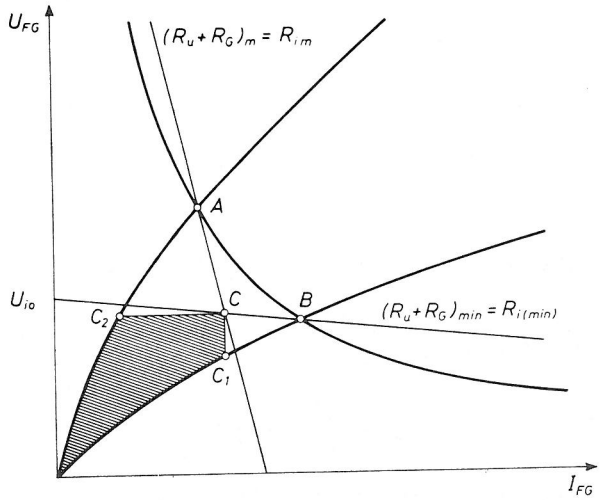

**Sl. 21.3. Iz mjernih napona $U_{io}$ i $U_{is}$ može se izračunati unutarnji otpor izlaznog stupnja impulsnog uređaja.**

## 21.3. Optimiranje napona praznog hoda i otpora izlaznog stupnja impulsnog uređaja

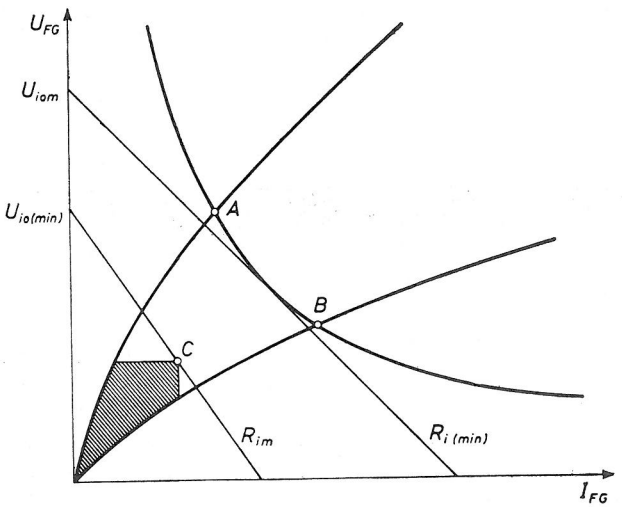
Pravilno projektiran izlazni stupanj impulsnog uređaja treba omogućiti sigurno okidanje svih tiristora istog tipa, a da se pri tom ne prekorači nijedan granični parametar geita — granični gubici, granični naponi i granične struje. Prema tome, radna točka geita mora se nalaziti u području označenom s $A - B - C_1 - C - C_2$, slika 21.4. Osim toga, izlazni stupanj impulsnog uređaja treba tako projektirati da je moguća što veća tolerancija unutarnjeg otpora $R_u$, predotpora geita $R_G$ i napona praznog hoda $U_{io}$. Tolerancija predotpora $R_G$ potrebna je zbog tolerancija otpornika, a tolerancija napona praznog hoda $U_{io}$ zbog ovisnosti amplitude impulsa o naponu napajanja impulsnog uređaja.

Bit projektiranja izlaznog stupnja impulsnog uređaja jest u određivanju pogodnog napona praznog hoda $U_{io}$ i otpora $R_i = R_u + R_G$ izlaznog stupnja impulsnog uređaja. Na slici 21.4. prikazani su pravci otpora za dvije ekstremne vrijed-

nosti otpora $R_i$ pri kojima je još moguće postići sigurno okidanje svih ventila istog tipa, ali nema tolerancije za $U_{io}$ naviše i naniže, jer pravci otpora diraju i krivulju granične disipacije, i područje vjerojatnog okidanja. Ako odaberemo otpor $R_i$




**Sl. 21.4. Pravac otpora koji dodiruje hiperbolu granične disipacije i područje vjerojatnog okidanja ne dopušta toleranciju napona izlaznog stupnja impulsnog uređaja.**




**Sl. 21.5. Tolerancija napona praznog hoda i otpora izlaznog stupnja impulsnog uređaja**

između $R_{i(min)}$ i $R_{im}$, može se istodobno imati i tolerancija u $U_{io}$, i tolerancija u $R_i$. Na slici 21.5. vidimo da je u tom slučaju tolerancija napona od $U_{io(min)}$ do $U_{iom}$, dok je tolerancija otpora od $R_{im}$ do $R_{i(min)}$.

Sada ćemo potražiti jednadžbu pravca otpora za parove vrijednosti $[U_{io(min)}, R_{im}]$ i $[U_{iom}, R_{i(min)}]$.

Ako $R_i$ ima gornju tolerancijsku vrijednost $R_{im}$, tada je najnepovoljniji slučaj ako $U_{io}$ ima donju tolerancijsku vrijednost $U_{io(min)}$. U tom je slučaju snaga predana geitu minimalna. Ova snaga mora biti dovoljna za sigurno okidanje svih tiristora istog tipa, tj. pravac otpora $R_{im}$ ne smije presijecati područje vjerojatnog okidanja. $U_{io(min)}$ određen je, prema tome, jednadžbom

$$U_{io(min)} = I_{GT(MIN)} R_{im} + U_{GT(MIN)} \tag{21.3}$$

gdje je

$I_{GT(MIN)}$ minimalna struja sigurnog okidanja

$U_{GT(MIN)}$ minimalni napon sigurnog okidanja

Ako $R_i$ ima donju tolerancijsku vrijednost $R_{i(min)}$, tada je najnepovoljniji slučaj ako $U_{io}$ ima gornju tolerancijsku vrijednost $U_{iom}$. Pravac tereta koji odgovara vrijednostima $U_{iom}$ i $R_{i(min)}$

— ili dodiruje hiperbolu granične disipacije (sl. 21.6.a),

— ili prolazi točkom $A$ (sl. 21.6.a) i siječe hiperbolu granične disipacije (pogrešno odabrani $R_{i(min)}$, zato ovaj slučaj nećemo razmatrati),

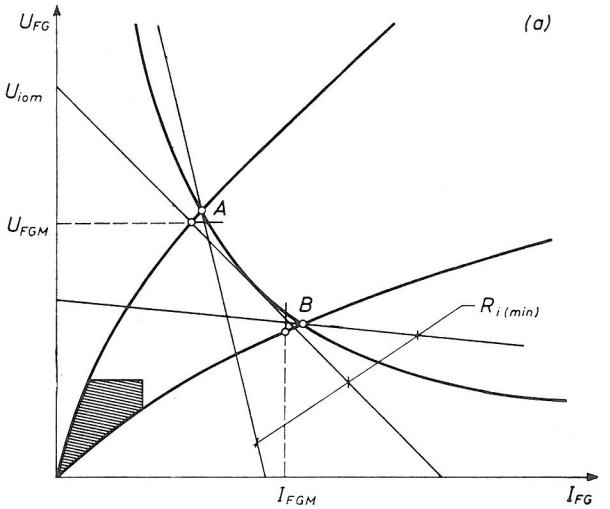
— ili prolazi točkom $B$ (sl. 21.6.a) i siječe hiperbolu granične dispacije (pogrešno odabrani $R_{i(min)}$ zato ovaj slučaj nećemo razmatrati),

— ili prolazi točkom $A'$ (sl. 21.6.b),

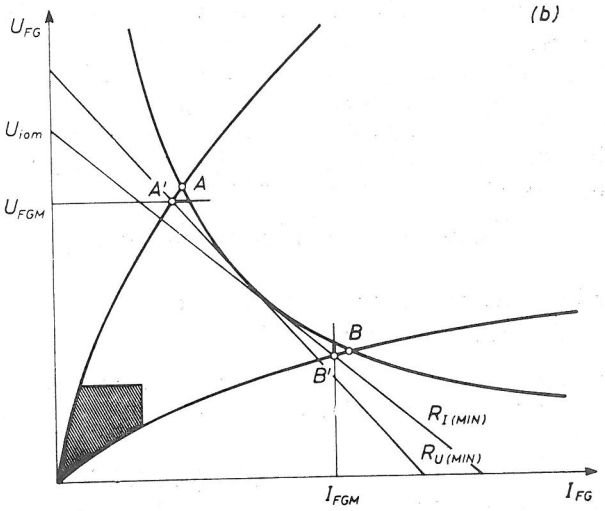
— ili prolazi točkom $B'$ (sl. 21.6.b).

Za nabrojene slučajeve potražit ćemo ovisnost $U_{iom}$ o $R_{i(min)}$.

Slika 21.6.a. prikazuje područje sigurnog okidanja za tiristore kod kojih su vrijednosti $U_{iom}$ i $R_{i(min)}$ ograničene samo hiperbolom granične disipacije. Pravac otpora tangira hiperbolu granične disipacije ako je $r_{G(MIN)} \leqslant R_{i(min)} \leqslant r_{GM}$




**Sl. 21.6.a. Tolerancija napona praznog hoda i otpora izlaznog stupnja impulsnog uređaja uslijed granične disipacije geita**




**Sl. 21.6.b. Tolerancija napona praznog hoda i otpora izlaznog stupnja impulsnog uređaja uslijed granične struje i graničnog napona geita**

($r_{G(MIN)}$ je statički otpor geita u točki $B$, a $r_{GM}$ je statički otpor geita u točki $A$). Za točke na hiperboli granične disipacije je $r_G = R_{i(min)}$. Prema tome, $U_{iom}$ određuje jednadžba

$$P_{FGM} = \frac{U_{iom}^2}{4\,R_{i(min)}} \tag{21.4}$$

Odatle slijedi $U_{iom}$

$$U_{iom} = (4\,R_{i(min)}\,P_{FGM})^{\frac{1}{2}} \tag{21.5}$$

Za neke tiristore, kao što prikazuje slika 21.6.b, vrijednosti $U_{iom}$ i $R_{i(min)}$ mogu biti ograničene, osim hiperbolom granične disipacije, još i graničnim naponom $U_{FGM}$, odnosno graničnom strujom $I_{FGM}$. Neka su $R_{U(MIN)}$ i $R_{I(MIN)}$ granične vrijednosti $R_{i(min)}$ između kojih pravac otpora tangira hiperbolu granične disipacije. Dakle, za $R_{I(MIN)} \leqslant R_{i(min)} \leqslant R_{U(MIN)}$, $U_{iom}$ daje jednadžba (21.5). Ako je $R_{i(min)} > R_{U(MIN)}$, tada $U_{FGM}$ ograničuje vrijednosti $U_{iom}$

$$U_{iom} = \frac{U_{FGM}}{r'_{GM}}\,(R_{i(min)} + r'_{GM}) \tag{21.6}$$

gdje je

$r'_{GM}$ statički otpor geita u točki $A'$

Ako je $R_{i(min)} < R_{I(MIN)}$, tada $I_{FGM}$ ograničuje vrijednost $U_{iom}$

$$U_{iom} = I_{FGM}\,(R_{i(min)} + r'_{G(MIN)}) \tag{21.7}$$

gdje je

$r'_{G(MIN)}$ statički otpor geita u točki $B'$

Graničnu vrijednost otpora $R_{U(MIN)}$ naći ćemo iz uvjeta da pravac otpora tangira hiperbolu granične disipacije

$$\frac{U_{iom}^2}{2\,R_{U(MIN)}} = 2\,P_{FGM} \tag{21.8}$$

i da siječe $r_{GM}$ karakteristiku geita na mjestu $U_{FGM}$

$$I_{FG} = \frac{U_{FGM}}{r'_{GM}} = \frac{U_{iom}}{R_{U(MIN)} + r'_{GM}} \tag{21.9}$$

Eliminacijom $U_{iom}$ iz (21.8) i (21.9) dobivamo odredbenu kvadratnu jednadžbu za $R_{U(MIN)}$

$$I_{FG}^2\,R_{U(MIN)}^2 - (4\,P_{FGM} - 2\,I_{FG}^2\,r'_{GM})\,R_{U(MIN)} + I_{FG}^2\,r_{GM}'^2 = 0 \tag{21.10}$$

Graničnu vrijednost otpora $R_{I(MIN)}$ naći ćemo iz uvjeta da pravac otpora tangira hiperbolu granične disipacije

$$\frac{U_{iom}^2}{2\,R_{I(MIN)}} = 2\,P_{FGM} \tag{21.11}$$

i da siječe $r_{G(MIN)}$ karakteristiku geita na mjestu $I_{FGM}$

$$I_{FGM} = \frac{U_{iom}}{R_{I(MIN)} + r'_{G(MIN)}} \tag{21.12}$$

Eliminacijom $U_{iom}$ iz (21.11) i (21.12) dobivamo odredbenu kvadratnu jednadžbu za $R_{I(MIN)}$

$$R_{I(MIN)}^2 + R_{I(MIN)}\left(2\,r'_{G(MIN)} - \frac{4\,P_{FGM}}{I_{FGM}^2}\right) + r_{G(MIN)}'^2 = 0 \tag{21.13}$$

Krivulje za optimalno projektiranje izlaznog stupnja dobivaju se tako da se iz pretpostavljenog $R_i$ i njegove tolerancije $\Delta R_i$ (%) izračuna napon praznog hoda i njegova tolerancija

$$U_{io} = \frac{U_{iom} + U_{io(min)}}{2} \tag{21.14}$$

$$\Delta U_{io}\,(\%) = \frac{U_{iom} - U_{io(min)}}{2\,U_{io}} \cdot 100 \tag{21.15}$$

S gledišta tolerancije napona praznog hoda, optimalni su napon praznog hoda i otpor izlaznog stupnja impulsnog uređaja oni pri kojima je tolerancija napona najveća. Tolerancija napona praznog hoda to je veća što je tolerancija otpora izlaznog stupnja manja.

Na konačan izbor napona praznog hoda djelovat će, naravno, i čitav niz drugih činilaca kao što su dostupni naponi napajanja elektronike i raspoložive elektroničke komponente te promjene napona napajanja pri kojima impulsni uređaj još mora ispravno upravljati ventilima. Gornji račun daje, dakle, osnovnu orijentaciju u izboru kvazistacionarnih parametara izlaznog stupnja impulsnog uređaja.

## 21.4. Prednosti okidanja ventila impulsima kratkog trajanja

Impulsima kratkog trajanja može se trenutačno predati geitu energija znatno veća od srednjih graničnih gubitaka. Ova metoda okidanja (gdje je to moguće s obzirom na funkciju tiristora u sklopu) ima slijedeće prednosti:

— Područje sigurnog okidanja to je veće što je trajanje impulsa kraće (v. sl. 12.29), dakle, mogu se postići veće tolerancije napona praznog hoda i otpora izlaznog stupnja impulsnog uređaja.

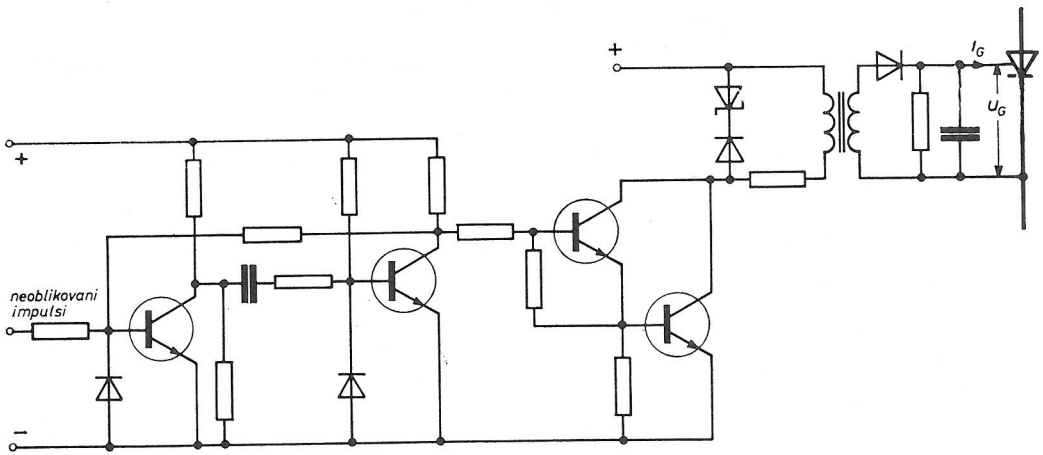
— Trenutačno predavanje energije geitu znatno veće od srednjih graničnih gubitaka smanjuje gubitke uklapanja i skraćuje vrijeme kašnjenja uklapanja.

— Pojava kratkog okidnog impulsa tokom periode zapiranja (trajanje do $\approx$ 200 $\mu$s) ne smeta, jer su dodatno uvedeni zaporni gubici mali.

— Transformator izlaznog stupnja impulsnog uređaja je manji.

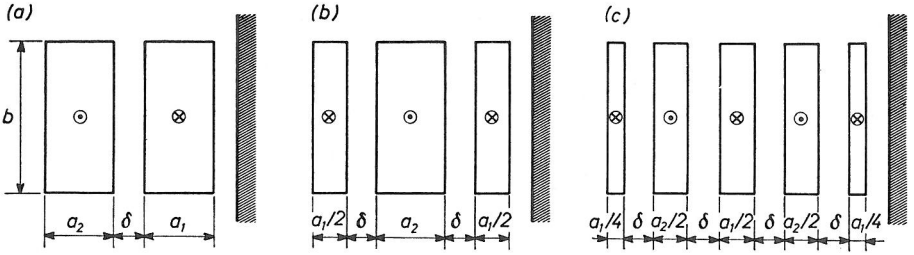
## 21.5. Strmina okidnog impulsa, konstrukcija transformatora izlaznog stupnja impulsnog uređaja

Dinamička svojstva izlaznog stupnja impulsnog uređaja definiramo strminom okidnog impulsa (v. formulu 21.1). Strmina okidnog impulsa ovisi o brzini sklapanja zadnjeg stupnja impulsnog uređaja (sl. 21.7) i o rasipanju impulsnog (izlaznog) transformatora. Postojeći tranzistori sklapaju u dijelu mikrosekunde, tako da se kod omskog opterećenja zadnjeg stupnja impulsnog uređaja mogu postići bez većih teškoća brzine porasta i do 10 A/$\mu$s.




**Sl. 21.7. Shema izlaznog stupnja impulsnog uređaja**

*Impulsni transformator* služi za odvajanje potencijala pretvarača od potencijala impulsnog uređaja. Stoga mora imati veliku izolacijsku čvrstoću između primarnog i sekundarnog namotaja. Izolacijski zahtjevi otežavaju izradu impulsnog transformatora malog rasipanja, jer za postizanje malog rasipanja treba što više približiti namote. Oklapanje namota, što je u nekim primjenama neophodno (v. odsječak 21.6), otežava postizanje malog rasipanja.

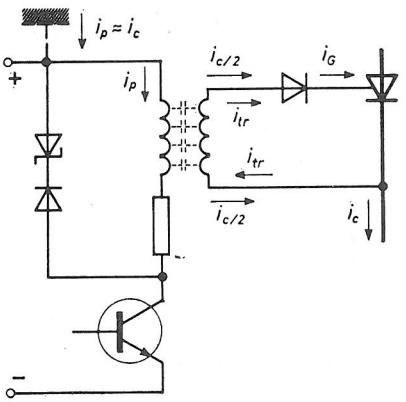



**Sl. 21.8. Načini smanjivanja rasipnog induktiviteta između namotaja impulsnog transformatora**

Slika 21.8. prikazuje kako se isprepletanjem namota može smanjiti rasipanje. Rasipanje običnog transformatora prema slici 21.8.a. dva puta je veće od rasipanja transformatora prema slici 21.8.b, a rasipanje transformatora prema slici 21.8.b. dva puta je veće od rasipanja transformatora prema slici 21.8.c. Rasipni induktivitet namota proporcionalan je kvadratu broja zavoja, razmaku namota $\delta$ i srednjoj dužini zavoja, a obrnuto proporcionalan visini namota $b$. Jezgra, naravno, izravno ne utječe na rasipni induktivitet, no veća indukcija zasićenja omogućuje smanjenje broja zavoja i time, posredno, rasipanja.

## 21.6. Metode sprečavanja generiranja lažnih okidnih impulsa u krugu geita

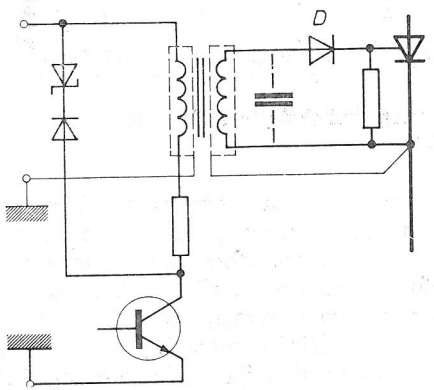
Rasipni kapacitet povezuje krug geita s masom i s dijelom impulsnog uređaja koji je praktički na potencijalu mase. Skokovite promjene potencijala katode tiristora kroz rasipne kapacitete izazivaju struje koje mogu dovesti do neželjenog okidanja tiristora ili do smetnji u impulsnom uređaju, slika 21.9.




**Sl. 21.9. Tok struja smetnji u izlaznom stupnju impulsnog uređaja prilikom skokovitog pada potencijala katode**

Prilikom skokovitog pada potencijala katode poteku struje preko rasipnih kapaciteta prema geitu, slika 21.9 (glavni dio rasipnog kapaciteta čini kapacitet između primarnog i sekundarnog namota impulsnog transformatora). Struja pomaka kroz izolaciju između primarnog i sekundarnog namota $i_c$ izaziva struju $i_{tr}$, koja se transformatorskim putem prenosi na geit. Struje $i_c$ i $i_{tr}$ potpomažu se i mogu prekoračiti struju sigurnog neokidanja tiristora.

Amplituda lažnog impulsa nastalog skokovitim padom potencijala katode može se dovoljno smanjiti dodavanjem kondenzatora između sekundarnih stezaljki impulsnog transformatora, slika 21.10. Obično zadovoljava kondenzator veličine 0,1 do 0,5 $\mu$F; taj je kapacitet dovoljan da se kondenzator ne nabije na napon veći od napona praga diode $D$.



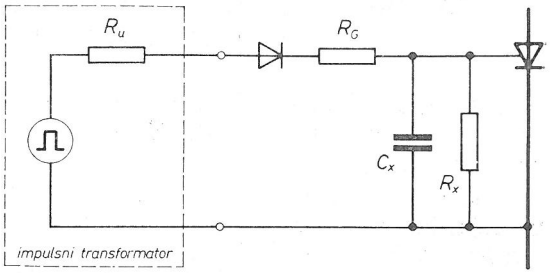

**Sl. 21.10. Oklapanjem primarnog i sekundarnog namota impulsnog transformatora otklanjaju se struje smetnji iz kruga geita.**

Kapacitet spomenutog zaštitnog kondenzatora ne treba biti tako velik ako se poduzmu još neke mjere. Vrlo je svrsishodno izabrati takvu shemu izlaznog stupnja impulsnog uređaja da se uzemljeni kraj primara impulsnog transformatora može prostorno staviti nasuprot katodnom kraju sekundara. Tako struja pomaka djelomično mimoilazi impulsni transformator i teče kraćim putem prema katodi. Druge mogućnosti su: smanjenje broja zavoja i upotreba izolacijskih materijala manje dielektrične konstante (direktno smanjenje rasipnog kapaciteta između primarnog i sekundarnog namota impulsnog transformatora). Smanjivanjem broja zavoja gubi se na prenesivim volt-sekundama okidnog impulsa. Stoga su takvi impulsni transformatori pogodni za prenošenje kratkih impulsa ili nizova kratkih impulsa.

Drugi je pristup smanjivanju amplitude lažnog impulsa nastalog skokovitim padom potencijala katode putem oklapanja. Stavljanjem zaslona između namota i spajanjem zaslona s katodom odvodi se struja pomaka izravno na katodu, ali se ne sprečava njezino transformatorsko prenošenje. Stoga je potrebno staviti još jedan zaslon, i to oko primarnog namota, slika 21.10. Ovaj zaslon spaja se s masom. Sada teku struje pomaka samo preko zaslona. Mana oklapanja je veći rasipni induktivitet, skuplja izrada i više priključnih stezaljki.

Na kraju još treba istaknuti da *generiranje lažnih impulsa* može uzrokovati neispravno shemiranje, primjerice kapacitivna veza između vodova, blizina energetskih kablova i sl. Zato svaki tiristor mora imati zaseban priključak na impulsni transformator. Vodovi koji spajaju geit tiristora s impulsnim transformatorom moraju

biti upleteni. Međutim, spomenute mjere opreza ne uklanjaju sve probleme. Posebno su neugodne smetnje koje nastaju prilikom uklapanja ili isklapanja sklopnika. Zato treba paziti da se energetski vodovi ne vode zajedno s upravljačkim vodovima. Eventualne kratkotrajne smetnje manje energije mogu se otkloniti spajanjem kondenzatora i izbojnog otpora između geita i katode, slika 21.11. Posebno




**Sl. 21.11. Jedna metoda smanjivanja napona smetnji u krugu geita.**

pažljivo valja odabrati izbojni otpor $R_x$. Ako je otpor $R_x$ prevelik (ili ga uopće nema), na kondenzatoru $C_x$ pojavljuje se napon praga karakteristike geita. Ovaj napon praga produžuje vrijeme oporavljanja i smanjuje kritičnu brzinu porasta blokirnog napona. Za otpor $R_x$ preporučuje se uzeti

$$R_x\,(\Omega) \leqslant \frac{1500}{C_x\,(\mu\,\mathrm{F})} \tag{21.16}$$

# 22. PRINCIPI HLAĐENJA I MONTAŽE POLUVODIČKIH ENERGETSKIH VENTILA

Održavanje dopuštenih temperaturnih granica je za sve poluvodičke ventile bitan preduvjet pouzdana rada. Zato se problemima hlađenja mora obratiti posebna pažnja.

Nije lako tokom projektiranja »proreći« toplinske prilike u nekom sklopu ili uređaju. No proračun toplinskih prilika je neophodan ako se žele skratiti brojni sati ispitivanja prototipa. Dakle, ukazuje se potreba za analitičkim metodama proračuna toplinskog ponašanja u svakoj kritičnoj točki. Analitičke metode proračuna omogućuju iznalaženje optimalnog sistema hlađenja poluvodičkih ventila.

## 22.1. Pristup toplinskoj analizi sklopova i uređaja

Projektant može pristupiti *toplinskoj analizi sklopa ili uređaja* iz nekoliko smjerova. Može biti zadana mehanička struktura sklopa ili uređaja s načinom hlađenja i temperatura okoline, a treba provjeriti da virtuelna temperatura silicija ne prelazi graničnu vrijednost. Ili može biti zadana granična virtuelna temperatura silicija i temperatura okoline, a treba odrediti mehaničku strukturu sklopa ili uređaja i najpovoljniji sistem hlađenja. No bez obzira na to koje se varijable izaberu kao zavisne a koje kao nezavisne, temeljne jednadžbe ostaju nepromijenjene.

Uobičajeni redoslijed toplinske analize je slijedeći:

— odrediti gubitke u ventilu i graničnu virtuelnu temperaturu silicija,
— izračunati maksimalni dopušteni toplinski otpor između silicija i rashladnog sredstva,
— odabrati odgovarajući način hlađenja,
— odrediti količinu i brzinu strujanja rashladnog sredstva,
— odrediti rashladna tijela koja uz odabrani način hlađenja i brzinu strujanja rashladnog sredstva imaju zadovoljavajući toplinski otpor i
— provjeriti proračune pažljivim mjerenjem u uvjetima stvarnog pogona.

Izvanredno veliki specifični gubici u silicijevoj pločici moraju se odvoditi na rashladno sredstvo preko rashladnog tijela. Zbog toga je za provedbu toplinske analize neophodno poznavati toplinski otpor i prijelaznu toplinsku impedanciju rashladnog tijela (v. naredni odsječak).

## 22.2. Teorija odvoda topline iz rashladnog tijela

U stanju toplinske ravnoteže, dovedena energija u jedinici vremena jednaka je odvedenoj energiji u jedinici vremena. Jednadžba *odvoda topline iz rashladnog tijela* glasi

$$P = \eta_H \, \alpha_u \, S_u \, \Delta \vartheta \tag{22.1}$$

gdje je

$P$ disipacija rashladnog tijela, W

$\eta_H$ *stupanj djelovanja rashladnog tijela* (omjer stvarno odvedene topline i topline koja bi se odvela ako bi cijela površina rashladnog tijela imala temperaturu najtoplijeg mjesta)

$\alpha_u$ ukupni koeficijent prijelaza topline iz rashladnog tijela na rashladno sredstvo, W/m² K

$S_u$ ukupna površina rashladnog tijela, m²

$\Delta\vartheta$ razlika temperature između najtoplijeg mjesta na rashladnom tijelu i okoline, °C

U proračun odvoda topline iz rashladnog tijela na rashladno sredstvo nećemo ulaziti.

## 22.3. Toplinski otpor rashladnog tijela

*Toplinski je otpor rashladnog tijela* (sl. 22.1) po definiciji otpor između mjesta ulaza topline u rashladno tijelo (dosjedna površina između kućišta ventila i rashladnog tijela) i rashladnog sredstva. Iz (22.1) slijedi toplinski otpor rashladnog tijela

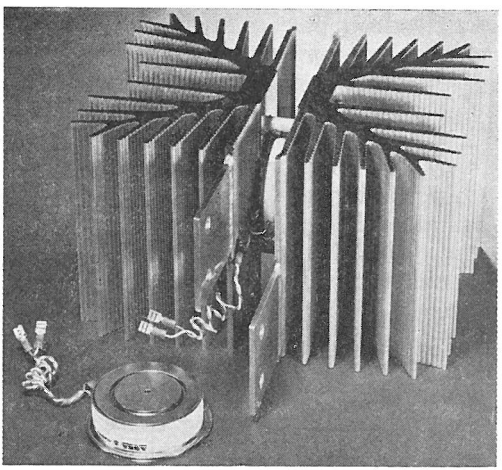
$$R_{thH} = \frac{\Delta\vartheta}{P} = \frac{1}{\eta_H \alpha_u S_u} \tag{22.2}$$

Prijelaz topline iz rashladnog tijela na rashladno sredstvo ide odvodom (prirodnom i prisilnom cirkulacijom rashladnog sredstva) i zračenjem. Razlikujemo slijedeće koeficijente prijelaza topline:

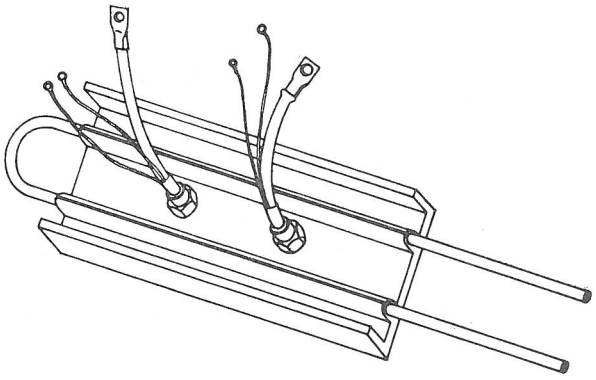
$\alpha'_k$ koeficijent prijelaza topline uslijed prirodne cirkulacije rashladnog sredstva, W/m² K

$\alpha''_k$ koeficijent prijelaza topline uslijed prisilne cirkulacije rashladnog sredstva, W/m² K

$\alpha_r$ koeficijent prijelaza topline uslijed zračenja, W/m² K



**Sl. 22.1.a. Primjer rashladnog tijela za hlađenje zrakom (ASEA)**



**Sl. 22.1.b. Primjer rashladnog tijela za hlađenje tekućim sredstvom**

Za *prirodno hlađenje* (izraz »prirodno hlađenje« odnosi se na hlađenje prirodnom cirkulacijom rashladnog sredstva, tj. kretanje rashladnog sredstva izazvano je lokalnim temperaturnim razlikama u blizini rashladnog tijela) toplinski otpor rashladnog tijela iznosi

$$R_{thH} = \frac{1}{\eta_H (\alpha'_k + \alpha_r) S_u} \tag{22.3}$$

Za *prisilno hlađenje* (izraz »prisilno hlađenje« odnosi se na hlađenje prisilnom cirkulacijom rashladnog sredstva, tj. kretanje rashladnog sredstva izazvano je ventilatorima ili crpkama) toplinski otpor rashladnog tijela iznosi

$$R_{thH} = \frac{1}{\eta_H (\alpha''_k + \alpha_r) S_u} \tag{22.4}$$

Toplinski otpor rashladnog tijela ovisi o materijalu (toplinska vodljivost) i obliku rashladnog tijela te o površini rashladnog tijela i o prijelaznom otporu između površine rashladnog tijela i rashladnog sredstva. Primjerice, za jednaki stupanj djelovanja $\eta_H$, rashladna rebra aluminijskog rashladnog tijela moraju biti otprilike dva puta deblja od rashladnih rebara bakrenog rashladnog tijela. Općenito su $\alpha_u$ i $\eta_H$ za hlađenje zrakom slijedećeg reda veličine

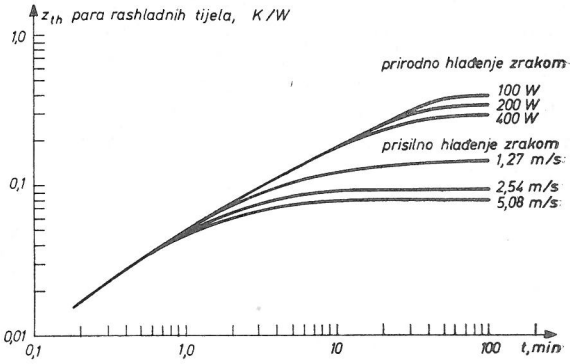
— za prirodno hlađenje zrakom: $\alpha_u = 8 - 15$ W/m² K, $\eta_H \approx 0{,}9$

— za prisilno hlađenje zrakom: $\alpha_u = 40 - 60$ W/m² K, $\eta_H \approx 0{,}7$.

U uvjetima prirodnog hlađenja zrakom odvod topline, uz ostalo, znatno ovisi i o veličini gubitaka, slika 22.2. Stoga je toplinska svojstva rashladnog tijela kod prirodnog hlađenja zrakom zgodno izraziti ne toplinskim otporom nego krivuljom ovisnosti nadtemperature rashladnog tijela o uvedenim gubicima, slika 22.3. Toplinski je otpor nagib ove krivulje. Budući da nagib krivulje opada s porastom gubitaka, ne može se dati toplinski otpor a da se ne navedu pripadni gubici. Uzroci nelinearnosti krivulje jesu: eksponencijalni rast odvoda topline zračenjem i intenzivnije gibanje zraka oko rebara rashladnog tijela s porastom temperature rashladnog tijela.

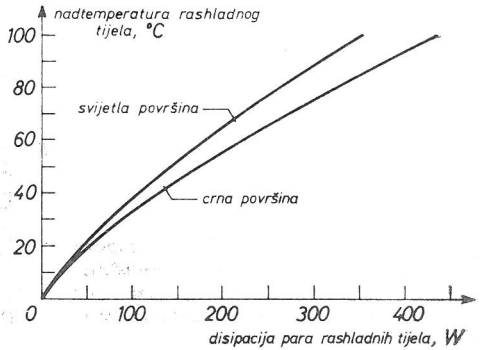
U uvjetima prisilnog hlađenja zrakom toplinska svojstva rashladnog tijela mogu se jednostavno izraziti toplinskim otporom. U uvjetima prisilnog hlađenja

zrakom toplinski otpor ne ovisi o uvedenim gubicima; on je funkcija samo brzine strujanja zraka, slika 22.4.



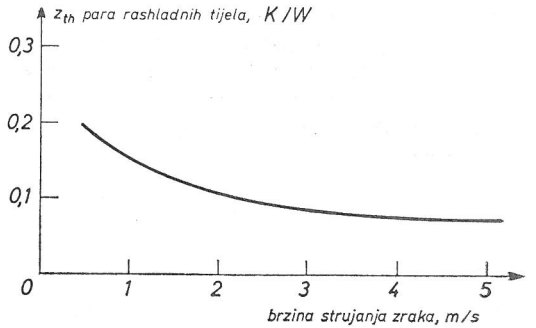

**Sl. 22.2. Kod prirodnog hlađenja zrakom prijelazna toplinska impedancija rashladnog tijela ovisi o uvedenim gubicima. Kod prisilnog hlađenja zrakom prijelazna toplinska impedancija rashladnog tijela ovisi o brzini strujanja zraka.**

Kod prirodnog hlađenja zrakom obrada i boja površine rashladnog tijela dosta utječu na toplinski otpor. Tako rashladna tijela sa sjajnom metalnom površinom imaju 10% — 15% veći toplinski otpor u usporedbi s rashladnim tijelima specijalno obrađene površine.




**Sl. 22.3. Kod prirodnog hlađenja zrakom nadtemperatura rashladnog tijela nije proporcionalna uvedenim gubicima.**

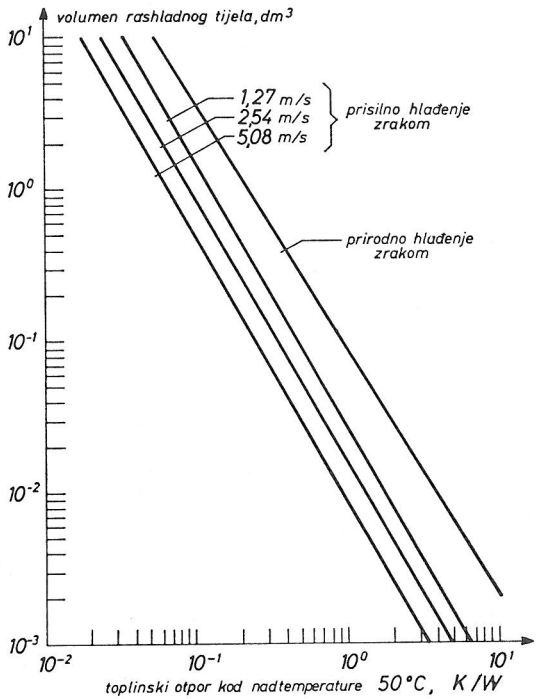
Kod prirodnog hlađenja zrakom toplinski otpor rashladnog tijela ovisi i o položaju rashladnog tijela. Toplinski je otpor najmanji ako rashladna rebra stoje okomito. Ako rashladna rebra stoje vodoravno, toplinski je otpor rashladnog tijela veći i do 20%.




**Sl. 22.4. Ovisnost toplinskog otpora rashladnog tijela o brzini strujanja zraka**

## 22.4. Optimalno rashladno tijelo

Danas se rashladna tijela većinom izrađuju iz *Al-Si* legure postupkom tlačnog lijeva ili tlačnim istiskivanjem. *Al-Si* legura ima, u usporedbi s čistim aluminijem, nešto manju toplinsku vodljivost, ali veću mehaničku čvrstoću i otpornost na koroziju. Prema bakrenim rashladnim tijelima, aluminijska rashladna tijela odlikuju se malom težinom i niskom cijenom. Budući da je toplinska vodljivost aluminija manja od toplinske vodljivosti bakra, aluminijska rashladna tijela zauzimaju veći volumen (u usporedbi s bakrenim rashladnim tijelom jednake moći disipacije).




**Sl. 22.5. Ovisnost toplinskog otpora optimalnog aluminijskog rashladnog tijela o okupiranom prostoru kod prirodnog i prisilnog hlađenja zrakom**

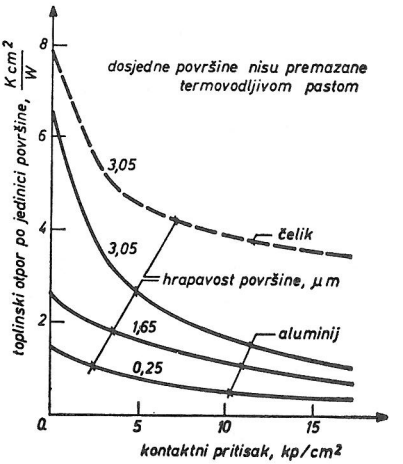
Pod *optimalnim rashladnim tijelom* iz određenog materijala razumijeva se rashladno tijelo koje uz minimalan okupirani volumen i težinu daje maksimalno mogući efekt hlađenja. Slika 22.5. ilustrira, za optimalno dimenzionirano aluminijsko rashladno tijelo kod prirodnog i prisilnog hlađenja zrakom, ovisnost toplinskog otpora rashladnog tijela o okupiranom prostoru. Ovisnost toplinskog otpora rashladnog tijela o okupiranom prostoru u log-log koordinatnom sustavu je pravac.

Uz ovaj osnovni zahtjev, rashladno tijelo mora biti otporno na koroziju i treba omogućiti jednostavnu izgradnju sklopova. Osim toga rashladna tijela za prisilno hlađenje moraju pružati što manji otpor strujanju rashladnog sredstva (što manji pad pritiska).

## 22.5. Toplinski otpor prijelaza ventil—rashladno tijelo

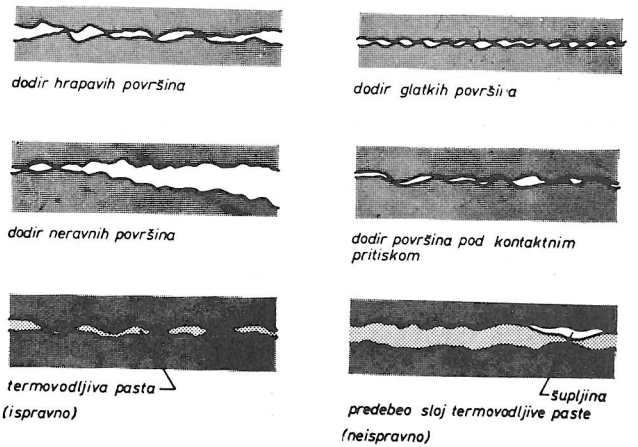
Dosjedna površina između rashladnog tijela i ventila je kritični toplinski put. Veliki *toplinski otpor prijelaza ventil—rashladno tijelo* može prilično obezvrijediti moć disipacije inače dobro odabranog rashladnog tijela.

Toplinski otpor prijelaza ventil—rashladno tijelo u pravilu je kod prirodnog hlađenja zrakom malen prema toplinskom otporu rashladnog tijela i toplinskom otporu ventila. Međutim, toplinski otpor prijelaza ventil—rashladno tijelo dobiva




**Sl. 22.6. Ovisnost toplinskog otpora između dosjednih površina o kontaktnom pritisku**

sve više na važnosti što je intenzivnije hlađenje, tj. što se više može usporediti s toplinskim otporom rashladnog tijela. Stoga treba kod prisilnog hlađenja zrakom, odnosno tekućim sredstvom, posebno paziti na dosjed ventila na rashladno tijelo.



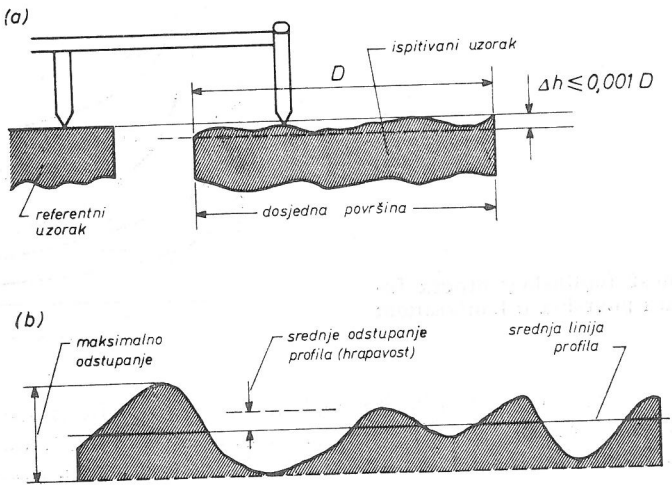

**Sl. 22.7. Termovodljiva pasta smanjuje toplinski otpor između dosjednih površina.**

U cilju smanjenja toplinskog otpora prijelaza ventil—rashladno tijelo potrebno je osigurati dovoljan kontaktni pritisak (sl. 22.6) i kvalitetnu obradu dosjednih površina (sl. 22.7). Za dobar toplinski kontakt ventil—rashladno tijelo, dosjedne površine moraju ispunjavati slijedeće uvjete:

— ravnost dosjednih površina mora biti bolja od $\Delta h \leqslant 0{,}001D$ (glede definicije vidi sliku 22.8.a),

— uglađenost dosjednih površina mora biti bolja od 10 — 15 $\mu$m (glede definicije vidi sliku 22.8.b),

— na dosjednim površinama ne smije biti oksida, stranih čestica, ogrebotina i prašine.




**Sl. 22.8. Definicija ravnosti i uglađenosti površine**

Zbog smanjenja toplinskog otpora prijelaza između ventila i rashladnog tijela dosjedne se površine premazuju toplinski vodljivom pastom. Pasta ispunjava sićušne zračne raspore između dosjednih površina, slika 22.7, i time smanjuje toplinski otpor prijelaza. Tako vrijednosti toplinskog otpora nepremazanog i premazanog prijelaza ventil—rashladno tijelo za ventile s ravnom kružnom bazom promjera 17,5 mm mogu varirati od 0,05 °C/W do 0,6 °C/W, tj. za više od reda veličine. U stvari toplinski otpor iznosa 0,6 °C/W premašuje vrijednost toplinskog otpora iole većeg rashladnog tijela. Još treba istaknuti da termovodljiva pasta ima određeni vijek trajanja.

## 22.6. Izbor rashladnog tijela i načina hlađenja

*Izbor rashladnog tijela* često se zasniva na kompromisu između toplinskih osobina, okupiranog prostora i cijene. S toplinskog gledišta, za rad poluvodičkog ventila osnovno je održavanje temperature silicija na razini neopasnoj za pouzdan rad. Relacija između nadtemperature silicija i gubitaka za stacionarno stanje glasi

$$P = \frac{\Delta\vartheta_J}{R_{thJC} + R_{thCH} + R_{thH}} \tag{22.5}$$

gdje je

$P$ gubici u ventilu, W

$\Delta\vartheta_J$ nadtemperatura silicija, °C

$R_{thJC}$ toplinski otpor silicij—kućište, K/W

$R_{thCH}$ toplinski otpor prijelaza kućište—rashladno tijelo, K/W

$R_{thH}$ toplinski otpor rashladnog tijela, K/W

Sve su varijable, osim varijable $R_{thH}$ u jednadžbi (22.5), poznate.

Nakon što je određen potreban toplinski otpor rashladnog tijela, vjerojatno nekoliko rashladnih tijela zadovoljava danu primjenu. Ako je tako, onda konačna odluka ovisi o okupiranom prostoru i cijeni.

Okupirani prostor rashladnog tijela (za jednaki toplinski otpor) najveći je kod prirodnog hlađenja zrakom. Slika 22.5. pokazuje koliki se toplinski otpor može postići kod prisilnog i prirodnog hlađenja zrakom u određenom volumenu prostora. Otprilike, svako smanjenje toplinskog otpora za dva puta povećava okupirani prostor za četiri puta. Zahtjev za prostorom kod prisilnog hlađenja zrakom postaje enormno velik kada se gubici približuju kilovatu, a toplinski otpor rashladnog tijela pada ispod 0,1 °C/W.

## 22.7. Hlađenje ventila u ormaru prirodnom ventilacijom

Sistem *prirodne ventilacije* vrlo se često upotrebljava za hlađenje manjih uređaja ili manjih dijelova postrojenja. U ormarima mogu se nalaziti, osim ventila na rashladnim tijelima, i preostale komponente uređaja, uključujući glavni transformator.

Hidrostatski tlak je pokretačka sila struje zraka kod prirodne ventilacije. Hidrostatski tlak ne može dati brzine zraka mnogo veće od 0,15 m/s. Razlog je u tome što se specifična težina zagrijanog zraka znatno ne razlikuje od specifične težine hladnog zraka. No, ako ne postoji efekt »dimnjaka«, brzina struje zraka je čak za red veličine manja.

Prirodna ventilacija je uvelike samoregulirajuća. Ako se u ormaru ne stvara toplina zrak je miran, ali što je veća disipacija to je veća brzina strujanja zraka.

Kataloški deklarirana strujna opteretivost ventila u uvjetima prirodne ventilacije vrijedi uz pretpostavku nesmetanog odvođenja topline tj. rebra rashladnog tijela moraju stajati okomito, zrak mora slobodno dostrujavati i odstrujavati i u blizini ne smije biti drugih zagrijanih ploha (npr. od drugih rashladnih tijela). Uz poštivanje pravila konstrukcije, ne treba smanjiti strujno opterećenje ventila obzirom na kataloški podatak koji daje opteretivost ventila u slobodnom prostoru.

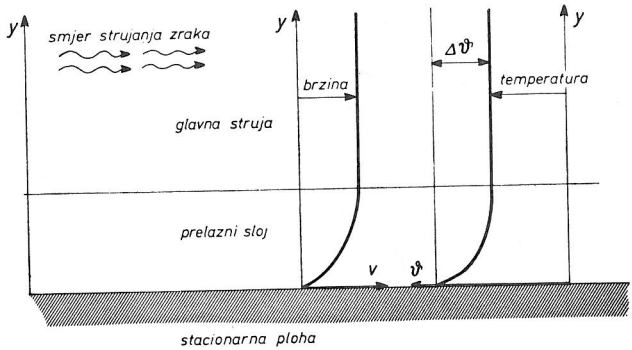
Značajna činjenica koju treba uzeti u obzir prilikom projektiranja prirodno ventiliranih ormara jest zagrijanje zraka od dna ormara prema vrhu. Manje opterećene komponente treba smjestiti pri vrhu ormara (ako je razumno izvedivo) ili treba ugraditi zaslone koji osiguravaju da se svaka komponenta hladi svježim zrakom.

U svrhu dobivanja maksimalno moguće brzine strujanja zraka preko komponenata, prirodno ventilirani ormari moraju imati odgovarajuće otvore za ulaz i izlaz zraka. Orijentaciono, efektivna površina ulaznih i izlaznih otvora treba biti jednaka površini tlocrta ormara.

## 22.8. Hlađenje ventila u ormaru prisilnom ventilacijom

Najprije da vidimo gdje su granice prirodne ventilacije.

Slika 22.9. ilustrira kako raspodjela brzine i temperature u struji zraka utječe na prijelaz topline. Raspodjela brzine pokazuje da je brzina zraka uz stacionarnu plohu jednaka nuli; čestice zraka na stijenki miruju, jer adhezijom prianjaju uz stijenku. S udaljavanjem od stijenke brzina zraka raste i konačno poprima brzinu glavne struje zraka. Raspodjela temperature pokazuje da je temperatura zraka tik stijenke jednaka temperaturi stijenke i da s udaljavanjem od stijenke opada do temperature glavne struje zraka. Za odvod topline bitan je oblik profila raspodjele brzine. Prvo, s povećanjem brzine strujanja zraka raste gradijent temperature duž osi koja je okomita na stijenku, a time i koeficijent prijelaza topline stijenka—zrak. Drugo, što je veća brzina strujanja zraka, to se molekule zraka manje zagriju po jedinici puta duž stijenke (kraće vrijeme doticaja molekule zraka sa stijenkom).




**Sl. 22.9. Profil temperature i brzine u graničnom području između struje zraka i stacionarne površine**

Kod prirodne ventilacije brzina strujanja zraka je ograničena (v. odsječak 22.7), pa je ograničena i vrijednost koeficijenta prijelaza topline stijenka—zrak. Kod prisilne ventilacije mogu se postići mnogo veće brzine strujanja, i to daje veći koeficijent prijelaza topline stijenka—zrak i manju nadtemperaturu zraka na izlaznim ventilacionim otvorima.

Odluku o prijelazu s prirodne na *prisilnu ventilaciju*, glede ventila i rashladnog tijela, treba donijeti imajući na pameti:

— smanjenje dimenzija rashladnog tijela uz istu strujnu opteretivost,
— povećanje strujne opteretivosti uz isto rashladno tijelo,
— smanjenje dimenzija rashladnog tijela i povećanje strujne opteretivosti (kompromis prethodnih dvaju stavova).

*Dimenzioniranje sistema prisilne ventilacije* sastoji se u određivanju ventilatora i konstrukcije ventilacijskog kanala (npr. rasporeda rashladnih tijela u ventilacijskom kanalu).

Polazi se od uvedenih gubitaka u ventilacijski kanal $P$ (u uvedene gubitke u ventilacijski kanal treba eventualno uračunati gubitke ventilatora, ako se ventilator nalazi na

ulazu u ventilacijski kanal) i od dopuštenog povećanja temperature zraka u ventilacijskom kanalu $\Delta\vartheta$. Za odvod gubitaka $P$ potreban je protok zraka

$$Q = \frac{P}{c \cdot \Delta\vartheta} \tag{22.6}$$

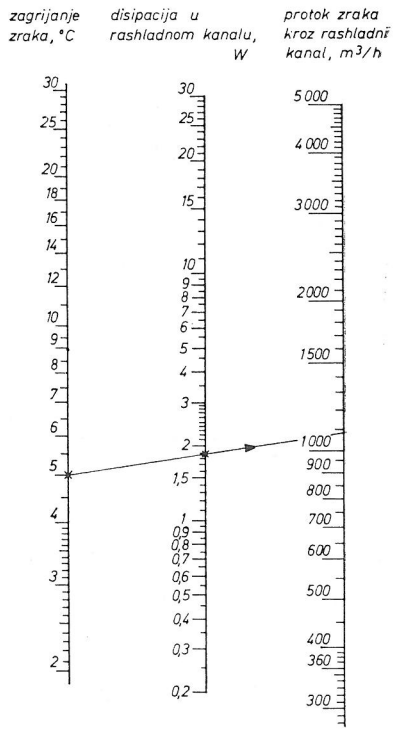
gdje je

$c$ specifična toplina zraka, Ws/kgK

Uvrštenjem vrijednosti specifične topline zraka na nadmorskoj visini nula i korištenjem veza između različitih jedinica mjere dobivamo za praksu jednostavniju formulu

$$Q\left(\frac{\mathrm{m}^3}{\mathrm{h}}\right) = \frac{2{,}922 \cdot P\,(\mathrm{W})}{\Delta\vartheta\,(^\circ\mathrm{C})} \tag{22.7}$$

Gornju formulu prikazuje nomogram na slici 22.10.



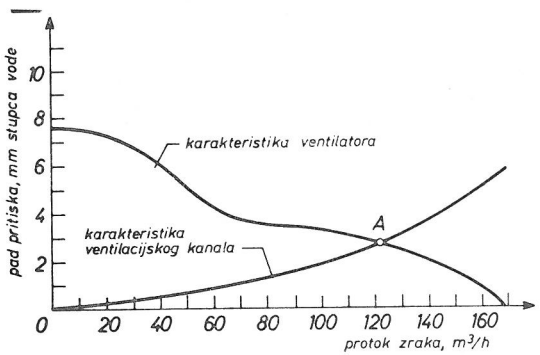

**Sl. 22.10. Nomogram za određivanje potrebne količine zraka kod hlađenja ventila prisilnom ventilacijom**

Dakle, jednadžba (22.7) daje količinu zraka koju ventilator mora progurati kroz ventilacijski kanal. Ventilator mora svladati stanovit otpor koji ovisi o geometriji ventilacijskog kanala, o brzini strujanja zraka i o fizikalnim osobinama zraka. U ventilacijskom kanalu javlja se tzv. statički pad pritiska, a na izlazu iz ventilacijskog kanala javlja se zbog nagle promjene brzine strujanja tzv. dinamički pad pritiska. Statički pad pritiska raste s kvadratom brzine strujanja. Dinamički pad

pritiska ovisi o izlazu ventilacijskog kanala. Ako se na izlazu ventilacijskog kanala nalazi ventilator, dinamički pad pritiska ovisi samo o tipu primijenjenog ventilatora.

Pad pritiska u ventilacijskom kanalu vrlo je teško ili čak nemoguće izračunati (osim za vrlo specijalne geometrije ventilacijskih kanala, npr. dugački ravni kanali, stanoviti savinuti kanali). Općenito je jednostavnije montirati bilo koji tip ventilatora i izmjeriti karakteristiku impedancije ventilacijskog kanala, tj. ovisnost pada pritiska o brzini strujanja, odnosno količini zraka koja protječe kroz ventilacijski kanal u jedinici vremena. Karakteristika impedancije ventilacijskog kanala može se naći na temelju poznavanja samo jedne točke karakteristike ako se pretpostavi da je karakteristika kvadratna parabola.

*Protok zraka kroz ventilacijski kanal* dobiva se tako da se u koordinatnom sustavu potraži sjecište karakteristike impedancije ventilacijskog kanala $\Delta p = f(Q)$ i karakteristike ventilatora, slika 22.11. Apscisa sjecišta krivulja (točka $A$) daje protok zraka kroz ventilacijski kanal. Ovaj protok zraka mora biti veći od minimalnog danog jednadžbom (22.7), odnosno količina zraka po rashladnom tijelu $Q_H$ mora biti veća od zahtijevane.




**Sl. 22.11. Radna točka sistema prisilne ventilacije; radna točka sistema dane geometrije i danog ventilatora sjecište je karakteristike ovisnosti pada pritiska u ventilacijskom kanalu o protoku zraka i karakteristike ventilatora.**

Istaknimo još neke zakonitosti prisilne ventilacije. Kod sistema zadane geometrije brzina vrtnje ventilatora (broj okretaja u minuti) utječe na pojedine veličine na slijedeći način:

— protok zraka mijenja se proporcionalno s brzinom vrtnje,

— statički pad pritiska mijenja se s kvadratom brzine vrtnje,

— snaga ventilatora mijenja se s trećom potencijom brzine vrtnje.

Dakle, udvostručenjem brzine vrtnje dobiva se dva puta veći protok, no statički pad pritiska je četiri puta veći, a potrebna snaga ventilatora je čak osam puta veća. Primijetimo da povećanje protoka zraka kroz ventilacijski kanal za dva puta ima za posljedicu povećanje pada pritiska u ventilacijskom kanalu za četiri puta, što je velik porast.

Kod sistema zadane geometrije i konstantne brzine ventilatora pojedine veličine mijenjaju se s gustoćom zraka na slijedeći način:

— protok zraka ostaje konstantan,

— statički pad pritiska pada proporcionalno s opadanjem gustoće zraka.

Gustoća zraka je po važnosti jednaka brzini strujanja. Ventilator koji zadovoljava na morskoj razini ne mora zadovoljiti na većim nadmorskim visinama (gustoća zraka opada s nadmorskom visinom). Danas postoje specijalni asinkroni motori s povećanim klizanjem, brzina kojih raste kako opterećenje opada; ovi motori održavaju masu protoka (kg/min) konstantnom usprkos opadanju gustoće zraka s visinom.

Za ostvarenje prisilne ventilacije većinom se upotrebljavaju tzv. radijalni ventilatori. U usporedbi s aksijalnim ventilatorima, proizvode veći pritisak i stvaraju manju buku. Radijalni ventilatori, koji se ovdje koriste, obično imaju stator umetnut u rotor; na rotoru su lopatice koje s njime čine jedinstvenu cjelinu. Ležaji i podmazivanje riješeni su tako da je moguć bespekidan rad dulje od pet godina.

Ventilator uvjetuje nivo buke, jer je brzina strujanja zraka oko lopatica znatno veća od brzine strujanja zraka u ventilacijskom kanalu. U cilju održavanja niskog nivoa buke preporučuju se ventilatori velikog promjera i malog broja okretaja (manjeg od 1 500 okr/min).

Glede prisilne ventilacije treba primijetiti i to da je izdatak za ventilaciju bitno veći ako se umjesto jednog ventila velike naponske klase upotrijebe dva serijski spojena ventila manje naponske klase. Unatoč tome što sa smanjenjem probojnog napona ventila raste njegova strujna opteretivost, kod serijskog spoja dvaju ventila (u usporedbi s ekvivalentnim jednim ventilom) gubici su veći za više od 50%, jer imamo dva napona praga u seriji.

## 22.9. Strujna opteretivost ventila u ventilacijskom kanalu

Problemu proračuna *strujne opteretivosti ventila u ventilacijskom kanalu* možemo prići tako da za ventile u gornjim etažama kao temperaturu okoline uzmemo temperaturu okoline uvećanu za povišenje temperature zraka u ventilacijskom kanalu (formula (22.7) daje povećanje temperature zraka u ventilacijskom kanalu). No problemu proračuna strujne opteretivosti ventila u ventilacijskom kanalu možemo prići i tako da pretpostavimo kako je i za ventile u gornjim etažama temperatura okoline jednaka temperaturi izvan ventilacijskog kanala, a da se povećao toplinski otpor rashladnog tijela

$$R_{thHN} = R_{thH1} + \Delta R_{thHN} \tag{22.8}$$

gdje je

$R_{thHN}$ toplinski otpor rashladnog tijela u $N$-toj etaži, K/W

$R_{thH1}$ toplinski otpor rashladnog tijela u prvoj etaži, K/W

$\Delta R_{thHN}$ povećanje toplinskog otpora $N$-tog rashladnog tijela zbog zagrijanja zraka, K/W

Računamo

$$R_{thHN} = R_{thH1} + \frac{\Delta\vartheta}{P_H} \cdot k \tag{22.9}$$

gdje je

$\Delta\vartheta$ povećanje temperature zraka od prve do uključivo $N$—1 etaže, °C

$P_H$ uvedeni gubici u rashladno tijelo, W

$k$ korekcioni faktor, ovim faktorom uzima se u račun utjecaj bočnih otvora

Budući da je (v. jedn. 22.7)

$$\Delta\vartheta\,(°C) = \frac{2{,}922 \cdot P_H\,(W)}{Q_H\left(\frac{m^3}{h}\right)} \tag{22.10}$$

gdje je

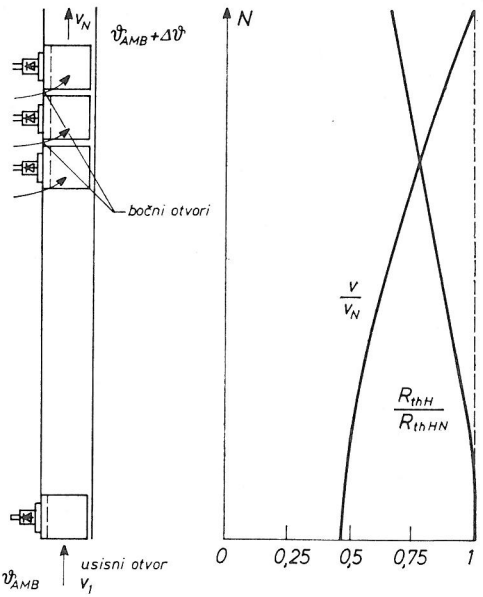
$Q_H$ protok zraka po jednom rashladnom tijelu, $m^3/h$

$P_H$ gubici uvedeni u rashladno tijelo, W

slijedi uvrštenjem (22.10) u (22.9)

$$R_{thHN} \approx R_{thH1} + (N-1)\frac{3k}{Q_H} \tag{22.11}$$

Vidimo da toplinski otpor rashladnog tijela u nekoj etaži ovisi o broju etaža ispod nje i o protoku zraka, a ne ovisi o gubicima, slika 22.12. Za $N = 10$, za konstruk-



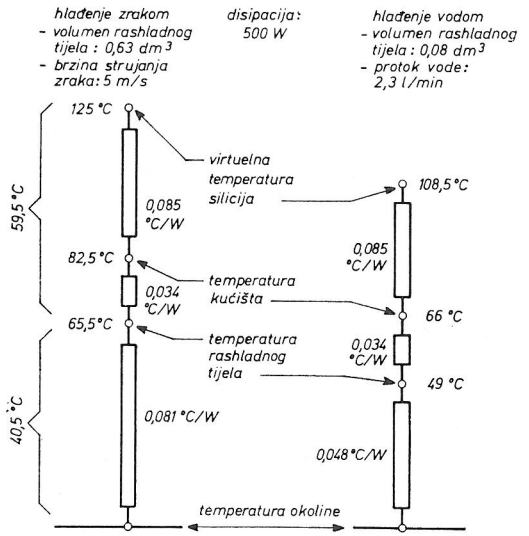

**Sl. 22.12. Toplinski otpor rashladnog tijela u ventilacijskom kanalu**

ciju prema slici 22.12, toplinski se otpor kreće od 1,5 $R_{thH1}$ do 2,5 $R_{thH1}$, a pad pritiska je dva do tri puta veći od pada pritiska na jednom rashladnom tijelu (tj. jednoj etaži).

## 22.10. Hlađenje ventila tekućim sredstvom

U prvom desetljeću primjene poluvodičkih ventila (1960—1970) *hlađenje ventila tekućim sredstvom* (npr. vodom) rijetko se koristilo. Razina gubitaka i u najvećim ventilima bila je niska i potpuno je zadovoljavalo hlađenje prisilnom ventilacijom. No kako su ventili rasli po svojim strujnim mogućnostima, projektanti su se sukobili s problemom hlađenja ventila koji disipiraju stotine, a ponekad i tisuće, vata. Potrebe za prostorom naglo su rasle, te se konačno odlučilo prijeći na hlađenje tekućim sredstvom.

Hlađenje tekućim sredstvom ima neke prednosti pred ostalim metodama hlađenja. Jedna je prednost u tome što se ormar u kojem se nalaze poluvodički ventili može lako zaštititi od utjecaja okoline, npr. od korozivne atmosfere ili prašine. Hlađenje tekućim sredstvom također otklanja problem aerodinamične buke, problem koji je uvijek prisutan kod prisilno ventiliranih ormara. Buka uređaja za hlađenje tekućim sredstvom nije neznatna, no uređaji za hlađenje mogu se smjestiti u zasebnu prostoriju.

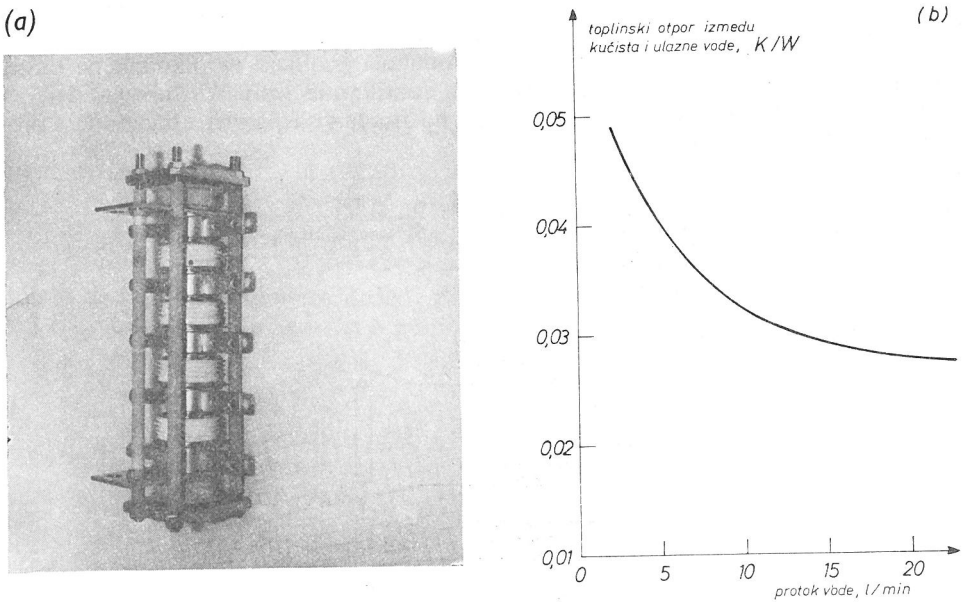



**Sl. 22.13. Usporedba hlađenja ventila zrakom i tekućim sredstvom. Hlađenje tekućim sredstvom u usporedbi s prisilnom ventilacijom daje za 17 °C nižu temperaturu silicija, a rashladna tijela zauzimaju samo 1/7 prostora.**

Ako postoji izbor, treba uvijek izabrati sistem prirodne ventilacije, koji je najjeftiniji. Prelaskom na prisilnu ventilaciju ili na prisilno hlađenje tekućim sredstvom uvode se elektromehaničke komponente i cijena raste. Sistemi za hlađenje tekućim sredstvom skupi su i složeni. Ponekad se teško odlučiti dovesti cijevi u blizinu elektronike zbog vjerojatnosti korozije, kondenzacije i smanjenja izolacijskih otpora. No usprkos ovim manama, hlađenje tekućim sredstvom vrlo je dobra metoda hlađenja velikih energetskih ventila.

Slijedeći primjer još bolje ilustrira razliku između prisilne ventilacije i hlađenja tekućim sredstvom. Uzmimo dvostrano hlađeni tiristor gubitaka 500 W, granične temperature silicija 125 °C i toplinskog otpora silicij—kućište 0,085 K/W, slika 22.13. Neka je prijelazni otpor kućište—rashladno tijelo 0,034 K/W. Zbraja-

njem obaju toplinskih otpora i množenjem s 500 W dobiva se razlika temperature između silicija i rashladnog tijela 59,5 °C. Ako se pretpostavi da je temperatura okoline 25 °C, nadtemperatura rashladnog tijela smije biti najviše 40,5 °C. To znači da toplinski otpor rashladnog tijela ne smije biti veći od 0,081 K/W. Kod hlađenja prisilnom ventilacijom ovaj toplinski otpor ima rashladno tijelo okupiranog volumena 0,63 $dm^3$ pri brzini strujanja zraka od 5 m/s (v. sl. 22.5). Kod hlađenja vodom toplinski otpor rashladno tijelo—voda iznosi 0,048 K/W pri brzini protoka od 2,3 l/min (v. sl. 22.14.b) tj. oko polovice toplinskog otpora rashlad-

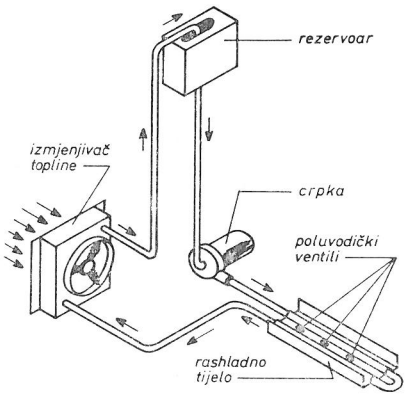



**Sl. 22.14. a) Mehanička konstrukcija ventil—rashladno tijelo kod hlađenja tekućim sredstvom, ventil je smješten između dvaju bakrenih blokova (WESTINGHOUSE). b) Ovisnost toplinskog otpora o protoku vode za ventil na slici a), nizak toplinski otpor kućište—rashladno tijelo omogućuje odvod gubitaka oko 2 kW.**

nog tijela odabranog za prisilnu ventilaciju. Temperatura silicija iznosi 108,5 °C, a rashladna tijela zauzimaju prostor od 0,08 $dm^3$ (svega 13% okupiranog prostora kod prisilne ventilacije). Budući da se voda prilikom prolaza kroz jedno rashladno tijelo neznatno zagrijava, rashladna tijela mogu biti, s obzirom na tok vode, spojena u seriju.

*Sistemi hlađenja vodom* mogu biti ili s prolaznom vodom, ili s cirkulirajućom. Kod sistema s prolaznom vodom voda se dovodi do rashladnog tijela preko redukcijskog ventila koji osigurava približno konstantan protok vode. Zagrijana se voda nepovratno baca u kanalizaciju. Temperatura vode se ne kontrolira (obično prihvatljivo ako temperatura ulazne vode nije veća od 30 °C). Međutim, za vlažnih ljetnih mjeseci na rashladnim tijelima i cijevima kondenzira se voda, što može

dovesti do stanovitih teškoća. Naprotiv, sistemi s cirkulirajućom vodom, slika 22.15, imaju niz prednosti, uključujući i kontrolu temperature vode, i nerasipanje vode. Dapače, održavanjem temperature vode iznad točke rosišta ne može doći do kondenzacije vode na hladnijim površinama. Osim toga, kod sistema hlađenja s cirkulirajućom vodom vodi se mogu dodati tvari koje poboljšavaju njezina rashladna svojstva.




**Sl. 22.15. Zatvoreni sistem hlađenja tekućim sredstvom**

Glavni dijelovi sistema hlađenja s cirkulirajućom vodom jesu (v. sl. 22.15): izmjenjivač topline, crpka, rezervoar i rashladna tijela. U izmjenjivaču topline toplina se prenosi od vode na okolni zrak. Crpka održava protok vode. Rezervoar omogućuje ekspanziju i kontrakciju vode zbog varijacija temperature. Rezervoar omogućuje i povremeno nadolijevanje vode i periodičko uzimanje uzoraka zbog kontrole.

*Dimenzioniranje sistema hlađenja tekućim sredstvom* sastoji se u određivanju protoka rashladnog sredstva, toplinskog otpora izmjenjivača topline, konstrukcije sistema hlađenja i crpke.

Minimalni *potrebni protok rashladnog sredstva* $Q$ određuje se na temelju gubitaka u ventilima $P$ i još prihvatljivog zagrijanja rashladnog sredstva $\Delta\vartheta$ (v. formulu 22.6). Ovu ovisnost za vodu prikazuje nomogram na slici 22.16.

Sada treba odrediti izmjenjivač topline. Za određivanje *toplinskog otpora izmjenjivača topline* potrebno je poznavati:

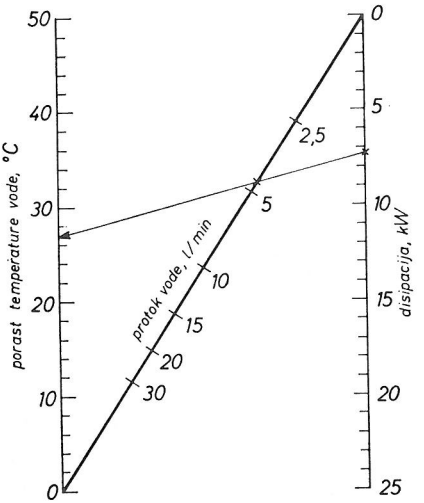
— ukupne gubitke uvedene u tekuće sredstvo $P$
— temperaturu tekućeg sredstva na ulazu u izmjenjivač topline $\vartheta_U$
— temperaturu ambijenta (okolnog zraka) $\vartheta_{AMB}$.

Toplinski otpor izmjenjivača topline iznosi

$$R = \frac{\vartheta_U - \vartheta_{AMB}}{P} \qquad (22.12)$$

Nakon što su definirana rashladna tijela i izmjenjivač topline, u svrhu određivanja potisne sile crpke zbrajaju se padovi pritiska: u rashladnim tijelima, u izmjenjivaču topline i u cijevima koje povezuju rashladna tijela. Potisna sila crpke je pritisak (mjeren u kp/cm$^2$) koji daje crpka pri određenom protoku.

Jedan od uvjeta pouzdanog transporta tekućeg sredstva jest dobar izbor materijala cjevovoda. Najbolje je izabrati bakrene cijevi, premda su one relativno skupe. Glatka površina bakra otporna je na mehaničku i kemijsku koroziju, a osim toga bakar je dobar vodič topline. Mehanička i kemijska korozija najjača je na oštro svinutim dijelovima cijevi, tamo gdje je turbulencija najveća. Osim toga, bakrene se cijevi lako instaliraju, elektrokemijski i toplinski dobro se slažu s materijalima koji se obično upotrebljavaju za izradu izmjenjivača topline i rashladnih tijela.




**Sl. 22.16. Nomogram za određivanje potrebne količine vode kod hlađenja ventila vodom**

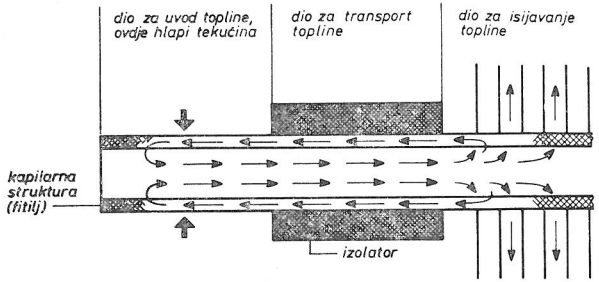
Još nekoliko riječi o *izboru tekućeg sredstva*. Od svih poznatih rashladnih sredstava voda ima najbolje karakteristike glede hlađenja: gustoću, viskoznost, toplinsku vodljivost i toplinski kapacitet. Voda mora biti destilirana, deionizirana i demineralizirana. U slučajevima gdje tekuće sredstvo dolazi u doticaj s aluminijem ili broncom preporučljivo je upotrijebiti otopinu etilen-glikola. Međutim, etilen-glikol ima manju toplinsku vodljivost i stoga pogoršava rashladna svojstva sistema. Otopine tipa etilen-glikola upotrebljavaju se i ondje gdje temperatura okoline pada ispod točke ledišta vode ili gdje temperatura kućišta prelazi temperaturu vrelišta vode. Dielektrična ulja ispunjavaju istodobno stroge zahtjeve na izolacionu čvrstoću i rada na niskim temperaturama (ispod točke ledišta vode). Na nesreću, mnoga od ovih ulja traže izvanredno dobro brtvljenje crpke i spojnih mjesta. Osim toga, čak i najbolja dielektrična ulja, kao i mnoga silikonska ulja, imaju slabija rashladna svojstva od vode te zahtijevaju razmjerno efikasniji izmjenjivač topline.

## 22.11. Toplinske cijevi (engl. heat pipe)

*Toplinske cijevi* još se ne primjenjuju u znatnijem postotku za hlađenje poluvodičkih energetskih ventila (iako tehnologija toplinskih cijevi datira od jednog patenta 1942. godine).

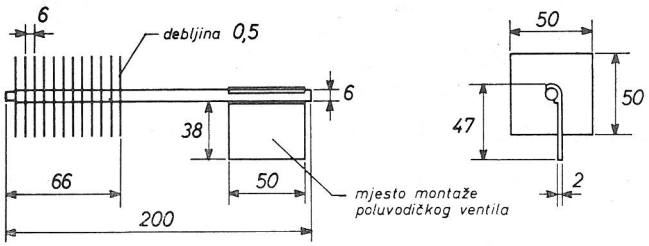
Slika 22.17. shematski prikazuje strukturu toplinske cijevi. Toplina se uvodi u toplinsku cijev na jednom kraju. Ovdje se tekućina kojom je ispunjena toplinska cijev isparava. Pare struje prema suprotnom, hladnijem, kraju i kondenziraju se

na stijenkama. Kondenzat se vraća prema toplijem kraju cijevi kroz kapilarnu strukturu površine stijenke, i krug se zatvara. Unutrašnjost toplinske cijevi presvučena je materijalom kapilarne strukture. Kapilarne sile »pumpaju« tekućinu prema toplijem kraju, drugim riječima, porozni materijal kojim su presvučene stijenke ima ulogu fitilja (dakle, sila teža nije neophodna za vraćanje tekućine).




**Sl. 22.17. Shematski prikaz toplinske cijevi**

Toplinska cijev vodi toplinu nekoliko stotina puta bolje od najboljih vodiča (toplinska cijev je »cijev« za transport topline). Za ilustraciju toplinskih karakteristika navest ćemo neke podatke cjevastih toplinskih cijevi proizvodnje Jermyn (Velika Britanija). Toplina se može dodati ili oduzeti na bilo kojem mjestu cilindrične površine. Kroz toplinsku cijev promjera 10 mm i dužine 300 mm u vodoravnom položaju može se prenijeti, kod temperature unutrašnjosti toplinske cijevi od 100 °C, 180 W uz pad temperature manji od 5 °C. Radno područje temperatura toplinske cijevi nalazi se između 20 °C i 150 °C; sposobnost transportiranja topline raste proporcionalno s temperaturom unutrašnjosti toplinske cijevi. Na temperaturi od 0 °C prestaje sposobnost vođenja topline; iznad temperature od 150 °C dolazi do trajnog oštećenja ili čak do rasprsnuća toplinske cijevi. Ponovno treba naglasiti da se izneseni podaci odnose na jedan određeni tip toplinskih cijevi i da se ni u kojem slučaju ne smiju smatrati graničnim podacima, odnosno mogućnostima tehnologije toplinskih cijevi.

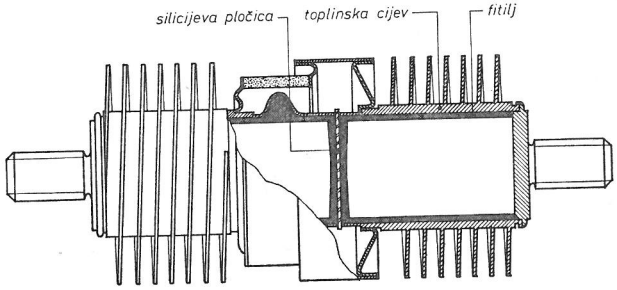



**Sl. 22.18. Rashladna tijela zasnovana na toplinskoj cijevi; toplinskom cijevi se transportira toplina od ventila do rashladnog tijela gotovo bez pada temperature.**

Korištenjem toplinske cijevi može se prostorno odvojiti rashladno tijelo od poluvodičkog ventila, slika 22.18. Ovdje je toplinska cijev primijenjena doslovno za transport topline od kućišta poluvodičkog ventila do rashladnog tijela. Budući

da je pad temperature duž toplinske cijevi zanemariv, »toplo mjesto« ispod kućišta poluvodičkog ventila praktički se proširuje na toplinsku cijev. Time je povećan stupanj djelovanja rashladnog tijela, jer je smanjen gradijent pada temperature duž rashladnog tijela.

Mnogo rafiniranije rješenje hlađenja tehnologijom toplinske cijevi prikazuje slika 22.19. Silicijeva pločica s *P-N* prijelazima tvori sa sistemom hlađenja integralnu, nedjeljivu, cjelinu. Toplina se odvodi toplinskom cijevi s obiju strana si-




**Sl. 22.19. Presjek kroz poluvodički ventil hlađen tehnologijom toplinske cijevi**

licijeve pločice. Silicijeva pločica zatvara i lijevu i desnu toplinsku cijev. Ove toplinske cijevi imaju efektivnu toplinsku vodljivost za nekoliko redova veličine veću od bakra! Karakteristike ventila na slici 22.19. sumarno su slijedeće:

— toplinski otpor između silicija i rashladnih rebara: 0,03 K/W,
— toplinski otpor između silicija i rashladnog zraka kod prisilne ventilacije: 0,24 K/W,
— zauzeti prostor: 230 $cm^3$,
— težina: 0,3 kp.

## 22.12. Montaža ventila na rashladno tijelo

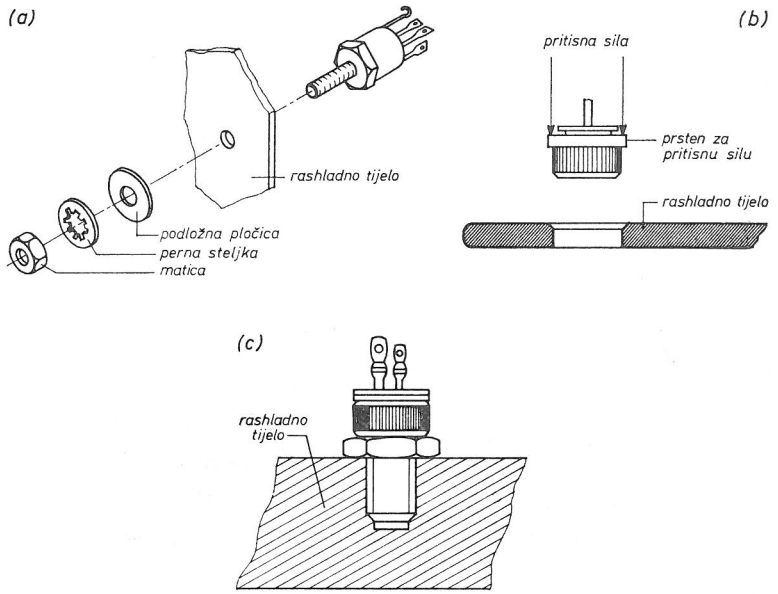
Ispravna *montaža poluvodičkih ventila na rashladno tijelo* jedan je od preduvjeta pouzdanog rada sklopa. U ovom odsječku nabrojeno je na što sve treba paziti prilikom montaže poluvodičkog ventila na rashladno tijelo. Ukratko, pravilnom montažom osigurava se dobar toplinski kontakt između kućišta i rashladnog tijela.

Za montažu na rashladno tijelo vrijede ova opća pravila:

— Čistoća dosjednih površina. Dosjedne površine moraju biti bez oksida, sitnih zrnaca i prašine. Osobito treba paziti da u navojima nema metalne prašine.
— Mehanička dotjeranost dosjednih površina (uglađenost, ravnost).
— Dovoljan pritisak između dosjednih površina.
— Premazivanje dosjednih površina termovodljivom pastom. Nakon čišćenja sve dosjedne površine između kućišta ventila i rashladnog tijela (uključujući navoj) treba premazati termovodljivom pastom. Termovodljiva pasta sprečava galvansku koroziju i olakšava prijelaz topline. Uz to olakšava skidanje ventila s rashladnog tijela nakon duljeg vremena.

### a) Montaža manjih poluvodičkih ventila

Jedan vrlo čest način *montaže manjih poluvodičkih ventila* vidi se na slici 22.20.a. Oštre rubove oko rupe na rashladnom tijelu treba odstraniti, ali rubovi oko rupe ne smiju biti skošeni. Promjer rupe treba biti samo neznatno veći od vijka baze ventila. Ventil se pričvršćuje za rashladno tijelo maticom. Dosjedni pritisak postiže se pritezanjem matice, a ne baze ventila. Preporučena vrijednost momenta pritezanja daje se za čist i suh navoj (termovodljiva pasta mora se odstraniti iz navoja!). Matica se mora pritegnuti moment-ključem, i to momentom blizu graničnog. Premalen moment pritezanja daje velik toplinski otpor između kućišta ventila i rashladnog tijela, a prevelik moment pritezanja može razoriti ventil. Perna steljka sprečava odvrtanje matice, npr. zbog periodičkih promjena temperature. Unatoč tome, djelomično i radi puzanja materijala, dosjedni pritisak pada. Pad dosjednog pritiska, kao što je poznato, ima za posljedicu porast toplinskog otpora.

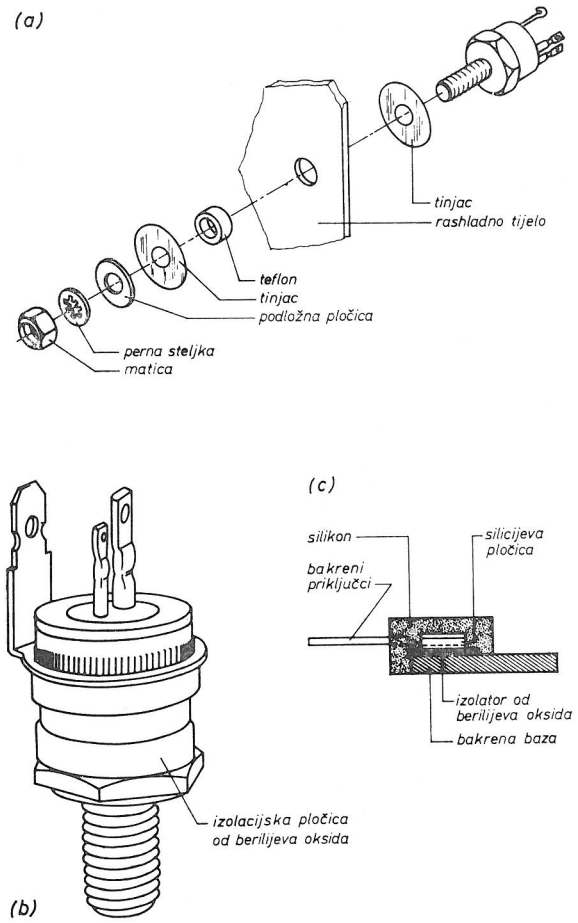



**Sl. 22.20. Najčešći načini montaže manjih ventila na rashladno tijelo**

Drugu mogućnost montaže prikazuje slika 22.21.b. Kućište ventila utiskuje se u rupu na rashladnom tijelu. Pritisna sila kreće se od 100 do 450 kp, ovisno o materijalu rashladnog tijela. Pritisnu silu treba raspodijeliti ravnomjerno po obodnom prstenu kućišta kako se prilikom utiskivanja kućište ventila ne bi naginjalo. Rubove rupe treba skositi da bi se izbjeglo oštećenje narovašenog oboda kućišta ventila. Utiskivanje dosta olakšava termovodljiva pasta.

Još jedan način montaže manjih ventila vidi se na slici 22.20.c. Kod ovog načina montaže treba posebno paziti da se navoj izradi u rupi koja je okomita na površinu rashladnog tijela. Na taj način postiže se dosjed po cijeloj donjoj površini šesterokutne baze.

Rashladno tijelo obično je dio strujnog kruga i vrlo se često nalazi pod naponom. Ukoliko napon rashladnog tijela predstavlja opasnost, ili ako može doći do kratkog spoja između rashladnog tijela i mase, ili ako se na istom rashladnom tijelu želi hladiti nekoliko ventila, ili ako postoji neki drugi razlog, onda se kućište ventila treba električno izolirati od rashladnog tijela, slika 22.21. Međutim, zahtjev za dobrom električnom izolacijom dijametralno je suprotan zahtjevu za što manjim toplinskim otporom.




**Sl. 22.21. Najčešći načini izoliranja ventila od rashladnog tijela**

Slika 22.21.a. ilustrira već dugo upotrebljavane metode izoliranja manjih poluvodičkih ventila od rashladnog tijela. Kao izolator upotrijebljena je tanka pločica tinjca. Tinjac je dobar električni izolator i ujedno dobar vodič topline. Umjesto tinjca u novije se vrijeme upotrebljavaju pločice berilijeva oksida (*BeO*). Pločice *BeO* imaju toplinsku vodljivost koja se može usporediti s aluminijem i izvrsna izolacijska svojstva.

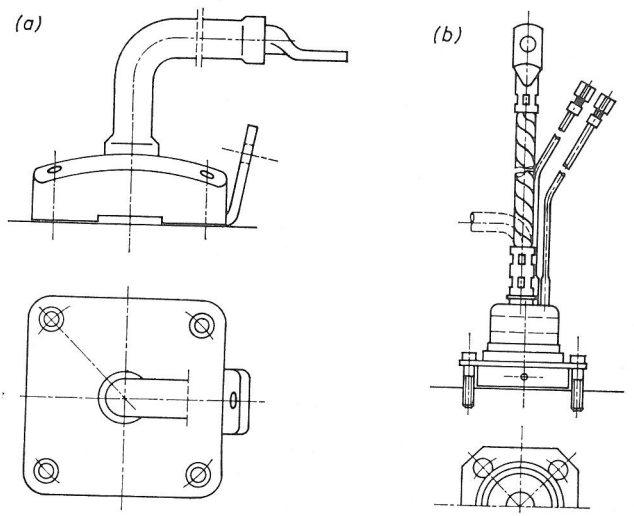
Kao ilustraciju navedimo da uvođenjem prstena *BeO* vanjskog promjera 12 mm, unutarnjeg promjera 6 mm i debljine 1 mm između kućišta ventila i rashladnog tijela ukupni toplinski otpor kućište—rashladno tijelo naraste za 0,5 K/W (uz premazivanje dosjednih površina termovodljivom pastom).

Umjesto izolacijskih pločica mogu se upotrijebiti neke epoksidne mase. Ove mase odlikuju se visokom toplinskom vodljivošću, dobrim izolacijskim svojstvima i koeficijentom toplinskog rastezanja približno jednakom onome aluminija i bakra. Tako npr. *Delta coate* 151 tvrtke »Wakefield« toplinski je vodljiva dielektrična epoksidna masa odličnih izolacijskih svojstava, te može poslužiti za električno izoliranje kućišta ventila od rashladnog tijela. Sloj debljine 0,15 mm izdržava napon od 1 000 V.

Slike 22.21.b, c. prikazuju dva rješenja izoliranja kućišta ventila od rashladnog tijela upotrebom pločica *BeO*. Električna izolacija ventila u TO 220 kućištu izvedena je stavljanjem pločice *BeO* između sendviča i bakrenog nosača. Pločica *BeO* je relativno tanka, jer ne postoji opasnost preskoka iskre ili stvaranja puznih staza — naime, i sendvič, i izolacijska pločica nalaze se unutar silikonskog omotača. Time je olakšan odvod topline iz sendviča. Ovakav ventil može se, na primjer, pričvrstiti na kućište uređaja. Kućište uređaja služi kao rashladno tijelo. Tako se štedi na rashladnim tijelima, a osim toga ne troši se vrijeme za izradu mehaničkog dijela sklopa.

### b) Montaža većih ventila konstruiranih za jednostrano hlađenje

Kod ventila s ravnom bazom i kod ventila s vijčanom bazom ostvaruje se preko baze mehanički, električni i toplinski kontakt.



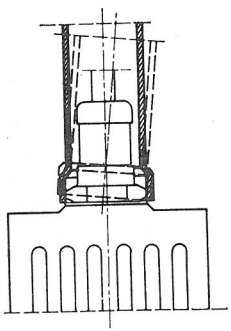

**Sl. 22.22. Načini montaže ventila s ravnom bazom na rashladno tijelo**

*Ventili s ravnom bazom*, slika 22.22 pričvršćuju se na rashladno tijelo vijcima. Jedne izvedbe ventila, slika 22.22.a, imaju po obodu kućišta rupe za vijke; vijke treba pritegnuti određenim momentom da bi se dobio odgovarajući pritisak do-

sjednih površina. Druge izvedbe ventila, slika 22.22.b, imaju na obodu kućišta prsten na koji se natiče elastična pločica s rupama za vijke. U nenapregnutom stanju elastična je pločica zakrivljena. Pritezanjem vijaka pločica se izravnava. Vijke treba pritezati ravnomjerno, jer elastična pločica mora ostati paralelna s površinom rashladnog tijela. Kada se pločica potpuno izravnala, postignut je predviđeni pritisak dosjednih površina.

Kod *ventila s vijčanom bazom* mehanički, električni i toplinski kontakt ostvaruje se pritezanjem šesterokutne baze. Moment pritezanja ne smije biti prevelik, ali ni premalen, da s vremenom ne bi došlo do slabljenja kontakta. Stoga ventil treba pritegnuti kataloški preporučenim momentom. Iznad određenog momenta dolazi do kvarenja električnih karakteristika ili do mehaničkog oštećenja.

Pritezanje šesterokutne baze ventila treba obaviti moment-ključem, slika 22.23. Pokreti ne smiju biti nagli. Glava moment-ključa mora stajati okomito na rashladno tijelo. U protivnom, postoji opasnost od mehaničkog oštećenja, posebice keramičkog izolatora. Mora se paziti i na to da se ne oštete izvodi geita.



**Sl. 22.23. Kod pritezanja mora se paziti da glava moment-ključa stoji okomito na rashladno tijelo**

### c) Montaža većih ventila konstruiranih za dvostrano hlađenje

U novije vrijeme sve se više ventila proizvodi u obliku hokejskog paka, slika 6.5. Prednosti su takve konstrukcije:

— ventil se može hladiti (prema potrebi) bilo jednostrano, bilo dvostrano (v. sl. 22.24),

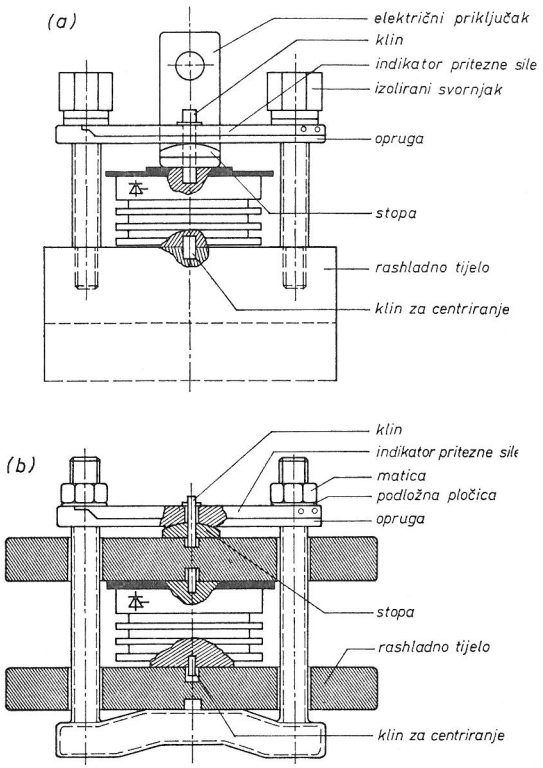
— ovisno o strujnom opterećenju, može se odabrati najpovoljniji način hlađenja — ili prirodna ventilacija, ili prisilna ventilacija, ili hlađenje tekućim sredstvom,

— ovisno o zahtjevima na konstrukciju, može se odabrati najpovoljniji geometrijski oblik rashladnog tijela.

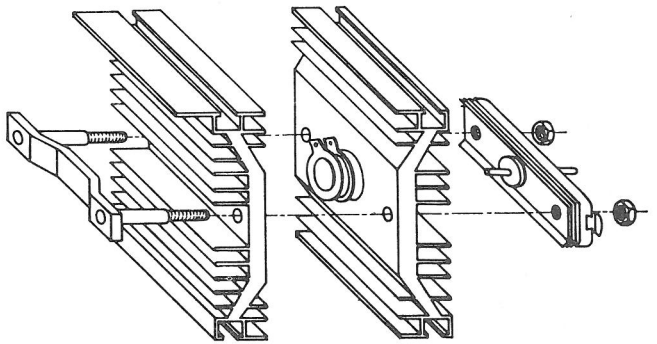
Za *montažu ventila oblika hokejskog paka* za rashladno tijelo služi posebna naprava, tzv. pritega, slika 22.24. Rupice na kućištu ventila služe za centriranje ventila prema pritezi i rashladnom tijelu. U njih ulazi klin za centriranje na pritezi. Zakretanjem vijaka dolazi do deformacije elastičnog pera, i pritezna sila raste. Pritezna sila mora biti raspodijeljena ravnomjerno po dosjednim površinama.

Pritezna sila pritege odabire se krutošću i brojem elastičnih pera. Na pritezi se nalazi pokazivač deformacije pera izbaždaren u priteznoj sili. Tako je moguće, bez posebnih instrumenata, uvijek podesiti odgovarajuću priteznu silu. Baza pritege i svornjaci pritege do navoja presvučeni su izolacijom.

Slika 22.25 ilustrira način montaže dvostrano hlađenih ventila.




**Sl. 22.24. Ventili oblika hokejskog paka mogu se hladiti jednostrano ili dvostrano (ASEA).**



**Sl. 22.25. Ova razvučena skica pokazuje način montaže ventila oblika hokejskog paka na rashladno tijelo.**

### d) Neke napomene za montažu ventila u sklopove

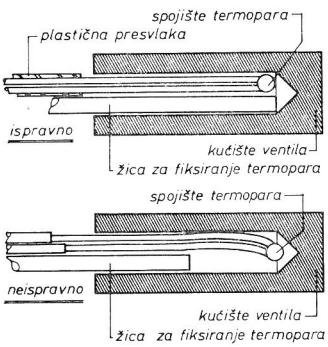
Prilikom konstruktivnog rješavanja sklopova s poluvodičkim ventilima treba voditi računa o slijedećem:

— Kablovi ili sabirnice ne smiju mehanički naprezati priključke ventila. Kod ventila s nefleksibilnim priključcima (obično manji ventili) priključenje ventila u strujni krug treba izvesti s fleksibilnim kablovima. Kod ventila s dvostranim hlađenjem barem jedan priključak mora biti fleksibilan (između dviju polovica rashladnog tijela ne smije se pojaviti pretjerano mehaničko naprezanje).
— Na kućište ventila ne smiju se lemiti nikakve žice. Obično je na rashladnom tijelu predviđeno mjesto za spajanje dovoda.
— Treba izbjegavati dodatno zagrijavanje ventila preko dovoda. Osobito treba paziti da se toplina razvijena u osiguračima ne širi prema ventilima.
— Kod ventila kod kojih se žice leme na priključke, lemljenje treba izvršiti što brže. Ako je temperatura lemila 250 °C, lemljenje ne smije trajati duže od oko 10 s. Pri tome treba obuhvatiti plosnatim kliještima priključak između kućišta i mjesta koje se lemi; preko kliješta odvodi se toplina.
— Kod malih ventila sa savitljivim priključcima treba izbjegavati oštro savijanje savitljivih priključaka. Savitljivi priključci ne smiju se savinuti u blizini kućišta (keramičkog izolatora).

## 22.13. Mjerenje temperature kućišta ventila

Točnost proračuna hlađenja potvrđuje se eksperimentalno *mjerenjem temperature kućišta ventila*. Međutim, da bi rezultati mjerenja bili smisleni, nije dovoljno samo pričvrstiti termopar i pričekati da temperatura kućišta dostigne stanje toplinske ravnoteže.

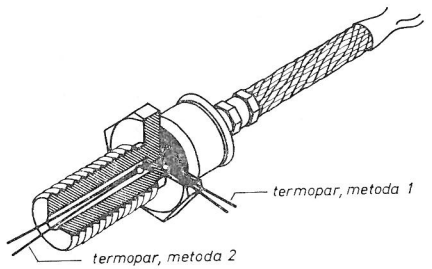
Osnovni je preduvjet točnog mjerenja temperature kućišta ispravna lokacija termopara i osiguranje dobrog toplinskog kontakta između spojišta termopara i kućišta. Jedan vrlo dobar način montaže termopara prikazuje slika 22.26. Spojište termopara mora biti u dobrom toplinskom kontaktu sa stijenkom rupe. U protivnom termopar bi možda mjerio temperaturu zraka u rupi. Na slici 22.26. uspoređen je ispravan način montaže termopara u rupi s neispravnim načinom montaže.




**Sl. 22.26. Uputa za smještaj termopara u rupu na kućištu, odnosno bazi ventila**

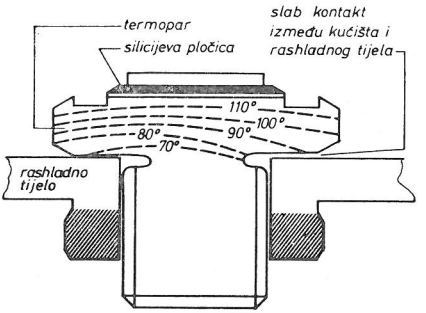
Svaki tip kućišta ventila ima svoje specifičnosti glede montaže tremopara. Vjerojatno je najlakše učvrstiti termopar na kućište ventila s vijčanom bazom. Termopar se smješta u rupu dno koje doseže što bliže centru sendviča, slika 22.27. Rupa se može izbušiti ili aksijalno u osi vijka, ili radijalno (postrance) okomito na

stranicu šesterokutne baze. U pravilu bira se ona rupa koja je kraća; u dugačku rupu katkada je teško precizno smjestiti termopar. Posebno treba paziti da rupa nije preširoka, da se prilikom bušenja ne ošteti sendvič ili ne pokvari toplinski otpor prijelaza sendvič—kućište.




**Sl. 22.27. Primjer montaže termopara na kućište ventila**

Preko žica termopara ne smije se odvoditi toplina u tolikoj mjeri da dolazi do lokalnog hlađenja kućišta. Pretjeran odvod topline sprečava se uzimanjem dovoljno tankih žica termopara.




**Sl. 22.28. Neispravna montaža ventila na rashladno tijelo može uzrokovati pogrešno mjerenje temperature kućišta.**

Ostalo što može narušiti točnost rezultata mjerenja jest:

— neispravna montaža ventila na rashladno tijelo, slika 22.28,

— lokalno strujanje zraka,

— obasjavanje sunčevim zrakama i

— zahvaćanje vodova termopara elektromagnetskim poljima.

# 23. POUZDANOST POLUVODIČKIH VENTILA

Krajnji je cilj svakog projektanta iznalaženje takvih rješenja strujnih krugova koja omogućuju postrojenju obavljanje namijenjene funkcije s određenom pouzdanosti. Da bi projektant mogao izgraditi postrojenje s određenim stupnjem pouzdanosti, on mora poznavati činjenice koje pridonose pouzdanosti sistema, od kojih se neke posebno tiču pouzdanosti komponenata:

— metode mjerenja pouzdanosti,

— metode jamčenja specificirane pouzdanosti,

— uzroke kvarova komponenata,

— kriterije izbora komponenata.

Temelj pouzdanosti sistema jest pouzdanost komponenata.

## 23.1. Izražavanje pouzdanosti

*Pouzdanost* se zove sposobnost komponente, uređaja ili sistema, primjenjenog radi izvršavanja određene funkcije, da tu funkciju kroz neko specifično vrijeme pod određenim uvjetima obavlja na zadovoljavajući način. Do matematičke definicije pouzdanosti doći ćemo postupno, slijedećim razmišljanjem.

*Srednje vrijeme između kvarova* $\tau$ dobiva se dijeljenjem radnih sati s brojem kvarova. Recipročna veličina od $\tau$ je *brzina javljanja kvarova*

$$\lambda = \frac{1}{\tau} \tag{23.1}$$

Primjerice, ako je brzina javljanja kvarova konstantna, tada od $n(t)$ zdravih komponenta u trenutku $t$, u trenutku $t + \Delta t$ još nije došlo do kvara kod

$$n(t + \Delta t) = n(t) - \frac{n(t)}{\tau} \Delta t \tag{23.2}$$

komponenata. Rješavanjem ove diferencijalne jednadžbe dolazimo do zakona opadanja broja zdravih komponenata

$$n(t) = n(0)\, e^{-\lambda t} \tag{23.3}$$

$n(t)/n(0)$ je vjerojatnost da neće do trenutka $t$ neka komponenta doživjeti kvar. Ova vjerojatnost je prema definiciji pouzdanost

$$R(t) = e^{-\lambda t} \tag{23.4}$$

Pouzdanost komponenata se često izražava brzinom javljanja kvarova u postocima kvarnih komponenata na 1 000 sati rada; primjerice 1,0%/1 000 ekvivalentno je srednjem vremenu između kvarova od 100 000 sati, a 0,1%/ 1 000 ekvivalentno je srednjem vremenu između kvarova od 1 000 000 sati. Brzine javljanja kvarova od 1% do 0,1% za 1 000 sati ispitivanja pri graničnim električnim i toplinskim naprezanjima nisu ništa neobično za današnju poluvodičku industriju.

## 23.2. Postizanje pouzdanosti ventila

Pouzdanosti ventila pridonose tri glavna faktora:

— osnovni projekt,

— proces proizvodnje,

— kontrola kvalitete i pouzdanosti.

Zadržat ćemo se samo na kontroli kvalitete i pouzdanosti. Kontrola kvalitete i pouzdanosti ima dvije osnovne zadaće:

— neprekidno praćenje kvalitete materijala i rada svake faze tehnološkog procesa i

— ispitivanje pouzdanosti gotovog proizvoda.

Ima mnogo varijabla koje treba kontrolirati da bi se proizveo pouzdan ventil. Stroga kontrola neophodna je u svim stupnjevima proizvodnje, od nabavke materijala do gotovog proizvoda.

## 23.3. Uzroci kvarova ventila

Poznavanje *uzroka kvarova ventila* bitno je za razumijevanje pouzdanosti. Kvarovi ventila mogu se u grubom svrstati u slijedeće skupine:

— površinski defekti poluvodiča,

— volumni defekti sendviča,

— mehanički defekti.

### a) Površinski defekti poluvodiča

Kvarove na površini poluvodiča može izazvati ili nekvalitetna inkapsulacija koja potpuno ne odjeljuje sendvič od vanjskih utjecaja, ili neki defekt površine poluvodiča, ili zajedničko djelovanje obaju navedenih uzroka. Tokom proizvodnje, a osobito neposredno prije inkapsulacije, treba voditi posebnu brigu o osiguranju stabilnosti površine poluvodiča. Osnovno je izolirati površinu poluvodiča od vanjskih utjecaja. To se postiže:

— inkapsulacijom sendviča ventila u vakuum ili u inertnu atmosferu (dušik) (time se smanjuje mogućnost kemijskih promjena na površini poluvodiča),

— upotrebom getera koji apsorbira vlagu i održava niski parcijalni pritisak para unutar kućišta,

— pasivizacijom konture *P-N* prijelaza.

Površinski defekti poluvodiča najčešće se otkrivaju nestabilnošću zaporne struje prilikom ispitivanja pouzdanosti. O kvaliteti površine poluvodiča ne može se zaključivati na temelju mjerenja iznosa zaporne struje; proces proizvodnje nije savršeno stabilan, i to može dovesti do različitih nivoa zaporne struje između istovrsnih ventila.

### b) Volumni defekti sendviča

Volumni defekti sendviča obično su rjeđi uzrok nezadovoljavajuće pouzdanosti (u usporedbi s površinskim i mehaničkim defektima sendviča). Volumni defekti teško se otkrivaju tokom samog procesa proizvodnje, no redovito se pronalaze prilikom završnih električnih ispitivanja.

U ovu skupinu defekata ulaze defekti kristalne strukture koji dovode do nejednolike difuzije dopanata tokom izrade *P-N* prijelaza (što rezultira mjestimično velikom koncentracijom struje) i nakupine nečistoća, koje u svojoj neposrednoj blizini povećavaju jakost električnog polja (što u najgorem slučaju može izazvati volumni proboj strukture).

Osim ovih volumnih defekata spomenimo još i one koji nastaju neželjenom difuzijom nečistoća i materijala iz metalnih omskih kontakata u poluvodič kod normalnih radnih temperatura.

### c) Mehanički defekti

U mehaničke defekte ubrajamo:

— slab lemni spoj između sendviča i baze,

— slab lemni spoj između sendviča i fleksibilnog izvoda,

— nehermetičnost kućišta.

Slab spoj između sendviča i baze može povećati unutarnji toplinski otpor ventila, što može dovesti do prekoračenja granične temperature silicija. Slab spoj između sendviča i baze može također uzrokovati lokalna točkasta pregrijanja silicija (tzv. »*hot spots*«).

### d) Analiza defekata

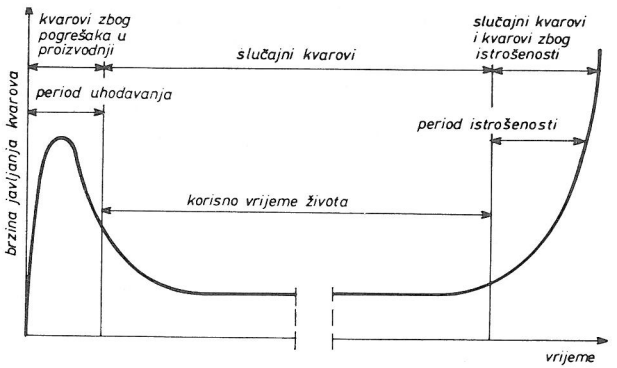
Temeljita analiza kvara ventila prilično je složena i zahtijeva dobru opremljenost labaratorija, solidno poznavanje teorije poluvodiča i poluvodičkih ventila te poznavanje tehnološkog procesa proizvodnje ventila. Kada se ustanovi da u strujnom krugu ventil više ne obavlja svoju funkciju, treba utvrditi sva moguća naponska i strujna naprezanja ventila i prikupiti svaki podatak koji može pomoći pri rekonstrukciji nastanka kvara.

Sumnjivi se ventil u laboratoriju najprije vizuelno pregleda da bi se ustanovila eventualna mehanička oštećenja uslijed pogrešnog ili nepažljivog rukovanja. Zatim se pokaznim instrumentom izmjere električne karakteristike i definitivno se utvrđuje da je ventil u kvaru. Međutim, ako električne karakteristike malo ili nikako ne odstupaju od deklariranih, tok karakteristika treba pogledati na osciloskopu i eventualno ustanoviti nepravilnost karakteristika. Ispitivanja se mogu dalje proširiti promatranjem ponašanja nepravilnosti karakteristika kod graničnih temperatura. Otvaranje kućišta ventila posljednji je korak analize, jer kako god pažljivo

otvarali kućište, može doći do dodatnih mehaničkih oštećenja, koja maskiraju prvotna oštećenja. Nakon otvaranja kućišta mikroskopskim se ispitivanjem obično lako otkriva uzrok kvara.

## 23.4. Vremenska ovisnost brzine javljanja kvarova

Slika 23.1. idealizirano prikazuje *vremensku ovisnost brzine javljanja kvarova.* Krivulja pokazuje da brzina javljanja kvarova u početnom periodu najprije raste, a zatim neprekidno opada. Prvi porast brzine javljanja kvarova na početku života uvijek se ne opaža. Iza perioda uhodavanja, u kojem se kvarovi mogu pripisati neotkrivenim greškama u proizvodnji, slijedi period male i relativno konstantne brzine javljanja kvarova. U tom periodu kvarovi su slučajne prirode. Posljednji dio krivulje, označen kao period istrošenosti, pokazuje porast brzine javljanja kvarova. Period istrošenosti je vrlo teško definirati i mijenja se ovisno o metodama proizvodnje i naprezanju ventila u strujnom krugu.




**Sl. 23.1. Vremenska ovisnost brzine javljanja kvarova**

Brzina javljanja kvarova pri kraju života prilično je nejasan dio krivulje; naime, općenito postoji malo podataka — kako eksploatacijskih, tako i ispitnih. Za kvarove pri kraju vremena života vjeruje se da proizlaze iz ograničenja danim osnovnom koncepcijom ventila (suprotno, kvarovi na početku života mogu se okarakterizirati kao proizvodne greške). Povećanje brzine javljanja kvarova pri kraju života može biti uzrokovano:

— umorom lemnog spoja između sendviča i bakrene baze (uslijed periodičkih promjena temperature sicilija, dok je baza više—manje na konstantnoj temperaturi),

— zakazivanjem hermetičnosti kućišta (npr. uslijed promjena temperature okoline),

— rastom volumnih defekata sendviča.

Činjenica da brzina javljanja kvarova nije konstantna tokom života primorava da se uz podatak o brzini javljanja kvarova navede i vremenski period na koji se podatak odnosi.

## 23.5. Ispitivanje pouzdanosti

Krajnja je mjera pouzdanosti ventila njegovo ponašanje u eksploatacijskim uvjetima. No dugotrajna *ispitivanja pouzdanosti* u eksperimentalnim uvjetima eksploatacije nisu prihvatljiva, bilo zbog utroška vremena, bilo zbog troškova. Stoga su razvijene vremenski kraće metode mjerenja, koje uz relativno malen utrošak sati ispitivanja (npr. 1 000 sati) daju informacije o pouzdanosti u eksploatacijskim uvjetima. Ispitivanja se ubrzavaju tako da se poveća brzina javljanja kvarova; naime, ventili se podvrgavaju abnormalno visokim naprezanjima.

Ispitivanje pouzdanosti ubrzanim postupkom sastoji se u podvrgavanju ventila takvim kombinacijama naprezanja koje potiču razvitak potencijalnih kvarova (naprezanja ventila u eksploataciji uslijed napona, struje, temperature silicija i temperature okoline nisu međusobno nezavisna; ona su u jakoj uzajamnoj vezi). Osim što odabrane kombinacije naprezanja moraju poticati razvitak kvarova, one moraju biti tako sastavljene da omogućuju zaključivanje o brzini javljanja kvarova u drugim uvjetima naprezanja. Važna mjera opreza kod ove metode ispitivanja jest da naprezanja ne potiču razvitak kvarova do kojih ne bi došlo u normalnoj primjeni. Ako se prilikom ispitivanja uvode novi mehanizmi kvarova, ispitivanja gube vrijednost, i na temelju njih se ne može zaključivati o dugotrajnoj pouzdanosti.

Za uspoređivanje pouzdanosti različitih ventila pogodna je metoda koja se sastoji u podvrgavanju ventila sve većim i većim naprezanjima dok ne dođe do kvara. Prema metodi ispitivanja ubrzanim postupkom, ova je metoda kraćeg trajanja. Upotrebljava se kod mehaničkih, električnih (udarna preopteretivost) i toplinskih ispitivanja (promjena temperature okoline). Glavna je prednost ove metode ispitivanja u tome što omogućuje relativnu brzu komparativnu analizu pouzdanosti, na primjer u slučajevima:

— kada treba usporediti utjecaj svjesnih promjena u procesu proizvodnje na pouzdanost,

— kada treba izvršiti usporednu analizu ventila različitih proizvođača,

— kada treba provjeriti ustaljenost karakteristika ventila jedne proizvodne linije.

Današnji poluvodički ventili su vrlo pouzdani. Primjerice za tiristore srednje vrijeme između kvarova iznosi $10^7$ sati.

## 24. PREGLED OSTALIH VENTILA IZ PORODICE TIRISTORA

Naziv »tiristor« u užem smislu označuje inverzno nevodljiv tiristor s tri elektrode (anoda, katoda i *P*-geit; vidi poglavlje 6). Danas ima više tipova inverzno nevodljivih tiristora s *P*-geitom građenih prema različitim zahtjevima električnih krugova, kao što su:

— velika naponska opteretivost,
— velika strujna opteretivost,
— veliki kritični $di_T/dt$,
— veliki kritični $du_D/dt$,
— kratko vrijeme oporavljanja,
— visoka radna frekvencija.

Obično dobitak na jednoj karakteristici ide na račun neke druge karakteristike (v. odsječak 10.2).

Naziv »tiristor« u širem smislu označuje porodicu poluvodičkih ventila s dvjema, trima ili četirima elektrodama, bistabilno ponašanje kojih u jednom smjeru ili u oba smjera daje pozitivna povratna veza dvaju komplementarnih tranzistora *P-N-P* i *N-P-N* na koje se, za promatrani smjer vođenja struje, može svesti složena struktura monokristala silicija. Dakle, karakteristika koja povezuje ventile u porodici tiristora je *P-N-P-N* pozitivna povratna veza.

U današnjem trenutku razvoja energetski tiristori su: običan tiristor, inverzno vodljiv tiristor i trijak. U skoroj budućnosti vjerojatno će i geitom isklopiv tiristor postati energetski tiristor. Ostali ventili iz porodice tiristora (v. tablicu 3.2) danas su isključivo ventili male naponske i strujne opteretivosti.

### 24.1. Podjela porodice tiristora

*Porodica tiristora* može se podijeliti na jednosmjerne tiristore ili inverzno nevodljive tiristore i na dvosmjerne tiristore, tablica 3.2. *Jednosmjerni tiristori* mogu voditi struju samo u jednom smjeru, dok *dvosmjerni tiristori* mogu voditi struju u bilo kojem smjeru.

Inverzno nevodljiv tiristor s anodom, katodom i *P*-geitom najpoznatiji je predstavnik porodice tiristora. Ostali članovi skupine inverzno nevodljivih tiristora s trima elektrodama — anoda, katoda i geit — jesu: foto-tiristor, geitom isklopiv tiristor, *N*-geit tiristor, *N*-geit foto-tiristor i tiristorska jednosmjerna sklopka. Skupinu inverzno nevodljivih tiristora s četirma elektrodama — anoda, katoda, *P*-geit i *N*-geit — čine tetrodni tiristor i tetrodni foto-tiristor. Skupinu inverzno nevodljivih tiristora s dvjema elektrodama — anoda i katoda — čine četveroslojna dioda i četveroslojna foto-dioda. U dvosmjerne tiristore ubrajamo: dijak, trijak, inverzno vodljiv tiristor, tiristorsku dvosmjernu sklopku i tiristorsku dvosmjernu nesimetričnu sklopku.

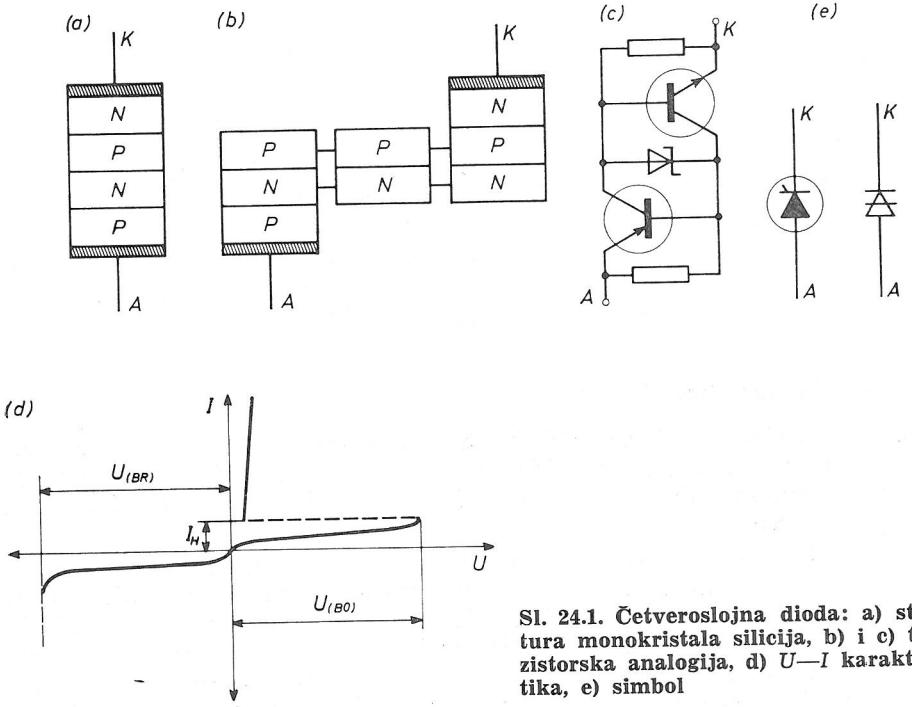
Tiristori: četveroslojna dioda, dijak, *N*-geit tiristor, tiristorska jednosmjerna sklopka, tetrodni tiristor, tiristorska dvosmjerna sklopka i tiristorska dvosmjerna nesimetrična sklopka razvijeni su primarno zbog pojednostavnjenja impulsnih uređaja za okidanje drugih tiristora.

## 24.2. Četveroslojna dioda

*Četveroslojna dioda* (prema izumiocu naziva se i Shockleyeva dioda) ne pripada porodici dioda, kako bi se to moglo pomisliti iz imena. Naziva se »dioda« jer ima samo dva izvoda — anodu i katodu.

Monokristal silicija četveroslojne diode ima tiristorsku *P-N-P-N* strukturu, slika 24.1.a; *P*-slojevi i *N*-slojevi međusobno su paralelni i izmjenjuju se. Srednji *P-N* prijelaz ima karakteristiku Zenerove diode.

Monokristal silicija četveroslojne diode može se u mislima rastaviti na dva komplementarna tranzistora *N-P-N* i *P-N-P* i na jednu Zenerovu diodu, slika 24.1.b. Doista, iz triju diskretnih poluvodičkih komponenata može se sastaviti sklop koji je po električnim karakteristikama potpuno jednak četveroslojnoj diodi, slika 24.1.c. Pomoću ovoga sklopa mogu se objasniti električne karakteristike četveroslojne diode.




**Sl. 24.1. Četveroslojna dioda: a) struktura monokristala silicija, b) i c) tranzistorska analogija, d) *U*—*I* karakteristika, e) simbol**

Uspoređujući tranzistorsku analogiju četveroslojne diode (sl. 24.1. b, c) s tranzistorskom analogijom tiristora (sl. 6.13), vidimo da srednji *P-N* prijelaz četveroslojne diode ima karakteristiku Zenerove diode, dok srednji *P-N* prijelaz tiristora nema

Zenerovu probojnu karakteristiku. Uvažavajući ovu razliku i poznavajući električne karakteristike tiristora, lako možemo zaključiti o električnim karakteristikama četveroslojne diode.

Slika 24.1.d. prikazuje *U-I* karakteristiku četveroslojne diode. Zaporna karakteristika četveroslojne diode analogna je zapornoj karakteristici tiristora. U direktnom smjeru četveroslojna dioda ima, poput tiristora, dva stabilna stanja: stanje blokiranja i stanje vođenja. No u stanje vođenja ne prebacuje se okidanjem nego prekoračenjem napona pokretanja.

Proces prekretanja četveroslojne diode teče vrlo brzo, sve je gotovo u dijelovima mikrosekunde. Iznenadno i oštro prekretanje uvjetuje Zenerova karakteristika srednjeg *P-N* prijelaza. Čim blokirni napon postigne veličinu Zenerovog napona, blokirna struja počinje naglo rasti, i četveroslojna dioda dolazi u stanje vođenja. Istaknimo da je za funkcioniranje četveroslojne diode bitna Zenerova probojna karakteristika srednjeg *P-N* prijelaza. Za tiristor to nije bitno, jer se on normalno prebacuje u stanje vođenja okidanjem, a ne prekretanjem.

Prijelaz iz stanja vođenja u stanje nevođenja moguć je samo smanjenjem struje vođenja ispod struje držanja nekim poticajem izvan ventila, npr. prekidanjem struje sklopkom.

Četveroslojna dioda je, kao i svaki tiristor, osjetljiva na brzinu porasta blokirnog napona (efekt $du/dt$).

## 24.3. Četveroslojna foto-dioda

Prebacivanje četveroslojne diode iz stanja blokiranja u stanje vođenja može se provesti osvjetljavanjem jednog emiterskog *P-N* prijelaza. Svjetlo oslobađa nosioce naboja, i oni djeluju kao struja okidnog impulsa u jednoj od baza. Nakon otklanjanja svjetla *četveroslojna foto-dioda* i dalje vodi struju; struja se može prekinuti samo smanjenjem struje vođenja ispod struje držanja.

## 24.4. Dijak

*Dijak* je antiparalelni spoj dvaju četveroslojnih dioda u jednom monokristalu silicija, slika 24.2. Već prema polaritetu narinutog napona, blokira, odnosno vodi, jedna od četveroslojnih dioda. Lako je zaključiti da su najvažnije značajke karakteristike dijaka slijedeće:

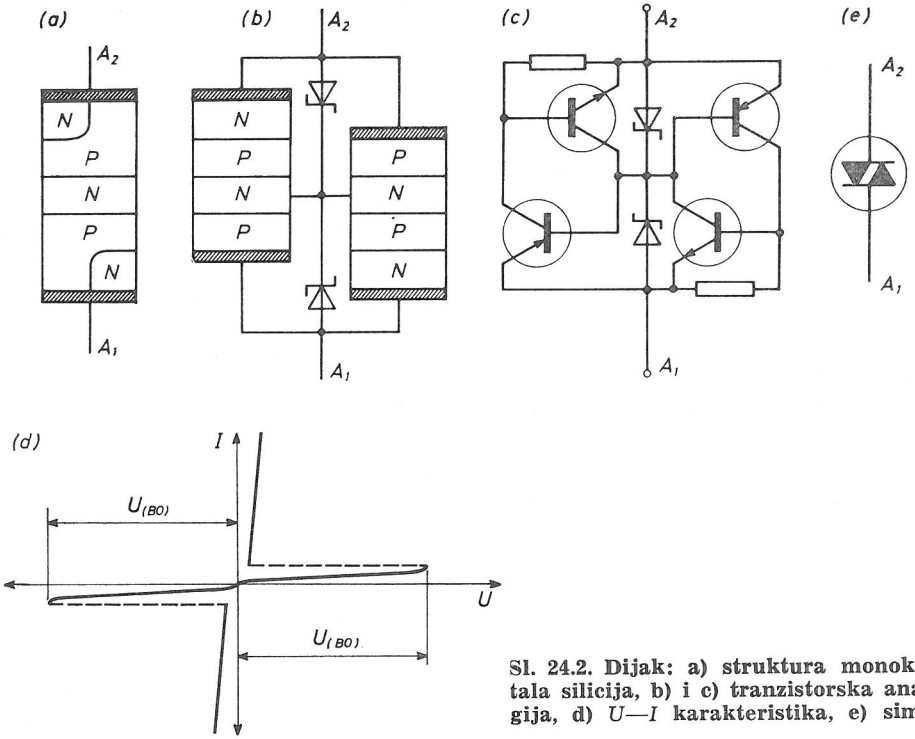
— *U-I* karakteristika je simetrična s obzirom na ishodište,

— za svaki smjer toka struje postoje dva stabilna stanja: stanje blokiranja i stanje vođenja,

— veliki otpor u oba smjera dok se ne prekorači napon prekretanja,

— u stanje vođenja (za oba smjera) prebacuje se prekoračenjem napona prekretanja i

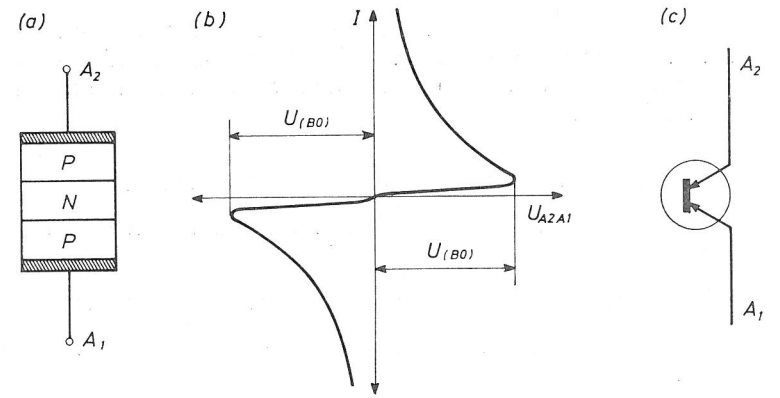
— u stanje blokiranja (za oba smjera) prebacuje se smanjenjem struje vođenja ispod struje držanja nekim poticajem izvan ventila.




**Sl. 24.2. Dijak: a) struktura monokristala silicija, b) i c) tranzistorska analogija, d) *U—I* karakteristika, e) simbol**

Napomena:

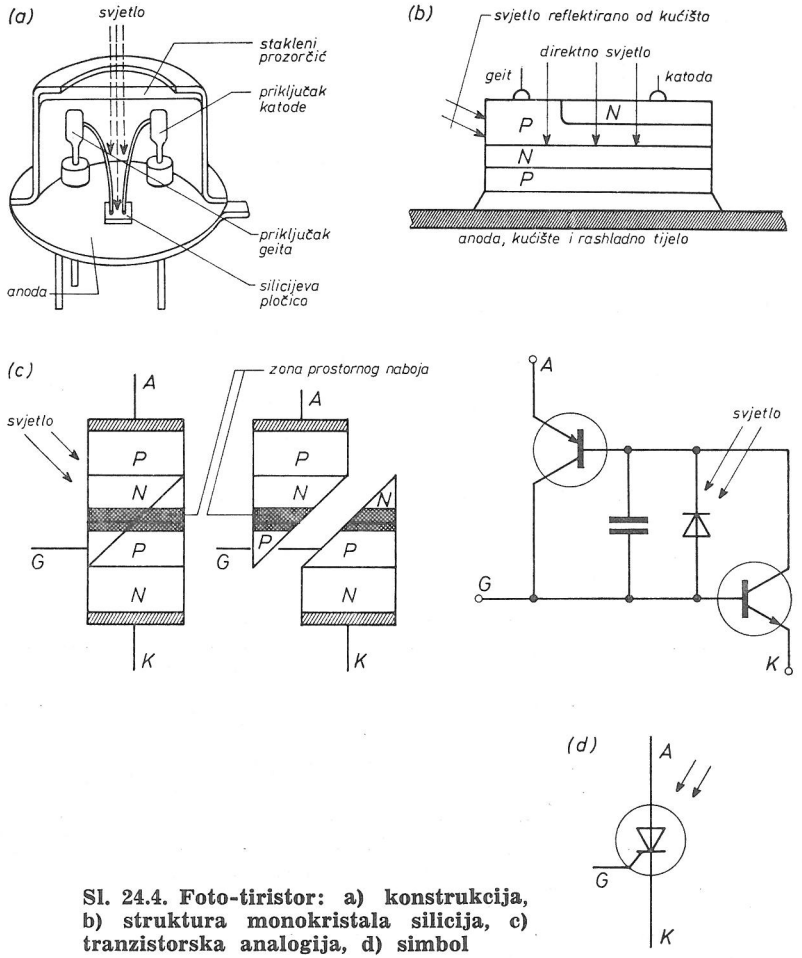
Dijaku sličnu *U-I* karakteristiku ima tzv. *»trigger« dijak* (naziv tvrtke General Electric), slika 24.3. Monokristal silicija »trigger« dijaka je kao kod simetričnog *P-N-P* tranzistora. Pad napona na »trigger« dijaku u stanju vođenja veći je nego kod običnog dijaka.




**Sl. 24.3. *Trigger* dijak: a) struktura monokristala silicija, b) *U—I* karakteristika, c) simbol**

## 24.5. Foto-tiristor (LASCR)

Foto-tiristor je, po svojim funkcionalnim mogućnostima, proširenje običnog tiristora. Okida se svjetlosnim impulsom koje pada na monokristal silicija kroz prozorčić na kućištu, slika 24.4.a. Preko geita odabire se nivo osjetljivosti foto-tiristora na svjetlosne signale, primjerice odabiranjem otpornika između geita i katode.




**Sl. 24.4. Foto-tiristor: a) konstrukcija, b) struktura monokristala silicija, c) tranzistorska analogija, d) simbol**

Slojna struktura monokristala silicija foto-tiristora jednaka je strukturi monokristala običnog tiristora, slika 24.4.b. Stoga je foto-tiristor po svojim karakteristikama identičan običnom tiristoru (koji se okida geitom), s tom razlikom što se za okidanje upotrebljava svjetlosna energija. Prema tome, preostaje nam da samo objasnimo okidanje foto-tiristora svjetlosnim impulsom.

U stanju blokiranja oba vanjska *P-N* prijelaza propusno su polarizirana. Ovi prijelazi mogu voditi struju ukoliko se u njihovoj blizini nađe dovoljno nosilaca naboja. Srednji *P-N* prijelaz zaporno je polariziran i sprečava tok struje. Kada svjet-

lo padne na monokristal silicija, ono prodire u silicij i generira parove elektron-šupljina i u blizini srednjeg zaporno polariziranog *P-N* prijelaza. Zaporna struja poraste, strujna pojačanja *N-P-N* i *P-N-P* tranzistora, na koje se u mislima može rastaviti foto-tiristor (v. sl. 24.4.c) porastu, i u trenutku kada $h_{fb1} + h_{fb2}$ postane jednak 1, foto-tiristor uklopi.

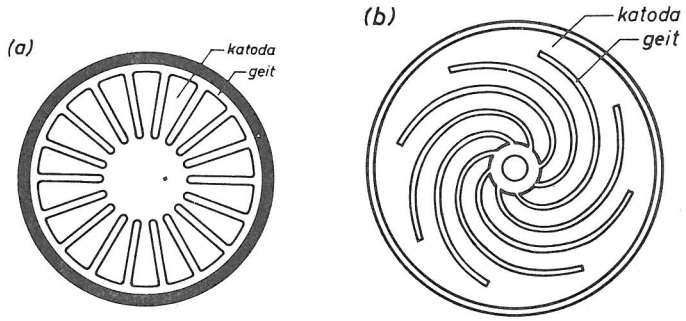
Svjetlom se može osloboditi relativno malo nosilaca naboja, zbog toga foto-tiristori moraju biti konstruirani za malu struju sigurnog okidanja (mala struja sigurnog okidanja neophodna je za dobivanje zadovoljavajuće osjetljivosti na svjetlo). No mala struja sigurnog okidanja zahtijeva male dimenzija pločice monokristala silicija (posebno malu debljinu) i takvu konstrukciju koja lako dolazi u stanje vođenja. Posljedica je to da su sve električne karakteristike koje su u nekoj vezi sa strukturnim strujama oslabljene, npr. kritična brzina porasta blokirnog napona, vrijeme oporavljanja i temperaturna ovisnost karakteristika. Zato, za sada, nisu konstruirani energetski tiristori koji bi se mogli okidati svjetlosnim impulsima.

## 24.6. Geitom isklopiv tiristor

*Geitom isklopiv tiristor* je tiristor sa svim karakteristikama običnog tiristora, s time da se još može isklopiti (prijeći iz stanja vođenja u stanje blokiranja) negativnim impulsom na geitu. Danas je geitom isklopiv tiristor ventil male strujne i naponske opteretivosti, no povremeno se pojavljuju članci u kojima se izvješćuje o laboratorijskim primjercima naponske opteretivosti do 1 000 V, strujne opteretivosti oko 100 A, vremena isklapanja oko 1 $\mu$s kod 100 A i pojačanja pri isklapanju do 5 (omjer struje vođenja neposredno prije isklapanja i amplitude negativnog impulsa na geitu). Zato se može očekivati da će geitom isklopivi tiristori postati energetski ventili.

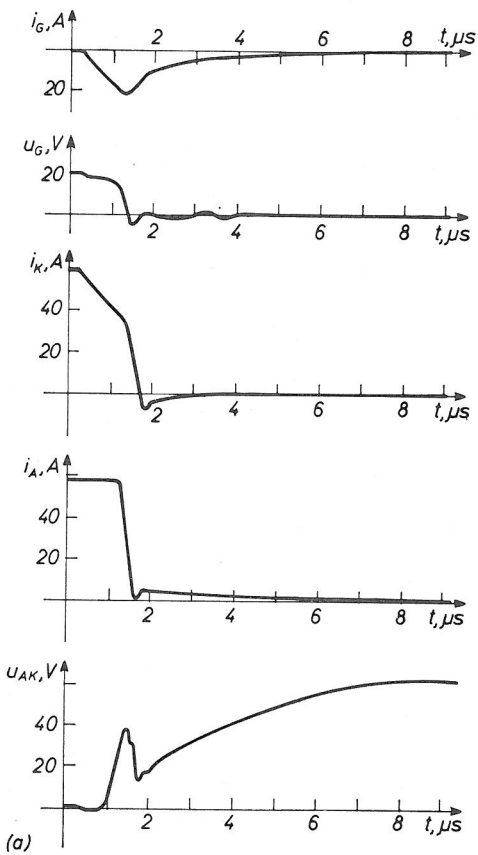
Geitom isklopiv tiristor male sklopne snage po konstrukciji je sličan običnom tiristoru. Poput običnog tiristora prebacuje se u stanje vođenja povećanjem pojačanja $h_{fb1} + h_{fb2}$ na 1. Prebacivanje iz stanja vođenja u stanje blokiranja objasnit ćemo tranzistorskom analogijom (v. sl. 6.13). Da bi se narušilo stanje vođenja, potrebno je prekinuti pozitivnu povratnu vezu komplementarnih tranzistora. Prekidanje pozitivne povratne veze vrši se skretanjem struje kolektora *P-N-P* tranzistora ($h_{FB1}$) s baze *N-P-N* tranzistora ($h_{FB2}$) na geit primjenom negativnog strujnog impulsa. Ako su, primjerice, strujna pojačanja $h_{FB1}$ i $h_{FB2}$ jednaka, amplituda strujnog impulsa na geitu mora biti barem 50% struje vođenja neposredno prije isklapanja. U tom slučaju pojačanje pri isklapanju iznosi 2. Dakle, pojačanje pri isklapanju je to veće što je manji $h_{FB1}$ i što je $h_{FB2}$ bliži jedinici, no ne smije se pretjerati, jer u stanju vođenja mora biti zadovoljen uvjet $h_{FB1} + h_{FB2} = 1$. Uz uvjet $h_{FB1} \ll h_{FB2}$ samo malen dio struje vođenja teče preko kolektora *P-N-P* tranzistora. Tipično pojačanje pri isklapanju za male geitom isklopive tiristore kreće se od 5 do 25 (ovisno o struji, temperaturi, trajanju strujnog impulsa na geitu i dr.).

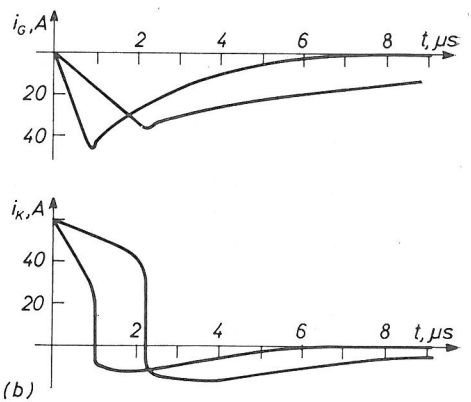
U vezi isklapanja geitom isklopivog tiristora napomenimo još i slijedeće. Područje pločice silicija neposredno uz geit prvo dolazi u stanje blokiranja, te se sva struja vođenja koncentrira na preostalom vodljivom dijelu silicijeve pločice. Kako raste gustoća struje, tako raste potrebna snaga negativnog strujnog impulsa na geitu, jer je potrebno svladati transverzalne padove napona u silicijevoj pločici. Stoga geit tiristora treba biti što ravnomjernije raspodijeljen po silicijevoj pločici, slika 24.5. (takva topografija geita također smanjuje gubitke okidanja, odnosno povećava kritični $di_T/dt$).




**Sl. 24.5. Topografija geita geitom isklopivog tiristora**

Radi potpunijeg razumijevanja funkcioniranja geitom isklopivog tiristora tokom isklapanja, na slici 24.6. prikazani su naponsko-strujni odnosi u periodu isklapanja. Gledajući sliku, opažamo da u trenutku pojave negativnog impulsa na geitu struja geita počinje rasti, a struja katode postupno opadati. Struja anode se u ovim početnim trenucima ne mijenja. Do naglog pada struje anode i struje katode dolazi nakon maksimuma struje geita. U periodu od trenutka pojave strujnog impulsa na geitu do trenutka njegova strujnog maksimuma tiristor se ne suprotstavlja toku struje; samo jedan dio struje anode izvlači se iz unutrašnjosti pločice silicija na priključak geita, čime se umanjuje struja katode. Tek od trenutka maksi-




**Sl. 24.6. Naponsko-strujni odnosi tokom isklapanja geitom isklopivog tiristora [5.4]**

muma struje geita tiristor počinje preuzimati blokirni napon; srednji $P$-$N$ prijelaz zaporno se polarizira i time električki izolira geit od anode. Opadanje struje anode praćeno je rastom blokirnog napona. U toku blokirnog napona opažamo dvije komponente. Početni prenapon koji koincidira s početkom opadanja struje anode nastaje na rasipnim induktivitetima $RC$-člana paralelnog s tiristorom. Nakon početnog prenapona blokirni napon raste u skladu s odabranim $LRC$-članom. Pri kraju isklapanja struja anode vrlo postupno pada prema nuli. Ovaj »rep« struje anode sličan je poznatoj struji oporavljanja. Postupni pad struje geita i struje katode pri kraju isklapanja u vezi je s rasipnim induktivitetima upravljačkog kruga.

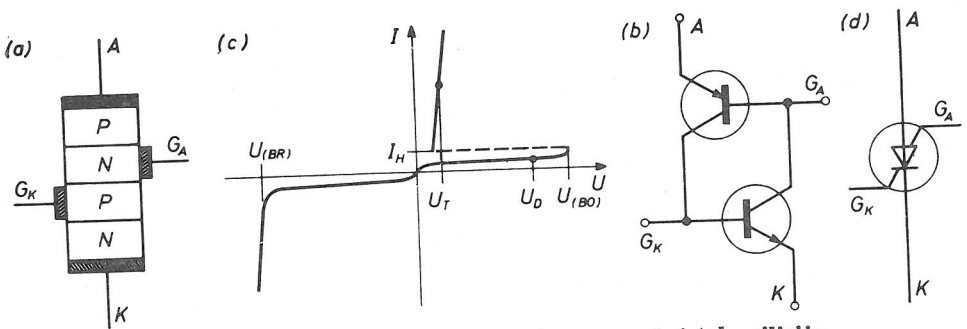
Kod energetskih geitom isklopivih tiristora opisanih u literaturi, svako je neuspjelo isklapanje pogibeljno. Prilikom neuspjelog isklapanja dolazi mjestimično do velike koncentracije struje, i tako do toplinskog uništenja tiristora.

## 24.7. Tetrodni tiristor, $N$-geit tiristor i fotoupravljivi tetrodni tiristor (LASCS)

*Tetrodni tiristor* je tiristor koji, osim anode i katode, ima još dva geita, slika 24.7. Jedan geit $G_K$ nalazi se na bazi $N$-$P$-$N$ tranzistora, a drugi geit $G_A$ na bazi $P$-$N$-$P$ tranzistora. Tetrodni-tiristor može se uklapati i isklapati impulsima na bilo kojem geitu:

uklapanje: — pozitivni impuls na $G_K$
— negativni impuls na $G_A$
— povišenje blokirnog napona iznad napona prekretanja

isklapanje: — negativni impuls na $G_K$
— pozitivni impuls na $G_A$
— smanjenje struje vođenja ispod struje držanja




**Sl. 24.7. Tetrodni tiristor: a) struktura monokristala silicija, b) tranzistorska analogija, c) $U$—$I$ karakteristika, d) simbol**

Mehanizam isklapanja tetrodnog tiristora pozitivnim, odnosno negativnim, impulsom na geitu analogan je onome kod geitom isklopivog tiristora (v. odsječak 24.6). Ukratko, treba narušiti pozitivnu povratnu vezu između komplementarnih tranzistora.

Korištenjem svih ili samo nekih funkcionalnih mogućnosti tetrodnog tiristora dobivaju se različite mogućnosti primjene.

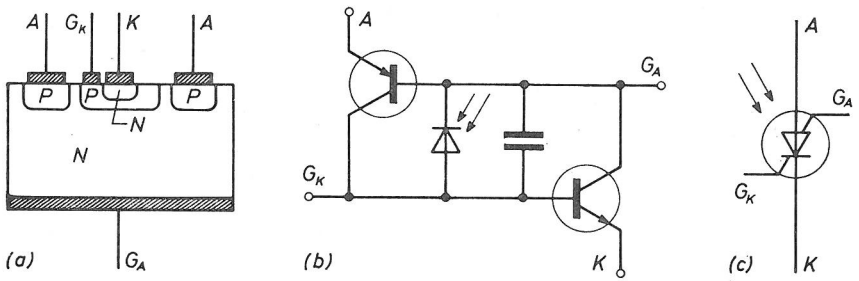
a) Tetrodni tiristor može se upotrijebiti poput običnog tiristora; okida se *P*-geitom, a *N*-geit je slobodan. Kod ove primjene svrsishodno je *N*-geit spojiti preko otpornika s anodom. Time se smanjuje osjetljivost tetrodnog tiristora na brzinu porasta blokirnog napona. Osim toga otporom se utječe na veličinu struje držanja (što je manji otpor, to je veća struja držanja) i na veličinu okidnih impulsa.

b) Kod većine tetrodnih tiristora teret se može staviti u seriju s *N*-geitom, a anoda iskoristiti kao upravljačka elektroda. U tom slučaju uštedit ćemo na padovima napona, jer je pad napona između katode i *N*-geita manji od pada napona između katode i anode. Isklapanje se može izvršiti negativnim impulsom na anodi, a utrošena snaga u upravljačkom krugu manja je nego u slučaju upotrebe *N*-geita.

c) Tetrodni tiristor može se upotrijebiti kao PUT (engl. kratica za *programmable unijunction tranzistor*). Pri ovoj primjeni *P*-geit je slobodan ili spojen preko otpornika s katodom, upravlja se *N*-geitom. Ako se *N*-geit stavi na fiksan potencijal, tiristor ostaje u stanju blokiranja dok napon anode ne nadvisi napon *N*-geita za pad napona na anodnom *P-N* prijelazu.

d) Tetrodni tiristor može se upotrijebiti kao četveroslojna dioda. Kod ove primjene oba su geita slobodna.

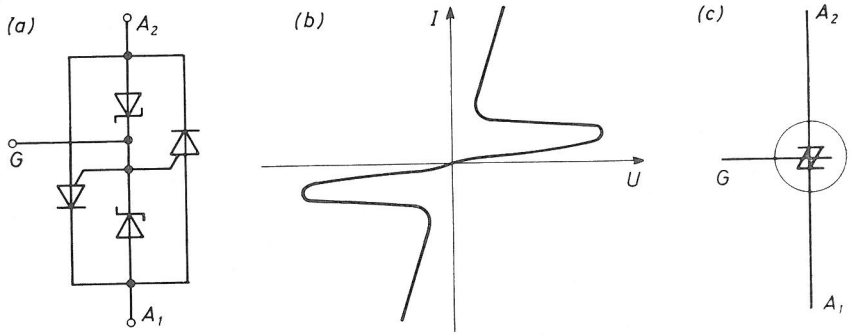
*Fotoupravljivi tetrodni tiristor* je tzv. LASCS (engl. kratica za *light activatep silicon controlled switch*), slika 24.8. Ovaj tiristor ima sve mogućnosti upravljanja kao tetrodni tiristor, s time da se još može okidati svjetlosnim impulsima.




**Sl. 24.8. Fotoupravljivi tetrodni tiristor: a) struktura monokristala silicija, b) tranzistorska analogija, c) simbol**

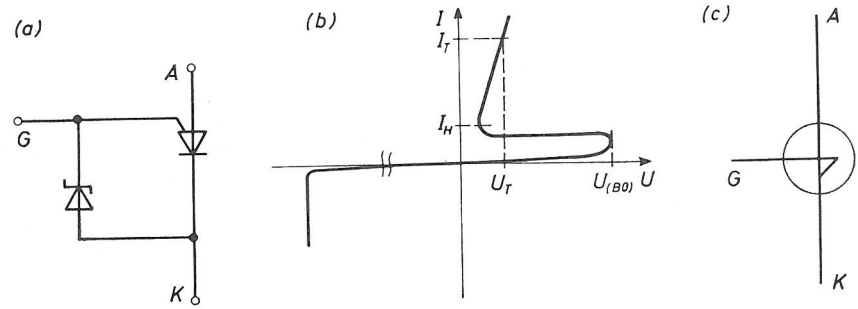
## 24.8. Tiristorska jednosmjerna sklopka (SUS), tiristorska dvosmjerna sklopka (SBS), tiristorska dvosmjerna nesimetrična sklopka (ASBS)

Za neke primjene zgodno je imati dijak s izvedenim priključkom na točku u kojoj se spajaju katode Zenerovih dioda s bazama *P-N-P* tranzistora (vidi tranzistorsku analogiju dijaka, slika 24.2). Tako se dobiva ventil analogan antiparalelnom spoju dvaju minijaturnih tiristora s anodnim geitima i ugrađenim lavinskim diodama između geita i katode, slika 24.9. Ova vrst tiristora radi kao sklopka za oba polariteta narinutog napona (engl. *silicon bilateral switch*).

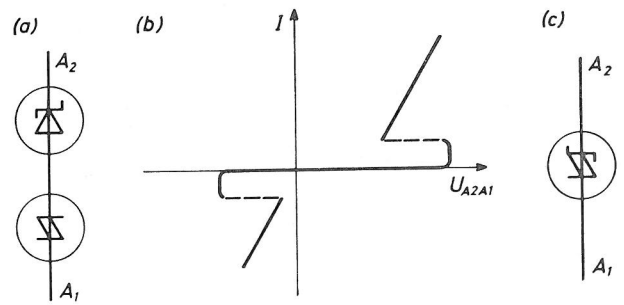



**Sl. 24.9. Tiristorska dvosmjerna sklopka (SBS): a) nadomjesni sklop, b) *U—I* karakteristika, c) simbol**

»Prepolavljanjem« SBS-a dobiva se ventil koji u jednom smjeru ima karakteristiku SBS-a, dok u drugom karakteristiku običnog tiristora, slika 24.10. Ova vrst tiristora radi kao sklopka za samo jedan polaritet narinutog napona (engl. *silicon unilateral switch*).




**Sl. 24.10. Tiristorska jednosmjerna sklopka (SUS): a) nadomjesni sklop, b) *U—I* karakteristika, c) simbol**




**Sl. 24.11. Tiristorska dvosmjerna nesimetrična sklopka (ASBS): a) nadomjesni sklop, b) *U—I* karakteristika, c) simbol**

Slika 24.11. prikazuje ASBS (engl. *asymetrical silicon birateral switch*). Ovaj tiristor ekvivalentan je serijskom spoju SBS-a i Zenerove diode.

# 25. PRISTUP DIMENZIONIRANJU POLUVODIČKIH ENERGETSKIH VENTILA I PRIPADNIH ZAŠTITNIH KOMPONENATA PRI PROJEKTIRANJU PRETVARAČA

U poglavljima od 15. do 22. proučavali smo metode strujnog dimenzioniranja ventila, zatim principe hlađenja i montaže ventila te zaštitne komponente i krugove u vezi s nesavršenošću ispravljačkih osobina ventila. Svako od ovih poglavlja tretira jedan određeni problem, no pri projektiranju sklopova odvojeno rješavanje pojedinih problema sigurno ne dovodi do optimalnog projekta. Osim toga, do sada nije bilo riječi o naponskom dimenzioniranju.

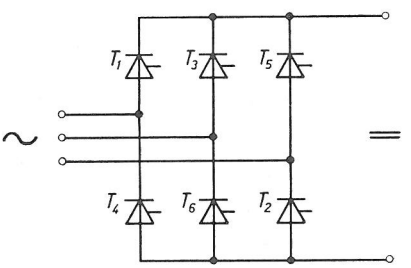
U ovom poglavlju, na primjeru usmjerivača u trofaznom mosnom spoju, polazeći od željenih izlaznih veličina usmjerivača (istosmjerni napon, istosmjerna struja), objašnjen je pristup naponskom i strujnom dimenzioniranju ventila i dimenzioniranju zaštitnih komponenata u vezi s nesavršenošću ispravljačkih osobina ventila.

## 25.1. Projektni zadatak: dimenzionirati usmjerivački sklop u trofaznom punoupravljivom mosnom spoju

Potrebno je odrediti komponente usmjerivačkog sklopa u trofaznom punoupravljivom mosnom spoju, slika 25.1. (bez serijskog i paralelnog spajanja tiristora), slijedećih osnovnih karakteristika:

| | |
|---|---|
| — napon napajanja $U$: | trofazna mreža 380 $V^{+10\%}_{-15\%}$, 50 Hz |
| — nazivna struja $I_{dn}$ | 300 A trajno |
| — strujna preopteretivost $I_{d(ov)}$: | 600 A jednokratno u trajanju od 10 s |
| — temperatura okoline $\vartheta_{AMB}$: | 45 °C |

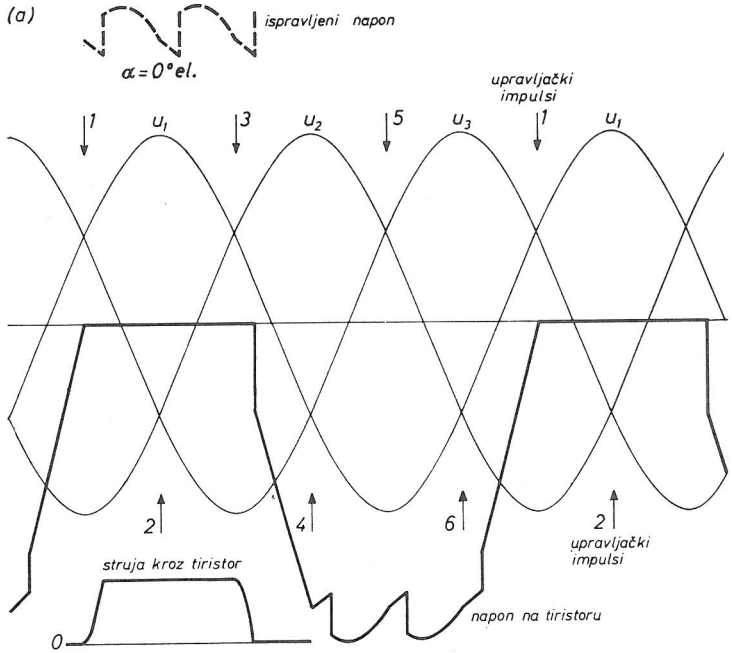
Usmjerivački sklop je namijenjen za napajanje armature istosmjernog motora.

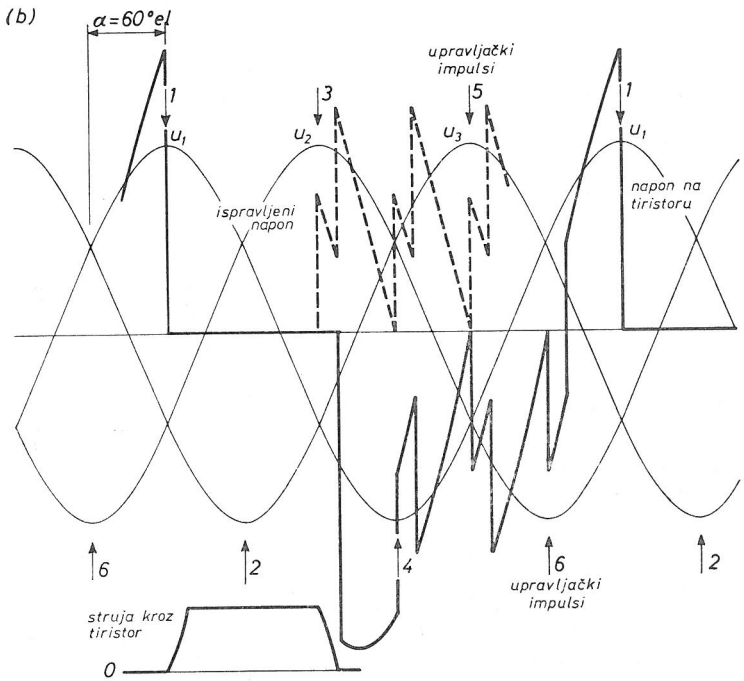


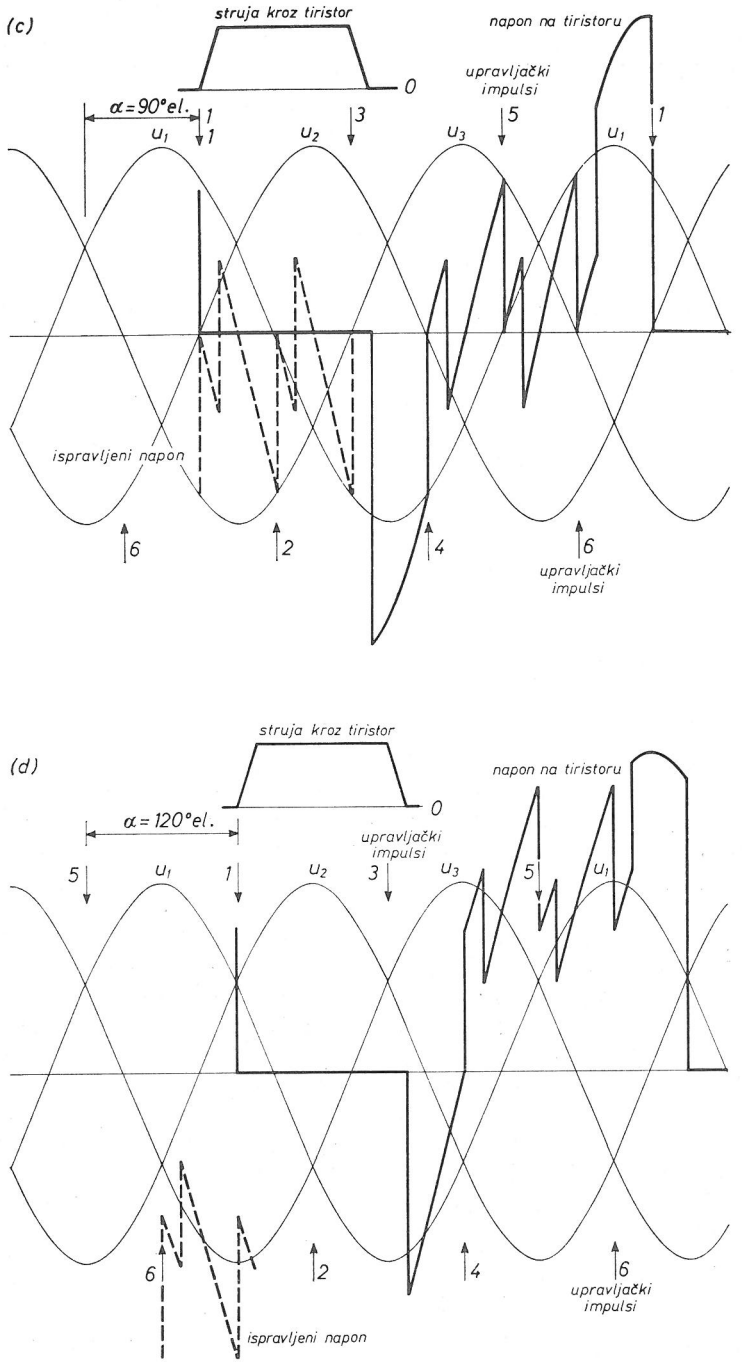

**Sl. 25.1. Principna shema trofaznog punoupravljivog mosnog spoja**

## 25.2. Općenito o trofaznom punoupravljivom mosnom spoju

Iscrpno objašnjenje rada usmjerivača u trofaznom punoupravljivom mosnom spoju nalazi se u drugom dijelu ove knjige. Na ovom mjestu iznijet ćemo samo neke najvažnije rezultate ove analize.


(a)
ispravljeni napon
α = 0° el.
upravljački impulsi
1
U1
3
U2
5
U3
1
U1
2
4
6
2
upravljački impulsi
struja kroz tiristor
napon na tiristoru
0


(b)
α = 60° el.
upravljački impulsi
1
U1
3
U2
5
U3
1
U1
napon na tiristoru
ispravljeni napon
6
2
4
6
upravljački impulsi
2
struja kroz tiristor
0




**Sl. 25.2. Naponsko-strujni odnosi u trofaznom punoupravljivom mosnom spoju pri velikom induktivitetu u istosmjernom krugu**

Pogledajmo sliku 25.2. Na svakom vremenskom dijagramu naznačen je redoslijed davanja okidnih impulsa na tiristore. Budući da struju trošila vode najmanje dva tiristora, okidni impulsi moraju biti ili duži od 60° el. ili sastavljeni od dvaju impulsa razmaknutih za 60° el. Ispravljena struja sastoji se od strujnih impulsa koji prolaze kroz tiristore. Srednja vrijednost struje kroz svaki tiristor jest trećina vrijednosti ispravljene struje. Amplituda struje kroz svaki tiristor jednaka je amplitudi ispravljene struje.

## 25.3. Odabiranje strujne veličine tiristora

Strujna opteretivost ventila računa se na osnovi poznavanja granične virtuelne temperature silicija i toplinske impedancije silicij—rashladno sredstvo (vidi poglavlje 15).

Odaberimo strujnu veličinu tiristora za naš slučaj trofaznog mosnog spoja (sl. 25.1).

Srednja vrijednost struje kroz tiristore u nazivnom režimu rada iznosi

$$I_{T(AV)} = \frac{I_{dn}}{3} = \frac{300}{3} = 100 \text{ A}$$

Srednja vrijednost struje kroz tiristore u režimu jednokratnog preopterećenja iznosi

$$I_{T(AV)}(10\,\text{s}) = \frac{I_{d(ov)}(10\,\text{s})}{3} = \frac{600}{3} = 200 \text{ A}$$

Za ovoliko strujno opterećenje obično nije ekonomski opravdano primijeniti prirodno hlađenje. Zato uzmimo da se tiristor hladi prisilnom ventilacijom.

Na temelju strujnog opterećenja i uvjeta hlađenja iskustvom nalazimo u katalogu najvjerojatniji odgovarajući tiristor (npr. tiristor SKT 300 tvrtke SEMIKRON, sl. 12.12).

Prvo ćemo *provjeriti da nazivno strujno opterećenje* tiristora, uz pretpostavljene uvjete hlađenja, ne zagrijava silicij iznad granične virtuelne temperature silicija. S tim ciljem poslužit ćemo se formulom (15.2). Vidimo da prethodno moramo naći toplinski otpor za impulsnu struju (pravokutni impulsi struje trajanja 120° el. i frekvencije 50 Hz) silicij — rashladni zrak i gubitke kod nazivne struje. Unutarnji toplinski otpor za impulsnu struju i toplinski otpor prijelaza kućište — — rashladno tijelo za tiristor SKT 300 nalazimo u katalogu: $\zeta_{thJC} = 0{,}117$ K/W, $R_{thCH} = 0{,}015$ K/W; pridodavanjem toplinskog otpora preporučenog rashladnog tijela K 0,55 $R_{thH} = 0{,}17$ K/W dobivamo ukupni toplinski otpor za impulsnu struju silicij — rashladni zrak $\zeta_{thJ(AMB)} = 0{,}302$ K/W. Gubitke kod nazivne struje obično nalazimo u katalogu, a ako u katalogu ne postoje dijagrami gubitaka, onda ih računamo uz pomoć propusne karakteristike. U našem slučaju iz dijagrama gubitaka (sl. 12.12) očitavamo da kod $I_{T(AV)} = 100$ A gubici iznose 110 W. Uvrštenjem podataka u formulu (15.2) i uz pretpostavku da se zrak u ventilacijskom kanalu ne zagrije više od $\Delta\vartheta = 5$ °C (opravdanost ove pretpostavke obrazložit ćemo u narednom odsječku), slijedi virtuelna temperatura silicija kod nazivnog strujnog opterećenja

$$\vartheta_J = \vartheta_{AMB} + \Delta\vartheta + P(100\text{ A})\,\zeta_{thJ(AMB)}(\infty) = 45 + 5 + 33 = 83\ ^\circ\text{C}$$

Dakle, virtuelna temperatura sicilija odabranog tiristora uz pretpostavljene uvjete hlađenja u nazivnom režimu rada manja je od granične ($< 130\,°C$).

Sada ćemo *provjeriti da jednokratno strujno preopterećenje* iz nazivnog režima rada, uz pretpostavljene uvjete hlađenja, ne zagrijava silicij iznad granične virtuelne temperature. Poslužit ćemo se formulom (15.27). Vidimo da prethodno moramo naći prijelaznu toplinsku impedanciju za impulsnu struju (pravokutni impulsi struje trajanja 120° el. i frekvencije 50 Hz) silicij—rashladni zrak u trenutku 10 s i gubitke struje jednokratnog preopterećenja. Vrijednost prijelazne toplinske impedancije za impulsnu struju u trenutku 10 s nalazimo u katalogu: $\zeta_{th\,J(AMB)}(10\,s) = 0{,}177$ K/W. Gubitke struje jednokratnog preopterećenja nalazimo analogno gubicima nazivne struje i iznose 260 W. Uvrštavanjem podataka u formulu (15.27) i uz pretpostavku da se zrak u ventilacijskom kanalu ne zagrije više od $\Delta\vartheta$ ($= 5\,°C$), dobivamo virtuelnu temperaturu silicija nakon jednokratnog preopterećenja

$$\vartheta_J(10\,s) = \vartheta_{AMB} + \Delta\vartheta + P(100\,A)\,\zeta_{th\,J(AMB)}(\infty) + \\ + [P(200\,A) - P(100\,A)]\,\zeta_{th\,J(AMB)}(10\,s)$$

$$\vartheta_J(10\,s) = 45 + 5 + 33 + 27 = 110\,°C$$

Dakle, virtuelna temperatura silicija odabranog tiristora uz pretpostavljene uvjete hlađenja nakon jednokratnog preopterećenja manja je od granične ($< 130\,°C$).

Ako virtuelna temperatura silicija prekoračuje graničnu virtuelnu temperaturu silicija, tada je potrebno ili odabrati tiristor istog tipa ali manjih gubitaka (bolja strujna klasa), ili odabrati strujno jači tiristor, ili smanjiti toplinsku impedanciju rashladnog tijela, ili učiniti istodobno nekoliko poboljšanja i ponoviti proračun na iznesen način.

Primijetimo da smo već prilikom strujnog odabiranja tiristora bili prinuđeni pokusno odabrati rashladno tijelo i način hlađenja.

## 25.4. Dimenzioniranje sistema hlađenja

Osnovno o dimenzioniranju sistema hlađenja nalazi se u odsječku 22.8. Kao što je rečeno u tom odsječku, dimenzioniranje sistema hlađenja sastoji se u određivanju ventilatora i konstrukcije ventilacijskog kanala.

Najprije treba odrediti protok rashladnog zraka potreban za hlađenje jednog rashladnog tijela. Kriterij je toplinski otpor rashladnog tijela. Ovisnost toplinskog otpora preliminarno odabranog rashladnog tijela K 0,55 o protoku zraka oko rebara rashladnog tijela kaže da se toplinski otpor od 0,17 K/W postiže kod protoka zraka od 60 $dm^3/s$. S protokom većim od 60 $dm^3/s$ (odgovara brzini strujanja zraka od 6 m/s) nema smisla hladiti, jer daljnje povećanje protoka bitnije ne smanjuje toplinski otpor (slika 22.4 pokazuje da povećanje brzine strujanja zraka iznad 5 m/s samo malo smanjuje toplinski otpor).

U slijedećem koraku treba odrediti protok rashladnog zraka potreban za hlađenje svih rashladnih tijela u ventilacijskom kanalu. Kriterij je zagrijanje rashladnog zraka u ventilacijskom kanalu. Ovisnost zagrijanja rashladnog zraka $\Delta\vartheta$ u venti-

lacijskom kanalu o protoku rashladnog zraka $Q$ kroz ventilacijski kanal i o uvedenim gubicima $P$ u ventilacijski kanal daje formula (22.7). U našem slučaju usmjerivača u trofaznom mosnom spoju uvedeni gubici u ventilacijski kanal kod nazivne struje iznose 660 W (6 × gubici u jednom tiristoru), pa potreban protok za zagrijanje zraka $\Delta\vartheta = 5\ ^\circ\mathrm{C}$ na izlazu iz ventilacijskog kanala iznosi

$$Q = \frac{2{,}922 \cdot 660}{5} = 386\ \frac{\mathrm{m}^3}{\mathrm{h}}$$

Primijetimo da smo potreban protok rashladnog zraka izračunali na temelju gubitaka kod nazivne struje, a ne na temelju gubitaka kod struje jednokratnog preopterećenja. Jednokratno preopterećenje traje kratko (10 s), te gubitke jednokratnog preopterećenja preuzimaju toplinski kapaciteti i ne dolazi do izražaja odvod topline na rashladni zrak (usporedi tok prijelazne toplinske impedancije kod prirodnog i prisilnog hlađenja zrakom na slici 22.2).

Dakle, izračunali smo najmanju količinu rashladnog zraka koju ventilator mora progurati kroz ventilacijski kanal u jednom satu, ali uz uvjet da protok po jednom rashladnom tijelu nije manji, ali ni mnogo veći od 60 $\mathrm{dm}^3/\mathrm{s}$ (216 $\mathrm{m}^3/\mathrm{h}$).

Sada je sve pripremljeno za određivanje temeljne konstrukcije ventilacijskog kanala. Rashladna tijela možemo npr. smjestiti u ventilacijski kanal u dvije etaže, po tri u svakoj etaži. Za ovakovu konstrukciju ventilacijskog kanala protok zraka mora biti veći od 648 $\mathrm{m}^3/\mathrm{h}$ što je upravo dovoljno za postizanje zahtjevanog toplinskog otpora rashladnog tijela a više nego dovoljno za odvod gubitaka. Postupak određivanja tipa ventilatora objašnjen je na slici 22.11. Karakteristiku impedencije ventilacijskog kanala, tj. ovisnost pada pritiska $\Delta p$ o količini zraka $Q$ koja protječe kroz ventilacijski kanal u jedinici vremena, naći ćemo mjerenjem, ili je takav podatak već pripremio proizvođač rashladnih tijela, odnosno sklopova.

## 25.5. Odabiranje osigurača

Odmah treba istaknuti da ne postoje brzi osigurači koji u isti mah štite poluvodičke ventile i od struja kratkog spoja i od struja preopterećenja. Zato se prekostrujna zaštita pretvarača normalno sastoji od kombinacije osigurača sa strujnim limitom regulatora i s komponentama za ograničavanje struje, kao što su npr. prekostrujni releji, termički releji i sl. (v. odsječak 25.6). Prema tome, osigurače ćemo odabrati po kriteriju zaštite od kratkog spoja.

U trofaznom mosnom spoju kroz tiristore teku struje kratkog spoja u slučaju:

— vanjskog kratkog spoja, tj. kratkog spoja na istosmjernoj strani usmjerivača,

— unutarnjeg kratkog spoja, npr. zbog gubitka zapornih svojstava tiristora,

— izostanka komutacije u izmjenjivačkom području rada, npr. zbog preniskog napona mreže,

— prekretanja tiristora, npr. zbog prenapona u ispravljačkom području rada.

Kamo smjestiti osigurače u električnoj shemi? Možemo ih smjestiti u izmjenične dovode ili u seriju sa svakim tiristorom. U istosmjerni krug ne možemo ih smjestiti, jer na tom mjestu u električnoj shemi ne štite od unutarnjih kratkih spojeva. Osigurači u izmjeničnim dovodima ili u seriji sa svakim tiristorom štite od svih nabrojenih vrsta kratkih spojeva.

Radi donošenja odluke o smještaju osigurača usporedimo strujno opterećenje osigurača u izmjeničnim dovodima sa strujnim opterećenjem osigurača u granama kod: a) nazivnog strujnog opterećenja, b) vanjskog kratkog spoja i c) unutarnjeg kratkog spoja. Kod nazivnog strujnog opterećenja usmjerivača, pod pretpostavkom nevalovite ispravljene struje i zanemarivog kuta komutacije, osigurač u grani vodi 1/3 periode cijelu ispravljenu struju, a osigurač u dovodu vodi 2/3 periode cijelu ispravljenu struju. Zbog toga je struja osigurača u dovodu za $\sqrt{2}$ puta veća od struje osigurača u grani. Kod vanjskog kratkog spoja očito je, za slučaj pregaranja osigurača u periodu između dviju komutacija, da osigurač u dovodu i osigurač u grani moraju biti jednako brzi. To znači da oba položaja osigurača zahtijevaju osigurače s jednakim ($I^2t$)-pregaranja. Kod unutarnjeg kratkog spoja također oba položaja osigurača zahtijevaju osigurače s jednakim ($I^2t$)-pregaranja. Izneseno pokazuje da se osigurači u granama najbolje mogu prilagoditi karakteristikama udarne strujne preopteretivosti poluvodičkih ventila. Uzimajući u obzir i to da se kod paralelnog spajanja usmjerivača osigurači mogu smjestiti jedino u grane (v. odsječak 17.18), odlučit ćemo se za stavljanje osigurača u grane, tj. u seriju sa svakim tiristorom.

Izbor osigurača za naš slučaj sastoji se u određivanju: a) nazivne struje, b) nazivnog napona i c) vrijednosti ($I^2t$), te crtanju dijagrama koordinacije zaštite tiristora osiguračem (v. sl. 17.24).

### a) Nazivna struja

Prvo, nazivna struja osigurača (efektivna vrijednost) mora biti manja od granične efektivne struje tiristora. U našem slučaju tiristor SKT 300 ima graničnu efektivnu struju od 550 A. Drugo, nazivna struja osigurača mora biti veća od efektine vrijednosti struje kroz tiristor u nazivnom režimu rada usmjerivača. U našem slučaju tiristor vodi, u nazivnom režimu rada, efektivnu struju od 173 A. Treće, osigurač mora bez posljedica izdržati jednokratna strujna preopterećenja usmjerivača, u našem slučaju tokom jednokratnog preopterećenja tiristor vodi efektivnu struju od 346 A. Tvrtka Laur. Knudsen proizvodi osigurače u slijedećem strujnom nizu: 80 A, 100 A, 125 A, 160 A, 200 A, 250 A, 300 A, 350 A, 400 A, 500 A, i 600 A. Odabrat ćemo osigurač nazivne struje 300 A koji prema kataloškim podacima izdržava struju od 346 A kroz 10 s.

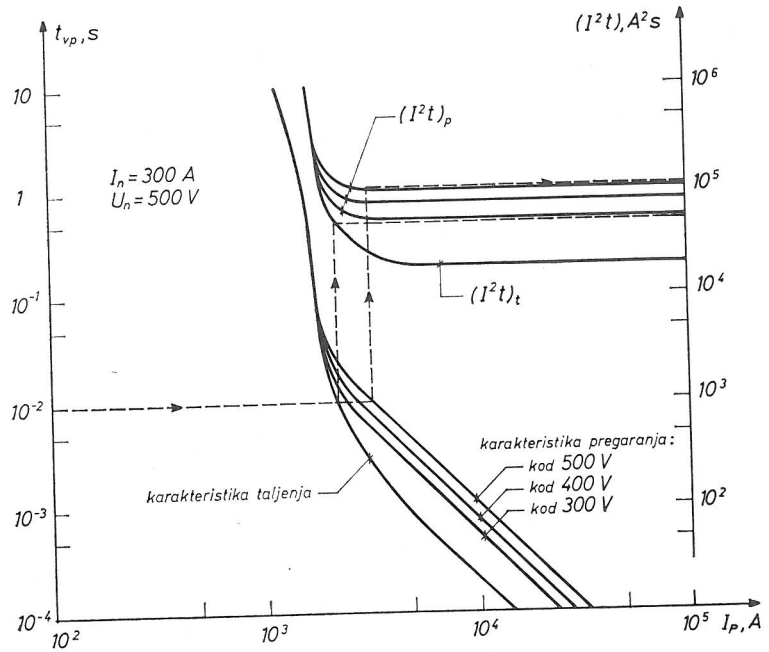
### b) Nazivni napon

Nazivni napon osigurača (efektivna vrijednost) mora biti veći od napona mreže. U našem slučaju efektivna vrijednost linijskog napona mreže iznosi 380 V. Tvrtka Laur. Knudsen proizvodi osigurače u slijedećem naponskom nizu: 300 V,

500 V, 700 V i 1 200 V. Pogodna veća vrijednost nazivnog napona iznosi 500 V. Odabiranjem nazivnog napona osigurača određen je i napon luka; napon luka treba uzeti u obzir prilikom odabiranja naponske klase tiristora (v. odsječak 25.13).

### c) Vrijednost ($I^2t$)

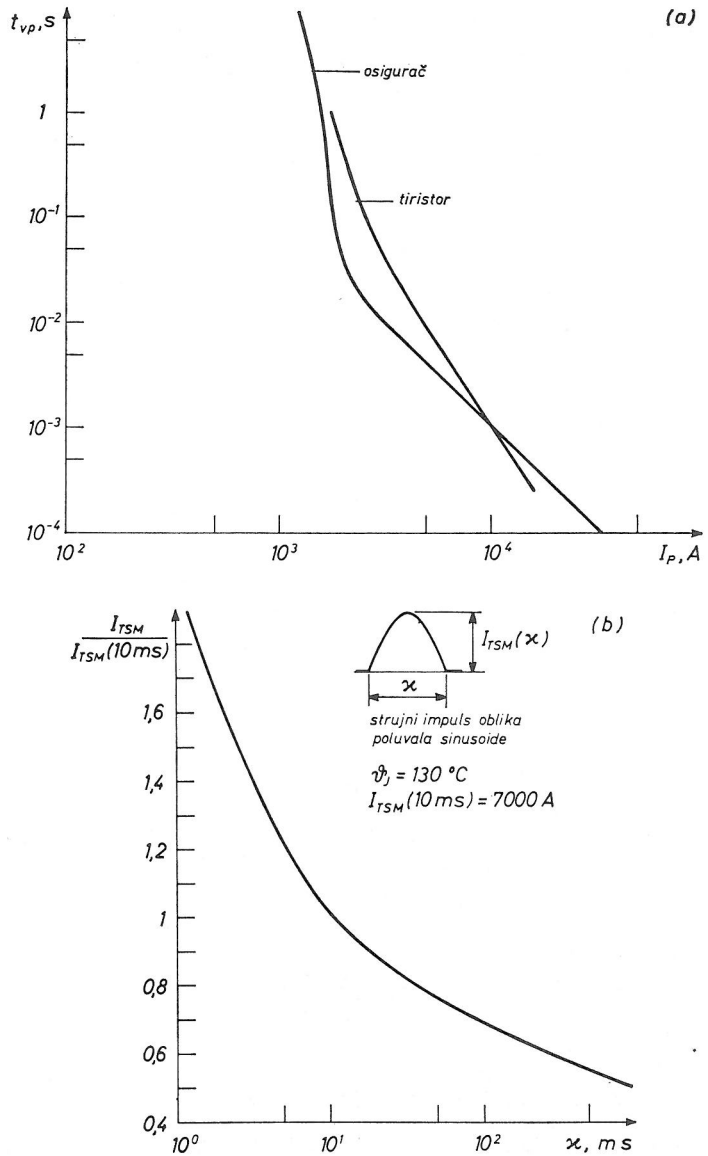
Vrijednost ($I^2t$)-pregaranja osigurača mora biti manja od vrijednosti ($I^2t$)-tiristora. ($I^2t$)-tiristora SKT 300 za udarna preopterećenja trajanja do 10 ms nije veći od 245 000 $A^2s$. Iz kataloga tvrtke Laur. Knudsen nalazimo da osigurač nazivne struje 300 A i nazivnog napona 500 V (kataloški listić 170 K 2 530) ima ($I^2t$)-pregaranja 100 000 $A^2s$ za 10 ms. Očitavanje ($I^2t$)-pregaranja (kao i ($I^2t$)-taljenja) iz katalošk listića objašnjava slika 25.3.




**Sl. 25.3. Očitavanje ($I^2t$)-pregaranja i ($I^2t$)-taljenja osigurača iz kataloškog listića (LAUR. KNUDSEN)**

### d) Dijagram koordinacije zaštite tiristora osiguračem

Proračun dijagrama koordinacije zaštite objašnjen je u odsječku 17.19. Rezultate proračuna prikazuje dijagram koordinacije zaštite na slici 25.4. Vidimo da osigurač ne štiti tiristor od struje preopterećenja i od izvanredno velikih struja kratkog spoja.

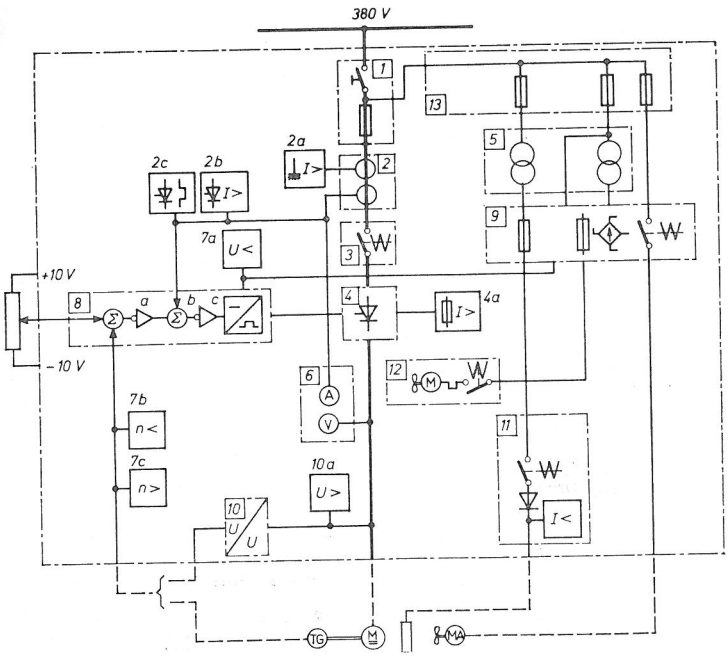



**Sl. 25.4. Dijagram koordinacije zaštite tiristora osiguračem a) za tiristor udarne strujne preopteretivosti prema b)**

## 25.6. Zaštita usmjerivačkog sklopa od preopterećenja

Dijagram koordinacije zaštite tiristora osiguračem na slici 25.4. pokazuje da odabrani osigurač zaštićuje tiristor za struje kvara koje su veće od 1 500 A. Za manje struje kvara potrebne su druge zaštitne komponente. Rješenje koordinacije zaštite između osigurača i drugih zaštitnih komponenata uvelike ovisi o području

primjene, impedanciji mreže... Stoga je nemoguće dati općenit odgovor glede zaštite usmjerivačkog sklopa od preopterećenja. Jedno rješenje zaštite od preopterećenja usmjerivača za napajanje armature istosmjernog motora reguliranog elektromotornog pogona prikazuje slika 25.5.

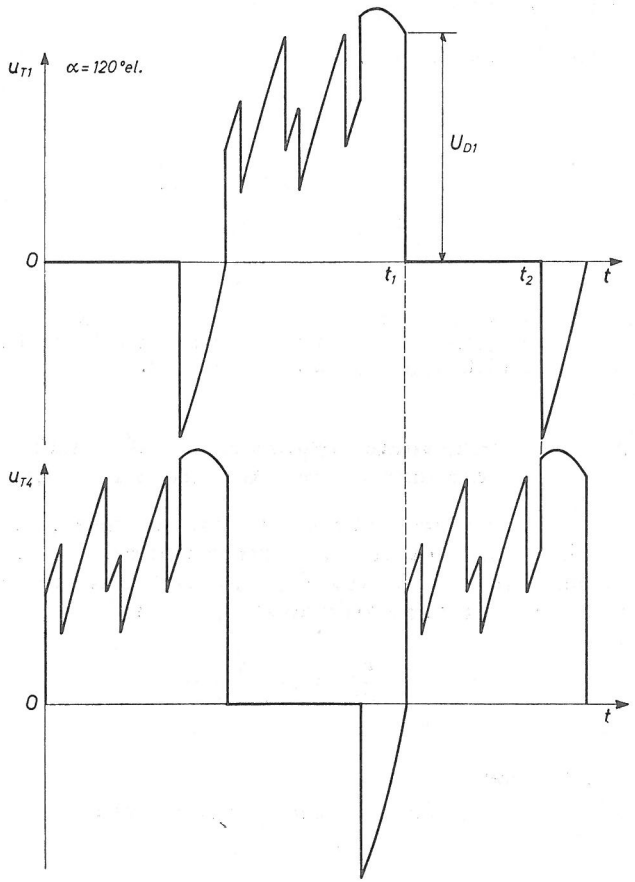



**Sl. 25.5. Zaštitne komponente usmjerivačkog sklopa u trofaznom mosnom spoju od preopterećenja i kratkog spoja u istosmjernom elektromotornom pogonu**

**1 — rastavljač**
**2 — (a) zaštita od dozemnog spoja**
**(b) trenutna prekostrujna zaštita**
**(c) zaštita od preopterećenja**
**3 — sklopnik**
**4 — tiristorski slog**
**(a) indikacija pregaranja osigurača**
**5 — transformatori**
**6 — mjerenje ispravljene struje i napona**
**7 — (a) podnaponska zaštita**
**(b) indikator minimalne brzine**
**(c) zaštita od pobjega**
**8 — (a) regulator brzine**
**(b) regulator struje**
**(c) impulsni uređaj**
**9 — napajanje**
**10 — mjerenje ispravljenog napona**
**(a) nadnaponska zaštita**
**11 — napajanje uzbude**
**12 — ventilator**
**13 — osigurači**

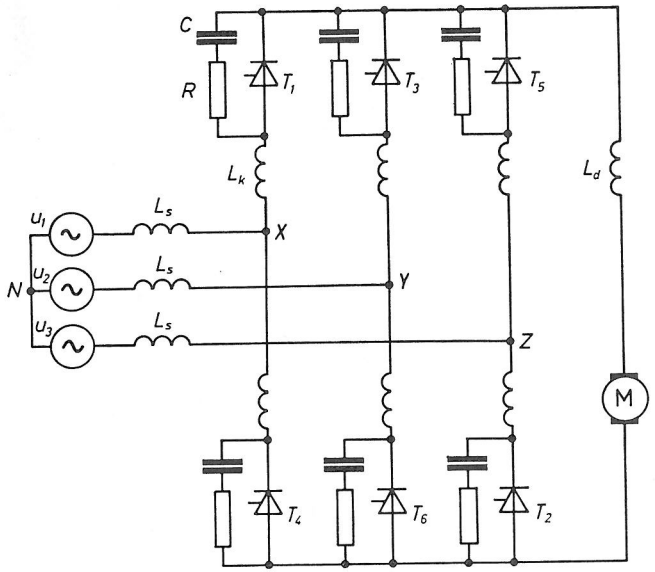
## 25.7. Položaj *LRC*-članova u shemi trofaznog punoupravljivog mosnog spoja

U trofaznom punoupravljivom mosnom spoju najveća brzina porasta blokirnog napona na tiristorima pojavljuje se kod kuta upravljanja $\alpha = 120°$ el, slika 25.6. Očito, u trenutku okidanja $t_1$ i u trenutku oporavljanja $t_2$ tiristora $T_1$, u sup-




**Sl. 25.6. Napon na tiristorima $T_1$ i $T_4$ trofaznog punoupravljivog mosnog spoja u izmjenjivačkom području rada pri kutu upravljanja $\alpha = 120°$ el.**

rotnoj grani mosta, na tiristoru $T_4$ skokovito raste blokirni napon. Prema tome, brzina porasta blokirnog napona može se ograničiti samo pridodavanjem *LRC*-članova svakom tiristoru, kako je to naznačeno na slici 25.7.




**Sl. 25.7. Jedino ovakvim smještajem *LRC*-članova može se u punoupravljivom trofaznom mosnom spoju ograničiti brzina porasta blokirnog napona na tiristorima.**

## 25.8. Određivanje induktiviteta prigušnice u *LRC*-članu s obzirom na brzinu porasta propusne struje kod uklapanja tiristora

Izračunajmo brzinu porasta struje kod uklapanja tiristora za trofazni mosni spoj prema slici 25.7. Uzmimo trenutak uklapanja tiristora $T_1$, kada vode tiristori $T_5$ i $T_6$. Uklapanjem tiristora $T_1$ krug $N$-$T_1$-$T_5$-$Z$-$N$ se zatvori i poteče tzv. struja komutacije. Brzina porasta struje kroz tiristor $T_1$ iznosi

$$\frac{di_T}{dt} = \frac{U_k}{2\,(L_k + L_s)} \tag{25.1}$$

gdje je

$L_s$ induktivitet mreže

$L_k$ induktivitet komutacijske prigušnice u grani mosta

$U_k$ napon koji uzrokuje struju komutacije

Odavde slijedi minimalna veličina prigušnice koju treba staviti u seriju s tiristorom

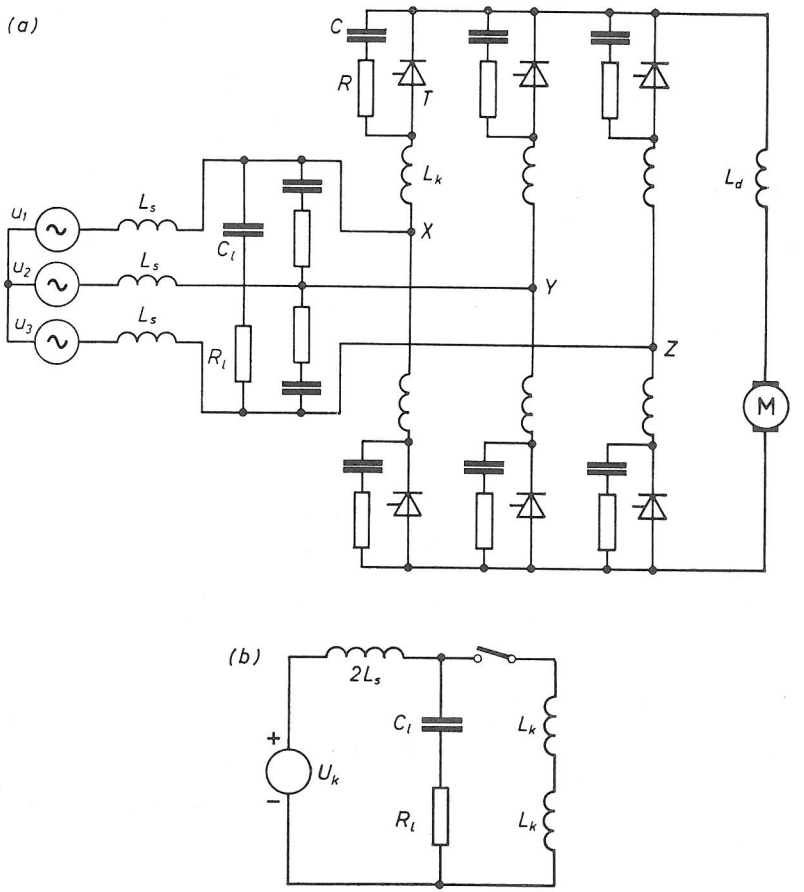
$$L_{k(min)} = \frac{U_k}{2\left(\frac{di_T}{dt}\right)_M} - L_s \tag{25.2}$$

gdje je

$\left(\frac{di_T}{dt}\right)_M$ kritična brzina porasta propusne struje

Gornja formula za proračun minimalnog komutacijskog induktiviteta ne vrijedi ako se između izmjeničnih priključaka mosta stave *RC*-članovi za zaštitu od mrežnih prenapona, slika 25.8.a. *RC*-članovi u početnom trenutku neutraliziraju induktivitet mreže $L_s$, slika 25.8.b. Prema tome, iz formule (25.2) treba ispustiti $L_s$, pa minimalna veličina prigušnice koju treba staviti u seriju s tiristorom u ovom slučaju iznosi

$$L_{k(min)} = \frac{U_k}{2\left(\frac{\mathrm{d}i_T}{\mathrm{d}t}\right)_M} \tag{25.3}$$




**Sl. 25.8. Ekvivalentni krug b) trofaznog mosnog spoja a) za proračun brzine porasta struje kroz tiristor pri uklapanju**

U postavljenom zadatku $U_k$ je maksimalan za $\alpha = 90°$ el. i iznosi $380 \times \sqrt{2} \cdot 1{,}1 = 591$ V. Odabrani tiristor SKT 300 (na osnovi strujne opteretivosti) ima $(\mathrm{d}i_T/\mathrm{d}t)_M = 125$ A/$\mu$s. Uvrštenjem odgovarajućih vrijednosti u (25.3) dobivamo uvjet $L_k \geqslant 2{,}4$ $\mu$H.

## 25.9. Određivanje otpora otpornika u *LRC*-članu s obzirom na struju izbijanja kondenzatora kroz tiristor kod uklapanja tiristora

U našem slučaju trofaznog mosnog spoja prema slici 25.7. mimo komutacijskih prigušnica izbija se samo kondenzator neposredno uz tiristor koji uklapa. Brzina porasta struje izbijanja praktički je beskonačna, pa ako se ne ograniči vršna struja izbijanja, može doći do oštećenja tiristora.

Granična vršna struja izbijanja kondenzatora kroz tiristor određuje minimalnu vrijednost otpornika u *LRC*-članu. Vrijednost granične vršne struje izbijanja ovisi, između ostalog, i o kapacitetu kondenzatora (v. odsječak 12.15).

Vršna vrijednost struje izbijanja kondenzatora iznosi

$$I_{CM} = \frac{U_D}{R} \tag{25.4}$$

gdje je

$U_D$ blokirni napon na tiristoru neposredno prije okidanja

$R$ otpor *LRC*-člana

$U_D$ je maksimalan za $\alpha = 90°$ el. i iznosi $U_D = 380 \cdot \sqrt{2} \cdot 1{,}1 = 591$ V. Uvrštenjem numeričkih vrijednosti u (25.4): $U_D = 591$ V i $I_{CM} = 50$ A dobivamo minimalnu vrijednost otpornika u *LRC*-članu

$$R \geqslant \frac{591}{50} = 11{,}8\ \Omega$$

## 25.10. Određivanje *LRC*-člana s obzirom na komutacijske $du_D/dt$ efekte

Opasnost od prekretanja tiristora u trenutku okidanja nekog drugog tiristora (tj. u trenutku $t_1$, slika 25.6) postoji samo za kutove upravljanja $\alpha > 90°$ el. Opasnost od prekretanja tiristora u trenutku oporavljanja nekog drugog tiristora (tj. u trenutku $t_2$, postoji samo za kutove upravljanja $\alpha > 60 - k°$ el. ($k$ trajanje komutacije u električnim stupnjevima). Ove činjenice mogu se provjeriti crtanjem napona na tiristoru kod različitih kutova upravljanja $\alpha$.

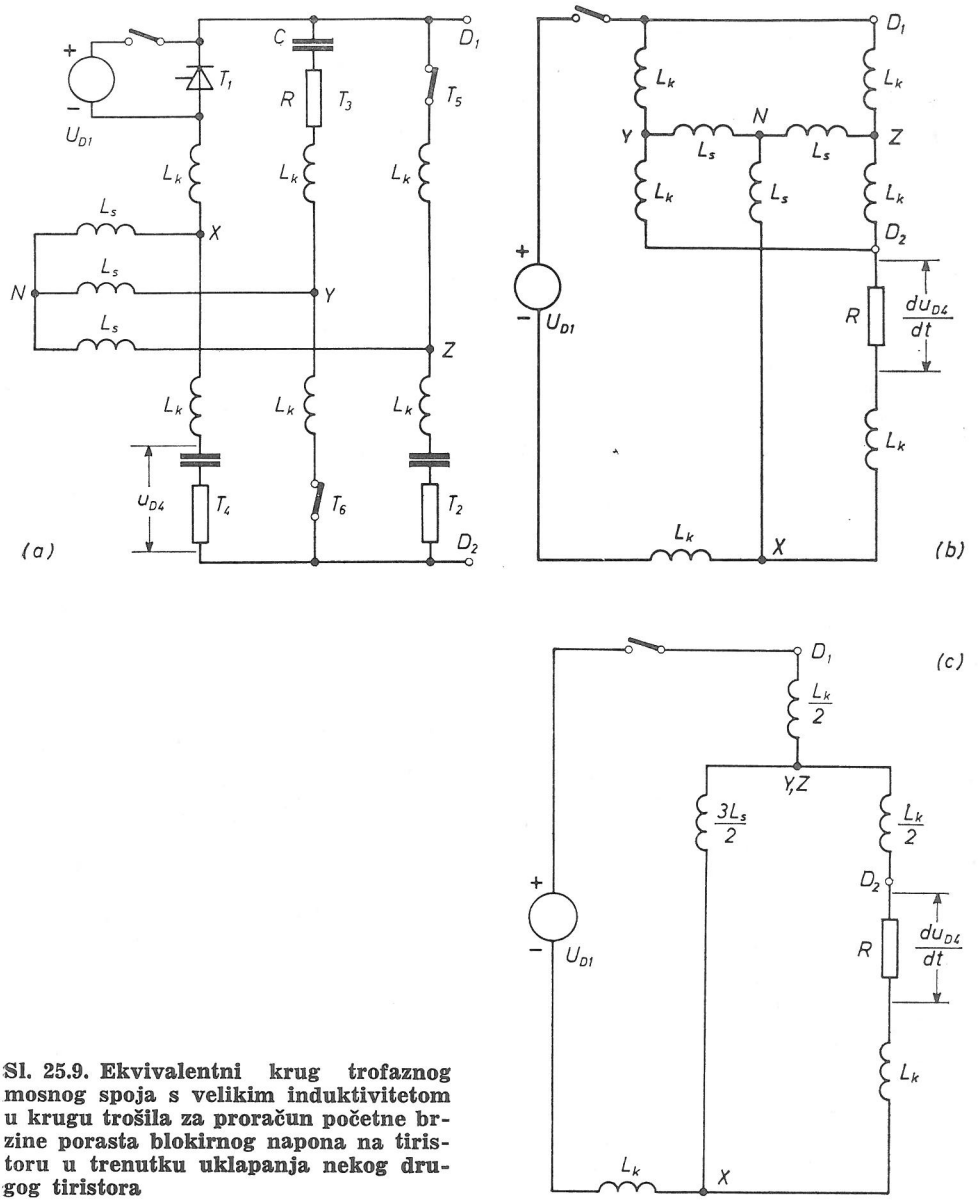
Kut upravljanja $\alpha$ je veći od 90° el. u režimu kočenja istosmjernog motora. U ovom režimu motor daje energiju u mrežu, a usmjerivač se nalazi u izmjenjivačkom području rada. Ako tiristor prekrene u trenutku kada tiristor u suprotnoj grani vodi struju, dolazi do kratkog spoja armature motora preko nasuprotnih grana mosta. Kroz tiristor i pripadne osigurače teče struja reda veličine struje kratkog spoja.

### a) Brzina porasta blokirnog napona na tiristoru u periodu okidanja nekog drugog tiristora

Razmotrimo period u kojem vode tiristori $T_5$ i $T_6$ a na tiristor $T_1$ dolazi okidni impuls. U tom periodu okidanja tiristora $T_1$ najveća brzina porasta blokirnog napona pojavljuje se na tiristoru $T_4$.

Slika 25.9.a. prikazuje ekvivalentni krug za proračun brzine porasta blokirnog napona na tiristoru $T_4$. Zatvorene sklopke nadomještaju tiristore koji se nalaze u stanju vođenja. Tiristori koji ne vode izostavljeni su iz sheme. Krug trošila je iz-

bačen, jer je pretpostavljeno da je induktivitet u krugu trošila tako velik da djeluje poput otvorene sklopke tokom porasta blokirnog napona. Naponski su izvori mreže kratko spojeni, naime, po principu superpozicije, svaki naponski izvor u linearnom




**Sl. 25.9. Ekvivalentni krug trofaznog mosnog spoja s velikim induktivitetom u krugu trošila za proračun početne brzine porasta blokirnog napona na tiristoru u trenutku uklapanja nekog drugog tiristora**

krugu djeluje nezavisno. U $L_s$ uključeni su svi induktiviteti mreže. Uklapanje tiristora $T_1$ simulira se uključivanjem naponskog izvora. Taj je naponski izvor takva polariteta i iznosa da poništava blokirni napon na tiristoru.

Najveći je pozitivni skok blokirnog napona za kut upravljanja $\alpha = 120°$ el. Zato se kod kuta upravljanja $\alpha = 120°$ el. javlja i najveća brzina porasta blokirnog napona. Činjenica da je brzina porasta blokirnog napona maksimalna na početku porasta i činjenica da su za $\alpha = 120°$ el. u trenutku početka porasta blokirnog napona svi naponi na kondenzatorima i otpornicima jednaki nuli uvelike pojednostavnjuju analizu: svi kondenzatori i otpornici, osim otpornika u $RC$-članu tiristora $T_4$, mogu se ispustiti iz sheme ekvivalentnog kruga, slika 25.9.b. Shema na slici 25.9.b. može se dalje pojednostavniti, jer su zbog simetrije točke $Y$ i $Z$ na istom potencijalu, slika 25.9.c. Početna brzina porasta blokirnog napona na tiristoru $T_4$ iznosi

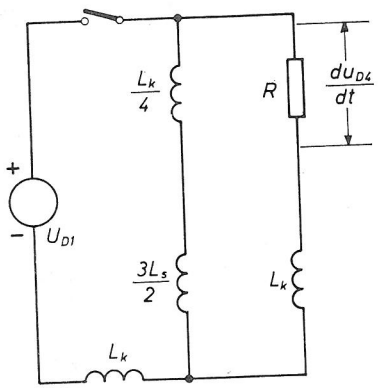
$$\left(\frac{\mathrm{d}u_D}{\mathrm{d}t}\right)_{t=o} = R\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} = \frac{2}{3}\frac{U_D}{L_k}\frac{L_s}{L_k + 2L_s}R \tag{25.5}$$

gdje je

$U_D$ blokirni napon na tiristoru $T_1$ neposredno prije uklapanja

Brzina porasta blokirnog napona je to veća što je $L_s$ veći prema $L_k$; ako $L_k/L_s \to 0$, onda $\mathrm{d}u_D/\mathrm{d}t \to (1/3) \cdot (U_k/L_k)\,R$. Opasnosti od $\mathrm{d}u_D/\mathrm{d}t$ nema, tj. $\mathrm{d}u_D/\mathrm{d}t \to 0$ ako $L_s \to 0$.

Induktivno opterećenje trofaznog mosnog spoja nije najnepovoljniji slučaj glede brzine porasta blokirnog napona na tiristoru u periodu okidanja nekog drugog tiristora. Veći $\mathrm{d}u_D/\mathrm{d}t$ javlja se ako se na istosmjernoj strani mosta, između istosmjernih priključaka, nalazi veliki kondenzator. U tom slučaju početna brzina porasta blokirnog napona na tiristoru iznosi, slika 25.10.




**Sl. 25.10. Ekvivalentni krug trofaznog mosnog spoja s velikim kondenzatorom na istosmjernoj strani za proračun početne brzine porasta blokirnog napona na tiristoru u trenutku uklapanja nekog drugog tiristora**

$$\left(\frac{\mathrm{d}u_D}{\mathrm{d}t}\right)_{t=o} = \frac{U_D}{2L_k}\frac{L_k + 6L_s}{3L_k + 6L_s}R \tag{25.6}$$

### b) Brzina porasta blokirnog napona na tiristoru u periodu oporavljanja nekog drugog tiristora

Brzina porasta blokirnog napona u ovom slučaju ovisi o iznosima aktivnih napona u tom periodu, o veličini i valnom obliku struje oporavljanja i, očito, o parametrima strujnog kruga. Analiza koja je provedena u [18.1] pokazuje da je $\mathrm{d}u_D/\mathrm{d}t$

uslijed oporavljanja općenito manji od $du_D/dt$ uslijed uklapanja. Zbog toga se nećemo ovim problemom detaljnije baviti; spomenimo samo da je $du_D/dt$ uslijed oporavljanja to veći što je induktivitet u granama mosta manji i da valni oblik struje oporavljanja ne utječe na brzinu porasta blokirnog napona ako je vremenska konstanta $L_k/R$ veća od trajanja opadanja struje oporavljanja.

Dakle, komutacijski $du_D/dt$ efekti ograničuju maksimalnu vrijednost otpornika i minimalnu vrijednost prigušnice u *LRC*-članu.

Uvrštenjem numeričkih vrijednosti u (25.6): $(du_D/dt)_M = 200\ \mathrm{V}/\mu\mathrm{s}$ (tiristor SKT 300), $U_D = 257$ V (pri kutu upravljanja $\alpha = 120°$ el. i povećanju napona mreže za 10%), $L_k = 2{,}4\ \mu H$ i $L_s = 140\ \mu H$ (mrežni transformator: $P = 200$ kVA, $u_k = 6\%$) dobili bi neprihvatljivo malu vrijednost otpornika u *LRC*-članu $R \ll 3{,}8\ \Omega$. Moramo povećati $L_k$. Za $L_k = 15\ \mu H$ dobivamo

$$R \leqslant 24{,}4\ \Omega$$

Izborom tako velikog $L_k$ smanjili smo brzinu porasta struje znatno ispod kritične i dobili smo mogućnost da izborom $R$ smanjimo i brzinu porasta blokirnog napona.

## 25.11. Određivanje *LRC*-člana s obzirom na komutacijske prenapone

Do sada su postavljeni određeni uvjeti na komponente *LRC*-člana. Kriterij kritične brzine porasta struje dao je uvijet

$$L_k \geqslant 2{,}4\ \mu\mathrm{H}$$

Kriterij granične vršne struje izbijanja kondenzatora kroz tiristor dao je uvjet

$$R \geqslant 11{,}8\ \Omega$$

Kriterij kritične brzine porasta blokirnog napona dao je uvjete

$$R \leqslant 24{,}4\ \Omega$$

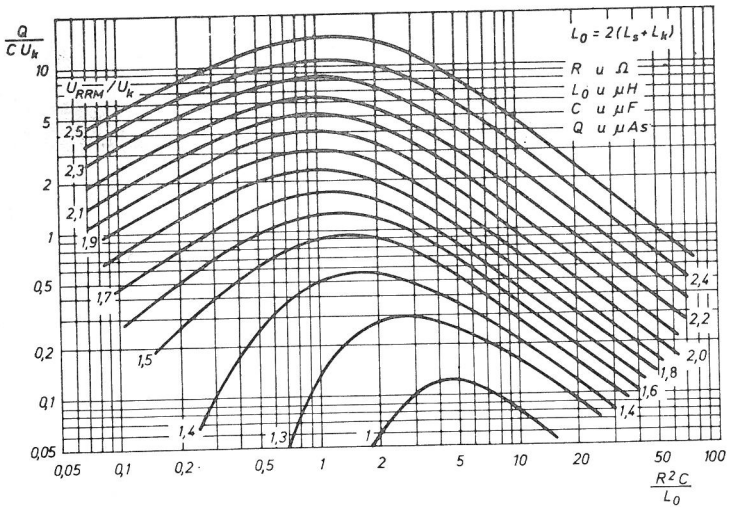
$$L_k \geqslant 15{,}0\ \mu\mathrm{H}$$

U načelu odabrat ćemo najmanju moguću vrijednost $L_k$ i $R$. $C$ ćemo odrediti prema još prihvatljivoj visini komutacijskog prenapona. Obično se $C$ odabire tako da je naponsko nadvišenje manje od 60%, tj. $U_{RRM}/U_k < 1{,}6$.

Proračun komutacijskih prenapona trofaznog mosnog spoja s komutacijskim prigušnicama u granama prilično je složen, jer se trofazni mosni spoj ne može jednostavno svesti na ekvivalentni komutacijski krug. Zato ćemo kao primjer uzeti dijagram koji daje ASEA, slika 25.11. Iz uvjeta $U_{RRM}/U_k < 1{,}6$ slijedi da mora biti ispunjeno

$$\frac{Q}{CU_k} \leqslant 1{,}3 \tag{25.7}$$

$$\frac{R^2 C}{L_e} \leqslant 1 \tag{25.8}$$




**Sl. 25.11. Dijagram za proračun komutacijskih prenapona usmjerivača u trofaznom punoupravljivom mosnom spoju**

gdje je

$Q$ naboj opravljanja, $\mu$As
$C$ kapacitet $LRC$-člana, $\mu$F
$U_k$ napon komutacije, V
$R$ otpor $LRC$-člana,
$L_e$ ekvivalentni komutacijski induktivitet 2 $(L_s + L_k)$

Uvrštavanjem $Q = 500$ $\mu$As (kod: $di_T/dt = 20$ A/$\mu$s i $\vartheta_J = 125$ °C) i $U_k = 380 \cdot \sqrt{2} \cdot 1{,}1 = 591$ V u (25.7) dolazimo do uvjeta $C \geqslant 0{,}7$ $\mu$F. Uvrštenjem $L_e = 2 \cdot (140 + 15) = 310$ $\mu$H i $C = 0{,}7$ $\mu$F u (25.8) dolazimo do uvjeta $R \leqslant 21\ \Omega$.

U praksi se dobivaju mnogo manji prenaponi od izračunatih. To je zbog toga što je teško procijeniti prigušenje krugova. Ako je razlika između izračunatih i izmjerenih prenapona velika, tada se može na primjer, smanjiti $C$.

## 25.12. Određivanje snage otpornika u *LRC*-članu

Pridimo redom proračunu gubitaka po intervalima za slučaj trofaznog mosnog spoja prema slici 25.7.

Prilikom uklapanja gubici se dijele između tiristora i otpornika prema orijentacijskoj formuli (18.39). Budući da je vremenska konstanta $RC$-člana uvijek mnogo veća od vremena opadanja blokirnog napona možemo uzeti da se sva nakrcana energija u kondenzatoru disipira u otporniku

$$P_U = \frac{1}{2} f C U_D^2 \qquad \text{(a)}$$

gdje je

$U_D$ blokirni napon na tiristoru neposredno prije okidanja
$C$ kapacitet kondenzatora u $LRC$-članu

Nakrcana energija u kondenzatoru je maksimalna za kut upravljanja $\alpha = 90°$ el. Naime, za $\alpha = 90°$ el. na tiristoru je u trenutku okidanja maksimalni blokirni napon (jednak tjemenoj vrijednosti linijskog napona).

Prilikom oporavljanja tiristora u otporniku se disipira sva energija nakrcana u ekvivalentnom komutacijskom induktivitetu u trenutku maksimuma struje oporavljanja i energija uslijed nabijanja kondenzatora pod utjecajem skoka zapornog napona (formula (18.32))

$$P_Q = \frac{1}{2} f L_e I_{RM}^2 + \frac{1}{2} f C U_R^2 \tag{b}$$

gdje je

$L_e$ ekvivalentni komutacijski induktivitet $2(L_s + L_k)$
$I_{RM}$ vršna vrijednost struje oporavljanja
$C$ kapacitet kondenzatora u $LRC$-članu
$U_R$ skok zapornog napona

Oba su pribrojnika maksimalna za kut upravljanja $\alpha = 90°$ el. Za $\alpha = 90°$ el. brzina porasta oporavljanja struje je maksimalna, pa je i vršna vrijednost struje oporavljanja maksimalna; također za $\alpha = 90°$ el. je maksimalan skok zapornog napona (jednak tjemenoj vrijednosti linijskog napona).

Prilikom svake skokovite promjene napona na tiristoru za vrijeme nevođenja tiristora u otporniku se disipira (napon na kondenzatoru približno je jednak blokirnom naponu na tiristoru)

$$P_{R,D} = \frac{1}{2} f C (\Delta U_{R,D})^2 \tag{c}$$

gdje je

$\Delta U$ skokovita promjena napona na tiristoru
$C$ kapacitet kondenzatora u $LRC$-članu

Kod trofaznog mosnog spoja postoji šest skokovitih promjena napona na $RC$-članu. Analiza naponskih odnosa pokazuje da su skokovi napona maksimalni za $\alpha = 90°$ el. i da iznose polovicu tjemene vrijednosti linijskog napona (dokaži!).

Prilikom blagih promjena napona na tiristoru u otporniku se također disipira energija, no ti su gubici zanemarivi prema gubicima koji nastaju uslijed skokovitih promjena napona.

Dakle, otpornik $LRC$-člana u trofaznom mosnom spoju prema slici 25.7. treba dimenzionirati za disipaciju

$$P = f\left[\frac{1}{2} C U_M^2 + \frac{1}{2} C U_M^2 + \frac{1}{2} L_e I_{RM}^2 + 6 \cdot \frac{1}{2} C \left(\frac{U_M}{2}\right)^2\right]$$

$$P = f\left[\frac{7}{4} C U_M^2 + Q U_M\right] \tag{25.9}$$

gdje je

$f$ frekvencija mreže
$U_M$ tjemena vrijednost linijskog napona
$C$ kapacitet kondenzatora u $LRC$-članu
$Q$ naboj oporavljanja
$L_e$ ekvivalentni komutacijski induktivitet $2(L_s + L_k)$

Uvrštenjem: $f = 50$ Hz, $C = 0{,}7\ \mu$F, $U_M = 380 \cdot \sqrt{2} \cdot 1{,}1 = 591$ V i $Q = 500\ \mu$As (kod: $di_T/dt = 20$ A/$\mu$s i $\vartheta_J = 125$ °C) dobivamo $P = 36$ W.

## 25.13. Odabiranje naponske veličine tiristora

Naponsko dimenzioniranje sastoji se od usklađivanja naponske klase ventila s očekivanim vanjskim prenaponima i zaštitom od vanjskih prenapona te s unutarnjim prenaponima i zaštitom od unutarnjih prenapona.

U našem slučaju radni napon na tiristoru (izvučen debelo na slici 25.2.) ovisi o naponu trofazne mreže na koju se priključuje usmjerivački sklop. Na ovaj radni napon superponiraju se vanjski i unutarnji prenaponi. Vanjski prenaponi, primjerice potječu od sklopnih procesa u mreži i od atmosferskih smetnji. Unutarnji prenaponi nastaju prilikom pregaranja osigurača (napon luka) i u toku oporavljanja tiristora (komutacijski prenaponi).

Istraživanja veličine prenapona u industrijskim mrežama pokazala su da se, uz razumnu investiciju u komponente zaštite, amplituda vanjskih prenapona može ograničiti na 2,0 do 2,3-struku tjemenu vrijednost napona mreže. Komutacijski prenaponi s lakoćom se mogu ograničiti na 1,5 do 1,8-struku tjemenu vrijednost napona mreže (vidi odsječak 25.11). Prenaponi na tiristorima uslijed napona luka osigurača ovise o položaju osigurača u usmjerivačkom sklopu i rasporedu impedencija, pa se ne može »a priori« tvrditi da na tiristore ne dolaze veći prenaponi od napona luka jednog osigurača (podsjetimo se da je napon luka osigurača za zaštitu poluvodičkih ventila konstrukcijski odabran tako da i kod vrlo nepovoljnih parametara kruga kratkog spoja najviše doseže 2,0 do 2,2-struku vrijednost svojeg nazivnog napona — vidi odsječak 17.7).

Dakle, izračunajmo naponsko naprezanje tiristora u trofaznom mosnom spoju kod pregaranja osigurača. Razmotrit ćemo dva slučaja smještaja osigurača: u izmjenične dovode i u grane.

### a) Osigurači u izmjeničnim dovodima (sl. 25.12.a)

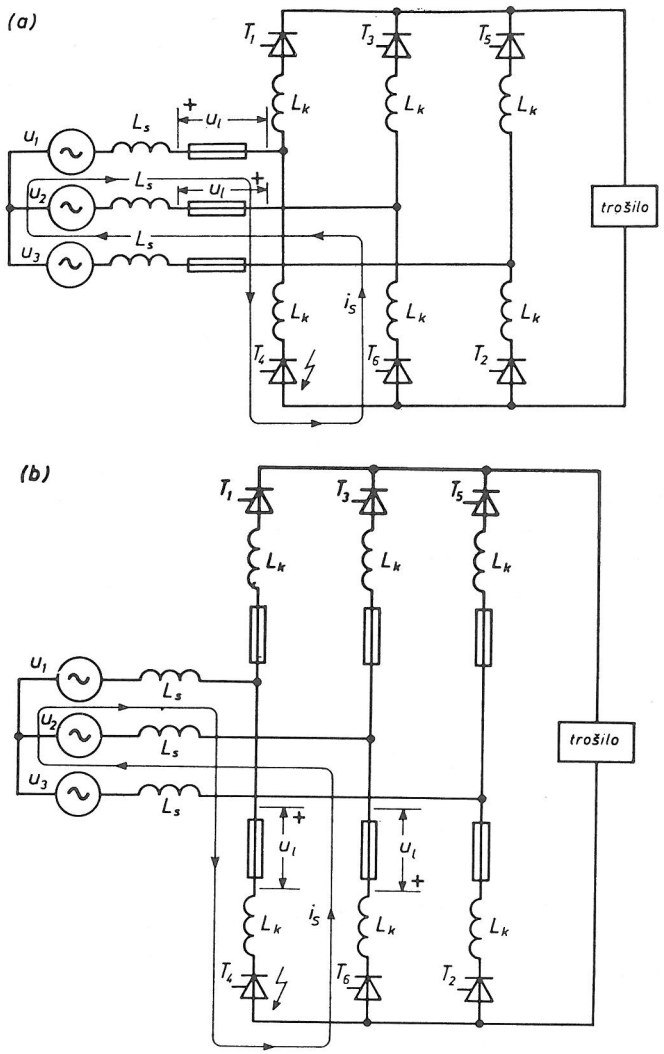
Osigurači u izmjeničnim dovodima pregaraju kod unutarnjih i vanjskih kratkih spojeva. Prenaponi koji se kod pregaranja pojavljuju na tiristorima ovise o reaktanciji mreže $L_s$ i o komutacijskom induktivitetu $L_k$. Primjerice u slučaju proboja tiristora $T_4$ i nastajanja luka osigurača u periodu vođenja tiristora $T_1$ i $T_6$ u ispravljačkom radu kod $\alpha = 0°$ el. prenapon na tiristoru $T_3$ iznosi

$$2L_k \frac{di_s}{dt} = \frac{2L_k}{2L_s + 2L_k}(u_1 - u_2 - 2u_l) \tag{25.10}$$

Što je $L_k/L_s$ veći, to napon luka više napreže tiristor. Prenapon na tiristoru $T_3$ je maksimalan ako je $L_s = 0$

$$\left(2L_k \frac{di_s}{dt}\right)_{L_s=0} = u_1 - u_2 - 2u_l \tag{25.11}$$

Uočimo da je prenapon veći od napona luka jednog osigurača!




**Sl. 25.12. K analizi prenapona na tiristorima u trofaznom punoupravljivom mosnom spoju kod pregaranja osigurača: a) u izmjeničnim dovodima i b) u granama**

### b) Osigurači u granama (sl. 25.12.b)

Osigurači u granama pregaraju kod unutarnjih i vanjskih kratkih spojeva. Kao i u slučaju osigurača u dovodima, prenaponi koji se kod pregaranja pojavljuju na tiristorima ovise o induktivitetu mreže $L_s$ i o komutacijskom induktivitetu $L_k$. Uzmimo isti primjer, tj. proboj tiristora $T_4$ u periodu vođenja tiristora $T_1$ i $T_6$ u ispravljačkom radu kod $\alpha = 0°$ el. Prenapon na tiristoru $T_3$ iznosi

$$2L_k \frac{\mathrm{d}i_s}{\mathrm{d}t} + 2u_l = \frac{2L_k}{2L_s + 2L_k}(u_1 - u_2 - 2u_l) + 2u_l \qquad (25.12)$$

Što je $L_k/L_s$ veći, to napon luka manje napreže tiristor (pribrojnici na desnoj strani jednadžbe imaju suprotan predznak). Prenapon na tiristoru $T_3$ je maksimalan ako je $L_k = 0$

$$\left(2L_k \frac{di_s}{dt} + 2u_l\right)_{L_k=0} = 2u_l \tag{25.13}$$

a nema ga ako je $L_s = 0$

$$\left(2L_k \frac{di_s}{dt} + 2u_l\right)_{L_s=0} = u_1 - u_2 \tag{25.14}$$

Vidimo da komutacijske prigušnice smanjuju prenapone na tiristorima kod pregaranja osigurača.

Iznesene činjenice o veličini vanjskih prenapona, komutacijskih prenapona i prenapona uslijed napona luka osigurača (kod jakih mreža osobito je pogodan položaj osigurača u granama), uz pretpostavku povišenja napona mreže za 10%, pokazuju da tiristori u trofaznom mosnom spoju moraju imati neperiodičku vršnu vrijednost zapornog, odnosno blokirnog, napona oko 2,5 puta veću od tjemene vrijednosti linijskog nazivnog napona mreže.

Primjena faktora naponske sigurnosti 2,5 na tiristore s neperiodičkim vršnim blokirnim naponom manjim od neperiodičkog vršnog zapornog napona dovodi do nepotrebno velikog faktora naponske sigurnosti u zapornom smjeru. Pod stanovitim uvjetima može se za takve naponske nesimetrične tiristore zadržati samo za zaporni smjer faktor naponske sigurnosti 2,5, a za blokirni smjer smanjiti faktor naponske sigurnosti ispod 2,5, tj. dopustiti prekretanje. Naime, neki proizvođači tvrde za svoje tiristore da prekretanje ne šteti ako je brzina porasta struje manja od neke kritične veličine.

Ako je nazivna vrijednost linijskog napona mreže $U_V$, tada je za trofazni mosni spoj potrebno odabrati tiristore vršnog neperiodičkog zapornog napona

$$U_{RSM} \geqslant s_{UR} \sqrt{2}\, U_V \tag{25.15}$$

i neperiodičkog vršnog blokirnog napona

$$U_{DSM} \geqslant s_{UD} \sqrt{2}\, U_V \tag{25.16}$$

($s_{UR}$ i $s_{UD}$ su faktori sigurnosti u zapornom, odnosno blokirnom, smjeru).

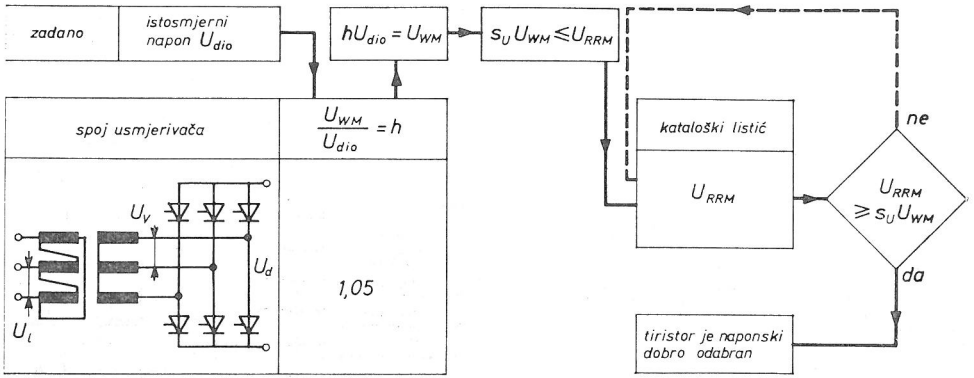
U postavljenom zadatku odabrat ćemo $s_{UR} = s_{UD} = 2{,}5$. Za $U = 380$ V moraju biti $U_{RSM}$ i $U_{DSM}$ jednaki ili veći od 1 343 V. U katalogu naći ćemo tiristor prvog većeg neperiodičkog vršnog zapornog i blokirnog napona. Tiristor SKT 300/14 ima $U_{RSM} = 1\,500$ V, a $U_{DSM} = 1\,400$ V.

## 25.14. Odabiranje naponske i strujne veličine ventila u mrežom komutiranim usmjerivačima

Primjer odabiranja tiristora i zaštitnih komponenata u vezi s nesavršenošću ispravljačkih osobina tiristora za usmjerivač u trofaznom mosnom spoju ukazuje na opće smjernice odabiranja dioda i tiristora za mrežom komutirane usmjerivače.

### a) Odabiranje naponske klase ventila

Tok odabiranja naponske klase ventila prikazuje slika 25.13. Pretpostavimo da smo već odredili srednju vrijednost idealnog ispravljenog napona praznog hoda $U_{dio}$ kod nazivnog napona mreže (v. drugi dio ove knjige; napon $U_{dio}$ veći je od srednje vrijednosti ispravljenog napona kod nazivnog opterećenja $U_{dn}$ zbog pada napona




**Sl. 25.13. Tok odabiranja naponske veličine ventila**

uslijed komutacije ventila i pada napona na ventilima). Iz poznatog odnosa $h$ između vršne vrijednosti radnog napona na ventilu $U_{WM}$ i idealnog ispravljenog napona praznog hoda $U_{dio}$ izračuna se $U_{WM}$

$$U_{WM} = h\, U_{dio} \tag{25.17}$$

Neperiodička vršna vrijednost zapornog napona $U_{RSM}$, odnosno blokirnog napona $U_{DSM}$, mora biti veća za faktor sigurnosti $s_{UR}$, odnosno $s_{UD}$, od vršne vrijednosti radnog napona na ventilu

$$\begin{aligned} U_{RSM} &\geqslant s_{UR}\, U_{WM} \\ U_{DSM} &\geqslant s_{UD}\, U_{WM} \end{aligned} \tag{25.18}$$

### b) Odabiranje strujne klase ventila

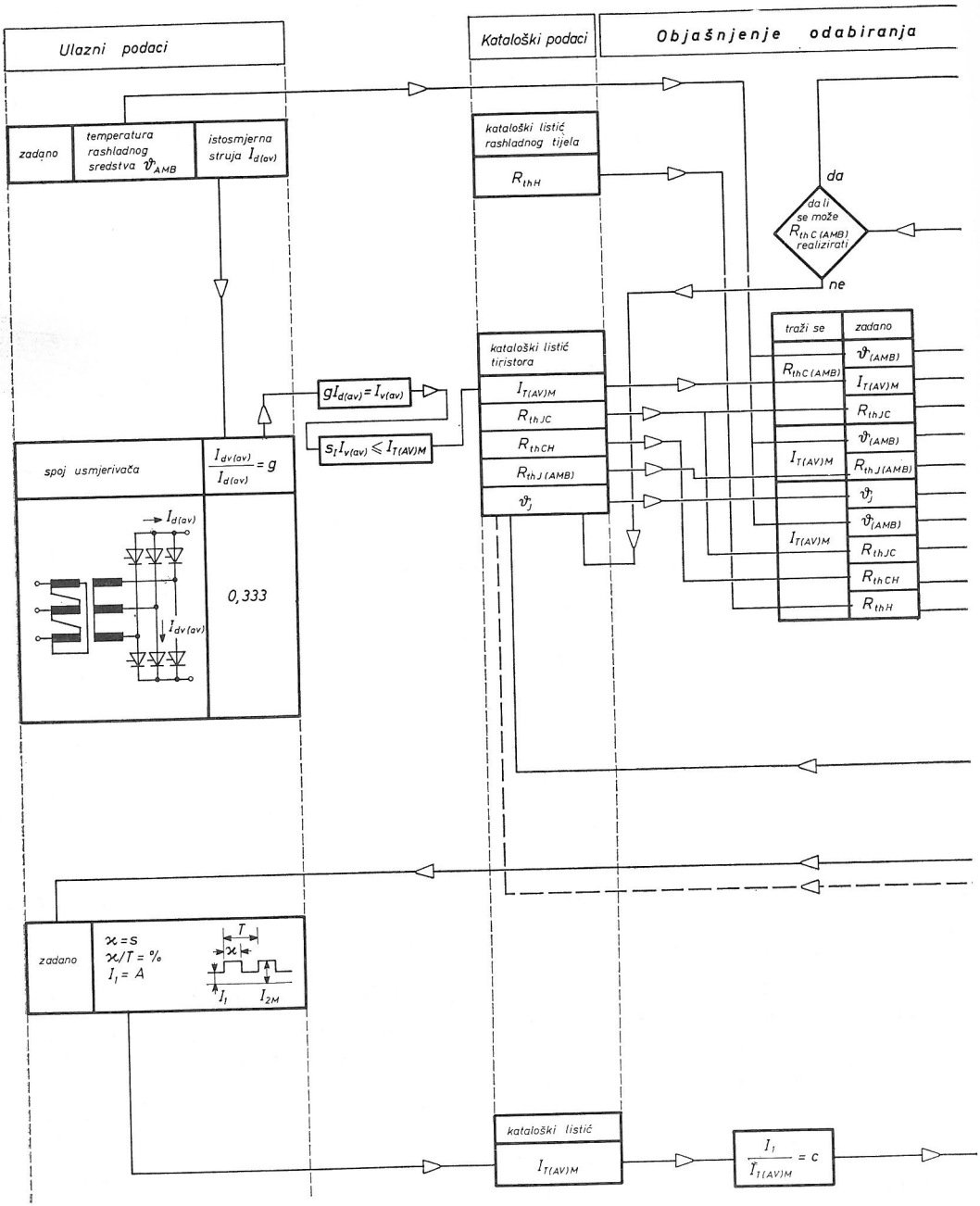
Tok odabiranja strujne veličine ventila prikazuje slika 25.14. Pretpostavimo da smo već odredili srednju vrijednost ispravljene struje $I_{d(av)}$. Iz poznatog odnosa $g$ između srednje vrijednosti struje kroz ventil $I_{v(av)}$ i srednje vrijednosti ispravljene struje $I_{d(av)}$ izračuna se $I_{v(av)}$

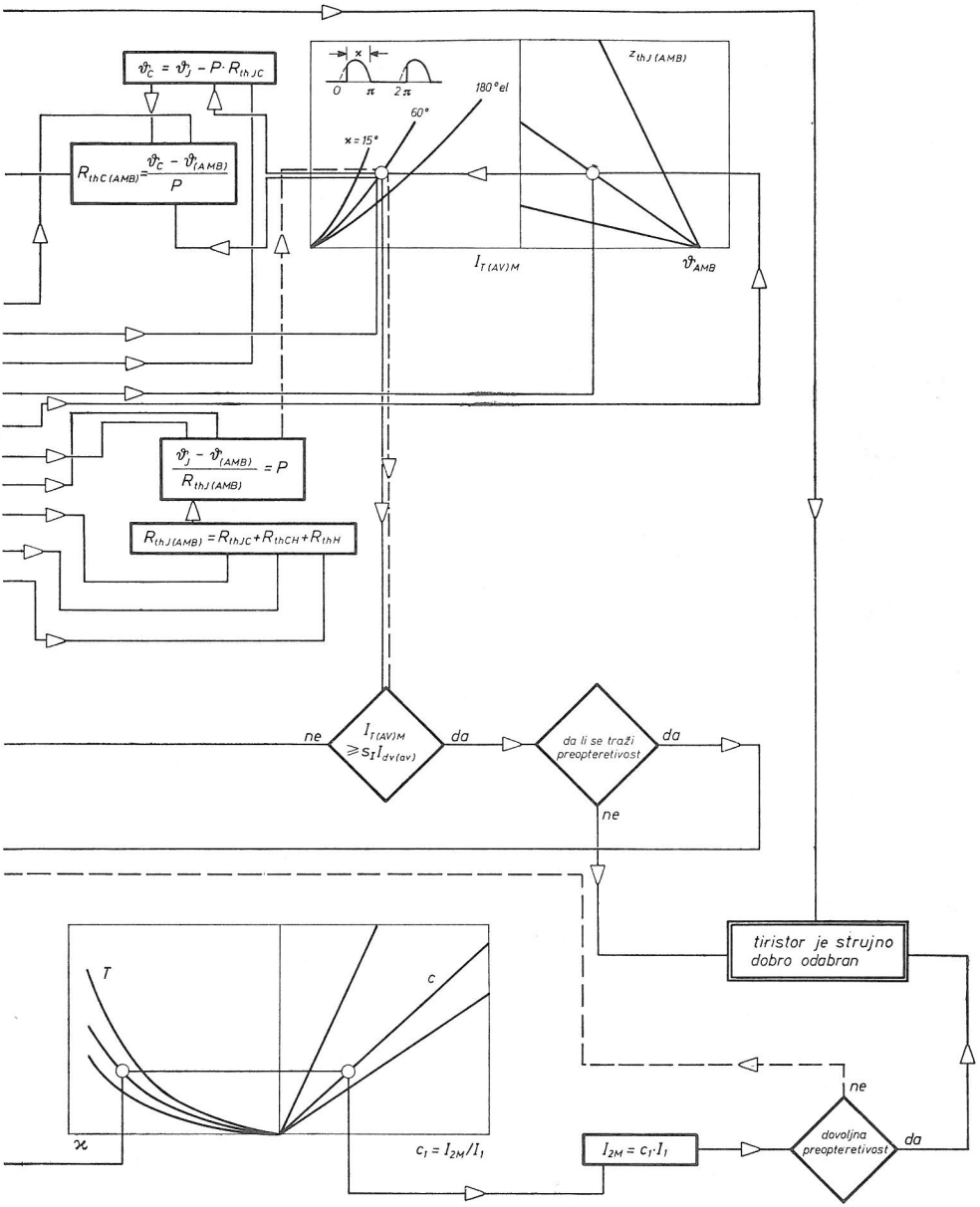
$$I_{v(av)} = g\, I_{d(av)} \tag{25.19}$$

Granična srednja vrijednost struje ventila $I_{V(AV)M}$ mora biti veća za faktor sigurnosti $s_I$ od srednje vrijednosti struje kroz ventil

$$I_{V(AV)M} \geqslant s_I\, I_{v(av)} \tag{25.20}$$

Sada treba odrediti ventil i prikladno rashladno tijelo. Postoje dva osnovna puta, već prema tome da li polazimo od pretpostavljenog ventila ili od rashladnog tijela.


Ulazni podaci
Kataloški podaci
Objašnjenje odabiranja
zadano
temperatura rashladnog sredstva $\vartheta_{AMB}$
istosmjerna struja $I_{d(av)}$
kataloški listić rashladnog tijela
$R_{thH}$
da
da li se može $R_{thC(AMB)}$ realizirati
ne
traži se
zadano
kataloški listić tiristora
$I_{T(AV)M}$
$R_{thJC}$
$R_{thCH}$
$R_{thJ(AMB)}$
$\vartheta_j$
$R_{thC(AMB)}$
$\vartheta_{(AMB)}$
$I_{T(AV)M}$
$R_{thJC}$
$\vartheta_{(AMB)}$
$R_{thJ(AMB)}$
$\vartheta_j$
$\vartheta_{(AMB)}$
$R_{thJC}$
$R_{thCH}$
$R_{thH}$
$gI_{d(av)} = I_{v(av)}$
$s_t I_{v(av)} \leqslant I_{T(AV)M}$
spoj usmjerivača
$\frac{I_{dv(av)}}{I_{d(av)}} = g$
$I_{d(av)}$
$I_{dv(av)}$
0,333
zadano
$\varkappa = s$
$\varkappa/T = \%$
$I_1 = A$
T
$\varkappa$
$I_1$
$I_{2M}$
kataloški listić
$I_{T(AV)M}$
$\frac{I_1}{I_{T(AV)M}} = c$




**Sl. 25.14. Tok odabiranja strujne veličine ventila**

**1. način:** odabranom ventilu tražimo rashladno tijelo koje može odvoditi proizvedene gubitke

$$ventil \rightarrow P \rightarrow R_{thJ(AMB)} \text{ ili } R_{thH}$$

Prema kriteriju (25.20) odaberemo ventil. Iz dijagrama očitamo gubitke i temperaturu kućišta $\vartheta_C$ kod struje koju mora dati ventil. Ove veličine određuju toplinski otpor rashladnog tijela

$$R_{thC(AMB)} = R_{th\,CH} + R_{thH} = \frac{\vartheta_C - \vartheta_{AMB}}{P}$$

**2. način:** odabranom rashladnom tijelu tražimo ventil koji može dati zahtjevanu struju

$$R_{thC(AMB)} \rightarrow P \rightarrow ventil \rightarrow I_{V(AV)M}$$

Iz dijagrama izravno očitavamo (v. objašnjenje u odsječku 12.6) graničnu struju ventila i zatim provjeravamo da li je ispunjen kriterij (25.20).

Ako sklop treba imati stanovitu jednokratnu preopteretivost ili višekratnu preopteretivost, onda treba još provjeriti da li će to opterećenje ventil izdržati. U dijagramu toka odabiranja strujne veličine ventila na slici 25.14. unesen je slučaj višekratnog preopterećenja. Potrebna objašnjenja nalaze se u odsječku 15.8.

# PRAVILA PISANJA SLOVNIH SIMBOLA ZA POLUVODIČKE VENTILE

Ova su pravila u skladu s IEC publikacijom 148 (II izdanje, 1969) i s JUS standardom N.R1.350 (u pripremi). Navedena su samo ona pravila koja su primijenjena u ovoj knjizi.

Slovni simboli koji nisu propisani standardom označeni su zvjezdicom, npr. $N^*$.

## 1. Pravila pisanja slovnih simbola za struju, napon i snagu

### 1.1. Osnovna slova

$I$, $i$ — za struju
$U$, $u$ — za napon
$P$, $p$ — za snagu

**Velika slova** treba upotrebljavati za označivanje:

— maksimalnih vršnih vrijednosti,
— srednjih vrijednosti,
— konstantnih vrijednosti,
— efektivnih vrijednosti.

**Mala slova** treba upotrebljavati za označivanje trenutnih vrijednosti vremenski promjenljivih veličina.

### 1.2. Opći indeksi

| | |
|---|---|
| $AV$, $av$ | — srednji |
| $F$, $f$ | — direktni |
| $M$, $m$ | — maksimalna (vršna) vrijednost |
| $MIN$, $min$ | — minimalna vrijednost |
| $N^*$ | — nazivna vrijednost |
| $O$, $o$ | — otvoreni krug |
| $R$, $r$ | — inverzni; ili kao drugi indeks, periodički |
| $S$, $s$ | — kratki spoj; ili kao drugi indeks, udarni i/ili neperiodički |
| $(BR)$ | — proboj |
| $(OV)$ | — preopterećenje |
| $tot$ | — ukupno |

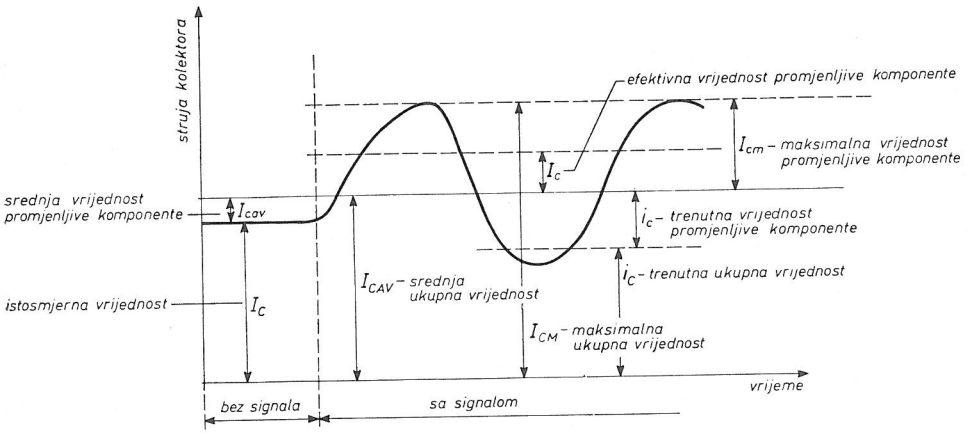
**Velika slova u indeksu** treba upotrebljavati za označivanje:

— trenutnih ukupnih vrijednosti, npr. $i_B$,
— konstantnih vrijednosti (bez signala), npr. $I_B$,
— efektivnih ukupnih vrijednosti, npr. $I_B$,
— srednjih ukupnih vrijednosti, npr. $I_{BAV}$,
— maksimalnih ukupnih vrijednosti, npr. $I_{BM}$.

**Mala slova u indeksu** treba upotrebljavati za označivanje vrijednosti promjenljive komponente, tj.:

— trenutnih vrijednosti, npr. $i_b$,
— efektivnih vrijednosti, npr. $I_b$,
— srednjih vrijednosti, npr. $I_{bav}$,
— maksimalnih vrijednosti, npr. $I_{bm}$.

Pravila pisanja velikih i malih slova u indeksu vide se iz slijedeće slike. U prikazanom primjeru struji baze je od nekog trenutka superponiran signal (promjenljiva komponenta). Dakle, velika slova u indeksu treba upotrebljavati za označivanje ukupnih i konstantnih vrijednosti, a mala slova za označivanje svih vrijednosti promjenljive komponente.




**Ostala pravila za indekse**

— Svi indeksi jedne veličine moraju se napisati ili velikim ili malim slovima, npr. $I_{bav}$.

— Priključak preko kojeg teče struja označuje se prvim indeksom, npr. $I_B$, $I_{BAV}$, $i_B$, $i_b$, $I_b$.

— Napon između dvije točke označuje se s dva indeksa, npr. $U_{BE}$, $u_{BE}$, $u_{be}$, $U_{be}$. Prvi indeks označuje jednu točku, a drugi referentnu točku. Gdje nema mogućnosti zabune, drugi indeks može se izostaviti.

— Naponi i struje napajanja označuju se s dva indeksa, npr. $U_{CC}$, $I_{EE}$. Ako je neophodno označiti referentni priključak, mora se upotrijebiti treći indeks, npr. $U_{CCE}$.

## 2. Pravila pisanja slovnih simbola za ostale veličine

**Velika slova** treba upotrebljavati za označivanje:

— električnih parametara strujnih krugova,

— svih induktivnosti i kapacitivnosti.

**Mala slova** treba upotrebljavati za označivanje:

— električnih parametara svojstvenih poluvodičkoj komponenti (s izuzetkom induktivnosti i kapacitivnosti).

### 2.1. Vremena, trajanja

Osnovni slovni simbol je $t$.

$\varkappa^*$ — trajanje impulsa

$T^*$ — trajanje periode

$\tau^*$ — vremenska konstanta

### 2.2. Frekvencija

Osnovni slovni simbol je $f$.

### 2.3. Temperatura

Osnovni slovni simbol je $t$. Ako postoji mogućnost zabune sa slovnim simbolom vremena $t$ treba upotrijebiti slovo $\vartheta$, $\Theta$ ili $T$, npr.: $\vartheta_{amb}$, $T_{amb} = 25°$ C.

$\vartheta_J$ — virtuelna temperatura silicija

## 2.4. Toplinski otpori, toplinski kapaciteti i toplinske impedancije

$C_{th}$ — toplinski kapacitet
$R_{th}$ — toplinski otpor
$R^*_{thP}$ — toplinski otpor između kućišta ventila i rashladnog tijela
$Z_{(th)t}$, $z^*_{th}$ — prijelazna toplinska impedancija za konstantnu struju
$Z_{(th)p}$, $\zeta^*_{th}$ — prijelazna toplinska impedancija za impulsnu struju

Indeks »*th*« treba staviti u zagradu, ako postoji opasnost spajanja sa susjednim indeksima.

## 2.5. Opći indeksi

*AMB**, *amb* — okolina
*C**, *c**, *case* — kućište
*H**, *h** — rashladno tijelo
*J*, *j* — silicij, *P-N* prijelaz
*I**, *i** — isklapanje
*U**, *u** — uklapanje
*V**, *v** — ventil
*d* — zatezanje, kašnjenje
*r* — porast, pad

# SLOVNI SIMBOLI ZA DIODE, TRANZISTORE I TIRISTORE

Ovi slovni simboli u skladu su s IEC publikacijom 148 (II izdanje, 1969) i s JUS standardima: N.R1.351 (diode), N.R1.352 (tiristori) i N.R1.353 (tranzistori). JUS standardi su u pripremi.

Slovni simboli koji nisu propisani standardom označeni su zvjezdicom, npr. $I_L^*$.

| Slovni simbol | Hrvatski naziv | Engleski naziv |
|---|---|---|
| **1. Slovni simboli za diode** | | |
| **1.1. Indeksi** | | |
| $A$, $a$ | anoda | anode |
| $K$, $k$ | katoda | cathode |
| $T$ | nagib | slope |
| $(TO)$, $(TF)^*$ | prag | threshold |
| **1.2. Naponi** | | |
| $u_F$ | trenutni propusni napon | instantaneous forward voltage |
| $U_F$ | konstantni (istosmjerni) propusni napon | continuous (direct) forward voltage |
| $U_{FM}$ | vršni propusni napon | crest (peak) forward voltage |
| $U_{F(AV)}$ | srednji propusni napon | average forward voltage |
| $u_R$ | trenutni zaporni napon | instantaneous reverse voltage |
| $U_R$ | konstantni (istosmjerni) zaporni napon | continuous (direct) reverse voltage |
| $U_{RWM}$ | vršni radni zaporni napon | crest (peak) working reverse voltage |
| $U_{RRM}$ | vršni periodički zaporni napon | repetitive peak reverse voltage |
| $U_{RSM}$ | vršni neperiodički zaporni napon | non-repetitive peak reverse voltage |
| $U_{(BR)}$ | probojni napon | breakdown voltage |
| $U_{(TO)}$, $U_{(TF)}^*$ | napon praga | threshold voltage |
| **1.3. Struje** | | |
| $i_F$ | trenutna propusna struja | instantaneous forward current |
| $I_F$ | konstantna (istosmjerna) propusna struja | continuous (direct) forward current |
| $I_{FRM}$ | vršna periodička propusna struja | repetitive peak forward current |
| $I_{FSM}$ | vršna (neperiodička) propusna struja, udarna propusna struja | surge (non-repetitive) forward current |
| $i_R$ | trenutna zaporna struja | instantaneous reverse current |
| $I_R$ | konstantna (istosmjerna) zaporna struja | continuous (direct) reverse current |

| Slovni simbol | Hrvatski naziv | Engleski naziv |
|---|---|---|
| **1.4. Vremenske veličine** | | |
| $t_q$ | vrijeme oporavljanja | recovery time |
| $t_{qd}$ | vrijeme zatezanja isklapanja | |
| $t_{qr}$ | vrijeme opadanja struje oporavljanja | |
| **1.5. Ostale veličine** | | |
| $r_T$, $r_F^*$ | nadomjesni dinamički otpor propusne karakteristike | slope resistance |

## 2. Slovni simboli za tranzistore

| | | |
|---|---|---|
| **2.1. Indeksi** | | |
| *B*, *b* | priključak baze | base terminal |
| *C*, *c* | priključak kolektora | collector terminal |
| *E*, *e* | priključak emitera | emitter terminal |
| *L* | veliki signal | large signal |
| *R* (ne kao prvi indeks) | naznačeni otpor | specified resistance |
| *SAT**, *sat* | zasićenje | saturation |
| *SUS** | podržavanje | sustaining |
| *X* | naznačeni krug | specified circuit |
| **2.2. Naponi** | | |
| $U_{CB}$ | istosmjerni napon između kolektora i baze | collector-base (d.c.) voltage |
| $U_{CE}$ | istosmjerni napon između kolektora i emitera | collector-emitter (d.c.) voltage |
| $U_{EB}$ | istosmjerni napon između emitera i baze | emitter-base (d.c.) voltage |
| $U_{BE}$ | istosmjerni napon između baze i emitera | base-emitter (d.c.) voltage |
| $U_{CBO}$ | istosmjerni napon između kolektora i baze pri $I_E = 0$, naznačen $I_C$ | collector-base (d.c.) voltage with $I_E = 0$, $I_C$ specified |
| $U_{EBO}$ | istosmjerni napon između emitera i baze pri $I_C = 0$, naznačen $I_E$ | emitter-base (d.c.) voltage with $I_C = 0$, $I_E$ specified |
| $U_{CEO}$ | istosmjerni napon između kolektora i emitera pri $I_B = 0$, naznačen $I_C$ | collector-emitter (d.c.) voltage with $I_B = 0$, $I_C$ specified |
| $U_{CER}$ | istosmjerni napon između kolektora i emitera pri $R_{BE} = R$, naznačen $I_C$ | collector-emitter (d.c.) voltage with $R_{BE} = R$, $I_C$ specified |
| $U_{CES}$ | istosmjerni napon između kolektora i emitera pri $U_{BE} = 0$, naznačen $I_C$ | collector-emitter (d.c.) voltage with $U_{BE} = 0$, $I_C$ specified |

| Slovni ismbol | Hrvatski naziv | Engleski naziv |
|---|---|---|
| $U_{CEX}$ | istosmjerni napon između kolektora i emitera pri naznačenom $U_{BE} = X$ (zaporno polariziran emiterski prijelaz), naznačen $I_C$ | collector-emitter (d.c.) voltage with $U_{BE} = X$ specified (reverse biased emitter-base), $I_C$ specified |
| $U_{(BR)} \cdots {}_O$ | probojni naponi (otvoreni krug) | breakdown voltages (open-circuit) |
| $U_{(BR)CBO}$ | probojni napon između kolektora i baze pri $I_E = 0$, naznačen $I_C$ | breakdown voltage collector-base with $I_E = 0$, $I_C$ specified |
| $U_{(BR)EBO}$ | probojni napon između emitera i baze pri $I_C = 0$, naznačen $I_E$ | breakdown voltage emitter-base with $I_C = 0$, $I_E$ specified |
| $U_{(BR)CEO}$ | probojni napon između kolektora i emitera pri $I_B = 0$, naznačen $I_C$ | breakdown voltage collector-emitter with $I_B = 0$, $I_C$ specified |
| $U_{(BR)CE} \cdots$ | probojni naponi između kolektora i emitera (naznačeni krug) | breakdown voltages collector-emitter (specified circuit) |
| $U_{(BR)CER}$ | probojni napon između kolektora i emitera pri $R_{BE} = R$, naznačen $I_C$ | breakdown voltage collector-emitter with $R_{BE} = R$, $I_C$ specified |
| $U_{(BR)CEX}$ | probojni napon između kolektora i emitera pri naznačenom $U_{BE} = X$, naznačen $I_C$ | breakdown voltage collector-emitter with $U_{BE} = X$ specified, $I_C$ specified |
| $U_{(BR)} \cdots {}_S$ | probojni naponi (kratki spoj) | breakdown voltages (short circuit) |
| $U_{(BR)CES}$ | probojni napon između kolektora i emitera pri $U_{BE} = 0$, naznačen $I_C$ | breakdown voltage collector-emitter with $U_{BE} = 0$, $I_C$ specified |
| $U_{CEsat}$ | napon zasićenja između kolektora i emitera pri naznačenom $I_B$, naznačen $I_C$ | saturation voltage collector-emitter with $I_B$ specified, $I_C$ specified |
| **2.3. Struje** | | |
| $I_B$ | istosmjerna struja baze | base (d.c.) current |
| $I_C$ | istosmjerna struja kolektora | collector (d.c.) current |
| $I_E$ | istosmjerna struja emitera | emitter (d.c.) current |
| $I_{CBO}$ | zaporna struja kolektorskog prijelaza pri $I_E = 0$, naznačen $U_{CB}$ | collector cut-off current with $I_E = 0$, $U_{CB}$ specified |
| $I_{CEO}$ | zaporna struja između kolektora i emitera pri $I_B = 0$, naznačen $U_{CE}$ | collector cut-off current with $I_B = 0$, $U_{CE}$ specified |
| $I_{EBO}$ | zaporna struja emiterskog prijelaza pri $I_C = 0$, naznačen $U_{EB}$ | emitter cut-off current with $I_C = 0$, $U_{EB}$ specified |
| $I_{CER}$ | zaporna struja između kolektora i emitera pri $R_{BE} = R$, naznačen $U_{CE}$ | collector cut-off current with $R_{BE} = R$, $U_{CE}$ specified |
| $I_{CES}$ | zaporna struja između kolektora i emitera pri $U_{BE} = 0$, naznačen $U_{CE}$ | collector cut-off current with $U_{BE} = 0$, $U_{CE}$ specified |
| $I_{CEX}$ | zaporna struja između kolektora i emitera pri $U_{BE} = X$, naznačen $U_{CE}$ | collector cut-off current with $U_{BE} = X$, $U_{CE}$ specified |
| $I^*_{S/b}$ | struja sekundarnog proboja | second breakdown current |
| **2.4. Gubici** | | |
| $P_C$ | gubici kolektora | collector power loss |

| Slovni simbol | Hrvatski naziv | Engleski naziv |
|---|---|---|
| **2.5. Električki parametri** | | |
| $h_{FE}$ | strujno pojačanje za istosmjernu struju za spoj sa zajedničkim emiterom ($h_{FE} = I_C/I_B = I_E/I_B - 1$ pri $U_{CE}$ = konst.) | static value of the forward current transfer ratio (in common-emitter configuration) |
| $h_{FEL}$, $h^*_{FE}$ | strujno pojačanje za velike signale za spoj sa zajedničkim emiterom ($h_{FEL} = (I_C - I_{CBO})/(I_B + I_{CBO})$ pri $U_{CE}$ = konst.) | inherent (large-signal) forward current transfer ratio |
| $h_{FB}$ | strujno pojačanje za istosmjernu struju za spoj sa zajedničkom bazom ($h_{FB} = -I_C/I_E$) | static value of the forward current transfer ratio (in common-base configuration) |
| $h_{FBL}$, $h^*_{FB}$ | strujno pojačanje za velike signale za spoj sa zajedničkom bazom ($h_{FBL} = (-I_C + I_{CBO})/I_E$ | inherent (large signal) forward current transfer ratio |
| $h_{fe}$ | strujno pojačanje za male signale uz kratak spoj na izlazu za spoj sa zajedničkim emiterom ($h_{fe} = I_c/I_b$ pri $U_{CE}$ = konst.) | small-signal value of the short-circuit forward current transfer ratio in common-emitter configuration |
| $h_{fb}$ | strujno pojačanje za male signale uz kratak spoj na izlazu za spoj sa zajedničkom bazom ($h_{fb} = I_c/I_e$ pri $U_{CB}$ = konst.) | small-signal value of the short-circuit forward current transfer ratio in common-base configuration |
| **2.6. Frekvencije** | | |
| $f_{hfe}$ | granična frekvencija za spoj sa zajedničkim emiterom | cut-off frequency in common-emitter configuration |
| $f_{hfb}$ | granična frekvencija za spoj sa zajedničkom bazom | cut-off frequency in common-base configuration |
| $f_T$ | prijenosna frekvencija | frequency of unit current transfer ratio |
| **2.7. Vremena** | | |
| $t_d$ | vrijeme kašnjenja | delay time |
| $t_r$ | vrijeme porasta | rise time |
| $t_s$ | vrijeme zatezanja | carrier storage time |
| $t_f$ | vrijeme opadanja | fall time |
| $t^*_u$ | vrijeme uklapanja ($t_u = t_d + t_r$) | turn-on time |
| $t^*_i$ | vrijeme isklapanja ($t_i = t_s + t_f$) | turn-of time |
| **2.8. Parametri kruga** | | |
| $U_{EE}$ | istosmjerni napon napajanja emitera | emitter (d.c.) voltage supply |
| $U_{BB}$ | istosmjerni napon napajanja baze | base (d.c.) voltage supply |
| $U_{CC}$ | istosmjerni napon napajanja kolektora | collector (d.c.) voltage supply |

| Slovni simbol | Hrvatski naziv | Engleski naziv |
|---|---|---|
| $R_E$ | vanjski otpor emitera | external emitter resistance |
| $R_B$ | vanjski otpor baze | external base resistance |
| $R_C$ | vanjski otpor kolektora | external collector resistance |
| $R_{BE}$ | vanjski otpor između baze i emitera | external resistance connecting base to emitter |
| $R_L$ | otpor trošila | load resistance |
| $R_G$ | otpor generatora | generator resistance |
| **2.9. Ostale veličine** | | |
| $\gamma$ | efikasnost emitera | emitter efficiency |
| $(\alpha^*)^*$ | faktor kolektorske multiplikacije | collector efficiency |
| $(\beta^*)^*$ | transportni faktor | base transport factor |

## 3. Slovni simboli za tiristore

| | | |
|---|---|---|
| **3.1. Indeksi** | | |
| $A$, $a$ | anoda | anode |
| $K$, $k$ | katoda | cathode |
| $G$, $g$ | geit | gate |
| $D$, $d$ | stanje blokiranja, neokidanje | off-state, non-trigger |
| $T$, $t$ | stanje vođenja, okidanje | on-state, trigger |
| $H$, $h$ | držanje | holding |
| $(BO)$ | prekretanje | breakover |
| $Q$, $q$ | oporavljanje | turn-off |
| $T$ | nagib | slope |
| $(TO)$ | prag | threshold |
| **3.2. Naponi između anode i katode** | | |
| $U_D$ | konstantni (istosmjerni) blokirni napon | continuous (direct) off-state voltage |
| $U_{DM}$ | vršni blokirni napon | peak off-state voltage |
| $U_{DWM}$ | vršni radni blokirni napon | crest (peak) working off-state voltage |
| $U_{DRM}$ | vršni periodički blokirni napon | repetitive peak off-state voltage |
| $U_{DSM}$ | vršni neperiodički blokirni napon | non-repetitive peak off-state voltage |
| $U_{(BO)}$ | konstantni (istosmjerni) napon prekretanja | breakover continuous (direct) voltage |
| $U_T$ | konstantni (istosmjerni) propusni napon | continuous (direct) on-state voltage |
| $U_{T(MIN)}$ | minimalni propusni napon | minimum on-state voltage |
| $U_{T(TO)}$ | napon praga | on-state threshold voltage |
| $U_R$ | konstantni (istosmjerni) zaporni napon | continuous (direct) reverse voltage |

| Slovni simbol | Hrvatski naziv | Engleski naziv |
|---|---|---|
| $U_{RWM}$ | vršni radni zaporni napon | crest (peak) working reverse voltage |
| $U_{RRM}$ | vršni periodički zaporni napon | repetitive peak reverse voltage |
| $U_{RSM}$ | vršni neperiodički zaporni napon | non-repetitive peak reverse voltage |
| $U_{(BR)}$ | inverzni probojni napon, probojni napon | reverse breakdown voltage |

### 3.3. Anodne struje, katodne struje

| | | |
|---|---|---|
| $I_D$ | konstantna (istosmjerna) blokirna struja | continuous (direct) off-state current |
| $I_{(BO)}$ | konstantna (istosmjerna) struja prekretanja | continuous (direct) breakover current |
| $I_H$ | konstantna (istosmjerna) struja držanja | continuous (direct) holding current |
| $I_L^*$ | struja prihvaćanja | latching current |
| $I_T$ | konstantna (istosmjerna) propusna struja | continuous (direct) on-state current |
| $I_{TRM}$ | vršna periodička propusna struja | repetitive peak on-state current |
| $I_{TSM}$ | vršna (neperiodička) propusna struja, udarna propusna struja | surge (non-repetitive) on-state current |
| $I_R$ | konstantna (istosmjerna) zaporna struja | continuous (direct) reverse blocking current |
| $I_{RRM}$ | vršna periodička zaporna struja | repetitive peak reverse current |

### 3.4. Naponi geita

| | | |
|---|---|---|
| $U_{FG}$ | konstantni (istosmjerni) propusni napon geita | forward gate continuous (direct) voltage |
| $U_{FGM}$ | vršni propusni napon geita | peak forward gate voltage |
| $U_{RG}$ | konstantni (istosmjerni) zaporni napon geita | reverse gate continuous (direct) voltage |
| $U_{RGM}$ | vršni zaporni napon geita | peak reverse gate voltage |
| $U_{GT}$ | konstantni (istosmjerni) napon okidanja | gate trigger continuous (direct) voltage |
| $U_{GD}$ | konstantni (istosmjerni) napon koji ne okida | gate non-trigger continuous (direct) voltage |

### 3.5. Struje geita

| | | |
|---|---|---|
| $I_{FG}$ | konstantna (istosmjerna) propusna struja geita | forward gate continuous (direct) current |
| $I_{FGM}$ | vršna propusna struja geita | peak forward gate current |
| $I_{RG}$ | konstantna (istosmjerna) zaporna struja geita | reverse gate continuous (direct) current |
| $I_{GT}$ | konstantna (istosmjerna) struja okidanja | gate trigger continuous (direct) current |
| $I_{GD}$ | konstantna (istosmjerna) struja koja ne okida | gate non-trigger continuous (direct) current |

| Slovni simbol | Hrvatski naziv | Engleski naziv |
|---|---|---|
| **3.6. Gubici** | | |
| $p$ | trenutni gubici | instantaneous power loss |
| $P_T$ | propusni gubici | on-state power loss |
| $P_D$ | blokirni gubici | off-state power loss |
| $P_R$ | zaporni gubici | reverse power loss |
| $P_U^*$ | gubici uklapanja | turn-on power loss |
| $P_Q$ | gubici oporavljanja | turn-off power loss |
| $P_G$ | gubici geita | gate power loss |
| $P_{FG}$ | propusni gubici geita | forward gate power loss |
| **3.7. Vremenske veličine** | | |
| $t_{gu}^*$ | vrijeme uklapanja | |
| $t_{gt}$ | vrijeme okidanja | gate controlled turn-on time |
| $t_{gd}$ | vrijeme kašnjenja uklapanja | gate controlled delay time |
| $t_{gr}$ | vrijeme opadanja blokirnog napona | gate controlled rise time |
| $t_{gf}^*$ | vrijeme širenja vodljivog područja | spreading time of turn-on region |
| $t_q$ | vrijeme oporavljanja | circuit commutated recovery time |
| $t_{qd}^*$ | vrijeme zatezanja isklapanja | |
| $t_o^*$ | vrijeme odmaranja | |
| **3.8. Ostale veličine** | | |
| $r_T$ | nadomjesni dinamički otpor propusne karakteristike | on-state slope resistance |
| $\frac{du_D}{dt}$ | brzina porasta blokirnog napona | rate of rise of off-state voltage |
| $\frac{di_T}{dt}$ | brzina porasta propusne struje | rate of rise of off-state current |
| $Q_q$ | naboj oporavljanja | recovered charge |

# SLOVNI SIMBOLI U VEZI S OSNOVNIM POJMOVIMA IZ TEORIJE POLUVODIČA I S FENOMENOLOGIJOM POLUVODIČKIH KOMPONENATA

## 1. Tipovi poluvodiča

$N$ — poluvodič $N$-tipa
$P$ — poluvodič $P$-tipa
$N^+$ — jako dopirani poluvodič $N$-tipa
$P^+$ — jako dopirani poluvodič $P$-tipa
$N_S$ — slabo dopirani poluvodič $N$-tipa
$P_S$ — slabo dopirani poluvodič $P$-tipa
$I$ — intrinsični poluvodič

## 2. Koncentracije

$n$ — koncentracija elektrona
$p$ — koncentracija šupljina
$N_i$, $n_i$ — intrinsična koncentracija
$N_D$ — koncentracija donora
$N_A$ — koncentracija akceptora

## 3. Ostale veličine

$D$ — koeficijent difuzije nosilaca naboja
$J$ — gustoća struje
$L$ — dužina difuzije
$M$ — faktor multiplikacije naboja u zoni prostornog naboja
$\mu$ — pokretljivost nosilaca naboja
$q$ — naboj elektrona
$\sigma$ — električna vodljivost
$\tau$ — vrijeme života nosilaca naboja

# LITERATURA

## UDŽBENICI I PRIRUČNICI


K 1. Bailey F. J.: *Introduction to Semiconductor Devices*, Gerge Allen & Unwin Ltd., London, 1972.

K 2. Benda H.: *Die Wirkungsweise des Zweiwegthyristors*, Siemens Aktiengesellschaft, Berlin, München, 1969.

K 3. Blicher A.: *Thyristor Physics*, Springer-Verlag, New York, Heidelberg, Berlin, 1976.

K 4. Davis R. M.: *Power Diode and Thyristor Circuits*, Cambridge at the University Press, 1971.

K 5. Gentry F. E., Gutzwiller F. W., Holonyak Jr., N. Von Zastrov E. E.: *Semiconductor Controlled Rectifiers: Principles and Applications of p-n-p-n Devices*, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N. Y., 1964.

K 6. Hahn H.: *Thyristoren und Thyristorschaltungen*, II izd., Dr. Alfred Hüthig Verlag, Heidelberg, 1973.

K 7. Heumann K., Stumpe A. Ch.: *Thyristoren*, II izd., B. G. Teubner, Stuttgart, 1970.

K 8. Hoffmann A., Stocker K.: *Thyristor-Handbuch*, II izd., Siemens-Schuckertwerke Aktiengesellschaft, Berlin, Erlangen, 1965.

K 9. Juzbašić B.: *Elektronički elementi*, Školska knjiga, Zagreb, 1975.

K10. Lob M.: *Die Wirkungsweise der Halbleiter-diode*, Siemens Aktiengesellschaft, Berlin, München, 1969.

K11. Maggetto G.: *Le thyristor: définitions, protections, commandes*, Presses Universitaires de Bruxelles, 1971.

K12. Meyer M.: *Thyristoren in der technischen Anwendung*, Band 1: *Stromrichter mit erzwungener Kommutierung*, Siemens Aktiengesellschaft, Berlin, München, 1967.

K13. Rennuci R.: *Thyristoren und Triacs*, Franzis-Verlag, München, 1975.

K14. Richter H.: *Thyristoren und Triacs*, Telekosmos-Verlag, Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart, 1969.

K15. Runyan W. R.: *Silicion Semiconductor Technology*, McGraw-Hill Book Company, New York, San Francisco, Toronto, London, Sydney, 1965.

K16. Swoboda R.: *Thyristoren*, II izd., Telekosmos-Verlag, Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart, 1968.

K17. Tietze M., Schenk Ch.: *Halbleiter-Schaltungstechnik*, Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, 1969.

K18. Tomer R. B.: *Semiconductor Handbook*, II izd., Howard W. Sames & Co., Inc., The Bobbs-Merrill Co., Inc., Indianapolis, Kansas City, New York, 1973.

K19. Towers T. D.: *Semiconductor Circuit Elements*, Newnes-Butterworths, London, 1975.

K20. Wasserab Th.: *Schaltungslehre der Stromrichtertechnik*, Springer-Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg, 1962.

K21. Weiske W.: *Die Wirkungsweise des Thyristors*, Siemens Aktiengesellschaft, Berlin, München, 1969.

K22. Wells R.: *Silicon and Germanium Power Rectifier Technology*, Sir Isaac Pitman and Sons Ltd., London, 1966.

K23. *Conference on Power Thyristors and Their Applications*, The Institution of Electrical Engineers, Savoy Place, London, 1969.

K24. *Dynamische Probleme der Thyristor-technik*, Vorträge der Tagung der VDE - Fachgruppe Elektronik in der Energietechnik, Aachen, 15. bis 16. September, VDE Verlag, 1971.

K25. *Halbleitertechnik*, AEG-Telefunken, Berlin, 1970.
K26. *Leistungselektronik*, Kurzfassung der Verträge der VDE-Arbeitsgemeinschaft 1969. des VDE-Bezirksvereins, Frankfurt/Mein, VDE-Verlag GmbH, Berlin, 1970.
K27. *RCA Power Circuits*, RCA Solid State Division, Somerville, N. J., 1971.
K28. *Rectifier Diodes*, N. V. Philips'Gloeilampenfabrieken, Eindhoven, 1969.
K29. *SCR Manual*, V izd., General Electric, Electronics Park, Syracuse, N. Y., 1972.
K30. *Silicon Rectifier Handbook*, II izd., Motorola Inc., 1966.
K31. *Silizium Stromrichter Handbuch*, Brown Boveri & Cie., Baden, 1971.
K32. *Silicon Power Transistor Handbook*, Westinghouse Electric Corporation, Youngwood, Pensylvania, 1967.
K33. *The Silicon Gate-controlled Switch*, Sir I. Pitman and Sons Ltd., London, 1966.
K34. *Transistor Manual*, General Electric, Electronics Park, Syracuse, New York, 1969.

## ČLANCI

## 1. Fenomenologija energetske diode

### Općenito

1.1. Hall R. N.: Power rectifiers and transistors, *Proc. IRE*, Vol. 40, str. 1512— 1518, November 1952.
1.2. Shields J.: An advance in power rectifiers, *New Scientist*, No. 391, str. 434 — 436, 1964.
1.3. Schünemann K.: The PIN-diode, theory and performance, *AEÜ*, Bd. 25, H. 11, str. 509 — 520, 1971.

### Vođenje

1.4. Herlet A.: Die Abhängigkeit der Stromdichte eines p-i-n-Gleichrichters von der Breite seiner Mittelzone, *Z. für Phys.*, Bd. 141, str. 335 — 345, 1955.
1.5. Herlet A., Spenke E.: Gleichrichter mit p-i-n- bzw. mit p-s-n-Struktur unter Gleichstrombelastung, *Z. angew. Phys.*, VII Bd., str. 99 — 107, str. 149 — 163, str. 195 — 212, 1955.
1.6. Shields J.: The forward characteristics of $p^+$-n-$n^+$ diodes in theory and experiment, *Proc. IEE*, Vol. 106, str. 342 — 352, 1959.
1.7. Howard N. R., Johnson G. N.: $p^+$-i-$n^+$ silicon diodes at high forward current densities, *Solid State Electron.*, Vol. 8, str. 275 — 284, 1965.
1.8. Verhalten der Gleichrichter mit Siliziumdioden und mit Thyristoren bei Überlastung und Kurzschluss, *ACEC — Z.*, Nr. 1, str. 17 — 26, 1967.
1.9. Herlet A.: The forward characteristic of silicon power rectifiers at high current densities, *Solid State Electron.*, Vol. 11, str. 717 — 742, 1968.
1.10. Spenke E.: Notes on the theory of the forward characteristic of power rectifiers, *Solid State Electron.*, Vol. 11, str. 1119 — 1130, 1968.
1.11. Choo S. C.: Numerical Analysis of a forward-biased step-junction P-L-N diode, *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. ED-18, No. 8, str. 574 — 586, 1971.
1.12. Choo S. C.: Theory of a forward biased diffused junction P-L-N rectifier, *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. ED-20, str. 418 — 426, 1973.
1.13. Choo C. S.: Analytical approximation for an abrupt PN junction and high-level condition, *Solid State Electron.*, Vol. 16, str. 793 — 799, 1973.

### Zapiranje

1.14. Herlet A.: Bemerkung zur Temperatur abhängigkeit des Sperrstromes bei p-i-n-Gleichrichtern, *Z. angew. Phys.*, VII Bd., str. 240 — 244, 1955.
1.15. Borchert E., Stumpe A. C.: Stoßspannungsfeste Siliziumzellen, *AEG - Mitt.*, Nr. 5/6, str. 469 — 473, 1964.

1.16. Davies R. L., Gentry F. E.: Control of electric field at the surface of P-N junctions, *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. ED-11, No. 12, str. 313 — 323, 1964.

1.17. Howard N. R., Jones A. K.: Silicon rectifiers with ultra-high PIV ratings, *Direct Current*, str. 157 — 161, 1964.

1.18. Howard N. R., Jones A. K.: Silicon rectifiers with ultra-high peak inverse voltrages, *AEI Eng.*, str. 140 — 144, 1965.

1.19. Crowell C. R., Sze S. M.: Temperature dependence of avalanche multiplication on semiconductors, *Appl. Phys. Lett.*, Vol. 9, str. 242 — 244, 1966.

1.20. Kokosa R. A., Davies R. L.: Avalanche breakdown of diffused silicon p-n junctions, *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. ED-13, No. 12, str. 874 — 881, 1976.

1.21. Sze S. M., Gibbons G.: Effect of junction curvature on breakdown voltages in semiconductors, *Solid State Electron.*, Vol. 9, str. 831 — 845, 1966.

1.22. Sze S. M., Gibbons G.: Avalanche breakdown voltages of abrupt and linearly graded p-n junctions in Ge, Si, GaAs, GaP, *Appl. Phys. Lett.*, Vol. 8, str. 111, 1966.

1.23. Kao Y. C., Muss D. R.: Analytical design theory for high voltage PIN rectifiers, *Solid State Electron.*, Vol. 13, str. 825 — 841, 1970.

1.24. Chowdhuri P.: A study on the impulse breakdown phenomena of silicon power rectifiers, Sixth annual meeting of the IEEE Industry and General Applications Group, Cleveland, Ohio, str. 791 — 798, 1971.

1.25. Cornu J.: Electric fields at and near the surface of p-n junctions with negative bevel angles, *Electron. Lett.*, Vol. 8, No. 7, str. 169 — 179, 1972.

1.26. Bakowski M., Lundström K. I.: Depletion layer characteristics at the surface of beveled high-voltage P-N junctions, *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. ED-20, No. 6, str. 550 — — 563, 1973.

1.27. Cornu J.: Field distribution near the surface of beveled p-n junctions in high-voltage devices, *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. ED-20, No. 7, str. 347 — 352, 1973.

1.28. Bakowski M., Hanson B.: Influence of bevel angle and surface charge on the breakdown of negatively bevelled diffused p-n junctions, *Solid State Electron.*, Vol. 15, str. 651 — 657, 1975.

### Uklapanje i oporavljanje

1.29. Benda H., Hoffmann A., Spenke E.: Switching processes in alloyed pin rectifiers, *Solid State Electron.*, Vol. 8, str. 887 — 906, 1965.

1.30. Schuster K., Spenke E.: The voltage step at the switching of alloyed pin rectifiers, *Solid State Electron.*, Vol. 8, str. 881 — 882, 1965.

1.31. Diode recovery time, A Texas Instruments Application Report, Bulletin CA-61, 1969.

1.32. Schünemann K.: Turn-on transient of PIN-diodes, *AEÜ*, Bd. 25, H. 4, str. 187 — 192, 1971.

1.33. Varshney R. C., Roulston D. J.: Turn-off transient behaviour of p-i-n diodes, *Solid State Electron.*, Vol. 14, str. 735 — 745, 1971.

1.34. Wasserrab Th.: Dynamische Durchlaß - Kennlinien von psn-Dioden, *Z. für Physik*, Bd. 31, H. 5 - 6, str. 307 — 310, 1971.

### Omski kontakti

1.35. Emeis R., Geyer K. H.: Der großflächige Edelmetall-Druckkontakt in der Silizium--Gleichrichterzelle SSi L 05, *Siemens Z.*, Jg. 37, H. 4, str. 295 — 300, 1963.

1.36. Emeis R., Geyer K. H.: Pressure bond and disc-type design for silicon rectifiers and thyristors, IEEE Conf. Publ. 53, str. 74 — 78, 1969.

## 2. Fenomenologija energetskog tiristora

### Općenito

2.1. Moll J. L., Tanenbaum M., Goldey J. M., Holonyak Jr. N.: P-N-P-N transistor switches, *Proc. IRE*, str. 1174 — 1182, 1956.

2.2. Mackintosh J. M.: The electrical characteristics of silicon P-N-P-N triodes, *Proc. IRE*, str. 1229 — 1235, 1958.
2.3. Gerlach W., Seid F.: Wirkungsweise der steuerbaren Siliziumzelle, *ETZ-A*, Bd. 83, H. 8, str. 270 — 277, 1962.
2.4. Gentry F. E., Scace R. E., Flowers J. K.: Bidirectional triode p-n-p-n switches, *Proc. IEEE*, Vol. 53, str. 355 — 369, 1975.
2.5. Herlet A.: Physikalische Grundlagen von Thyristoreigenschaften, *Scientia Electrica*, Vol. XII, Fasc. 4, str. 105 — 122, 1966.
2.6. Köhl G.: Wirkungsweise und Grundlagen der steuerbaren Halbleiterelemente, Energieelektronik und geregelte elektrische Antriebe, VDE-Buchreihe, Bd. 11, VDE-Verlag, str. 13 — 31, 1966.
2.7. Herlet A.: Prinzipielle Gesichtspunkte für die Bemessung von Thyristoren, Energieelektronik und geregelte elektrische Antriebe, VDE-Buchreihe, Bd. 11. VDE-Verlag, str. 99 — 111, 1966.
2.8. Gibbons J. F.: Graphical analysis of the I-V characteristics of generalized p-n-p-n devices, *Proc. IEEE*, Vol. 55, No. 8, str. 1366 — 1374, 1967.
2.9. Bradley R., Lewis C. B.: High power thyristor design for performance and reliability, IEEE Conf. Publ. 53, str. 22 — 31, 1969.
2.10. Oka H., Funikawa S.: High power high voltage thyristors and their applications, IEEE Conf. Publ. 53, str. 47 — 52, 1969.
2.11. Bylund P-Å., Mellgren G.: Double-sided cooled thyristors converters for industrial motor drives and traction, IEEE Conf. Publ. 53, str. 61 — 73, 1969.
2.12. Herlet A.: High power devices, *Solid State Devices*, str. 123 — 135, 1971.
2.13. Berndes G.: Frequenzthyristoren aus heutiger Sicht, *BBC Nachrichten*, Jg. 54, H. 9/10, str. 253 — 260, 1972.
2.14. Newell W. E.: A design tradeoff relationship between thyristor ratings, *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. IA-12, No. 4, str. 397 — 405, 1976.
2.15. Bösterling W.: Leistungshalbleiter — Grundsätzliches über Gleichrichterdioden, Thyristoren und Transistoren, AEG Technische Mitteilungen Nr. 10.

**Vođenje**

2.16. Kuz'min V. A.: Volt-ampere characteristics of p-n-p-n type semiconductor devices in the »on« condition, *Radio Engrg. Electron. Phys.*, Vol. 8, str. 150 — 156, 1963.
2.17. Gerlach W.: Über den Durchlaßbereich von Vierschichtentrioden bei hohen Stromdichten, *Z. angew. Phys.*, Bd. XIX, H. 3, str. 196 — 202, 1965.
2.18. Herlet A., Hoffmann A.: Flächengröße und Strombelastbarkeit von Thyristoren, *Siemens Z.*, H. 3, str. 180 — 184, 1965.
2.19. Lietz M.: Analytical expressions for carrier distribution in a wide thyristor base under high injection, *Electron. Letts.*, Vol. 8, str. 275 — 284, 1965.
2.20. Herlet A., Raithel K.: Forward characteristics of thyristors in the fired state, *Solid State Electron.*, Vol. 9, str. 1098 — 1105, 1966.
2.21. Spenke E.: Die Grenze der Strombelastbarkeit von Thyristoren, Energieelektronik und geregelte elektrische Antriebe, VDE Buchreihe, Bd. 11, VDE-Verlag, str. 77 — 86, 1966.
2.22. Kokosa R. A.: The potential and carrier distribution of a PNPN device in the on-state, *Proc. IEEE*, Vol. 55, No. 8, str. 1389 — 1400, 1967.
2.23. Otsuka M.: The forward characteristics of a thyristor, *Proc. IEEE*, Vol. 55, No. 8, str. 1400— — 1408, 1967.
2.24. Corny J., Lietz M.: Numerical investigation of the thyristor forward characteristic, *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. ED-19, No. 8, str. 975 — 981, 1972.
2.25. Sato Y., Shirai K.: High current semiconductor devices, *Fuji Electric Rev.*, Vol. 19, No. 1, str. 35 — 40, 1973.
2.26. Warga J., Mungenast J.: The impact of large 52 mm and 102 mm power semiconductors on power electronics design, 2nd Conference on Power Electronics, Budapest, 1973.
2.27. Krausse J.: Auger recombination in the middle region of a forward conducting silicon rectifier and thyristor, *Solid State Electron.*, Vol. 17, str. 427 — 429, 1974.

2.28. Manoharan M. C., Nagabhushana S.: Thyristor capability to switch large current pulses, *IEEE Trans. Industrial Electronics and Control Instrumentation*, str. 264, November 1974.

2.29. Matsuzawa T.: Pulse current capability of high-speed thyristors, *Electrical Eng. Japan*, Vol. 94, No. 1, 1974.

2.30. Wasserab Th.: Das spezifische Grenzlastintegral von Leistungsdioden und Thyristoren, *Bull. ASE/UCS* 67, str. 394 — 399, 1976.

**Zapiranje**

2.31. Herlet A.: The maximum blocking capability of silicon thyristors, *Solid State Electron.*, Vol. 8, str. 655 — 671, 1965.

2.32. Köhl G.: Schaltverhalten und Spannungsfestigkeit von Thyristoren, *Scientia Electrica*, Vol. XI, Facs. 1, str. 22 — 32, 1965.

2.33. Köhl G.: Über die Bemessung hochsperrender Thyristoren, *ETZ-A*, Bd. 89, H. 6, str. 131 — 135, 1968.

2.34. Köhl G.: A mesa-like edge contour for Si high voltage thyristors, *Solid State Electron.*, Vol. 11, str. 501 — 502, 1968.

2.35. Kamei T., Ogawa T., Morita K., Asano H.: Design and characteristics of 4.000 V thyristors, IEEE Conf. Publ. 53, str. 39 — 45, 1969.

2.36. Otsuka M.: A new edge contour for Si high voltage thyristors, IEEE Conf. Publ. 53, str. 32 — 38, 1969.

2.37. Sumino K., Umemura K.: Electric field at the surface of thyristors, *Fuji Electric Rev.*, Vol. 16, No. 6, str. 246 — 250, 1970.

2.38. Corny J.: Electric fields at and near the surface of p-n junctions with negative bevel angles *Electron. Letts.*, Vol. 8, No. 7, str. 169 — 170, 1972.

2.39. Cornu J., Schweitzer S., Kuhn O.: Double positive beveling: A better edge contour for high voltage devices, *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. ED-21, No. 3, str. 189 — 194, 1974.

2.40. Ogawa T., Kamei T., Morita K.: Electrical characteristics of ultrahigh-voltage thyristors and related problems, *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. IA-10, No. 1, str. 112 — 116, 1974.

**Uklapanje i oporavljanje**

2.41. Stumpe A. C.: Das Schaltverhalten der steuerbaren Siliziumzelle, *ETZ-A*, Bd. 83, H. 9, str. 291 — 298, 1962.

2.42. Bösterling W., Fröhlich M.: Die dynamischen Eigenschaften von Thyristoren, *AEG Mitt.*, Bd. 54, str. 459 — 463, 1964.

2.43. Somos J.: Switching characteristic of silicon power-controlled rectifiers, *AIEE Trans.*, Vol. 83, str. 861 — 871, 1964.

2.44. Rümberg J.: Über die dynamischen Eigenschaften von Thyristoren, *ETZ-A*, Bd. 86, H. 8, str. 226 — 230, 1965.

2.45. Gerlach W., Stumpe A. C.: Das Schaltverhalten von Thyristoren, Energieelektronik und geregelte elektrische Antriebe, VDE Buchreihe, Bd. 11, VDE-Verlag, str. 32 — 57, 1966.

2.46. Davies R. L., Petruzella J.: p-n-p-n charge dynamics, *Proc. IEEE*, Vol. 85, No. 8, str. 1318 — 1330, 1967.

2.47. Brewster J. B., Kao Y. C., Urish J.: Fast switching thyristors, IEEE 8 th Conf. Record, Milwaukee, Wis., IAS, str. 245 — 249, 1973.

2.48. Clarke S.: Switching losses in high-frequency thyristors, *New Electronics*, str. 16 — 17, February 19, 1974.

**Uklapanje**

2.49. Mapham N.: Overcoming turn-on effects in silicon controlled rectifiers, *Electronics*, Vol. 35, str. 50 — 51, 1962.

2.50. Fulop W.: Three terminal measurements of current amplification factors of controlled rectifiers, *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. 10, str. 120 — 135, 1963.

2.51. Longini R. L., Melngailis J.: Gated turn-on of four layer switch, *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. ED-10, str. 178 — 185, 1963.

2.52. Gentry F. E.: Turn-on criteria for pnpn devices, *IEEE Trans. Electron Devices*, ED-11, str. 74, 1964.

2.53. Mapham N.: The rating of silicon-controlled rectifiers when switching into high currents, *AIEE Trans. (Commun. Electron.)*, Vol. 83, str. 515 — 519, 1964.

2.54. Bergman G. D.: The gate-triggered turn-on process in thyristors, *Solid State Electron.*, Vol. 8, str. 757 — 765, 1965.

2.55. Gerlach W.: Thyristor mit Querfeld-Emitter, *Z. angew. Phys.*, Bd. XIX, H. 5, str. 396 — —400, 1965.

2.56. Dodson W. H., Longini R. L.: Skip turn-on of thyristors, *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. ED-13, No. 7, str. 598—604, 1966.

2.57. Dodson W. H., Longini R. L.: Probed determination of turn-on spread of large area thyristors, *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. ED-13, No. 5, str. 478—484, 1966.

2.58. Gerlach W.: Untersuchungen über den Einschaltvorgang des Leistungsthyristors, *Telefunken Z.*, Jg. 39, H. 3/4, str. 301—314, 1966.

2.59. Ikeda S., Araki T.: The di/dt capability of thyristors, *Proc. IEEE*, Vol. 55, No. 8, str. 1301—1305, 1967.

2.60. Lündström J.: Temperature rise in thyristors during turn-on, *Int. J. Electron.*, Vol. 23, No. 1, str. 69—82, 1967.

2.61. Somos I., Piccone D. E.: Behavior of thyristors under transient conditions, *Proc. IEEE*, Vol. 55, No. 8, str. 1306—1311, 1967.

2.62. Petrů C.: Odobnost tyristorů proti strmým proudovým pulsům, *Electrotechn. Obz.*, Čis. 9, str. 503—507, 1968.

2.63. Piccone D. E., Somos I. S.: Are you confused by high di/dt SCR ratings?, *Electron. Eng.*, Vol. 28, No. 1, 1969.

2.64. Somos I., Piccone D. E.: Some observations of static and dynamic plasma spread in conventional and new power thyristors, IEEE Conf. Publ. 53, str. 1—13, 1969.

2.65. Ikeda S., Tsuda S., Waki Y.: The current pulse ratings of thyristors, *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. ED-17, No. 9, str. 690—693, 1970.

2.66. Peter J. M.: Les limites en di/dt des thyristors et les méthodes de protection, 1. Conférence on puissance électroniques, Budapest, 1970.

2.67. Ruhl, Jr. H. L.: Spreading velocity in the active area boundary in a thyristor, *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. ED-17, No. 9, str. 672—680, 1970.

2.68. Grekhov V., Levinshtein M. E., Uverov A. I.: Simple model for the propagation of the on-state along a p-n-p-n structure, *Sov. Phys. - Semicond.*, Vol. 5, No. 6, str. 978—981, 1971.

2.69. Gushchina N. A.: Calculation of turn-on characteristics of p-n-p-n structures with an allowance for base spreading resistance, *Sov. Phys. - Semicond.*, Vol. 6, No. 5, str. 729— —736, 1972.

2.70. Matsuzawa T.: Spreading velocity of the on-state in high speed thyristor, *Trans. IEEE Japan*, 98-c, str. 16—21, 1973.

2.71. Voss P.: The turn-on of thyristors with internal gate current amplifying, IEEE 9th Conf. Record, IAS, Pittsburg, Pa., str. 467—476, 1974.

2.72. Voss P.: A thyristor protected against di/dt failure at breakover turn-on, *Solid State Electron.*, Vol. 17, str. 655—661, 1974.

2.73. Cornu J., Jaecklin A. A.: Processes at turn-on of thyristors, *Solid State Electron.*, Vol. 18, str. 683—689, 1975.

2.74. Silard A., Marinescu V.: Computed-aided experimental investigation of the correct turn-on in thyristors with amplifying gate, *Electron. Letts.*, Vol. 11, No. 17, str. 419—420, 1975.

2.75. Strack H.: Experimentelle Untersuchung des Einflusses der Kurzschlußemitterdimensionirung auf das Zündverhalten von Thyristoren, *Siemens Forsch.*-u. *Entwickl.-Ber.*, Bd. 5, Nr. 1, str. 503—507, 1976.

**Oporavljanje**

2.76. Benda H., Spenke E.: Reverse recovery processes in silicon power rectifiers, *Proc. IEEE*, Vol. 55, No. 8, str. 1331—1354, 1976.

2.77. Sundresh T. S.: Reverse transient in PNPN triodes, *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. 14, str. 400—402, 1967.

2.78. Yang E. S.: Turn-off characteristcs of p-n-p-n devices, *Solid State Electron.*, Vol. 10, str. 927—933, 1967.

2.79. Ganner P., Kirschner F.: Schnelle hochsperrende Thyristoren, *Siemens Z.*, Bd. 46, H. 11, str. 841—843, 1972.

2.80. Assalit H. B., Studtmann G. H.: Description of a technique for the reduction of thyristor turn-off time, *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. ED-21, No. 7, str. 416—420, 1974.

2.81. Burtscher J., Dannhäuser F., Krause J.: Die Rekombination in Thyristoren und Gleichrichtern aus Silizium: ihr Einfluss auf die Durchlasskennlinie und das Freiwerdezeitverhalten, *Solid State Electron.*, Vol. 18, str. 35—63, 1975.

2.82. Matteson F. M., Ruhl Jr. H. L., Shafer P. O., Wolley E. D.: The recovered charge characteristics of high power thyristors, *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. IA-12, No. 3, str. 305—311, 1976.

**Prekretanje**

2.83. Root C. D.: Negative current bias and resistance bias for preventing turn-on by dv/dt of controlled rectifiers, *Proc. IEEE*, Vol. 51, str. 1672, 1963.

2.84. Chu C. K.: Geometry of thyristor cathode shunts, *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. ED-17, No. 9, str. 687—690, 1970.

2.85. Raderecht P. S.: A review of the »shorted emitter« principle as applited to p-n-p-n silicon controlled rectifiers, *Int. J. Electron.*, Vol. 31. No. 6, str. 541—564, 1971.

2.86. Brosch R.: Das Zünden eines Thyristors bei schnellem Spannungsanstieg, *Solid State Electron.*, Vol. 15, str. 1071—1084, 1972.

**Konstrukcije koje poboljšavaju otpornost tiristora na brzinu porasta propusne struje**

2.87. Gray D. J.: This SCR is not for burning, *Electronics*, str. 96—100, September 30, 1968.

2.88. Basset R. J., Hogarth C. A., Newman J. P.: An investigation into the mode of switching of inverse gate thyristors, *Int. J. Electron.*, Vol. 31, No. 5, str. 453—465, 1971.

2.89. Cordingley B. V.: Improving the turn-on performance of high-power thyristors, *J. Science & Techn.*, Vol. 38, No. 1, str. 2—7, 1971.

2.90. Garret J. M.: The evolution of a high-power fast-switching thyristor, *Electrical Eng.*, str. 33—36, May 1971.

2.91. Gray D. I.: Esame della famiglia dei tiristori con elettrodo di comando regenerativo, *L'elettrotecnica*, Vol. LVIII, No. 10, str. 752—578, 1971.

2.92. Holloway B. L. W.: A high power, fast switching thyristor for inverter and pulse applications, *SERT J.*, Vol. 5, str. 36—37, March 1971.

2.93. Holloway B. L. W.: Fast switching thyristor for inverter, *Electrical Eng.*, str. 30—33, August 1971.

2.94. Oakman K., Smallbone, J.: Regenerative gate thyristors, *Electron. Comp.*, str. 241—242, 19 March, 1971.

2.95. Porst A.: Thyristors with inherent trigger amplification, *Siemens Rev.*, No. 10, str. 478—481, 1973.

2.96. Storm H. F., Clair J. G. St.: An involute gate-emitter configuration for thyristors, *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. ED-21, No. 8, str. 520—522, 1974.

## 3. Fenomenologija inverzno vodljivog tiristora

3.1. Kokosa R. A.: A high voltage, high temperature P-N-P-N invertor switch, IEEE Internal Conv., str. 204—205, 1969.

3.2. Kokosa R. A., Tuft B. R.: A high voltage, high temperature reverse conducting thyristor, *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. ED-17, No. 9, str. 667—672, 1970.

3.3. Matsuzawa T., Usanaga Y.: Some electrical characteristics of a reverse conducting thyristor, *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. ED-17, No. 9, str. 816, 1970.
3.4. Greenberg L. S., McKeon E. F.: ITR - A new reverse conducting thyristor for horizontal deflection, 22nd Electronic Components Conference, Washington, D.C., May 1972.
3.5. Oka H., Gamo H.: Electrical characteristics of high-voltage high-power fast-switching reverse-conducting thyristor and its applications for chopper use, *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. IA-9, No. 2, str. 236—247, 1973.

## 4. Fenomenologija trijaka

4.1. Aldrich R. W., Holonyak, Jr. N.: Two terminal asymmetrical and symmetrical silicon negative resistance switches, *J. Appl. Phys.*, Vol. 30, No. 11, str. 1819—1824, 1959.
4.2. Howell E. K.: The triac-gate controlled silicon AC power switch, IEEE International Conv. Rec., Pt. 9, str. 86—91, 1964.
4.3. Lüscher J., Voorrips H. C., Zega B.: Bidirectional solid-state switch using backward-rectifier junctions, *Proc. IEEE*, str. 610—611, May 1964.
4.4. Gentry F. E., Scace R. I., Flowers J. K.: Bidirectional triode P-N-P-N switches, *Proc. IEEE*, Vol. 53, str. 355—369, 1965.
4.5. Köhl G.: Steuermechanismus und Aufbau bilateral schaltender Thyristoren, *Scientia Electrica*, Vol. XII, Fasc. 4, str. 123—132, 1966.
4.6. Essom J. F.: Bidirectional triode thyristor applied voltage rate effect following conduction, *Proc. IEEE*, Vol. 55, No. 8, str. 1312—1317, 1967.
4.7. 200 Amp logic-triac for AC or DC control, International Rectifier News, 1967.
4.8. Pfuhl U.: Statische und dynamische Eigenschaften von Symistoren, *Elektrie*, H 6, str. 230—236, 1968.
4.9. Kirschner F., Krockow D.: TX CO1 - ein Triac für 6A Nennstrom, *Siemens-Bauteile Inform.* 9, H. 2, str. 53—55, 1971.
4.10. Der Triac - Aufbau und Eigenschaften, *Elektronik*, H. 5, str. 185—186, 1971.
4.11. Mattera L.: New type of thyristor challenges triac, *Electronics*, str. 122, July 10, 1975.
4.12. Galloway J. H.: Using the triac for control of AC power, Application Note No. 200.35, General Electric

## 5. Fenomenologija geitom isklopivog tiristora

5.1. Van Ligten R. H., Navon D.: Base turn-off of pnpn switches, IRE Wescon. Conv. Rec., Pt. 3, str. 49—52, 1960.
5.2. Wolley E. D.: Gate turn-off in p-n-p-n devices, *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. ED-13· No. 7, str. 590—597, 1966.
5.3. New T. C., Frobenius W. D., Desmond T. J., Hamilton D. R.: High power gate controlled switch, *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. ED-17, No. 9, str. 706—710, 1970.
5.4. Kao Y. C., Brewster J. B.: Recent development in gate controlled switches, IEEE Power Electronics Specialists Confer. 11—13 June 1973, Pasadena, USA.
5.5. Liniychuk I. A., Palamazchuk A. I.: Gate turn-off of a p-n-p-n device at high injection level, *Radio-Eng. Electron. Phys.*, Vol. 4, str. 605—609, 1973.
5.6. Schulzki G.: Übergangsprozesse im abschaltbaren Thyristor, *Z. elektr. Inform.-u. Energietechnik*, str. 153—159, 1973.
5.7. Oakman K. D.: Towards the 100 kHz thyristor, *Electron. Equip. News*, Vol. 16, str. 124—125, 1974.
5.8. Becke H. W., Neilson J. M.: A new approach to the design of a gate turn-off thyristor, IEEE Pesc. Record, str. 292—299, 1975.

## 6. Toplinska slika poluvodičkih energetskih ventila

6.1. Gerecke Ed., Iselin Ch.: Berechnung des transienten thermischen Verhaltens von Siliziumleistungsdioden, Vortrag vom 20. September 1960. in der Schweizerischen Gesellschaft für Automatik

6.2. Diebold E. J., Luft W.: Transient thermal impedance of semiconductor devices, *AIEE Trans.*, Vol. 79, Pt. I, str. 719—726, 1961.
6.3. Siegert H.: Ein elektrisches Modell für die Nachbildung von Wärmevorgängen, *BBC Nachrichten*, str. 240—247, 1967.
6.4. Stumpe A. C.: Das thermische Verhalten von Thyristoren, *Elektronik*, 16 Jg., H. 8, str. 229—232, 1967.
6.5. Mauersberger Ch.: Messung des transienten Wärmewiderstands und Bestimmung der Wärmewiderstände und - zeitkonstanten von Thyristoren, *Elektrie*, H. 3, str. 101—103, 1968.
6.6. Newsam B. U.: Transient thermal resistance - its measurement and use in the rating of thyristors, IEEE Conf. Publ. 53, str. 85—93, 1969.
6.7. Korb F.: Die thermische Auslegung von fremdgekühlten Halbleitern bei netzgeführten Stromrichtern, *ETZ-A*, Bd. 92, H. 2, str. 100—107, 1971.
6.8. Becker U.: Analoge Nachbildung des thermischen Verhaltens von Thyristoren - ein Hilfsmittel bei der Dimensionierung von Stromrichterschaltungen, *Electrie*, Bd. 26, H. 9, str. 260—262, 1972.
6.9. Hartnagel H., Hutson V. C.: Thermal resistance of planar semiconductor structures, *Proc. IEE*, Vol. 119, No. 6, str. 655—658, 1972.
6.10. Le Ponner J., Peter J. M.: Résistance et impédance thermiques des triacs, *Rev. Gén. d'Électricité*, Tom 81, No. 11, str. 711—719, 1972.
6.11. Newell W. E.: Transient thermal analysis of solid-state power devices-making a dreaded process easy, *IEEE Trans. Industry Applications*, str. 405—420, 1976.

## 7. Granice povećanja naponske i strujne opteretivosti dioda i tiristora

7.1. Fletcher N. H.: The high current limit for semiconductor junction devices, *Proc. IRE*, Vol. 45, str. 862—872, 1957.
7.2. Carl H., Rath H. L.: Beitrag zum Problem der Grenzdaten von Halbleiterelementen, *ETZ-A*, Bd. 80, H. 15, str. 502—506, 1959.
7.3. I.E.E. Conference on power applications of controllable semiconductor devices, *Direct Current*, str. 168—170, November 1965.
7.4. Lappe R.: Entwicklungsrichtungen der Thyristoren, *Elektrie*, 20. Jg., H. 3, str. 93—98, 1966.
7.5. Gutzwiller F. W.: Thyristors and rectifier diodes — the semiconductor workhorses, *IEEE Spectrun*, str. 102—111, August 1967.
7.6. Ginsbach K. H.: Entwicklung von Silizium-Starkstrom -Dioden und -Thyristoren — Optimierung der Bauelemente für 50-Hz-Betrieb, *Neue Technik*, str. 72—82, 1968.
7.7. Hoffmann A.: Entwicklungstendenzen bei Leistungsthyristoren, *Scientia Electrica*, Vol. XV, Fasc. 1, str. 1—16, 1969.
7.8. Köhl G.: Wechselwirkungen zwischen Bauelemente- und -Apparateentwicklung, *Elektrie*, H. 12, str. 520—522, 1969.
7.9. Mc Coll J. D.: Rectifier equipments for the future, *Electrical Times*, 30 April, str. 3—5, 1970.
7.10. Martin A. M.: Thyristor development — the next decade, *Electrical Times*, 30 April, str. 12—13, 1970.
7.11. Benčić Z.: Stremljenja u razvoju dioda i tiristora snage, *Automatika*, str. 182—191, 3/1971.
7.12. Benčić Z.: Što se može očekivati od razvoja energetskih dioda i tiristora u idućem desetljeću?, *Informacije »Rade Končar«*, Br. 56—57, str. 13—19, 1972.
7.13. Groves G. E.: Economic development of the semiconductor rectifier, *Electrical Eng.*, str. 30—33, August 1972.
7.14. Klein D.: Grenzen des Halbleiterschalters, *Steuerungstechnik*, Nr. 6, str. 149—152, 1972.
7.15. Roberts F. M., Wilkinson E. L. G.: The relative merits of thyristors and power transistors for fast power-switching applications, *Int. J. Electron.*, Vol. 33, No. 3, str. 319 — — 339, 1972.
7.16. Gilder J. H.: Focus on power semiconductors, *Electron. Design*, Vol. 23, str. 80—86, 1973.

7.17. Kubat M.: Perspektivy výkonových polovičových součástek, *Elektrotechn. Obz.*, Vol. 63, str. 450—455, 1974.
7.18. Allan R.: Power semiconductors — Thyristors, rectifiers and transistors offer »super« characteristics as a result of device design advances, *IEEE Spectrum*, str. 37 i 40—44, November 1975.
7.19. Benčić Z., Plenković Z.: Aktuelni problemi energetske elektronike, Zbornik radova s Drugog savjetovanja o energetskoj elektronici, Beograd, 1975.
7.20. Mattera L.: At megawatts and microwaves, solid-state power reaches new highs, *Electronics*, str. 81—92, June, 1975.

## 8. Karakteristike energetskih dioda i tiristora

8.1. Dyer R. F.: Concurrent characterization of SCR switching parameters for inverter applications, *SCP and Solid State Techn.*, str. 15—20, 1965.
8.2. McColl J. D., Whitaker P.: Service experience with thyristors, IEE Conf. Publ. No. 17, Power Applications of Controllable Semiconductor Devices, str. 102—110, November 1965.
8.3. Read J. S., Dyer R. F.: Power thyristor rating practices, *Proc. IEEE*, Vol. 55, No. 8, str. 1288—1301, 1967.
8.4. Brichant F.: Characteristics of power thyristors under recurrent pulses, *Scientia Electrica*, Vol. XVI, Fasc. 2, str. 56—67, 1970.
8.5. Mazda F. F.: The thyristor as a switch, *Electron. Comp.*, str. 1153—1157, 23. October 1970.
8.6. Rümberg J.: Design parameters for power thyristors, *Electron. Eng.*, str. 40—43, 1970.
8.7. Bergtold F.: Über die Darstellungsweise von Thyristorkennlinien, *Elektronik*, H. 3, str. 81—82, 1972.
8.8. IEC Publication 146, Semiconductor converters, 1973.
8.9. Borst D. W., Cooper D.: Inverter thyristors — What affects them — How to characterise them, International Rectifier, El Segundo, California
8.10. Bösterling W., Rüther K-A., Tscharm M.: Dynamische Daten von Thyristoren-heute, AEG Technische Mitteilungen Nr. 9.
8.11. Katalozi različitih tvrtki (ASEA, Siemens, BBC, AEG, AEI, GE, IR, Westinghouse, Semikron)

## 9. Metode ispitivanja energetskih dioda i tiristora

9.1. Golden F. B.: Thyristor switching losses and their measurement, *Direct Current*, Vol. 2, No. 3, str. 112—120, 1971.
9.2. Tani T., Horigome T., Nakagawa T., Hashimoto O., Suzuki M.: Measuring system for dynamic characteristics of semiconductor switching elements and switching loss of thyristors, *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. IA—11, No. 6, str. 720—727, 1975.
9.3. IEC Publication 147, Essential ratings and characteristics of semiconductor devices and general principles of measuring methods (niz publikacija)
9.4. IEC Publication 146, Semiconductor converters, 1973.

## 10. Strujno dimenzioniranje poluvodičkih energetskih ventila pri zanemarivim dinamičkim naprezanjima

10.1. Diebold E. J.: Temperature rise of solid junctions under pulse load, *AIEE Trans.*, Vol. 76, Pt. I, str. 593—598, 1957.
10.2. Gutzwiller F. W., Sylvan J. P.: Power semiconductor ratings under transient and intermittent loads, *AIEE Trans.*, Vol. 79, Pt. I, str. 699—706, 1960.
10.3. Buri H.: Die Strombelastbarkeit von Halbleiterbauelementen der Starkstromtechnik, *BBC Nachrichten*, str. 82—87, 1967.
10.4. Buri H.: Berechnungsgrundlagen für die Strombelastbarkeit von Silizium-Thyristoren und -Dioden bei nichtstationärer Belastung, *BBC Nachrichten*, str. 450—457, 1968.

10.5. Blundell A. J.: The effect of on-state temperature coefficient on thyristor junction temperature calculations, IEEE Conf. Publ. 53, str. 53—60, 1969.

10.6. Motto Jr. J. W.: Computer-aided thyristor overload current ratings for motor drive and other applications requiring repetitive overloads, *IEEE Trans. Industry and General Applications*, Vol. IGA-5, No. 5. str. 524—535, 1959.

10.7. Thiele G.: Stoßbelastbarkeit von Thyristoren, Energieelektronik und geregelte elektrische Antriebe, VDE Buchreihe, Bd. 11, VDE-Verlag, str. 58—76, 1966.

10.8. Wenthen F. T.: Computer-aided thermal analysis of power semiconductor devices, *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. ED-17, No. 9, str. 765—770, 1970.

10.9. Buttkewitz G.: Dimensionierung von Thyristoren hinsichtlich der Verlustleistung, Wessenschaftliche Zeitschrift der Universität Rostock, 21. Jg. str. 867—872, 1972.

10.10. Hempel H. P.: Zur Bestimmung des höchsten Augenblickswertes der Ersatzsperrschichttemperatur bei Leistungs-Halbleiterbauelementen, *ETZ-A*, Bd. 93, H. 1, str. 32—35, 1972.

10.11. Sherboudy G. M., Motto J. W.: Power semiconductor current ratings for welding applications, *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. IA-8, No. 4, str. 461—471, 1972.

10.12. Stringer L. F.: The service current rating of power conversion equipment, *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. IA-8, No. 4, str. 430—436, 1972.

10.13. Davies P. L.: Selecting the right thyristor for an intermittent duty cycle, *Electrical Times*, October 11, 1973.

10.14. Korb: Elektronische Temperaturüberwachung von Leistungs-Halbleitern, *Der Elektroniker*, Nr. 6, str. EL-1 do EL-6, 1973.

10.15. IEC Publication 147-2E, str. 53—65, 1973.

10.16. Martin D. M.: The use of thyristors in converter applications, *GEC J. Science Techn.*, Vol. 41, No. 1, str. 4—8, 1974.

10.17. Müller R.: Untersuchungen zur thermischen Beanspruchung der Thyristoren in einer Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung, *ETZ-A*, Bd. 97, H. 7, str. 422—426, 1976.

10.18. Newell W. E.: Transient thermal analysis of solid—state power devices—making a dreaded process easy, *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. IA-12, No. 4, str. 405—420, 1976.

10.19. Newell W. E.: Dissipation in solid-state devices — The magic of $I^{1+N}$, *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. IA-12, No. 4, str. 386—396, 1976.

## 11. Strujno dimenzioniranje poluvodičkih energetskih ventila pri velikim dinamičkim naprezanjima

11.1. Mapham N.: The rating of SCR's when switching into high currents, General Electric Application Note 200.28, 1963.

11.2. Cornick J. A. F., Ramsbottom M. J.: Instantaneous temperature rise in thyristors under invertor and chopper operating conditions, *Proc. IEE*, Vol. 119, No. 8, str. 1141—1148, 1972.

11.3. Balenovich J. D., Gillott D. M., Motto Jr. J. W.: Thyristor high-frequency ratings by concurrent testing and computer simulation, *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. IA-9, No. 2, str. 227—235, 1973.

11.4. Hempel H. P.: Problemi pri primenjivanju tiristora za srednju učestanost, Drugo savetovanje o energetskoj elektronici, Beograd, 1973.

11.5. Hempel H. P.: Probleme bei der Anwendung von Mittelfrequenz-Thyristoren, 2. Konferenz über Leistungselektronik, Budapest, 1973.

11.6. Aschkinasi G., Konga M., Toomsoo G.: Die Belastbarkeit von Thyristoren bei Mittel- und Hochfrequenz, *Elektrie*, Vol. 29, H. 2, str. 86—88, 1975.

11.7. Ruhl H. J., Shafer P. O.: A new rating system for high-current high-frequency thyristors, *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. IA-11, No. 5, str. 540—545, 1975.

11.8. Stamberger A.: Frequenzthyristoren richtig eingesetzt, *Elektronik*, H. 8, str. 59—62, 1975.

11.9. Bösterling W.: Berücksichtigung der Einschaltverlustleistung bei Frequenzthyristoren, AEG Technische Mitteilungen Nr. 1.

11.10. Bösterling W.: Berücksichtigung der Einschalt- und Auschaltverlustleistung bei Frequenzthyristoren, AEG Technische Mitteilungen Nr. 4.
11.11. Bösterling W.-Tscharn M.: Strombelastbarkeit von F — Thyristoren bei Mittelfrequenzbetrieb, AEG Technische Mitteilungen Nr. 5.

## 12. Zaštita poluvodičkih energetskih ventila osiguračima

12.1. Lerstrup K.: The current-limiting fuse with special reference to discrimination and breaking-capacity, Ingeniøren-International Edition, Vol. 2, No. 1, str. 1—9, 1958.
12.2. Gutzwiller F. W.: Overcurrent protection of semiconductor rectifiers, *Electrical Manufac.*, str. 106—114, April 1959.
12.3. Wehrle C.: Überflinke, strombegrenzende Schutzsicherungen Typ NG für Halbleitergleichrichter, *AEG-Mitt.*, Bd. 51, H. 11/12, str. 354—357, 1961.
12.4. Lerstrup K.: High speed fuses for the protection of diodes and thyristors, LK-NES, June 1965.
12.5. Lerstrup K.: Concerning the severity of d.c. operation on fuses, IEC Document 32 B-WG2 (Lerstrup) 2, November 1967.
12.6. Smith M.: Coordination of fused low-voltage distribution systems, *IEEE Trans. Industry and General Applications*, Vol. IGA-3, No. 5, str. 433—437, 1967.
12.7. Stahn A.: Die Auswahl überflinker Sicherungen zum Schutz von Thyristoren, *Elektrie*, H. 3, str. 108—110, 1968.
12.8. Hayden J. T.: Liquid-filled fuses for the protection of thyristors, IEEE Conf. Publ. 53, str. 132—139, 1969.
12.9. Jacks E.: High speed fuse protection for silicon diodes and thyristors, IEEE Conf. Publ. 53, str. 116—124, 1969.
12.10. Newbery P. G.: The correct protection of power thyristors by high speed H.R.C. fuse-links, IEEE Conf. Publ. 53, str. 125—131, 1969.
12.11. Lerstrup K.: Application of fuses for the protection of diodes and thyristors, LK-NES, November 1970.
12.12. Schonholzer E. T.: Fuse protection for power thyristors, *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. IA-8, No. 3, str. 301—309, 1972.
12.13. King K. G.: Which fuse will protect your thyristor?, *Electron. Eng.*, str. 59—61, May 1973.
12.14. Sperow L. H.: Fuse selection for power semiconductor conversion equipment, *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. IA-9, No. 1, str. 33—40, 1973.
12.15. Hampson L.: Fuse protection of semiconductor diodes, thyristors, and triacs, Mullard Technical Communications No. 128, str. 302—319, 1975.
12.16. Martin A. A.: Fuse protection, International Rectifier Application Note GBAN-F-1
12.17. Motto J. W.: Can fuses protect SCR's and silicon diodes?, Report from the field, Westinghouse Electric Corp.
12.18. Katalozi različitih tvrtki (Ferraz, Laur. Knudsen).

## 13. Zaštita poluvodičkih energetskih ventila od prenapona oporavljanja, od prekoračenja kritične brzine porasta blokirnog napona i od prekoračenja kritične brzine porasta propusne struje

13.1. Hempel H. P.: Schutz von Leistungs-Halbleiterbauelementen von Überspannungen, Semikron Applikationsschrift E 755 D, str. 1—16, 1965.
13.2. Von Zastrow E. E., Galloway J. H.: Commutation behavior of diffused high current rectifier diodes, General Electric Application Note No. 200.42, str. 1—16, 1965.
13.3. Gölz G.: Die dynamischen Beanspruchungen von Thyristoren in netzgeführten Stromrichterschaltungen, *BBC Nachrichten*, str. 129—136, 1968.
13.4. Rice J. B.: Design of snubber circuits for thyristor converters, IEEE Conf. Rec. of Fourth Annual Meeting of Industry and General Applications Group, str. 485—489, 1969.

13.5. Tobisch G. J., Koppe H., Bergstra N.: Transient suppression networks for transformerless controlled rectifier systems, Philips Application Information No. 445, str. 1—16, 1969.
13.6. Wu S. J.: Analysis and design of optimised snubber circuits for dv/dt protection in power thyristor applications, IEEE IGA Annual Meeting, Chicago, October 7, 1970.
13.7. McMurray W.: Optimum snubbers for power semiconductors, *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. IA-8, No. 5, str. 593—600, 1972.
13.8. De Bruyne P., Lawatsch H.: Sperrspannungaverlauf eines RC beschalteten Halbleiters beim Abschaltvorgang, *Brown Boveri Mitt.*, str. 220—224, 1975.

## 14. Serijsko i paralelno spajanje poluvodičkih energetskih ventila

14.1. Mulica A. R.: How to use silicon controlled rectifiers in series or parallel, *Control Eng.*, str. 95—99, May 1964.
14.2. Anwander E., Etter P.: Thyristorstromrichter für 100 kV Brückengleichspannung, *Brown Boveri Mitt.*, str. 79—88, 1969.
14.3. Zielke R. A.: A 50-MW thyristor controlled power converter, *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. IA-11, No. 3, str. 263—266, 1975.
14.4. Mauersberger Chr.: Probleme bei der Parallelschaltung von Thyristoren und die Auslegung von Elementen zur gleichmässigen Stromaufteilung, *Elektrie*, H. 3, str. 91—93, 1970.
14.5. Hall J. K.: Improvement of turn-off performance of series-connected thyristors by magnetic components, *IEEE Trans. Magnetics*, Vol. MAG-7, No. 2, str. 297—304, 1971.
14.6. Peter J. M.: Le montage en série des thyristors, *Rev. Gén. d'Eléctricité*, Tome 82, No. 7—8, str. 453—561, 1973.
14.7. Ruetsch Ch.: Dynamische Probleme bei Leistungshalbleiterbauelementen, *Elektroniker*, H. 6, 1974.
14.8. Silingardi M. A.: Design Criteria for the optimization of series inductors in AC-DC thyristor converters, *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. IA-10, No. 1, str. 141—147, 1974.

## 15. Određivanje parametara izlaznog stupnja impulsnog uređaja za okidanje upravljivih poluvodičkih ventila

15.1. Borchert E., Bösterling W.: Verhalten von Thyristoren bei positiver Einsteuerung während der negativen Sperrphase, *Neue Technik*, A3, str. 170—181, 1968.
15.2. Gallisti H.: Steuerung von parallel und in Reihe geschalteten Thyristoren, *BBC Nachrichten*, str. 123—128, 1968.
15.3. Thyristors — Technical Information, AEG Power Semiconductors, 1967/68.
15.4. Brajder A.: Određivanje parametara izlaznog stupnja impulsnog uređaja za upravljanje tiristorima, *Automatika*, Br. 5—6, str. 327—329, 1972.
15.5. Jarratt T. Y.: Firing requirements for silicon controlled rectifiers, Mullard Semiconductor Measurement and Application Laboratory, str. 1—16.

## 16. Principi hlađenja i montaže poluvodičkih energetskih ventila

16.1. Matsumoto T., Akiyama S., Ishikawa A., Nishio M., Chemical liquid cooling and construction for power thyristor, IEEE Conf. Publ. 53, str. 79—84, 1969.
16.2. Plevyak T. Y.: Vapor phase cooling of semiconductor circuit components, *IEEE Trans. Industry and General Applications*, Vol. IGA-5, str. 607—612, 1969.
16.3. Rice L. R., Zygmunt H.: Mounting of high power silicon semiconductors, Westinghouse Application Date 54—050, str. 1—12, 1970.
16.4. Goetter D. F., Anderson W.: Standardized thermal testing, *EDN/EEE*, str. 31—36, June 15, 1971.
16.5. Kessler Jr. S. W., McKechnie R. M.: Transcalent silicon power rectifier, *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems*, Vol. AES-7, No. 6, str. 1151—1156, 1971.

16.6. Golden F. B.: Liquid cooling of power thyristors, *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. IA-8, No. 5, str. 601—606, 1972.

16.7. Penkert H.: Ausführung von luftgekühlten Thyristor-Stromrichtersätzen, *Techn. Mitt. AEG-Telefunken*, str. 272—277, 1972.

16.8. Golden F. B.: Analysis can take the heat off power semiconductors, *Electronics*, str. 103—109, December 6, 1973.

16.9. Grossman S. E.: The thermal demands of electronic design, *Electronics*, str. 98—101, November 8, 1973.

16.10. Spenke E.: Eine Bemerkung zum Einsatz von Kühlkörpern, *E u. M*, Jg. 90, H. 7, str. 324—327, 1973.

16.11. Feldmanis C. J.: Network analog maps heat flow, *Electronics*, str. 116—121, May 16, 1974.

16.12. Gardner Jr. J. A.: Liquid cooling safeguards high-power semiconductors, *Electronics*, str. 103—108, February 21, 1974.

16.13. Taylor G. M.: Forced air cooling in high-density systems, *Electronics*, str. 87—89, January 24, 1974.

16.14. McLaughlin M. H., Von Zastrow E. E.: Power semiconductor equipment cooling methods and application criteria, *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. IA-11, No. 5, str. 546—555, 1975.

16.15. Katalozi različitih tvrtki (ASEA, Siemens, Jermyn, Texas Instruments, Wakefield, Westinghouse)

## 17. Pouzdanost poluvodičkih ventila

17.1. IEEE Committee Report, Report on reliability survey of industrial plants, *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. IA-10, No. 2, str. 213—252, 1974.

17.2. Bergsjö N. J.. Sturesson S.: Qualitätskontrolle von Hochleistungsthyristoren, *ASEA Z.*, Jg. 21, H. 2, str. 37—45, 1976.

## 18. Dimenzioniranje usmjerivačkog sklopa u trofaznom punoupravljivom mosnom spoju

18.1. Rice J. B., Nickels L. E.: Commutation dv/dt effects in thyristor three-phase bridge converters, *IEEE Trans. Industry and General Applications*, Vol. IGA-4, No. 6, str. 665—672, 1968.

18.2. Thiele G.: Richtlinien für die Bemessung der Trägerspeichereffekt-Beschaltung von Thyristoren, *ETZ-A*, Bd. 90, H. 14, str. 347—352, 1069.

## KAZALO POJMOVA

Pojmovi su svrstani, radi lakšeg snalaženja, u slijedeće grupe:

1. Teorija poluvodiča
2. Diode
3. Tranzistori
4. Tiristori
5. Ostali poluvodički ventili, toplinski proračun, serijsko i paralelno spajanje, osigurači, *LRC*-članovi, itd.

**1. Teorija poluvodiča**


akceptor 10

barijera *P-N* prijelaza 14

difuzija
— primjesa u poluvodič 25
— nosilaca naboja u poluvodičima 13
difuziona dužina
— nosilaca naboja u poluvodičima 18
— veza s vremenom života nosilaca naboja 18
difuziona konstanta 13
difuziona struja 13
direktna polarizacija *P-N* prijelaza 16
donor 11
dopiranje 10

ekstrinsična koncentracija nosilaca naboja 10
ekstrinsična vodljivost 10
ekstrinsični poluvodiči 10
elektron
— gibanje mehanizmom difuzije 13
— gibanje u električnom polju 12
— valentni 9
epitaksija 24

faktor lavinske multiplikacije 106

generacija nosilaca naboja u poluvodičima
— električnim poljem 16
— toplinom 9

injekcija nosilaca naboja 17, 18
intrinsična koncentracija nosilaca naboja 9
intrinsična vodljivost 9
intrinsični poluvodiči 9
inverzna (zaporna) polarizacija *P-N* prijelaza 14

ionizacija u poluvodičima
— uslijed električnog polja 16
— uslijed sudara 13, 16
— uslijed toplinskog titranja kristalne rešetke 9
ispravljačko djelovanje *P-N* prijelaza 16

kapacitivnost *P-N* prijelaza 16
koncentracija nosilaca naboja u poluvodičima
— intrinsična 9
— *N*-tipa 11
— *P*-tipa 10
kovalentna veza 9
kristalna struktura monokristala silicija 8

lavinski proboj 16
legiranje 23

majoritetni (većinski) nosioci naboja 11
minoritetni (manjinski) nosioci naboja 11

nepropusna (zaporna, inverzna) polarizacija *P-N* prijelaza 14
nosioci naboja u poluvodičima
— elektroni 11
— majoritetni (većinski) 11
— minoritetni (manjinski) 11
— šupljine 10
*N*-poluvodič 11

otpor poluvodiča 12

*P-N* prijelaz
— asimetrični 18
— dobiven difuzijom 24
— dobiven epitaksijom 24
— dobiven legiranjem 24
— kapacitivnost 16
— kontura 30
— nepropusna (inverzna, zaporna) polarizacija 14

— propusna (direktna) polarizacija 16
— simetrični 18
— struja rekombinacije 14
— toplinska struja 14
— *U-I* karakteristika 16
*P*-poluvodič 10
propusna (direktna) polarizacija *P-N* prijelaza 16
pokretljivost nosilaca naboja 12, 13
potencijalna barijera *P-N* prijelaza 14
proboj *P-N* prijelaza 16
— faktor lavinske multiplikacije 106
— lavinski 16
— Zenerov 16

rekombinacija nosilaca naboja 9
— brzina rekombinacije 17
— u *P-N* prijelazu 14
rekombinacijski centri 9

silicij 8
specifična vodljivost poluvodiča 12
specifični otpor poluvodiča 12
struja rekombinacije 14
struja u poluvodiču
— uslijed difuzije 13
— uslijed električnog polja 12

šupljina
— gibanje mehanizmom difuzije 13
— gibanje u električnom polju 12

toplinska generacija parova elektron-šupljina 9

valentni elektroni 9
vodljivost poluvodiča 12
vrijeme života nosilaca naboja 17

zaporna (inverzna) polarizacija *P-N* prijelaza 14
Zenerov proboj (efekt) 16

**2. Diode**

anoda 23
»avalanche« dioda 32

dinamičke karakteristike
— pri oporavljanju 32, 158, 193
— pri uklapanju 33
direktni ili propusni smjer 24

faktor naponske sigurnosti 146

granice povećanja naponske i strujne opteretivosti 95
granične struje
— efektivna struja 134
— srednja struja 133
— udarna strujna preopteretivost 135
— vršna struja 135
granične temperature 132
— kućišta 133
— skladištenja 133
— virtuelna temperatura silicija 132
— virtuelna temperatura silicija u kvarnim režimima rada 132
granični naponi
— amplituda radnog zapornog napona 145
— vršni neperiodički zaporni napon 144
— vršni periodički zaporni napon 145
gubici
— oporavljanja (v. gubici oporavljanja tiristora)
— vođenja 128
— zapiranja 140
inverzni ili zaporni smjer 24
ispitivanje ispravnosti 180
($I^2t$)-vrijednost 137
izrada 24

katoda 23
konstrukcija 26

mjerenje karakteristika (v. pogl. 14)

naboj oporavljanja 160, 193
napon praga 127
naponska ograničenja (v. granični naponi)
naponska opteretivost (v. granični naponi)
naponsko odabiranje 367

oporavljanje
— gubici oporavljanja (v. gubici oporavljanja tiristora)
— naboj oporavljanja 160, 193
— proces oporavljanja 32
— struja oporavljanja 32, 193
— vrijeme opadanja struje oporavljanja 32
— vrijeme oporavljanja 32, 193
— vrijeme zatezanja isklapanja 32
otpornost na pulsirajuće opterećenje 188

pad napona u stanju vođenja 27, 125
prenaponi oporavljanja 259
prinudni lavinski proboj 30
proboj 29
probojni napon 29
propusna karakteristika 123
— aproksimacija 127
— dinamička 125
— dinamički otpor 127
— napon praga 127
— statička 123, 125, 181
— temperaturna ovisnost 126
propusni gubici 128
propusni napon i struja 123
propusni smjer 24
proračun naponske opteretivosti 367
proračun strujne opteretivosti (v. pogl. 15)

rutinska ispitivanja 178

sendvič 25
stanje vođenja 27
stanje zapiranja 29
statičke karakteristike 123
struja oporavljanja 32, 193
strujna klasa 125
strujna ograničenja (v. granične struje)
strujna opteretivost (v. granične struje)
strujna preopteretivost
— jednokratna 211
— udarna 135
— višekratna 211
strujno odabiranje 367

tipska ispitivanja 178
udarna struja preopteretivost 135, 184
*U-I* karakteristika 123
uklapanje 33

virtuelna temperatura silicija 85
vođenje (v. stanje vođenja)
vrijeme opadanja struje oporavljanja 33
vrijeme oporavljanja 33, 193
vrijeme zatezanja isklapanja 33

zapiranja (v. stanje zapiranja)
zaporna karakteristika 123, 139, 182
zaporni gubici 140
zporni napon i struja 139
zaporni smjer 24

### 3. Tranzistori

baza 35
— efekt modulacije vodljivosti baze 47
— efekt proširenja efektivne širine baze 48
blokiranje (v. stanje blokiranja)

dijagram strujne i naponske opteretivosti tranzistora 114
dinamičke karakteristike 46

efikasnost emitera
— uz vrlo nisku injekciju 45
— uz vrlo visoku injekciju 47
emiter 35
— efekt koncentracije struje emitera 47
— vremenska konstanta emitera 46

faktor kolektorske multiplikacije 46
faktor strujnog pojačanja
— frekvencijska ovisnost 111
— ovisnost o nivou injekcije 47
— ovisnost o širini baze 45
— utjecaj rekombinacije u bazi 45
faktor strujnog pojačanja za male signale $h_f$
— spoj zajedničke baze 42
— spoj zajedničkog emitera 44
faktor strujnog pojačanja za velike signale $h_F$
— spoj zajedničke baze 42
— spoj zajedničkog emitera 45
frekvencija širine pojasa strujnog pojačanja $f_T$ 111

granične frekvencije 111
granične struje
— efektivna 112
— zbog sekundarnog proboja 113
— zbog temperature silicija 112
granične temperature 112
granični naponi 103
— spoj zajedničke baze 105
— spoj zajedničkog emitera 105
gubici 122
— ograničeni temperaturom silicija 112
— ograničeni sekundarnim probojem 113

inverzno aktivno područje 102
izlazne karakteristike
— spoj zajedničke baze 41
— spoj zajedničkog emitera 43
izrada 36

kolektor 35
konstrukcija 36

napon podržavanja proboja 109
naponska ograničenja (v. granični naponi)
naponska opteretivost (v. granični naponi)
normalno aktivno područje 102
*N-P-N* tranzistor 34

osobitosti energetskih tranzistora 47
otpor zasićenja 111
*P-N-P* tranzistor 34
područja rada
— inverzno aktivno područje 102
— normalno aktivno područje 102
— stanje blokiranja 102
— stanje zasićenja 42, 44, 102
pojačanje 39 (v. faktor strujnog pojačanja)
probojni naponi
— emiterskog prijelaza 103
— između emitera i kolektora 103
— kolektorskog prijelaza 103
proračun strujne opteretivosti
— u aktivnom području, kriterij: virtuelna temperatura silicija 117
— u aktivnom području, kriterij: sekundarni proboj 119
— kod prijelaza iz aktivnog područja u područje blokiranja 116

sekundarni proboj 49, 113
— u aktivnom području 49
— u blokirnom području 50
sendvič 36
sklopne karakteristike 120
spoj sa zajedničkim emiterom 42

spoj sa zajedničkom bazom 40
stanje blokiranja 102
stanje zasićenja 102
— spoj zajedničke baze 42
— spoj zajedničkog emitera 44
statičke karakteristike
— izlazne, zajednička baza 41
— izlazne, zajednički emiter 43
— ulazne, zajednička baza 41
— ulazne, zajednički emiter 43
struja baze 38
struja emitera 37
struja kolektora 38
strujna ograničenja (v. granične struje)
strujna opteretivost (v. granične struje)
strujna preopteretivost (v. dijagram strujne i naponske opteretivosti)
strujno pojačanje (v. faktor strujnog pojačanja)

topografija 37
transportni faktor 45
tranzistor kao sklopka 120

ulazne karakteristike
— spoj zajedničke baze 41
— spoj zajedničkog emitera 43

virtuelna temperatura silicija 85
vremenska konstanta emitera 46
vremenska konstanta kolektora 46
vrijeme isklapanja 121
vrijeme kašnjenja uklapanja 12
vrijeme opadanja struje kolektora 121
vrijeme porasta struje kolektora 121
vrijeme proleta nosilaca kroz bazu 46
vrijeme uklapanja 121
vrijeme zatezanja isklapanja 121

zasićenje (v. stanje zasićenja)

**4. Tiristori**

anoda 55

blokiranje (v. stanje blokiranja)
blokirna karakteristika 143, 182
blokirni gubici 144
blokirni napon i struja 123, 143
brzina porasta blokirnog napona (v. kritična brzina porasta blokirnog napona)
brzina porasta propusne struje (v. kritična brzina porasta propusne struje)
$di/dt$ efekt 70
dinamičke karakteristike
— kod visokih frekvencija 75 (v. pogl. 13)
— pri oporavljanju 73, 158, 161
— pri uklapanju 67, 151
direktni ili propusni smjer 55
$du/dt$ efekt 64

faktor naponske sigurnosti 146
geit 55
— granične struje 146
— granični naponi 146
— karakteristike geita 124, 146
— područje nesigurnog ili vjerojatnog okidanja 147
— područje sigurnog okidanja 150
— radna točka 147, 294
— rasipanje $U$-$I$ karakteristika 146
granice povećanja naponske i strujne opteretivosti 98
granične struje
— efektivna 134
— srednja 133
— udarna strujna preopteretivost 135, 184
— vršna 135
granične temperature
— kućišta 133
— skladištenja 133
— virtuelna temperatura silicija 132
— virtuelna temperatura silicija u kvarnim režimima rada 132
granični naponi
— amplituda radnog zapornog (blokirnog) napona 145
— vršni neperiodički zaporni (blokirni) napon 144
— vršni periodički zaporni (blokirni) napon 145
gubici
— blokirni 144
— oporavljanja 75, 175, 197, 259
— uklapanja 69, 171, 197, 256
— u krugu geita 149
— vođenja 128
— zapiranja 140
inverzni ili zaporni smjer 55
ispitivanje ispravnosti 180
$(I^2t)$-vrijednost 137
izrada 53

katoda 55
klase
— glede kritične brzine porasta blokirnog napona 165
— glede propusne karakteristike 125
— glede vremena oporavljanja 163
konstrukcija 55
kratko spojeni emiter 54, 65
kritična brzina porasta blokirnog napona 64, 163, 195
kritična brzina porasta propusne struje 69, 156, 196

mjerenje karakteristika 178 (v. pogl. 14)

naboj oporavljanja 73, 193
napon praga 127
napon prekretanja 58, 123
naponska ograničenja (v. granični naponi)
naponsko odabiranje 367

okidanje
— granični naponi, granične struje i granične disipacije geita 149
— impulsni transformator 300
— izbor napona praznog hoda i otpora izlaznog stupnja impulsnog uređaja 295
— maksimalni napon i maksimalna struja koji ne okidaju 147
— minimalni napon i minimalna struja sinusnog okidanja 147
— napon i struja okidanja 147, 190
— okidanje potpomognuto poprečnim električnim poljem u katodnom emiteru 71
— područje sigurnog okidanja 150
— područje vjerojatnog okidanja 147
— prednosti okidanja impulsima kratkog trajanja 300
— sprečavanje lažnih okidnih impulsa 301
— strmina okidnog impulsa 294
— točka okidanja 147, 294
— trajanje okidnog impulsa 294
— uvjet okidanja strujnim impulsom na geitu 66
— zahtjevi na okidni impuls 150, 294
oporavljanje
— gubici oporavljanja 75, 175, 197, 259
— naboj oporavljanja 73, 193
— proces oporavljanja 73
— struja oporavljanja 74
— vrijeme opadanja struje oporavljanja 158
— vrijeme oporavljanja 75, 161, 194
— vrijeme zatezanja isklapanja 158
otpornost na pulsirajuće opterećenje 188

pad napona u stanju vođenja 59, 99
prekretanje
— povišenjem blokirnog napona 62
— povišenjem temperature 63
— prekoračenjem kritične brzine porasta blokirnog napona 64
— uvjet prekretanja za prekretanje povišenjem temperature i blokirnog napona 67
— uvjet prekretanja za prekretanje povećanjem kritične brzine porasta blokirnog napona 64
prenaponi oporavljanja 259
prinudni lavinski proboj 58
proboj 56, 58
probojni napon 56, 99
propusna karakteristika
— aproksimacija 127
— dinamička 125, 171
— dinamički otpor 127
— napon praga 127
— statička 125, 181
— temperaturna ovisnost 126
propusni gubici 128
propusni napon i struja 123, 125
propusni smjer 123
proračun naponske opteretivosti 367
proračun strujne opteretivosti
— analitička metoda proračuna 204
— grafo-analitička metoda proračuna 203
— kod malih dinamičkih naprezanja 200 (v. pogl. 15)
— kod velikih dinamičkih naprezanja 214 (v. pogl. 16)

rutinska ispitivanja 178

sendvič 53
stanje blokiranja 58
stanje vođenja 59
stanje zapiranja 56
statičke karakteristike
— *U-I* karakteristika geita 124, 146
— *U-I* karakteristika glavnog strujnog kruga 123
struja držanja 126, 155, 192
struja oporavljanja 160, 193
struja prihvaćanja 155, 192
strujna klasa 125
strujna ograničenja (v. granične struje)
strujna opteretivost 97, 100 (v. granične struje)
strujna preopteretivost
— jednokratna 211
— udarna 135, 184, 249
— višekratna 211
strujno odabiranje 367

tipska ispitivanja 178

udarna strujna preopteretivost 135, 184, 249
*U-I* karakteristika geita 124
*U-I* karakteristika glavnog strujnog kruga 123
uklapanje 60
— gubici 69, 171, 197, 256
— impulsom na geitu 66
— uklapanje prekoračenjem kritične brzine porasta blokirnog napona 64
— uklapanje prekoračenjem napona prekretanja 62
— uvjet vođenja 62
— vrijeme kašnjenja uklapanja 68, 151, 192
— vrijeme okidanja 68, 154, 192
— vrijeme opadanja blokirnog napona 68, 154, 192
— vrijeme širenja vodljivog područja 68, 155, 171
upravljačka elektroda (v. geit)
virtuelna temperatura silicija 85

vođenje (stanje vođenja)
vrijeme kašnjenja uklapanja 68, 151, 192
vrijeme odmaranja 217, 218

vrijeme okidanja 68, 154, 192
vrijeme opadanja blokirnog napona 68, 154, 192
vrijeme opadanja struje oporavljanja 158
vrijeme oporavljanja 75, 161, 194
vrijeme širenja vodljivog područja 68, 155, 171
vrijeme zatezanja isklapanja 158

zapiranje (v. stanje zapiranja)
zaporna karakteristika 139, 182
zaporni gubici 140
— dodatni gubici zbog pozitivne struje geita 141
zaporni napon i struja 123, 139
zaporni smjer 123

**5. Ostali poluvodički ventili, toplinski proračun, serijsko i paralelno spajanje, osigurači, *LRC*-članovi, itd.**

četveroslojna dioda 336
četveroslojna foto-dioda 337

dijak 337
dvosmjerni tiristori 335

električni ventili
— elektrolitski 2
— ionski 1, 4
— mehanički 3, 5
— poluvodički 2, 5
— pregled ventila 3, 335
— vakuumski 1, 4

foto-tiristor 339
fotoupravljivi tetrodni tiristor 343

geitom isklopiv tiristor 340

hlađenje
— prirodno 306
— prirodno zrakom 306
— prisilno 306
— prisilno zrakom 306
— tekućim sredstvom 317
hlađenje prirodnom ventilacijom 311
hlađenje prisilnom ventilacijom 312
— dimenzioniranje sistema prisilne ventilacije 312
— protok zraka kroz ventilacijski kanal 313
— toplinski otpor rashladnog tijela u ventilacijskom kanalu 315
— ventilator 315
hlađenje tekućim sredstvom 317
— dimenzioniranje sistema hlađenja 319
— hlađenje vodom 318
— izbor tekućeg sredstva 320
— protok tekućeg sredstva 319
— zatvoreni sistem hlađenja 318
hlađenje toplinskim cijevima 320

inverzno vodljiv tiristor 76
— direktni smjer 77
— inverzni smjer 77
— komutacijska sposobnost 78
— sendvič 77
— *U-I* karakteristika 77
— vrijeme oporavljanja 78

jednosmjerni tiristori 335
*LRC*-članovi 254
— granična amplituda struje izbijanja kondenzatora kroz tiristor 198
— gubici u otporniku tokom oporavljanja 265
— gubici u otporniku tokom uklapanja 266
— gubici u otporniku zbog skokovite promjene napona na tiristoru 267
— oprečnost zahtjeva na komponente *LRC*-članova 267
— polarizirani 268
— propusno polarizirani 268
— zaporno polarizirani 268

montaža poluvodičkih ventila na rashladno tijelo 322
— manjih ventila 323
— ventila oblika hokejskog paka 326
— ventila s ravnom bazom 325
— ventila s vijčanom bazom 326

osigurači
— energija razvijena u luku (izmjenični krug) 229
— energija razvijena u luku (istosmjerni krug) 231
— $(I^2t)$-pregaranja 239
— $(I^2t)$-taljenja 239
— karakteristika $(I^2t)$-pregaranja 239
— karakteristika $(I^2t)$-taljenja 239
— karakteristika pregaranja 236
— karakteristika taljenja 236
— konstrukcija 222
— napon luka 234
— nastajanje i gorenje luka 223
— nazivna frekvencija 234
— nazivna struja 232
— nazivni gubici 234
— nazivni napon 232
— prekidna moć 234
— prirodna struja kratkog spoja 236
— proces taljenja rastalnice 223
— ovisnost vršne vrijednosti prolazne struje kroz osigurač o prirodnoj struji kratkog spoja 241
— virtuelno vrijeme pregaranja 236
— virtuelno vrijeme taljenja 236
— vrijeme luka 220
— vrijeme pregaranja 220
— vrijeme taljenja 220
osigurači (paralelno spajanje) 224
osigurači (selektivnost) 242
— u paraleli 243
— u seriji 242

paralelno spajanje ventila 281
— izravno paralelno spajanje 284
— mjerenje raspodjele struje 292
— uzroci nastajanja neravnomjernosti raspodjele struje 281
paralelno spajanje ventila (ujednačavanje raspodjele struje)
— spajanjem otpornika 286
— spajanjem prigušnica 287
— spajanjem transformatora 288
pouzdanost
— brzina javljanja kvarova 330
— ispitivanje pouzdanosti 334
— izražavanje pouzdanosti 330
— srednje vrijeme između kvarova 330
— uzroci kvarova poluvodičkih ventila 331
— vremenska ovisnost brzine javljanja kvarova 333
prenaponi oporavljanja
— proračun amplitude prenapona 259
— proračun brzine porasta prenapona 263
prijelazna toplinska impedancija
— za impulsnu struju 92
— za konstantnu struju 90

rashladno tijelo
— izbor 308
— odvod topline 304
— optimalno 308
— stupanj djelovanja 305
— toplinski otpor 305
— toplinski otpor prijelaza ventil — rashladno tijelo 308
*RC*-članovi (v. *LRC*-članovi)

selektivnost osigurača 242
serijsko spajanje ventila 272
— mjerenje raspodjele napona 280
— uzroci nastajanja neravnomjernosti raspodjele napona 272
serijsko spajanje ventila (ujednačavanje raspodjele napona)
— tokom blokiranja 275
— tokom oporavljanja 273
— tokom uklapanja 276
— tokom zapiranja 274
serijsko spajanje ventila s prinudnim lavinskim probojem 278

tetrodni tiristor 342
tiristori (podjela) 335
tiristorska dvosmjerna sklopka 343
tiristorska dvosmjerna nesimetrična sklopka 343
tiristorska jednosmjerna sklopka 343
toplinska analiza sklopova 304
toplinska impedancija ventila (v. prijelazna toplinska impedancija)
toplinska nadomjesna shema ventila
— analogija između toplinskih i električnih veličina 85
— električni model toplinskog kruga 86, 88
toplinska stabilnost ventila 93
toplinske cijevi 320
toplinski otpor
— prijelaza ventil — rashladno tijelo 308
— za impulsnu struju 92
— za konstantnu struju 90
— unutarnji 88
— vanjski 88
»trigger« dijak 338
trijak
— dinamičke karakteristike 84
— konstrukcija 80
— okidanje 81
— oporavljanje 84
— sendvič 80
— *U-I* karakteristika geita 124
— *U-I* karakteristika glavnog strujnog kruga 80, 124

ventil (v. električni ventili)
virtuelna temperatura silicija 85

zaštita ventila *LRC*-članovima 254
— nadomjesni krug 254
— proračun amplitude prenapona oporavljanja 259
— proračun brzine porasta propusne struje 256
— proračun brzine porasta zapornog (blokirnog) napona 263
— smanjivanje gubitaka uklapanja nelinearnim (zasitljivim) prigušnicama 257
zaštita ventila osiguračima 245
— dijagram koordinacije zaštite 246
— koordinacija zaštite ventila osiguračima u milisekundnom području 248
— odabiranje osigurača na temelju vrijednosti ($I^2t$) 247

SLIJEDEĆE TVRTKE POTPOMOGLE SU IZDAVANJE OVE KNJIGE:

## AEG — TELEFUNKEN

**Power Semiconductors Divn, P. O. Box 2160, D-4788 Warstein 2, Belecke, Germany**

Visokonaponski i brzi tiristori od 1 A do 1 500 A (efektivna struja) i do 3 500 V.

Silicijeve diode od 1 A do 1 000 A (efektivna struja) i do 5 000 V, visokonaponske i brze diode.

Jednofazni i trofazni izmjenjivači (uključujući statičke sklopke), punjači akumulatorskih baterija i svi energetski sistemi za napajanje. Visokonaponski izvori za napajanje elektrostatskih filtera.

## ASEA AB

**S-721 83 Västerås, Sweden**

*Proizvodni program ASEA Electronics Division:*

Statički pretvarači: za izmjenične i istosmjerne elektromotorne pogone, za galvanizaciju, za punjenje akumulatorskih baterija itd. Energetske diode i tiristori. Analogna i digitalna oprema za upravljanje. Programski uređaji za upravljanje. Elektronika za pomorstvo. Oprema za numeričko upravljanje. Industrijski roboti. Oprema za mjerenje sile i težine na bazi presduktora. Računarski sistemi za procesno upravljanje. Itd.

*Ostale aktivnosti ASEA-e:*

Postrojenja za proizvodnju, prijenos i distribuciju električne energije. Elektromotorni pogoni. Električne peći. Električne lokomotive i vlakovi. Oprema za manipulaciju robom. Standardni proizvodi. Itd.

## A/S LK-NES

**53 Haraldsgade, DK-2100 Copenhagen, Denmark**

LK-NES proizvodi osigurače punjene pijeskom za ograničavanje struje od 1910. god., a 1957. specijalizirao se na području brzih osigurača za zaštitu dioda i tiristora.

Osim toga, LK-NES je jedan od najvećih proizvođača električne i elektroničke opreme u Skandinaviji.

LK-NES proizvodi više od 3 000 različitih električnih i elektroničkih proizvoda.

## LUCIEN FERRAZ & C$^{ie}$

**28, Rue Saint-Philippe, 69 Lyon 3$^{e}$, France**

Proizvodimo brze osigurače za zaštitu poluvodičkih energetskih ventila. Naš niz osigurača PROTISTOR je vrlo širok:

nazivne struje (A): 2 — 4 — 6 — 8 — 10 — 12 — 16 — 20 — 25 —
— 32 — 40 — 50 — 63 — 80 — 100 — 125 —
— 160 — 200 — 220 — 250 — 280 — 315 — 350 —
— 400 — 450 — 500 — 560 — 600 — 630 — 700 —
— 800 — 900 — 1 000 — 1 100 — 1 250 — 1 400 —
— 1 600 — 2 000 — 3 000 — 4 000 —

nazivni naponi: od 150 V do 20 kV

Naša tehnička služba stoji Vam na raspolaganju za rješavanje Vaših problema, konzultirajte nas!

## RADE KONČAR

**Inženjering industrijske elektronike i mjerne tehnike — INEM, Baštijanova b. b., Zagreb**

Telefoni: centrala 561-022, direktor 560-083, projektni 560-201, prodaja 560-215, nabava 560-483

**Projektiramo, proizvodimo, isporučujemo:**

- postrojenja energetske elektronike u energetici, industriji i transportu, na primjer: postrojenja za besprekidno napajanje istosmjernih i izmjeničnih trošila, postrojenja uzbude sinhronih generatora, postrojenja s reguliranim istosmjernim i izmjeničnim strojevima
- informacijske sisteme u energetici, procesnoj industriji, metalurgiji, transportu i vodoprivredi
- sisteme elektroničke zaštite postrojenja
- ispitna postrojenja za ispitivanje električnih proizvoda.

## SEMIKRON

**International Dr. Fritz Martin, Wiesentalstr. 40, D 8500 Nürnberg 15, Germany**

- SEMIPACK: diodni i tiristorski sklopovi do 200 A
- kompaktni ispravljači u mosnom spoju do 60 A/1 600 V
- visokonaponski ispravljači
- silicijeve diode i tiristori
- brze diode s blagim opadanjem struje oporavljanja do 25 A/1 000 V/0,4 μs
- brzi tiristori do 220 A/1 400 V/8—40 μs
- trijaci.

## WESTINGHOUSE ELECTRIC S. p. A.

**Corso Venezia 51, 20121 Milano, Italy**

Marketing: VELCO S. r. 1, Contrà San Francesco 75, 36100 Vicenza, Italy, (Tel. 0444/36-444)

Izvoz: SECOM S. r. 1, Via P. Redaelli 11, 20146 Milano, Italy, (Tel. 02/42-24-538)

**Proizvodni program:**

- energetski tranzistori
- energetske diode
- brze energetske diode
- energetski tiristori
- brzi energetski tranzistori.

Westinghouse znači kvalitetu i tradiciju u energetskoj elektronici!

Izdavačko poduzeće »Školska knjiga«
Zagreb, Masarykova 28

*Za izdavača*
JOSIP MALIĆ

*Grafički urednik*
MARIJAN GORŠIĆ

*Korektor*
MLADEN VAČEVSKI

Tiskanje završeno u travnju 1978.