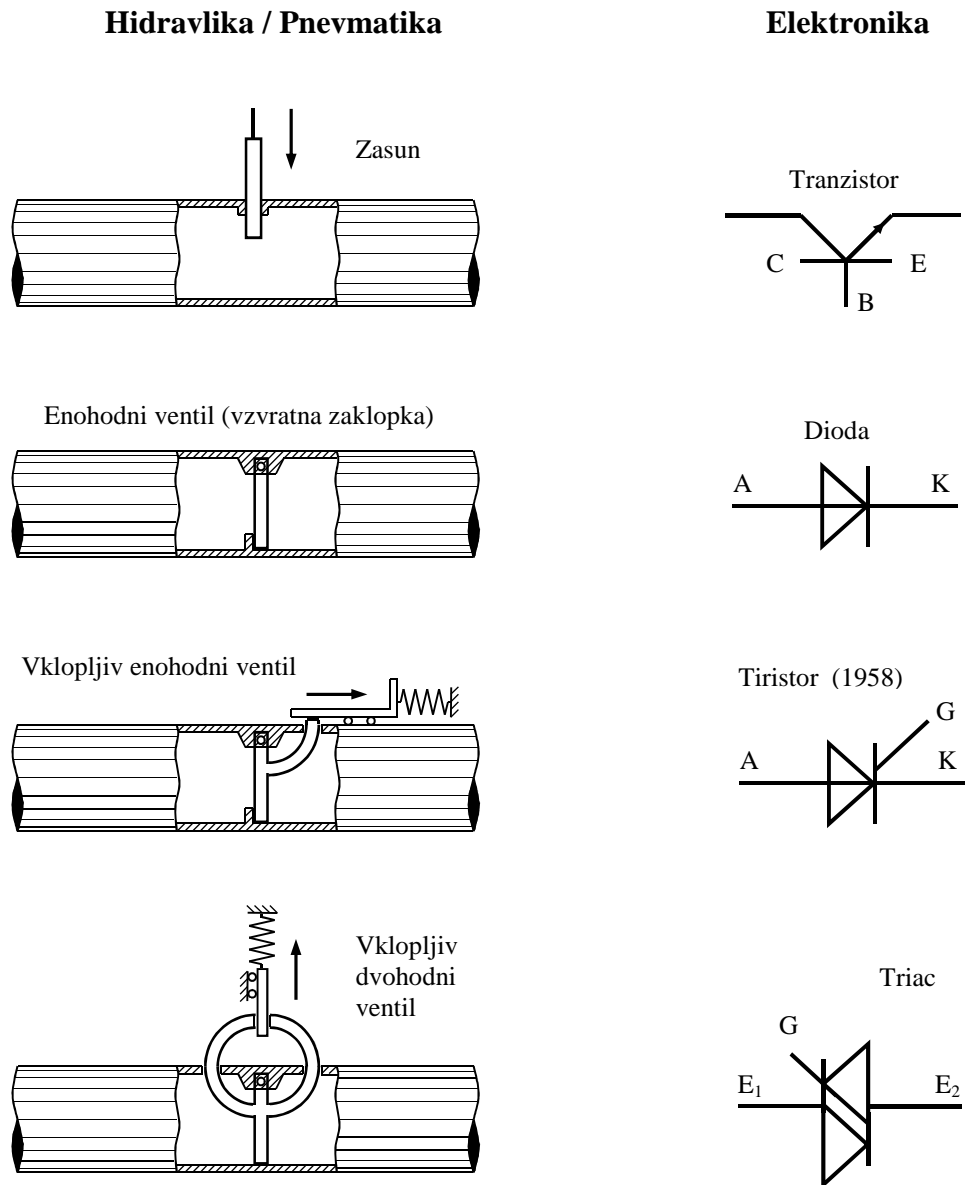


2 MODERNI POLPREVODNIŠKI VENTILI

2.1 Osnovni moderni ventili v mo nostni elektroniki

- Dioda, ki lahko prevaja tok v eno smer.
- Tiristor, ki lahko prevaja tok v eno smer in ga lahko vklopimo preko krmilne elektrode v poljubnem asu.
- Triac, ki lahko prevaja tok v obe smeri in ga lahko vklopimo preko krmilne elektrode v poljubnem asu.
- GTO (GATE TURN OFF), ki lahko prevaja tok v eno smer in ga lahko preko krmilne elektrode vklopimo ali izklopimo v poljubnem asu.
- Transistor (bipolarni, MOSFET, IGBT), ki lahko prevaja tok v eno smer in ga preko krmilne elektrode krmilimo.

Osnovne lastnosti teh polprevodniških ventilov so na sliki 1.10 primerjane z njihovimi hidravličnimi ekvivalenti.



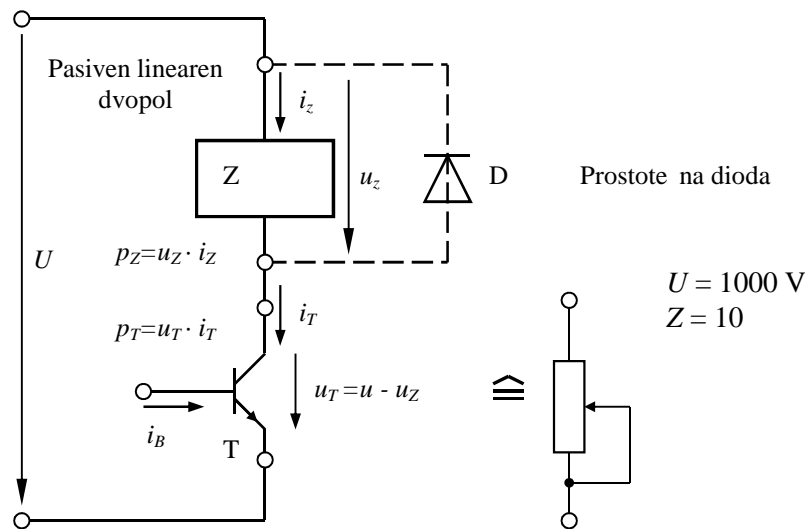
Slika 2.1: Primerjava osnovnih ventilov mo nostne elektronike z njihovimi hidravli nimi ekvivalenti

Da bomo za utili pomembnost parametrov teh osnovnih gradnikov, ki opisujejo njihove sposobnosti, si oglejmo »osnovni problem mo nostne elektronike«, ki je demonstracijsko prikazan v obliki nastavljalnika toka na nekem bremenu Z .

2.2 Osnovni problem mo nostne elektronike

Na sliki 2.2 imamo primer nastavljanja mo i (toka) P_Z na bremenu Z s pomojo bipolarnega tranzistorja T . Breme naj bo ohmsko-induktivnega zna aja. Pri tem imamo dve možnosti in sicer:

- zvezno nastavljanje mo i na bremenu s tem, da dela tranzistor kot krmiljen upor in
- stikalno nastavljanje mo i na bremenu na ta na in, da je tranzistor v nekem asovnem intervalu, tj. v asu neke periode T del te periode popolnoma odprt, preostanek periode pa popolnoma zaprt.



Slika 2.2: Osnovni problem mo nostne elektronike

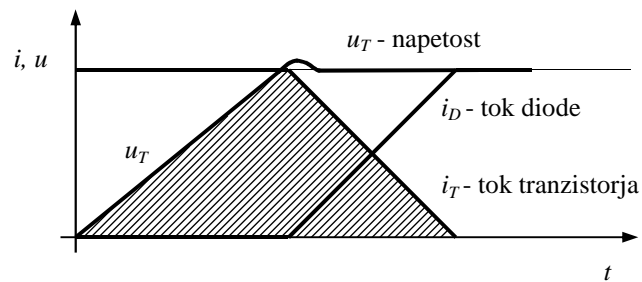
Po prvem principu del energije trošimo na tranzistorju, del pa na bremenu. Na primer pri polovi ni napetosti na bremenu je njegova mo 25 kW, izgubna mo na tranzistorju pa je tudi 25 kW. To je za mo nostno elektroniko popolnoma nesprejemljivo. Zato pride v poštev le druga rešitev.

Predpogoj za uporabnost v praksi je le ta, da je asovna perioda T , v kateri je tranzistor nekaj asa popolnoma odprt, nekaj asa pa popolnoma zaprt dokaj kratka. To pa pomeni, da naj bi se nastavljiva veli ina na bremenu Z , to pa je obi ajno tok i_z , v tem asu zelo malo spremenila. Pri istem ohmskem bremenu bi sicer tok sledil napetosti, to pomeni, da bi se prekinjal. Takšen primer je n.pr. likalnik, pri katerem pa ni zanimiv tok i_z , pa pa temperatura likalne površine. V mo nostni elektroniki pa imamo v splošnem opraviti z ohmsko-induktivnimi bremenimi zlasti še, e upoštevamo dejstvo, da delamo z relativno visokimi frekvencami (ve kHz).

Zato je na sliki proti vzporedno bremenu Z priklju ena prostote na dioda D . Bremenski tok i_z v asu zaprtega tranzistorja te e skozi diodo D .

V takšnem režimu delovanja pa so izgube na tranzistorju le tiste, ki so posledica prevajanja pri popolnoma odprtem stanju in pa nezanemarljive preklopne izgube. O teh odlo ajo dinami ne lastnosti uporabljenih stikalnih elementov, ki pa so še kako pomembne.

Poglejmo si samo potek zapiranja tranzistorja (Sl.2.3), ko naj bi se tok preselil v prostote no diodo. Tranzistor zapira in prevzema nase napetost, pri tem pa prevaja celoten bremenski tok, ki je zaradi induktivnosti bremena prakti no konstanten. Šele ko je napetost na tranzistorju višja od napetosti U se tok pri ne seliti v prostote no diodo.



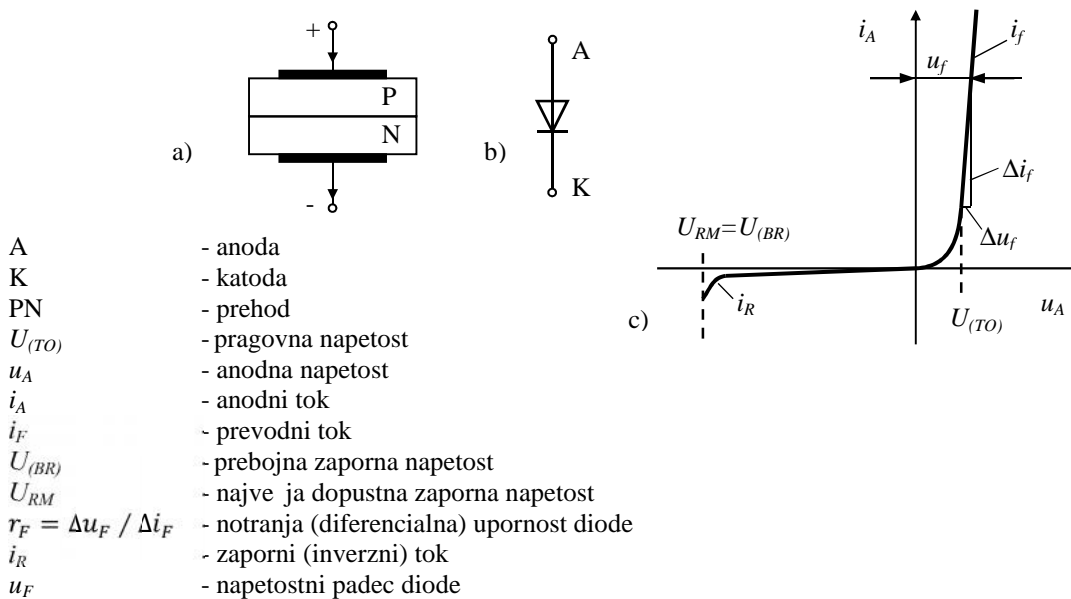
Slika 2.3: V šrafiranem podro ju je tranzistor izpostavljen velikim izgubam.

Ta primer kaže, zakaj je hitrost oziroma sposobnost hitrega preklopa tako pomembna. Na njem bomo lahko ocenjevali stati ne in dinami ne lastnosti polprevodniških ventilov.

2.3 Silicijeve diode

2.3.1 Zgradba in podatki

Slika 2.4 kaže shemati no zgradbo silicijeve diode. Opravka imamo s PN-prehodom.



Slika 2.4: Polprevodniška dioda: (a) shemati na zgradba, (b) simbol in (c) stati na karakteristika

Kot kaže sl. 2.4c, je stati na karakteristika diode sestavljena iz dveh vej: iz **prevodne** pri pozitivni anodni napetosti u_A in **zaporne** pri negativni u_A . V prevodni smeri tok i_F strmo naraš a in je padec napetosti na ventilu u_F relativno majhen. Sestavljen je iz dveh delov: iz konstantne pragovne napetosti in iz dela, ki je enak produktu iz velikosti toka in diferencialne upornosti:

$$u_F = T_{(TO)} + i_F \cdot r_F \quad (2.1)$$

$U_{(TO)}$ - pragovna napetost (pri silicijevih diodah 0,8 do 1,1 V)
 r_F - nadomestna notranja (diferencialna) upornost diode v prevodni smeri

$$r = \frac{\Delta u_F}{\Delta i_F} \quad (2.2)$$

Važna podatka diode sta njena **nazivna zaporna napetost** U_{RM} , tj. trajna dopustna temenska vrednost zaporne napetosti sinusne oblike, ter **nazivni tok** I_N , ki je

aritmeti na srednja vrednost trajno dopustnega prevodnega toka. Velikost tega toka ni odvisna samo od diode, temve tudi od pogojev hlajenja diode.

Za prakso bolj pomembna od prej navedenih nazivnih parametrov diode sta podatka o **dopustnih mejnih vrednostih** za napetost in tok. Z I_{FAVM} označimo ujemno dopustno trajno mejno vrednost toka, ki je aritmeti na srednja vrednost trajnega toka sinusnih polvalov. Z U_{RRM} pa označimo ujemno periodo no dovoljeno temensko vrednost sinusne napetosti v zaporni smeri. Zaradi možnih prenapetosti, ki se pojavljajo v elektri nih tokokrogih med obratovanjem, izberemo diode tako, da je temenska vrednost sinusne zaporne napetosti za faktor 1,5 do 2-krat manjša od U_{RRM} . Če povečamo ujemno velikost napetosti v zaporni smeri, tedaj teče skozi diodo le zelo majhen **zaporni** (inverzni) **tok** i_R velikostnega razreda mA, vse dokler zaporna napetost ne prekorači dopustne maksimalne vrednosti $U_{(BR)}$ (glej sl.2.4c). Od tedaj dalje se za nezaporni tok naglo povečuje in z njim izgubna moč $P_R = U_{(BR)} \cdot i_R$. Zaradi pregretja se rezina termi no uniči: dioda »prebije« v zaporni smeri.

Karakteristike silicijevih diod so odvisne tudi od temperature zaporne plasti, tj. od temperature silicijeve rezine. Le-ta sme znašati največ $T_{MAX} = 50$ do 200 °C. Silicijeve diode gradijo za toke I_{FAVM} do približno 4 kA in za zaporne napetosti nekaj kV.

2.3.2 Dinamične lastnosti

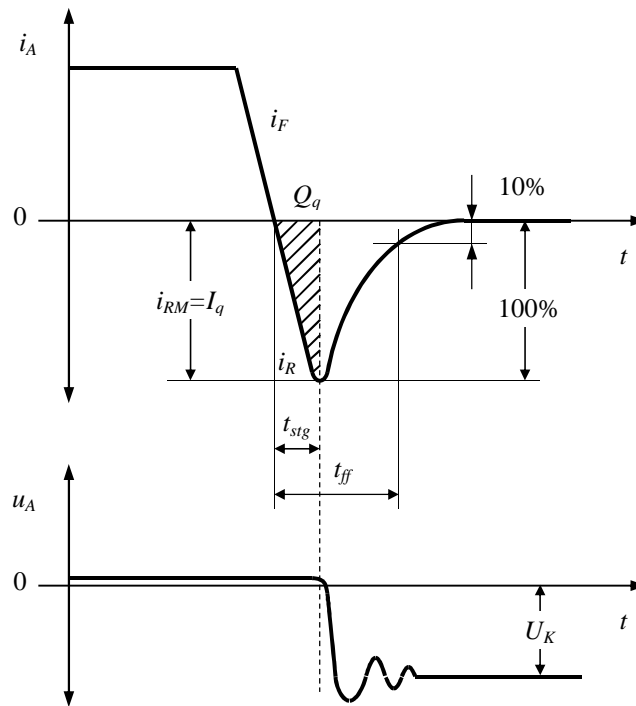
Diode prehajajo iz zapornega v prevodno stanje in narobe z določeno zakasnitvijo. Pri zelo hitrem porastu prevodnega toka i_F se le-ta še ne more enakomerno porazdeliti na celotno tabletko in zato nastopajo krajevna pregretja, ki lahko uničijo kristal. Zato podajajo proizvajalci za svoje diode največje dopustne strmine naraščanja toka $(di/dt)_{krit}$. Njihove vrednosti znašajo od 50 do 300 A/μs.

Ko dioda preneha prevajati (npr. zato, ker postane zunanja gonilna napetost u_A negativna), tedaj tok i_F ne preneha teči pri prehodu skozi vrednost nič, temveč teče za kratek čas v nasprotni smeri dalje (glej t_{stg} na sl. 2.5). Ta čas je potreben, da se zaporna plast kristala sprosti nosilcev naboja in se le-ti rekombinirajo. Ko je ta inverzni tok i_R dosegel svojo največjo vrednost $I_{RM} = I_q$, se začenja z veliko strmino di_R/dt zmanjševati proti vrednosti nič (reverzni tok se prekine) in dioda prevzame nase zaporno napetost u_R . Ta tokovna sprememba pa lahko povzroči na obstoječi induktivnosti tokokroga zelo velike inducirane napetosti:

$$u_i = -L \frac{di}{dt} \quad (2.3)$$

ki lahko napetostno ogrozijo elemente v elektri nem tokokrogu, predvsem seveda tudi diodo. Na sl. 2.5 šrafirano označena tokovno-časovna ploskev Q_q se imenuje **naboj sprostitve** in je merilo za velikost tako imenovanega **efekta koncentracije nabojev**. Q_q ni konstanta, temveč postaja večji, če narašča temperatura kristala, amplituda toka i_A in velikost tokovne strmine $-di_A/dt$ pri prehodu toka i_F skozi vrednost nič.

Q_q in reverzni tok I_q sta merilo za hitrost diode, ki je zelo pomemben parameter. Za omrežne aplikacije so primerne navadne (po asne) diode, za visoke frekvence pa morajo biti diode hitre. Q_q in I_q naj bosta im manjša, saj reverzni tok predstavlja pri dolo enih vezjih direkten kratek stik. (Na primer prostote na dioda pri pretvorniku navzdol).



Slika 2.5: Izklop diode

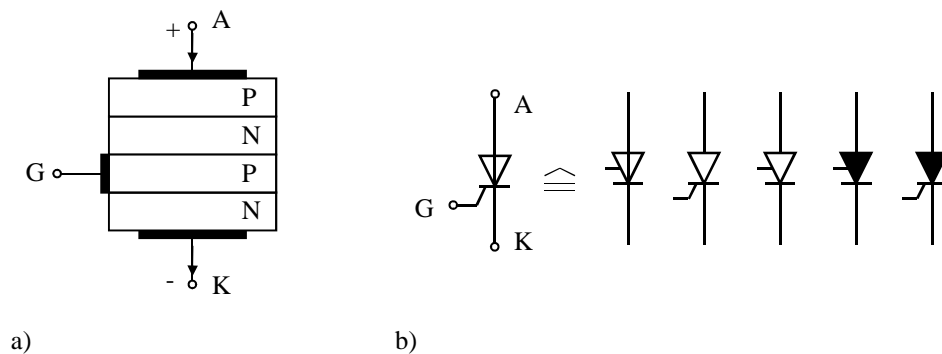
V energetske elektroniki so pri višjih frekvencah zaželene hitre diode. Zanje je pa zna ilno, da imajo pri višjih zapornih napetostih ve je padce napetosti v prevodni smeri in s tem ve je izgube. Pri hitrih diodah gre torej za kompromis med zaporno napetostjo, padcem napetosti v prevodni smeri in hitrostjo.

Za višje napetosti se lahko poslužimo serijske vezave hitrih diod, ki so grajene za nižje napetosti.

2.4 Tiristorji

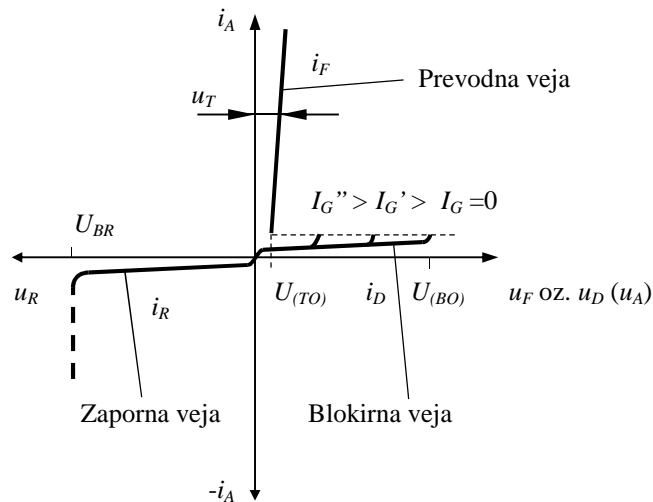
2.4.1 Zgradba in podatki

Tiristor je polprevodniški ventil, ki ga sestavljajo štiri plasti PNPN (sl. 2.6). Ime je sestavljeno iz besed **Thy**ratron in **Transistor**. Njegova statična karakteristika je sestavljena iz treh vej: iz negativne zaporne karakteristike, iz pozitivne zaporne (blokirne) karakteristike in iz prevodne karakteristike (sl. 2.7). Negativna zaporna karakteristika ustreza diodni (glej sl. 2.4.c).



Slika 2.6: Štiriplastna trioda-tiristor: fizikalna zgradba (a), simbol (b)

$U_{(BO)}$	- prevesna napetost
$U_{(TO)}$	- pragovna napetost (pribl. 1,2 - 2V)
i_F	- prevodni tok
A	- anoda
i_R	- zaporni (inverzni) tok
u_T	- napetostni padec v prevodni smeri
G	- krmilna (prožilna) elektroda (angl. Gate)
u_D	- blokirna napetost
u_R	- zaporna (inverzna) napetost
K	- katoda
u_F	- napetost v prevodni smeri
$U_{(BR)}$	- inverzna prebojna napetost
I_G	- pozitivni krmilni tok



Slika 2.7: Stati na karakteristika tiristorja

Znotraj dopustnih zapornih napetosti te e le zelo majhen zaporni (inverzni) tok i_R velikostnega razreda mA, katerega vrednost pa naraš a, e naraste temperatura kristala. Dokler skozi krmilno elektrodo G (angl. Gate) ne te e tok proti katodi ($i_G = 0$), zapira tiristor tudi v prevodni smeri: pravimo, da blokira. e je napetost $u_D < U_{(BO)}$, tedaj te e le zelo majhen pozitivni blokirni tok i_D velikostnega razreda nekaj mA. Ko pa prekora i napetost vrednost prevesne napetosti ($u_D > U_{(BO)}$), preide tiristor sam od sebe v stanje prevajanja in tok hipoma preskoči na prevodno karakteristiko, ki je podobna oni pri diodi. Napetostni padec u_T na prevajajočem tiristorju:

$$u_T = U_{(T0)} + i_F \cdot r_T \quad (2.4)$$

je le malenkost ve ji kot pri silicijevih diodah (1,2 do 2 V).

Tiristor pa lahko preide iz blokirnega v prevodno stanje tudi pri nižjih napetostih $u_D < U_{(BO)}$, e spustimo preko krmilne elektrode G na katodo nek pozitivni prožilni tok I_G . im ve ji je ta tok, tem prej, tj. pri nižjih napetostih u_D , preide tiristor v stanje prevajanja. Ko pa tiristor enkrat prevaja, izgubi krmilna elektroda svojo krmilno sposobnost in z njo, žal, tiristorja ne moremo »izklopiti«, tj. spraviti v stanje blokiranja. V tem pogledu se tiristor obnaša enako kot tiratron ali krmiljivi živosrebrov ventil. Edina možnost, da neha prevajajo i tiristor prevajati je, da se z **zunanji**mi ukrepi zmanjša prevodni tok i_F pod neko minimalno vrednost, ki jo imenujemo **držalni tok I_H** . Le-ta znaša le nekaj mA ali nekaj deset mA odvisno od velikosti in vrste tiristorja.

Važna tiristorska podatka sta njegova najve ja periodi na zaporna (inverzna) koni na napetost U_{RRM} in njegov nazivni tok I_N , ki podaja aritmeti no srednjo vrednost trajno dopustnega prevodnega toka. Najve ji trajno dopustni prevodni tok pri obremenitvi s sinusnimi polvali ozna ujemo z I_{TAVM} in se imenuje trajni mejni tok. Z mejnim tokom I_{TRM} oz. I_{TSM} ozna ujemo tisto vrednost toka (ponavljajo ega oz. neponavljajo ega), pri kateri mora zaš ita prekiniti tokokrog, predno se tiristor poškoduje.

Za vsak tiristor obstajajo podatki proizvajalca o dopustnih mejnih vrednostih za tok in napetost, ter priporočila za varnostne (redukcijske) faktorje pri različnih uporabah.

Tiristor uporabljamo kot krmilni element ter ga krmilimo (vklapljamemo) prek krmilne elektrode G. V praksi tiristorjev ne vklapljamemo tako, da povečujemo ujemno blokirno napetost preko njene prevesne vrednosti $U_{(BO)}$, čeprav tak prehod iz blokirnega v prevodno stanje za tiristor ni nevaren. Nasprotno pa povečujemo zaporne napetosti preko njene prebojne vrednosti $U_{(BR)}$ takoj uniči tiristor: zaporni tok i_R skokovito naraste in z njim izgubna moč $p_R = i_R \cdot U_{(BR)}$, ter zato tudi temperatura kristala.

2.4.2 Dinamične lastnosti

O dinamičnih lastnostih tiristorjev, tj. o obnašanju tiristorja ob njegovem vkapljanju in izklapljanju, govorijo njegove dinamične karakteristike in podatki. Ti poglobljeni podatki so: maksimalna dopustna vrednost **porasta prevodnega toka** $(di_T/dt)_{krit}$ znaša med 20 in 300 A/ μ s) in za **porast blokirne napetosti** $(du_D/dt)_{krit}$ (znaša med 100 in 600 μ s) ter vrednost **časa sprostitve** t_q (znaša med 5 in 300 μ s).

Velika hitrost porasta prevodnega toka di_T/dt lahko termično ogrozi kristal tako, kot smo to pojasnili že pri diodah. Prevelike strmine naraščanja prevodnega toka preprečujemo tako, da vstavljamo v tokokrog ventila dodatne induktivnosti.

Velika hitrost porasta blokirne napetosti du_D/dt povzroči velik kapacitivni tok v srednji zaporni plasti tiristorja. Ta tok deluje kot krmilni tok in lahko nezaželeno sproži tiristor. Da zmanjšamo to nevarnost, si pomagamo z dušilnimi kondenzatorji.

Slika 2.8. kaže dogajanja ob vklopu tiristorja. **čas zakasnitve proženja** t_{gd} pri posameznem tiristorju ni konstanten. Moč je odvisen od amplitude in od strmine dela prožilnega tokovnega impulza pa tudi od temperature kristala in od velikosti blokirne napetosti u_A . Čas t_{gd} je tem manjši, čim večja je amplituda in strmina prožilnega impulza, čim večja je blokirna napetost in čim manjša je temperatura kristala. Ponavadi se giblje med vrednostima 1 do 2 μ s.

moč upadanja blokirne napetosti p_g je predvsem odvisen od parametrov tokokroga, zlasti od njegove impedanace, ki določa hitrost naraščanja prevodnega toka i_A .

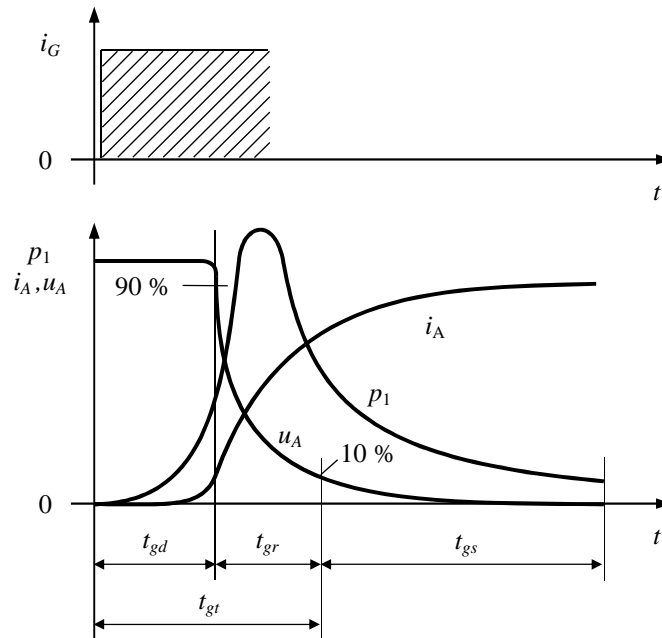
Med potekom vkapljanja se sprošča v tiristorju izgubna moč:

$$p_T = i_A \cdot u_A \quad (2.5)$$

ki lahko znaša tudi več kW. Izgubna energija pri vkapljanju je:

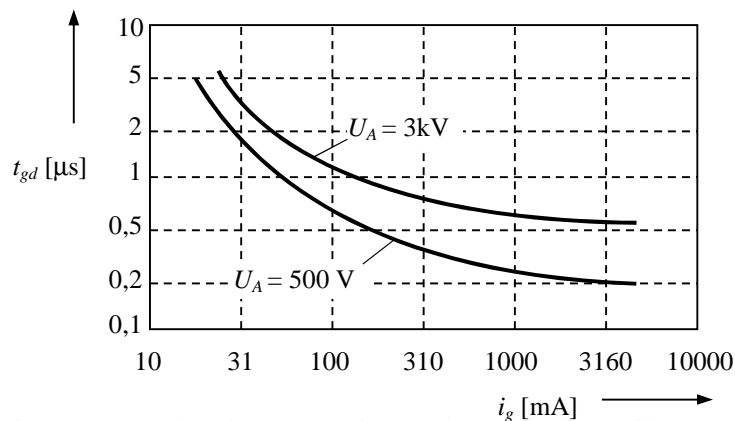
$$W_t = \int p_T dt \quad (2.6)$$

in se spremeni v toploto v tabletki. Kljub temu, da deluje izgubna mo le kratek as (približno t_{gt}) in je zato vrednost integrala iz en. 2.3 relativno majhna, se lahko tabletko (kristal) zaradi svoje zelo majhne mase v dolo enih primerih zelo segreje.



Slika 2.8: Vklon tiristorja

Slika 2.9 kaže odvisnost t_{gd} od amplitude toka I_G ter od velikosti anodne napetosti U_A za nek tiristor.

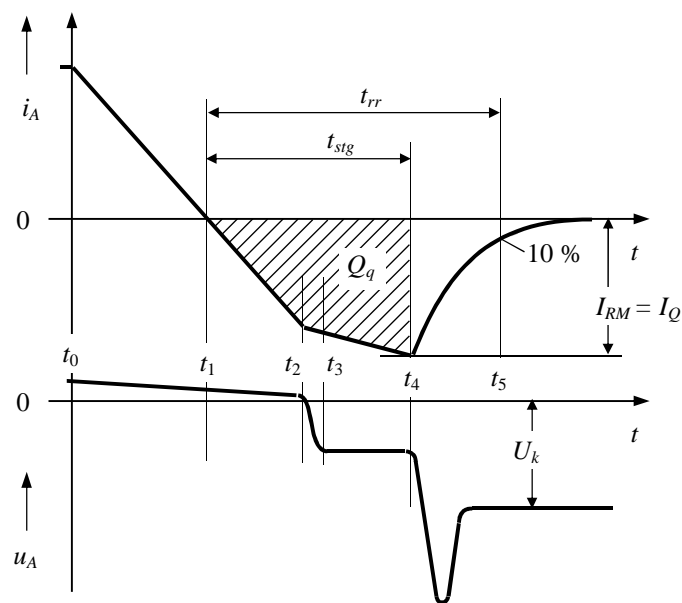


Slika 2.9: Odvisnost asa zakasnitve proženja t_{gd} od amplitude prožilnega tokovnega impulza I_G ter od velikosti anodne napetosti U_A za tiristor TF95F-AEG

as širjenja prevodne cone t_{gs} označuje as, ki je potreben, da se prevajanje toka razširi na celoten presek kristala. Velikost tega asa je odvisna predvsem od izvedbe kristala in znaša tudi do 100 μ s. Opozorjamo, da mora prožilni (krmilni) tokovni impulz $i_G(t)$ trajati najmanj do izteka asa t_{gs} . Ta as je krajši pri tiristorjih, ki imajo strukturo krmilnega priklju ka izvedeno na poseben, "razvejan" na in.

Iz povedanega izhaja, da lahko zagotovimo hiter in zanesljiv vklop tiristorja, združen z majhnimi toplotnimi izgubami, e primerno oblikujemo prožilni impulz $i_G(t)$. Imeti mora veliko strmino ela di_G/dt , dovolj veliko amplitudo i_G in mora trajati dovolj dolgo.

Razmere pri izklopu tiristorja, tj. pri prenehanju prevajanja, kaže sl. 2.10a. Kot pri diodi, te e tudi pri tiristorju prevodni tok, ko doseže vrednost ni , še kratek as v nasprotni (inverzni) smeri. V asu t_2 za enja zaporna plast ob katodi prevzemati zaporno napetost. V asu t_4 se koncentracija nosilcev naboja na zaporni plasti na anodni strani že toliko zniža, da za ne tudi ta plast prevzemati nase zaporno napetost in preide tiristorski tok z veliko strmino na vrednost ni . S t_{rr} ozna ujemo asovni interval od trenutka prehoda toka skozi vrednost ni pa do trenutka, ko tok ponovno upade na 10% svoje negativne temenske vrednosti I_q . Šrafirana tokovno- asovna ploš ina na sl. 2.10a ozna uje **naboj sprostitve** Q_q . Enako kot pri diodah se njegova vrednost pove uje s temperaturo kristala, z velikostjo toka i_A in s strmino $-di_A/dt$. Zaradi velike strmine toka v asu t_4 lahko nastopijo na prisotnih induktivnostih tokokroga velike inducirane napetosti, ki ogrožajo elemente tokokroga, torej tudi tiristor. Te prenapetosti omejimo z R-C leni, ki jih dimenzioniramo po navodilih proizvajalca tiristorjev.



Slika 2.10: Izklop tiristorja

Na tiristorju, ki je pravkar nehal prevajati, se nahaja negativna (zaporna) napetost $U_A = U_K$. e bi tiristorju sedaj takoj spet ponovno pripeljali pozitivno napetost, tj. ga polarizirali v prevodni smeri ($u_A > 0$), bi tiristor še ne mogel blokirati te napetosti. To pomeni, da bi za el sam od sebe, brez krmilnega tokovnega impulza i_G , podobno kot dioda, ponovno prevajati tok i_T . Razlog je ta, ker se neposredno po prenehanju

prevajanja toka v zapornih plasteh kristala, zlasti v srednji, nahaja še veliko nosilcev naboja. Zato moramo tiristorju vedno omogoiti, da ti nosilci naboja z rekombinacijo najprej izginejo in šele nato lahko tiristor obremenimo v blokirni smeri s pozitivno anodno napetostjo. Čas, ki je za to potreben, se imenuje **sprostitveni čas** t_q (« as okrevanja»). Zato moramo z **zunanjimi** ukrepi vedno poskrbeti, da se na pravkar izklopljenem tiristorju nekaj časa (t_c) še nahaja negativna napetost, predno ga obremenimo s pozitivno napetostjo. Ta **varnostni čas** t_c mora biti večji od sprostitvenega časa t_q . Iz varnostnih razlogov izberemo:

$$t_c = 1,3 \text{ do } 1,5 \cdot t_q \quad (2.7)$$

To kaže tudi sl. 2.10b, ki je v primerjavi s sl. 2.10a narisana v povečanem časovnem merilu. Ponovno pa moramo opozoriti na nevarnost, da je strmina naraščanja blokirne napetosti du_D/dt večja od dopustne $(du_D/dt)_{krit}$ iz podatkovnega kataloga tiristorja: tiristor za ne tedaj samodejno (tj. kljub $i_G = 0$ in $u_D < U_{(BO)}$) prevajati. To kaže tudi sl. 2.11 s dvema krivuljama. Če naraščajoča blokirna napetost s preveliko strmino, za ne tiristor ponovno prevajati tok i_T . Na sliki je označen tudi minimalni varnostni čas $t_{Cmin} = t_q$, ki traja od prehoda prevodnega toka skozi vrednost nič pa do tedaj, ko se sme na pravkar izklopljenem tiristorju ponovno pojaviti pozitivna anodna napetost. Če bi se ta napetost pojavila prej, bi začel tiristor spontano ponovno prevajati.

Velikost sprostitvenega časa tiristorja t_q je odvisna predvsem od izvedbe (vrste) tiristorja. Razlikujemo:

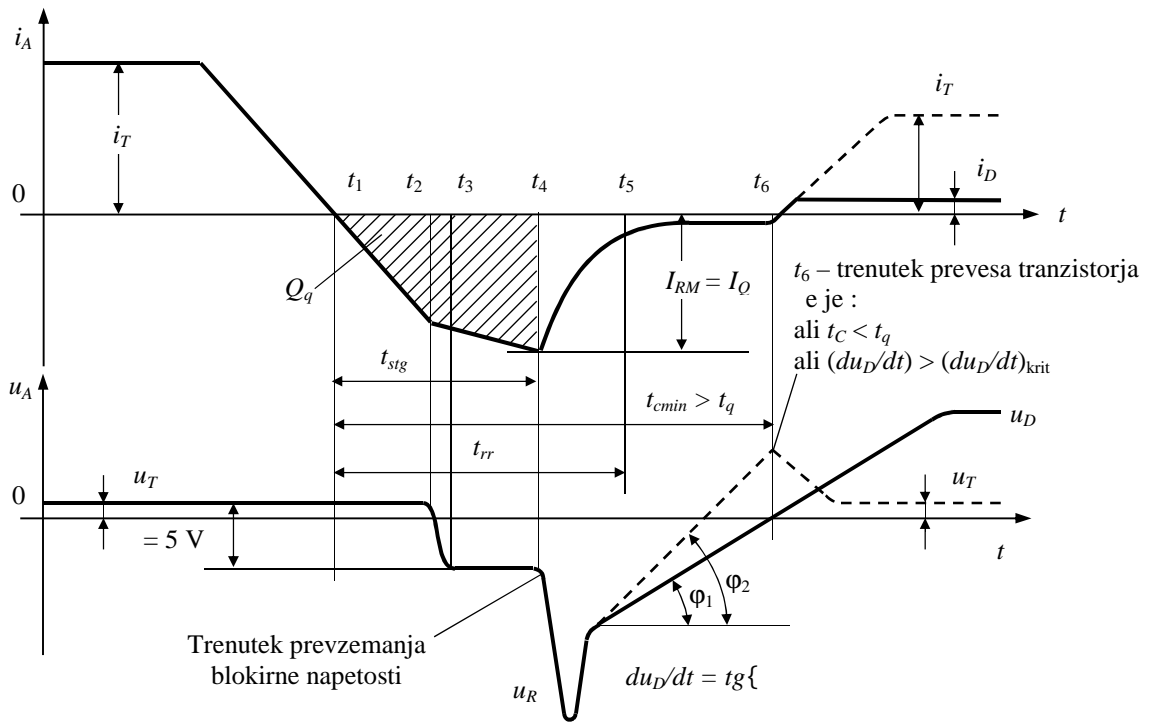
- navadne ali omrežne tiristorje (t.i. N - tiristorje), ki imajo $t_q = 60$ do $300 \mu\text{s}$ in
- hitre ali invertorske tiristorje (t.i. F - tiristorje), ki imajo $t_q = 5$ do $60 \mu\text{s}$.

Hitre tiristorje potrebujemo v pretvornikih, v katerih obratujejo tiristorji periodično z zelo velikimi preklopnimi frekvencami (n.pr. v pulznih pretvornikih). Hitri tiristorji so dražji od navadnih, razen tega pa imajo manjše mejne vrednosti za tok in za napetost ter večji padec v prevodni smeri u_T (sl. 2.12). Mejne vrednosti za N-tiristorje so približno 2 kA in 2,5 do 5 kV, za F-tiristorje pa v odvisnosti od njihove »hitrosti«, tj. od časa t_q , približno 500 A in 1,2 do 2 kV.

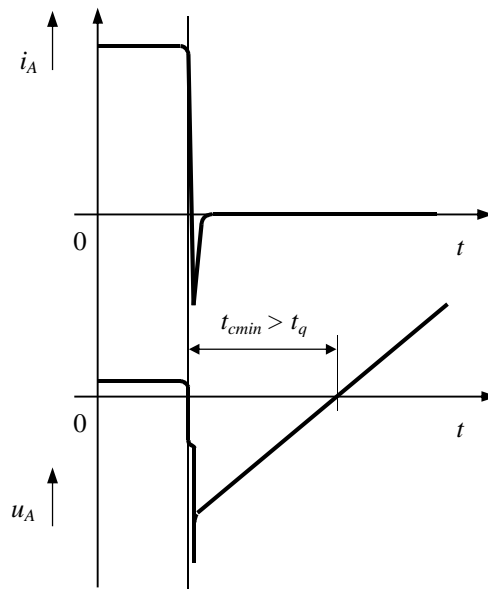
Sprostitveni čas t_q tiristorja ni konstanta, temveč se spreminja v odvisnosti od več parametrov. Čas t_q se povečuje, če je:

- amplituda toka i_F pred izklopljanjem velika;
- strmina upadanja toka $-di_F/dt$ velika;
- velikost zaporne napetosti u_R majhna;
- temperatura kristala velika.

Zlasti opozarjamo na točko 3: če je zaporna napetost u_R v intervalu izklopljanja zelo majhna (kar se npr. dogaja pri tiristorjih, ki so opremljeni s protiparalelno diodo, ki omogoča le u_R približno 1,5 V) naraste t_q približno za faktor 2 do 2,5-krat!



Slika 2.11: Izklop tiristorja: minimalni potreben varnostni as t_{cmin} in spontan prehod v ponovno prevajanje, e je porast blokirne napetosti $du_D/dt > (du_D/dt)_{krit}$ (rtkani krivulji); (slika ni narisana v merilu)

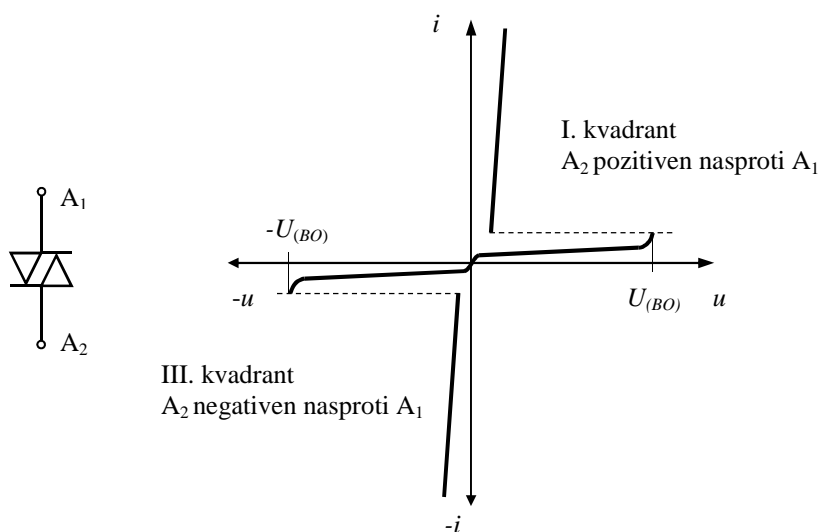


Slika 2.12: as sprostitve tiristorja

2.4.3 Posebne vrste tiristorjev

Diac

To je »dvosmerna tiristorska dioda«. Ime je sestavljenka iz **Diode AC-Current Switch**. Sl. 2.13 kaže grafi ni simbol ter stati no karakteristiko. Diac blokira v obeh smereh, lahko pa tudi prevaja tok v obeh smerh, e pride zaradi naraš anja napetosti do prevesa $u > U_{(BO)}$. Diac izdelujejo le za manjše toke. Uporabljamo ga v pomožnih (krmilnih) vezjih za proženje tiristorjev ali kot pragovno stikalo.



Slika 2.13: Diac: (a) simbol in (b) stati na karakteristika

Triac

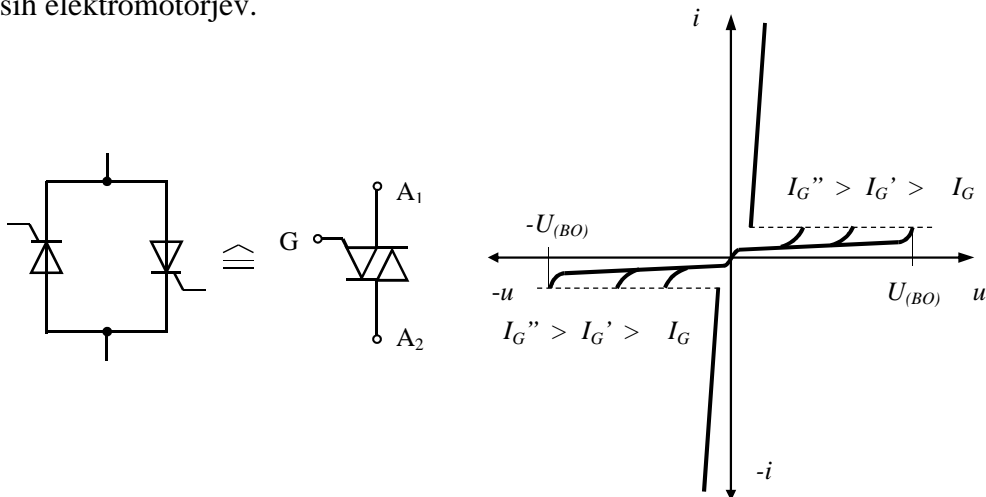
Triac je dvosmerni tiristor. Ime je sestavljenka iz **Triode AC-current Switch**. Sl. 2.14 kaže njegov grafi ni simbol in stati no karakteristiko. Triac je ekvivalent dvema navadnima tiristorjema v protiparalelni vezavi, le da ima eno samo krmilno (prožilno) elektrodo G. Triac lahko blokira v obeh smereh in lahko tudi prevaja v obeh smereh. Sprožimo ga lahko bodisi s pozitivnim ali z negativnim tokovnim impulzom $\pm i_G$. Enako kot pri tiristorju tudi pri triacu krmilna elektroda ne more izklopiti prevajanja. Prednosti triaca v primerjavi s protiparalelno vezavo dveh tiristorjev so:

- ne potrebujemo dveh lo enih prožilnih impulzov,
- polariteta prožilnega toka je lahko poljubna in
- ne potrebujemo dveh med seboj elektri no izoliranih hladilnih teles.

Slabosti triacov v primerjavi s tiristorji pa so:

- imajo večje sprostitvene čase t_q
- obstaja večja odvisnost t_q od temperature
- kritične strmine so manjše: $(du_D/dt)_{krit}$ je približno $5 \text{ V}/\mu\text{s}$, $(di_A/dt)_{krit}$ pa približno $5 \text{ A}/\mu\text{s}$.

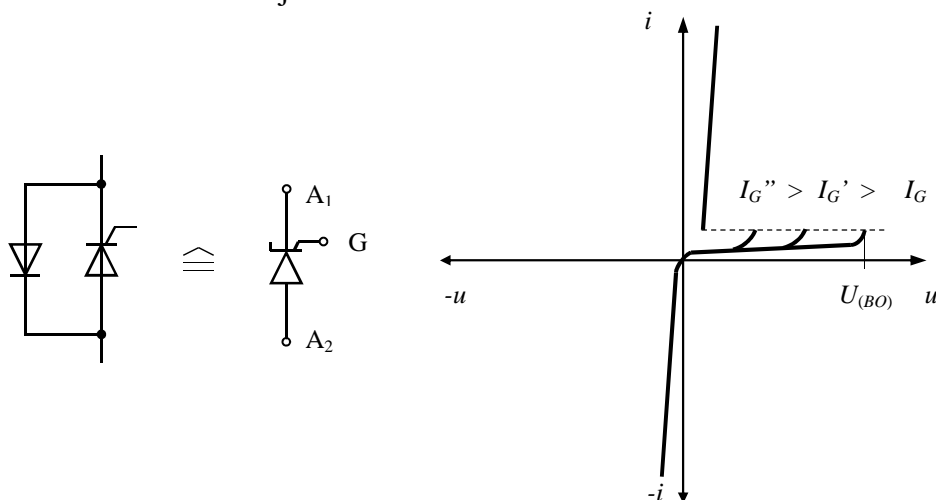
Uporabljamo jih samo v omrežjih 50/60 Hz, pretežno za krmiljenje razsvetljave, pe in manjših elektromotorjev.



Slika 2.14: Triac; a) grafični simbol, b) statična karakteristika

Inverzno vodljiv tiristor

Angleška oznaka je "reverse conducting triode thyristor". Sl. 2.15 kaže grafični simbol in statično karakteristiko, poleg tega pa tudi ekvivalentno vezje, ki pove, da gre za protiparalelno vezavo tiristorja in diode.

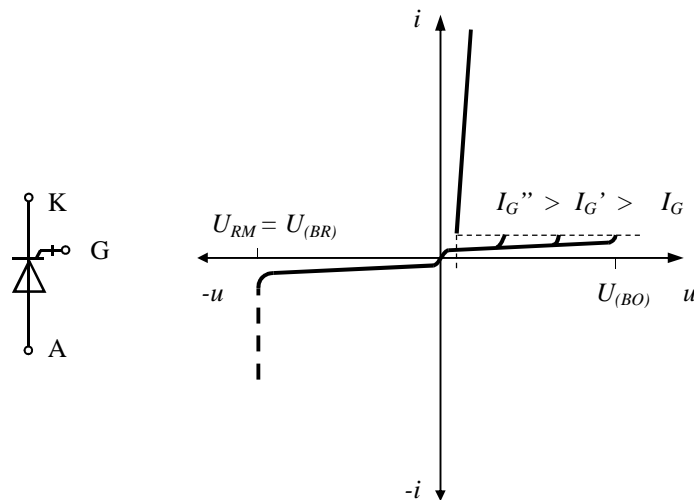


Slika 2.15: Inverzno vodljiv tiristor; a) grafični simbol, b) statična karakteristika

Naloga diode v tem vezju je, da prevzame prevajanje toka v inverzni smeri (deluje lahko kot ni elna dioda ali dioda za prosti tek). Takšno kombinacijo tiristorja in diode potrebujemo pri mnogih pretvornikih . Zlasti mora biti dioda ekstremno hitra in s tiristorjem povezana z elektri nimi vodniki brez ve jih stresanih induktivnosti. Te zahteve zelo dobro izpolnjuje inverzno vodljiv tiristor. S posebnimi konstrukcijskimi ukrepi lahko proizvajalci zelo zmanjšajo ali u_T ali t_q .

GTO tiristor

GTO je izklopljiv tiristor (angl. **Gate Turn Off Thyristor**). Sl. 2.16 kaže njegov grafi ni simbol in stati no karakteristiko. GTO ima vse osnovne lastnosti navadnega tiristorja. Razlika je le, da ga lahko preko krmilne elektrode G ne samo vklopimo, ampak tudi izklopimo! Za vklop potrebujemo pozitivni tokovni impulz i_G , za izklop pa negativni $-i_G$. Gradijo jih za napetosti do nekaj sto voltov in za toke do nekaj deset amperov. Njihov sprostitveni as t_q je zelo majhen od 3 do 10 μ s, torej še manjši od ve ine F-tiristorjev. Uporabljamo jih v pretvornikih za manjše mo i, ki obratujejo z velikimi preklopnimi frekvencami. V primerjavi s tiristorjem ima naslednje prednosti in slabosti:



Slika 2.16: GTO tiristor; a) grafi ni simbol, b) stati na karakteristika

Prednosti:

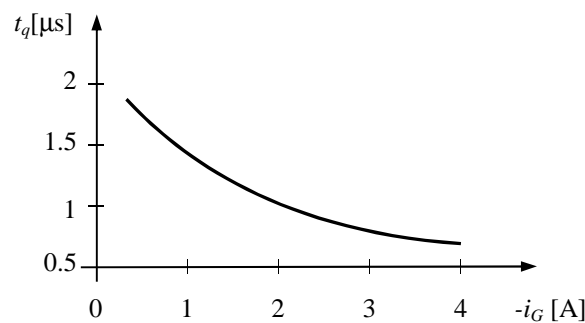
- ventil lahko enostavno izklopimo brez kompliciranih in dragih komutacijskih vezij, ki so sicer potrebna pri navadnih tiristorjih,
- omogo a visoke obratovalne frekvence v primerjavi s tiristorjem,
- izdatki za filtre in za gladilne naprave so zato lahko manjši.

Slabosti:

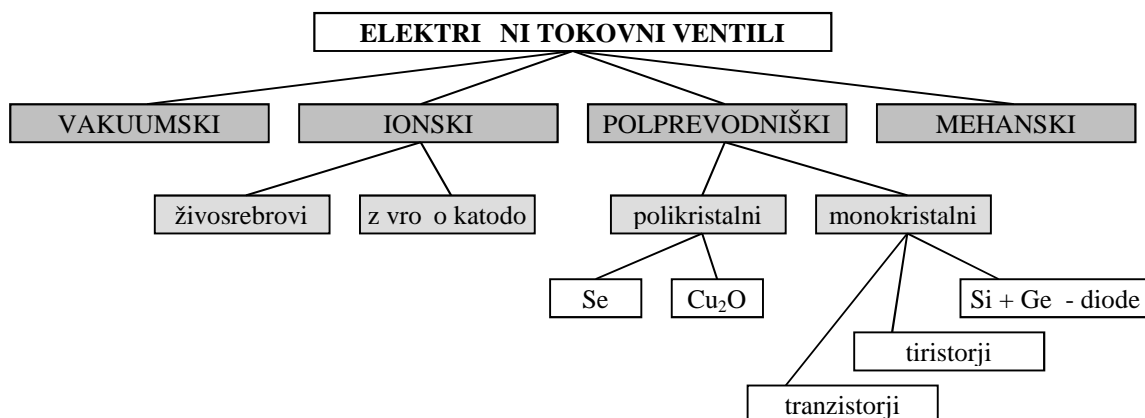
- krmilna (prožilna) naprava je komplicirana in draga, saj mora dobavljati velik krmilni tok $-i_G$, ki znaša približno 20% I_T ,
- preklaplja lahko manjše mo i kot navadni tiristor,
- dodatna potrebna oprema (R, C, diode) je zahtevnejša in
- grajeni so za relativno manjše toke in napetosti kot navadni tiristorji

GATT tiristor

Ime je kratica angleških besed **Gate Assisted Turn-off Thyristor**. Gre za tiristor, pri katerem so s posebnim oblikovanjem krmilne elektrode v kristalu in z dovajanjem negativnega krmilnega toka $-i_G$ uspeli zelo zmanjšati vrednost sprostitvenega asa t_q . Govorimo tudi o t.i. **amplifying gate**. Diagram na sl. 2.17 kaže odvisnost t_q od velikosti negativnega krmilnega toka $-i_g$.



Slika 2.17: Odvisnost asa sprostitve t_q od negativnega krmilnega toka $-i_q$ pri GATT



Slika 2.18: Vrste ventilov

2.5 Mo nostni tranzistor

2.5.1 Uvod

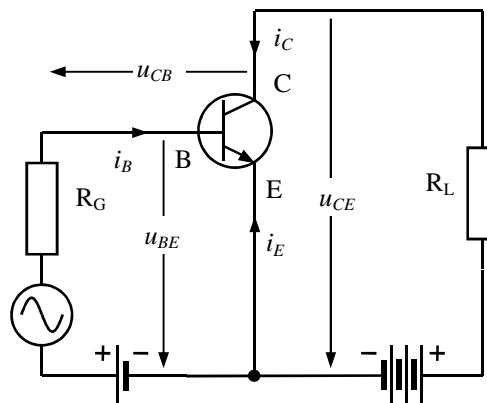
Tranzistor je v razvoju elektronike **dvakrat** dobil izredno pomembno mesto. Ob svojem rojstvu je prevzel prakti no vse funkcije vakuumske elektronke v signalni tehniki. Vakuumska elektronka se je obdržala le še pri visokih napetostih, visokih frekvencah in velikih mo eh (razli ni oddajniki). Ob njegovem nastanku nih e ni predvidel razvoja, ki ga je pogožil (IC itd.). Od za etka pa se je tudi “silil” v energetiko, koder je bil zelo uporaben kot izklopljiv stikalni element, vsaj v podro ju majhnih mo i (do 100 W) in nizkih napetosti (do 100 V) (vklapljanje relejev itd.). Za srednje in ve je mo i je bil preskromen. Na tem podro ju je leta 1958 odprl vrata prvi polprevodniški mo nostni krmiljivi element tiristor, ki je omogo il nesluten razvoj polprevodniških pretvornikov. Vendar pa protagonisti tranzistorja niso mirovali. Dejstvo, da je tranzistor hitrejši od tiristorja, je opravi evalo vlaganja proizvajalcev v njegov razvoj in tranzistor se je tako reko drugi rodil v obliki izredno uspešnega stikalnega mo nostnega ventila, ki ima danes dominantno vlogo v podro ju srednjih mo i. Bipolarni tranzistorji, ki zmorejo desetkrat hitrejše preklope od tiristorja (preklopni asi so krajši od 1 μ s pri napetostih 1600 V in 500 A), so dobili v zadnjem asu še boljšo zamenjavo v unipolarnem ali t.i. FET tranzistorju in pa v kombinacijah FET in bipolarnih tranzistorjev (HIBRID) IGBT (Insulated Gate Bipolar Tranzistor). Zato v podro ju srednjih mo i (100 kW), omrežnih napetosti in velikih preklopnih hitrosti prevzema glavno vlogo tranzistor.

Tranzistor kot oja evalni element v signalni tehniki nastopa v kombinaciji z bremenom in napajalnim virom v razli nih vezavah in sicer:

- vezava s skupnim emitorjem,
- vezava s skupnim kolektorjem in
- vezava s skupno bazo.

V mo nostni elektroniki se uporablja tranzistor kot stikalo v vezavi s skupnim emitorjem, kjer je breme priklju eno med kolekor in napajalno napetost, kot kaže slika 2.19.

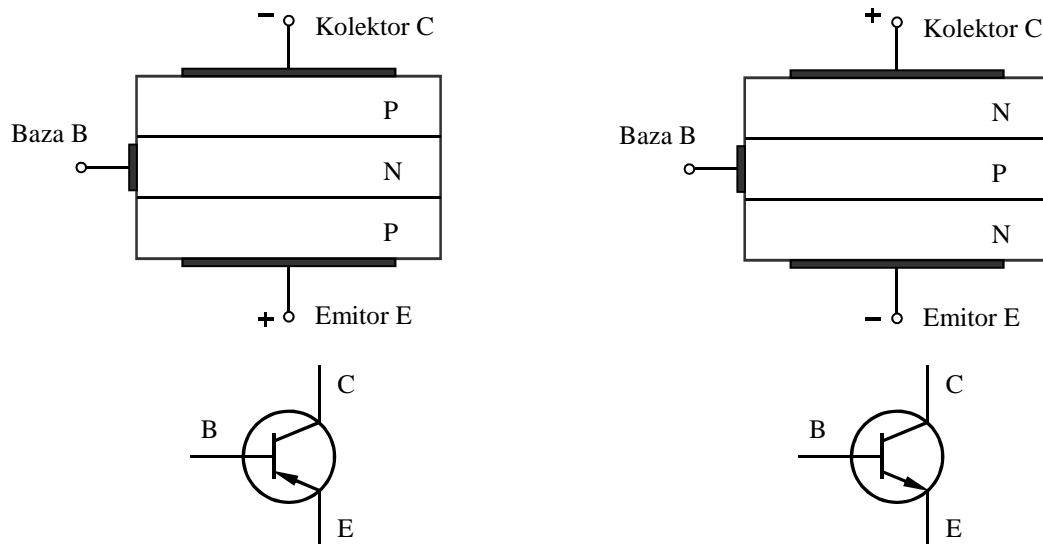
V principu je tranzistor krmiljen upor, katerega velikost spreminjamo s krmilnim tokom. Pri tem prevzema v tokokrogu kjer nastopa, ve jo ali manjšo napetost in se na njem v obliki toplote troši ve ja ali manjša mo . Zato je tranzistor v mo nostni elektroniki uporaben le kot stikalni element, ki je bodisi popolnoma zaprt ali pa popolnoma odprt. Vmesno podro je vsaj za daljše ase ni dovoljeno. Njegovi stikalni stanji sta prakti no enaki kot pri tiristorju, le da je tranzistor v odprtem stanju možno držati z **dolo enim trajnim krmilnim tokom**.



Slika 2.19: Emitorsko vezje NPN tranzistorja

2.5.2 Zgradba in delovanje

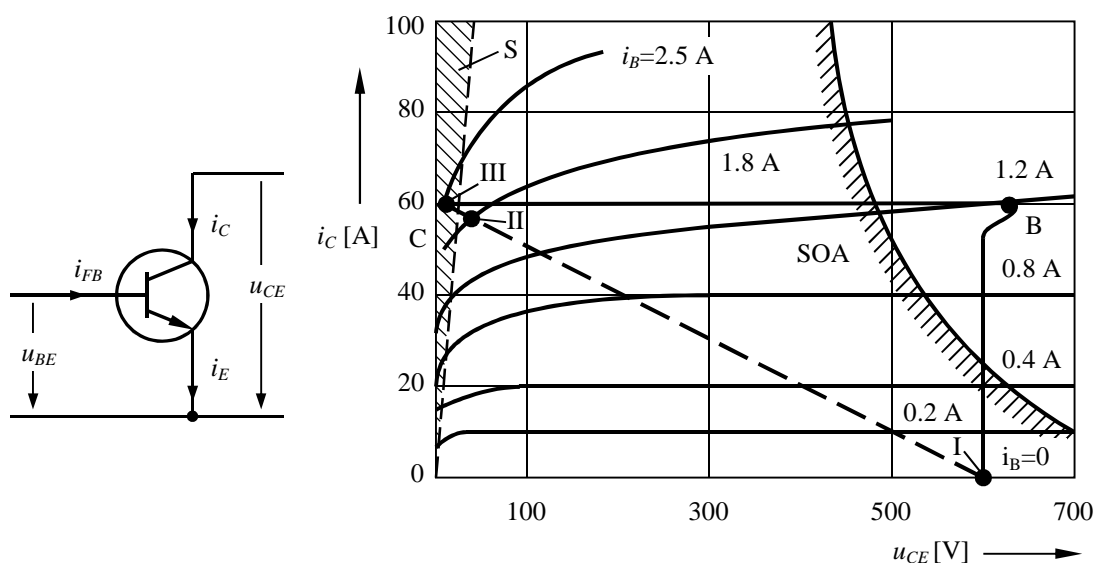
Tranzistor (osnovni polprevodniški kristal) se sestoji iz treh plasti, ki so razli no dopirane (PNP ali NPN). Zgradbo in simbole obeh struktur kaže slika 2.20.



Slika 2.20: Zgradba in simbola tranzistorjev PNP in NPN

Silicijevi bipolarni mo nostni tranzistorji so pretežno NPN izvedbe (PNP je v principu slabši in tehnološko zahtevnejši). Delovno podro je NPN tranzistorja v polju karakteristik u_{CE} i_C za emitorsko vezje kaže sl. 2.21. To je družina krivulj, ki kažejo odvisnost toka i_c od u_{CE} pri konstantnem baznem toku. Na tej sliki lahko tudi vidimo

obe stanji in sicer odprto (III in II), ko tranzistor prevaja tok in je napetost na njem minimalna in zaprto (I), ko tranzistor blokira in je tok skozenj zanemarljivo majhen. V to ki III pravimo, da je tranzistor v nasi enju in je na njem najmanjši padec napetosti. Zaradi hitrejšega izklapljanja ga je smiselno držati v odprtem stanju na meji nasi enja (to ka II), eprav na ra un nekoliko ve jega padca napetosti. Vmesno, tako imenovano aktivno podro je (med I in II), ki je podobno krmiljeni upornosti, je za mo nostno elektroniko prepovedano. Zaradi isto asne prisotnosti napetosti in toka na njem ga moramo med preklopi im hitreje preleteti.



Slika 2.21: Izhodne karakteristike bipolarnega tranzistorja

2.5.3 Glavni parametri bipolarnih tranzistorjev

Bipolarne tranzistorje, ki se kot stikalni elementi uporabljajo v energetske elektroniki ozna ujejo naslednji osnovni parametri:

- **Zaporna napetost med kolektorjem in emitorjem U_{CES} .** To je maksimalna dopustna vrednost napetosti med kolektorjem in emitorjem pri neki negativni krmilni napetosti med bazo in emitorjem U_{BE} .
- **Zaporna napetost med kolektorjem in emitorjem U_{CEO}** je maksimalna dovoljena vrednost pri odprti bazi.
- **Kolektorski trajni mejni tok I_{CAVM}** je najve ja vrednost enosmernega toka pri dolo enih temperaturnih pogojih.
- **Periodi en maksimalni kolektorski tok I_{CRM}** je maksimalna dovoljena vrednost tokovnega pulza, ki traja dolo en as in se ponavlja z dolo eno periodo.

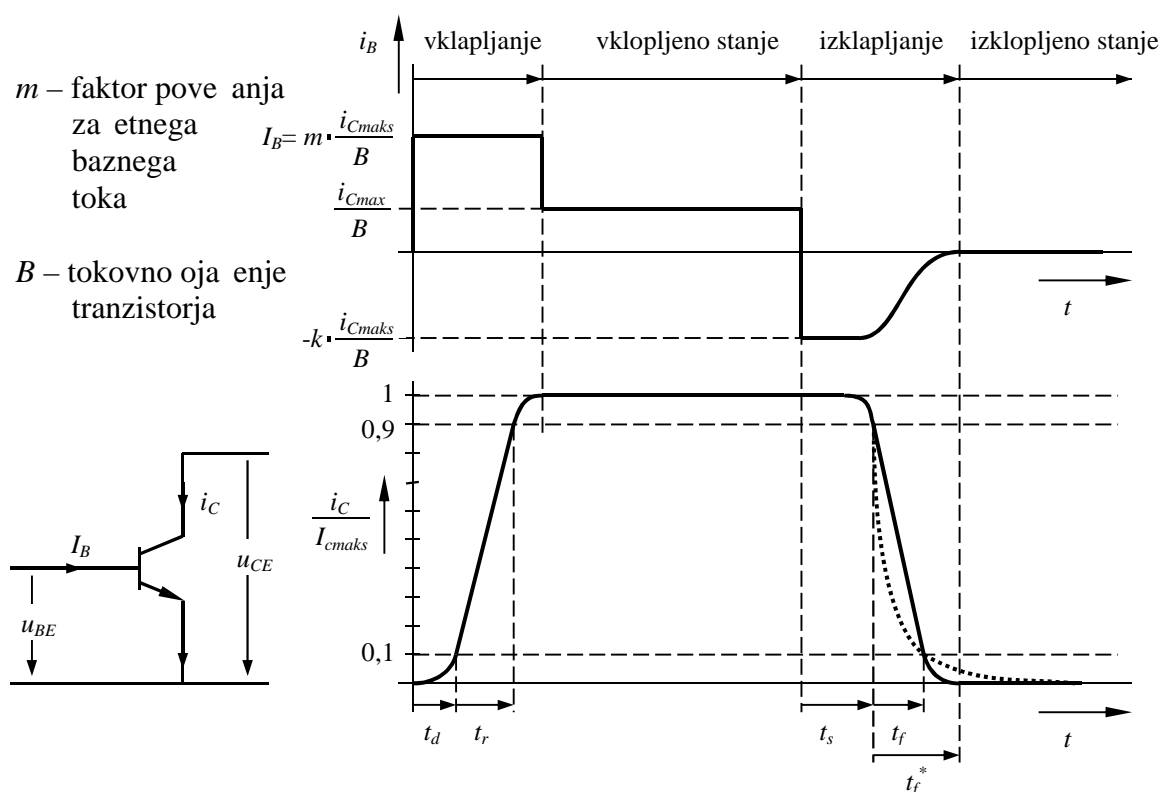
Ostali parametri, ki so namenjeni uporabnikom, so natan no podani v katalogih proizvajalca za vsak tip elementa posebej.

2.5.4 Dinami ne lastnosti

Za analizo dinami nih lastnosti si poglejmo najprej sl. 2.22, ki kaže potek baznega in kolektorskega toka v enem stikalnem ciklusu.

S pomo jo to k $0,9 i_{Cmax}$ in $0,1 i_{Cmaks}$ sta definirana as naraš anja toka t_r pri vklopu in as upadanja toka t_f pri izklopu tranzistorja.

Vklopni as je definiran kot vsota zakasnilnega asa t_d in asa porasta toka t_r : $t_{on} = t_d + t_r$. Na ta as lahko vplivamo s strmino in višino za etnega baznega toka i_B , katerega zna ilen potek je na sl. 2.22 zgoraj.



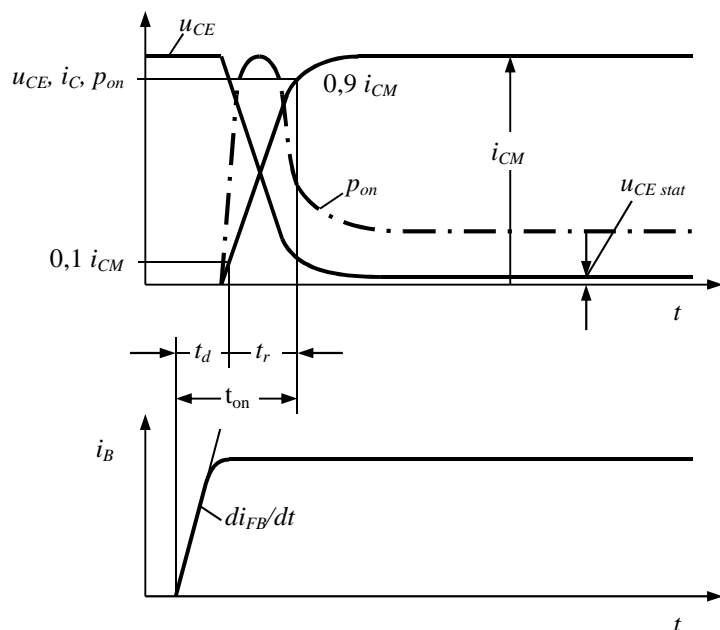
Slika 2.22: Bazni in kolektorski tok v enem stikalnem ciklu

Izklopni as je vsota spominskega asa in asa upadanja kolektorskega toka. Spominski as t_s je as med za etkom upadanja baznega toka i_B in za etkom upadanja kolektorskega toka i_C . To je as, ki je posledica nosilcev naboja v baznoemitorski coni. Ta as je zelo odvisen od tega, kako globoko v nasi enju je bil tranzistor med prevajanjem. Lahko ga skrajšamo s tem, da delamo zunaj nasi enja tj. v podro ju navideznega nasi enja.

Med preklapljanjem tranzistorja, tj. med potekom vklopa in izklopa je tranzistor izpostavljen isto asno napetosti in toku, kar pomeni izgubno mo : $p_{izg} = u_{CE} \cdot i_C$. Slika 2.23 kaže vklopni prehodni pojav za primer, e tranzistor vkloplja ohmsko breme.

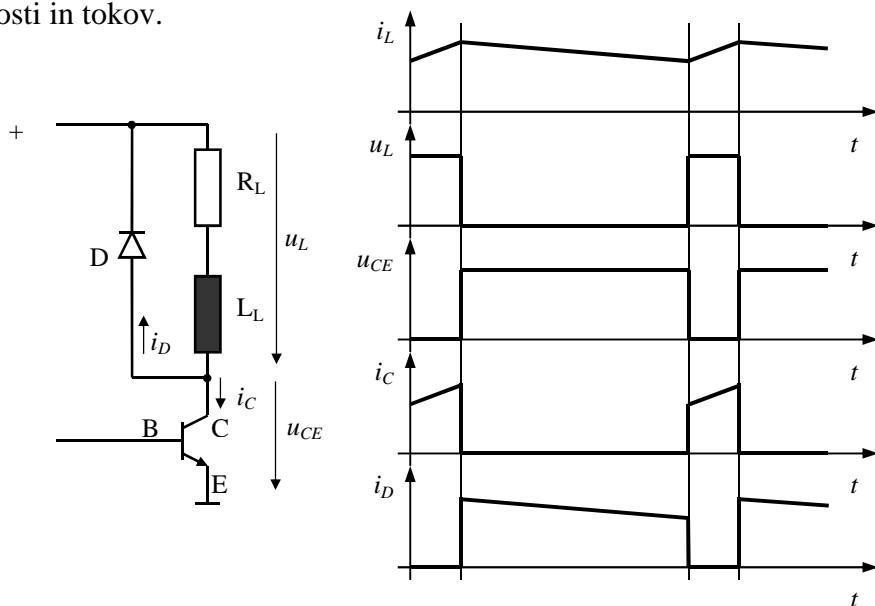
Na potek napetosti in toka lahko sklepamo tudi iz slike 2.21, ki kaže polje karakteristik in ima rtkano vrisano uporabno delovno premico. Tranzistor je izpostavljen velikim izgubnim mo em.

V energetske elektroniki delujejo stikalni elementi v pretežno ohmsko-induktivnih tokokrogih. V takšnih razmerah je zato tranzistor še bolj izpostavljen visokim izgubnim mo em. Ker to velja za vse izklopljive stikalne elemente, kot je n.pr. tudi GTO, si ta problem pogledjmo nekoliko bolj natan no na konkretnem zgledu.



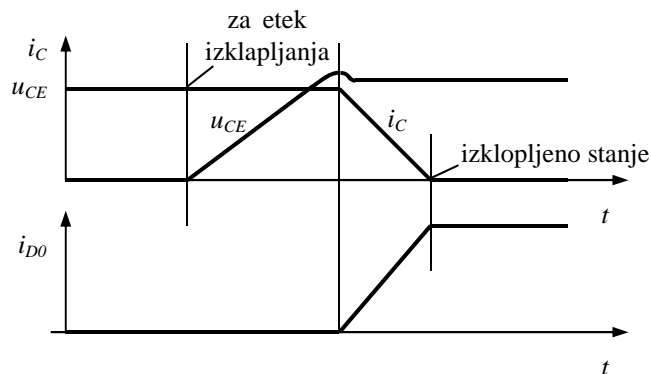
Slika 2.23: Vključevanje ohmskega bremena

Naloga tranzistorja na sliki 2.24 je, da v stikalnem režimu nastavlja neko srednjo vrednost enosmernega toka v bremenu. To vidimo na idealiziranih oscilogramih napetosti in tokov.



Slika 2.24: Nastavljanje srednje vrednosti enosmernega toka na ohmsko-induktivnem bremenu

Kako dejansko poteka izklopni prehodni pojav, pa kaže naslednja slika 2.25. Ko po spominskem času t_s tranzistor začne zapirati, začne na njem naraščati tudi napetost u_{CE} ,



Slika 2.25: Izklopni prehodni pojav za sl. 2.24

pri emer pa se zaradi induktivnega znaaja bremena tok skozenj ni ne more spremeniti. Šele ko napetost na tranzistorju preseže napajalno napetost, postane prostote na dioda prevodna in bremenski tok se za ne seliti iz tranzistorja T v prostote no diodo D. e ta prehodni pojav izklopa vrišemo v polje karakteristik tranzistorja (sl. 2.21), dobimo potek, kot ga kaže izvle ena rta ABC. Maksimalna izgubna mo , ki ji je izpostavljen tranzistor je enaka produktu $u_{CEmaks} \cdot i_{Cmaks}$.

e želimo zmanjšati izklopne izgube, moramo zmanjšati oziroma omejiti strmino porasta napetosti med emitorjem in kolektorjem in ga tokovno razbremeniti preden prevzame nase napetost. To lahko naredimo s posebnimi vezji, ki jih bomo obravnavali kasneje.

Pri bipolarnih tranzistorjih pride pri vklopnem kakor tudi pri izklopnem prehodnem pojavu do neenakomerne porazdelitve toka v prevodni coni. To lahko povzro i prevelike lokalne gostote toka. Pri vklopu se tok koncentrira v bližini baze na robovih emitorja, pri izklopu pa v centralnem podro ju emitorja. Takšne lokalne koncentracije tokov povzro ijo pri vklopih z visokimi di/dt in pri izklopih z visokim du/dt velike lokalne konice sproš ene izgubne mo i, ki lahko tranzistor uni ijo. Te poškodbe se imenujejo drugi preboj. Prvi preboj imenujemo lavinski preboj zaradi prevelike jakosti polja.

Zaradi prepre evanja tovrstnih poškodb je v polju karakteristik dolo eno podro je pri visokih u_{CE} prepovedano. V njem ni dovoljeno delovanje, zato se ga pri preklopih moramo izogniti. Preostali del polja karakteristik imenujemo podro je varnega delovanja SOA (angl.: Safe Operating Area).

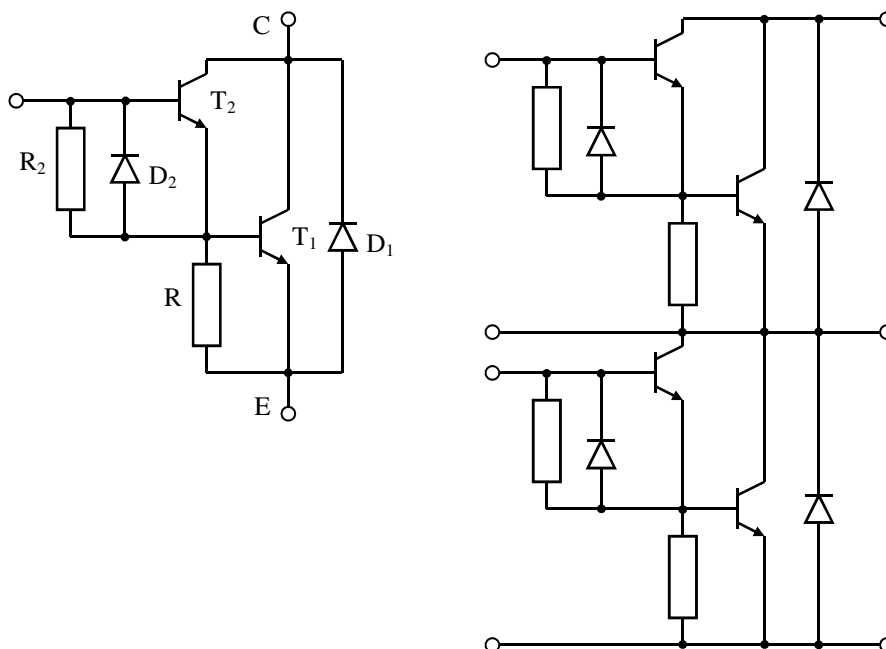
Kot zanimiv primer si oglejmo podro je dovoljenega obratovanja za tranzistor BUV 98 (priloga). Ta THOMSONOV proizvod je bil eden prvih, ki je dovoljeval obratovanje neposredno na trifazni usmerjeni omrežni napetosti. Napetostno vzdržljivost dolo ata parametra U_{CES} in U_{CEO} . U_{CES} je napetost pri negativni $U_{BE} = -3$ do -5 V in znaša 900 V. Pri odprti bazi oziroma pri napetosti $U_{BE} = 0$ V pa znaša le 450 V. To pomeni, da

moramo med izklopnim prehodnim pojavom poskrbeti, da je tranzistor na bazi prej prednapet z $U_{BE} = -3 \text{ V}$, preden napetost med kolektorjem in emitorjem doseže 450 V. Za napajanje takšnega tranzistorja je torej potrebno precej zahtevno bazno krmiljenje.

Tokovna preobremenljivost bipolarnih tranzistorjev je zelo majhna. Talilne varovalke za zaš ito pred kratkimi stiki zato niso uporabne. To lahko zagotovimo le s krmilno elektroniko, pri emer lahko izkoristimo njihove izklopne lastnosti.

2.5.5 Ve stopenjski bipolarni tranzistor

Bipolarni mo nostni tranzistorji imajo obi ajno zelo majhno tokovno oja enje in sicer med 5 in 10. Pri njih je pomembno oja enje mo i. e je potreba po ve jem tokovnem oja enju, se pa uporabljajo t.i. Darlington vezja, katerih primer je na sliki 2.26.



Slika 2.26: Ve stopenjski bipolarni tranzistor;
a) enostopenjsko Darlington vezje
b) tranzistorski modul

Upora R_1 in R_2 sta v vezju zaradi odvajanja mirovnih tokov, kar mo no izboljša blokirne sposobnosti celotnega vezja. Dioda D_2 predstavlja nizkoohmsko tokovno vejo za negativni bazni tok tranzistorja T_1 pri forsiranem izklopu, e T_2 zapre prej kot T_1 .

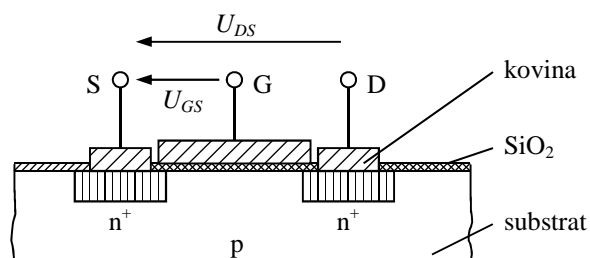
Tokovno oja enje celotne kombinacije je zaradi dodatnih uporov nekoliko manjše od teoreti nega in se upošteva kot produkt oja enj obeh tranzistorjev.

Proizvajalci tranzistorjev so iskali rešitve za ve je mo i tudi v ve stopenjskih DARLINGTON tranzistorskih modulih. Zaradi njihove po asnosti, ki je primerljiva z GTO in s tiristorji, se v praksi niso uveljavili.

2.5.6 MOS-tranzistor na poljski efekt MOS-FET

Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect-Tranzistor. Metalna krmilna elektroda - izolacijska oksidna plast - Silicij. Tranzistor na poljski efekt.

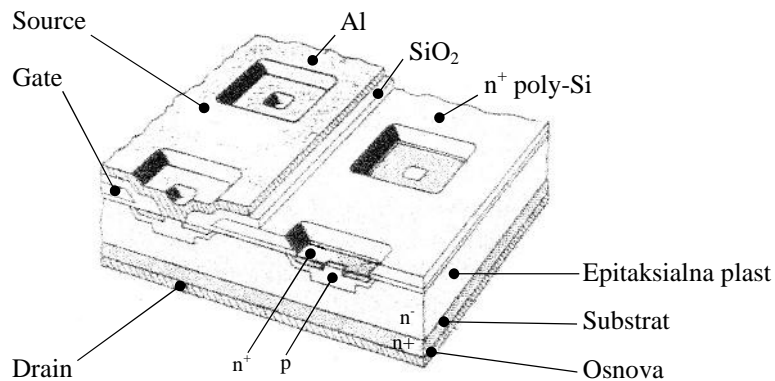
Osnovni princip je prikazan na sliki 2.27 Na osnovni material - substrat, ki je p-tip polprevodnika, so vnešena podro ja tipa-n, metalizirana in priklju ena na sponki Drain (D) in Source (S). Priklju na elektroda vrat G (Gate) je izolirana od substrata s plastjo aluminijevega oksida SiO_2 .



Slika 2.27: Principialna zgradba MOS-FET-a

Proga med D in S je dopirana tako, da v stanju, ko ni napetosti med G in S, tudi pri pozitivni napetosti med D in S te e le zanemarljivo majhen zaporni tok. Elektroda G predstavlja skupaj z izolacijsko plastjo in nasproti leže im substratom tipa p kondenzator, ki se pri pozitivni napetosti med G in S napolni, kar predstavlja nosilce naboja v p substratu. V našem primeru so to elektroni, ki povzro ijo, da je kanal med D in S bolj ali manj prevoden. Ta osnovni princip na sliki 2.27 predstavlja MOS-FET, ki je brez prisotne pozitivne napetosti med G in S v zaprtem stanju. Re emo tudi: normalno zaprt MOS-FET. Logi no inverzne lastnosti ima tranzistor, e je osnovni material dopiran tako, da je normalno v odprtem stanju in ga s krmilno napetostjo med G in S zapiramo.

V energetske elektroniki se obi ajno uporablja normalno zaprt MOS-FET. Tehnologija MOS-FET-ov se je najprej razvila za podro je signalne elektronike. Za uporabo v energetske elektroniki se veže med seboj paralelno, v odvisnosti od zahtevanega toka tudi po nekaj tiso takšnih osnovnih celic. Zna ilna zgradba je razvidna na sliki 2.28, ki kaže izsek iz osnovnega polprevodniškega kristala mo nostnega MOS-FET-a z n-kanalom.



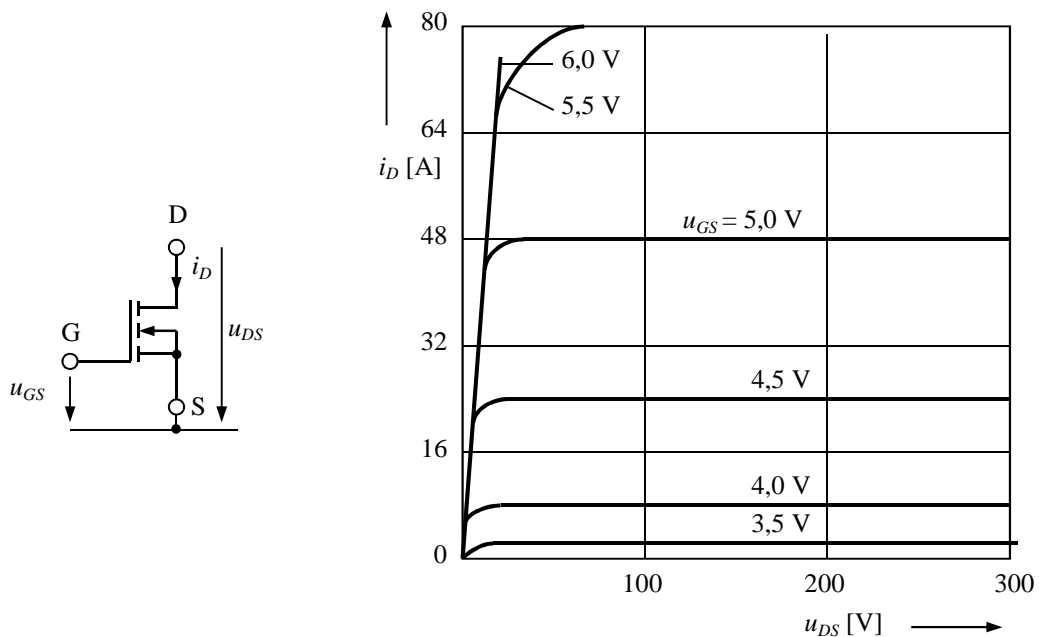
Slika 2.28: MOS-FET za mo nostno elektroniko

Na sliki vidimo, da gre pri tem za geometrijsko razporeditev elektrod, ki omogoča tok v vertikalni smeri. Osnovni material je epitaksialna plast, ki je nanešena na visokopredvodni substrat. Debelina epitaksialne plasti in koncentracija dotirane snovi določata napetostno trdnost tranzistorja. Na površini so razporejene S celice, ki so vse povezane z nanosom iz aluminija.

Na površini med celicami leži izoliran polisilicij, ki je nameščen med tankim oksidom vrat (G) in debelim vmesnim oksidom pod Al priključkom izvora (S).

Pri pozitivni napetosti med G in S se vzpostavi v p-področju neposredno pod izolacijsko plastjo n-kanal, skozi katerega tečejo elektroni od S proti D. Ta pozitivni tok se sestoji le iz ene vrste nosilcev naboja. Zato se imenuje ta tranzistor **unipolarni tranzistor**.

Odvisnost toka ponora i_D od napetosti med ponorom in izvorom u_{DS} je prikazana na sliki 2.29. Napetost u_{GS} je parameter. MOS-FET-i so napetostno krmiljivi elementi in zato v stacionarnem stanju ne potrebujejo krmilnega toka.

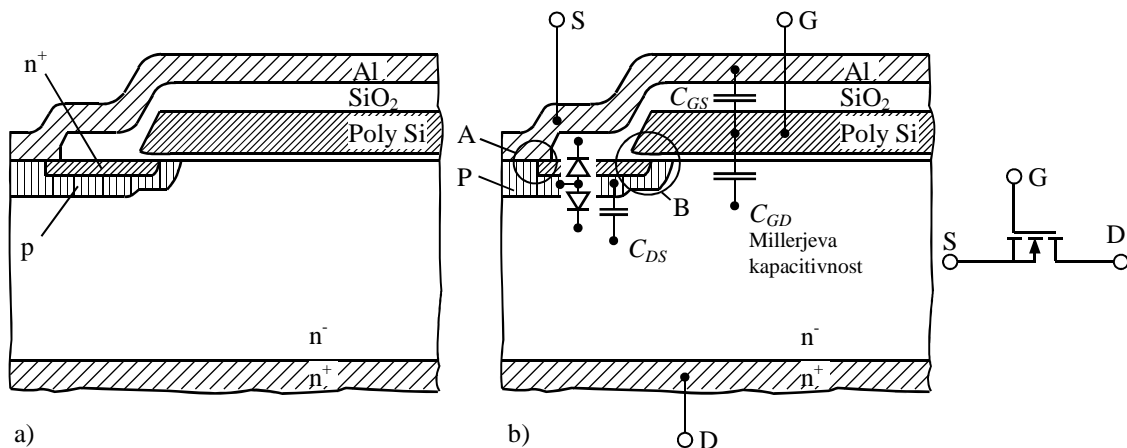


Slika 2.29: Simbol in karakteristika MOS-FET-a z n-kanalom

e uporabljamo MOS-FET v mo nostni elektroniki kot hitro stikalo, pa moramo upoštevati, da pri preklopih FET-a polnimo in praznimo vhodne kapacitivnosti in zato potrebujemo tudi nek krmilni tok.

Po sliki 2.30 si lahko razjasnimo probleme krmiljenja tega tranzistorja. Slika a) kaže aktivno podro je v prerezu, slika b) pa je opremljena še s parazitnimi elementi, ki jih pogojuje zgradba.

Zanimive so tri kapacitivnosti C_{GS} , C_{GD} in C_{DS} . To so kapacitivnosti, ki so prisotne med posameznimi elektrodami tranzistorja. Pri zaporednih plasteh lahko prepoznamo n^+pn -bipolarni tranzistor, ki ga predstavlja diodno nadomestno vezje. Metalizacija izvora (S), ki pokriva podro je n^+ in p, kratko veže bazno-emitorsko diodo parazitnega bipolarnega tranzistorja.



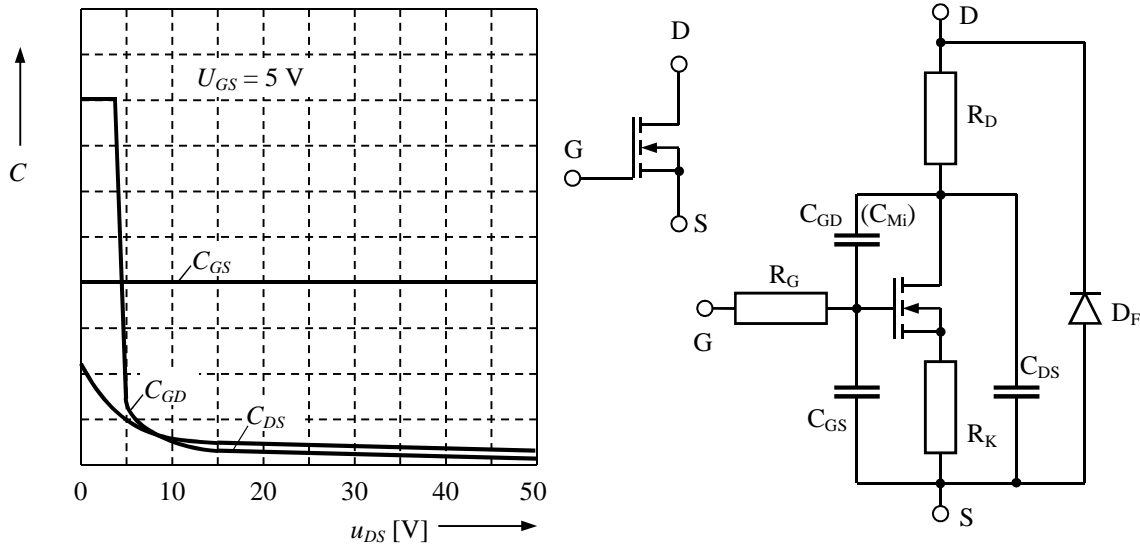
Slika 2.30: Zgradba v prerezu

Dioda baza-kolektor ostane in predstavlja diodo, ki je vezana paralelno k progi DS MOS-FET-a.

S krogom B ozna eno podro je prevodnega kanala predstavlja tri delne kapacitivnosti nadomestnega vezja, ki je na sliki 2.31. Tam so upoštevane še ohmske upornosti posameznih podro ij, tako da nam je predstavljena celotna slika MOS-FET-a, ki jo moramo upoštevati v dinami nih razmerah. Elementi nadomestne sheme so zaradi velikega števila paralelno vezanih osnovnih celic sicer prostorsko porazdeljeni, vendar pa nam takšna diskretna shema dovolj natan no opiše obnašanje FET-a med preklapljanjem.

R_G je upornost vrat, R_D je upornost n^- podro ja in R_K upornost podro ja kanala. Prehodna upornost MOS-FETa v vklopljenem stanju $R_{DS(ON)}$ je sestavljena iz R_D in R_K . Za MOS-FETe, ki so namenjeni energetski elektroniki za zaporne napetosti ve je od 100 V prevladuje upornost R_D .

Kapacitivnost med G in D odgovarja kapacitivnosti v Millerjevem integratorju in se zato imenuje Millerjeva kapacitivnost C_{Mi} . Kapacitivnosti v nadomestnem vezju so odvisne od napetosti U_{DS} . Za nek tipi en MOS-FET je ta odvisnost prikazana na sliki 2.31.



Slika 2.31: Nadomestno vezje MOS-FET-a z n-kanalom

Iz nadomestne sheme lahko definiramo vhodno C_{iss} in izhodno C_{oss} kapacitivnost MOS-FET-a:

$$C_{iss} = C_{GS} + C_{GD} \quad (2.8)$$

$$C_{oss} = C_{DS} + C_{GD} \quad (2.9)$$

Dioda, ki jo predstavlja parazitni bipolarni tranzistor, je v nadomestni shemi označena z D_F . Ta se lahko uporablja kot povratna dioda v pretvorniškem vezju, vendar pa mora imeti zato primerne lastnosti, zlasti kar se tiče obnašanja reverznega toka pri izklopu diode.

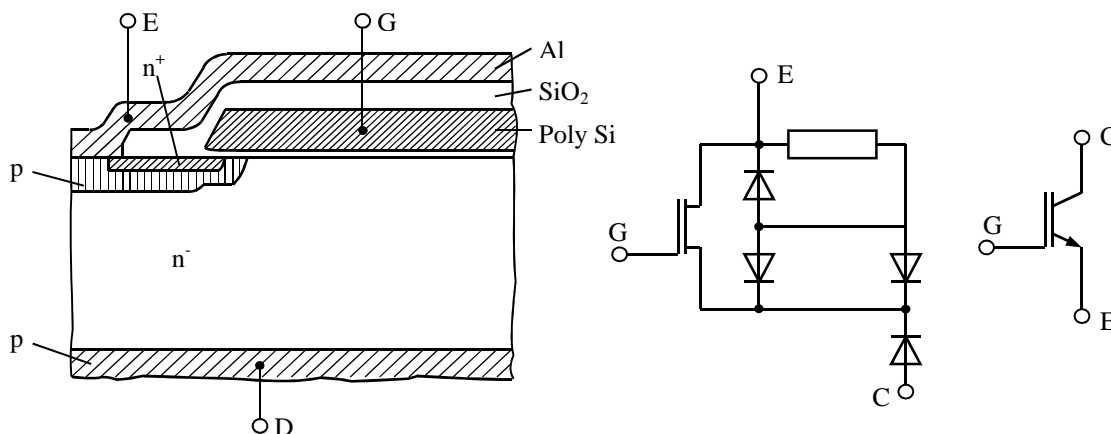
Preklopni asi so v primerjavi s podobnimi bipolarnimi tranzistorji znatno krajši. Mo no so odvisni od krmilja na progi GS. Upornost v prevodnem stanju pa je pri višjenapetostnih elementih znatno večja in je zato uporaba omejena na manjše moči.

2.5.7 Bipolarni tranzistor z izoliranimi vrati – IGBT

IGBT (Insulated Gate Bipolar-Transistor) nastane, če MOS-FET zgradimo namesto na n- na p-substratu. Slika 2.32 kaže principielno zgradbo IGBT-ja. Razvidna je osnovna celica MOS-FET-a. Vidimo, da imamo sedaj opravka še z nekim dodatnim pn preходом. Ta injicira v vklopljenem stanju kot dodatne nosilce naboja še vrzeli, s čimer se prehodna upornost v primerjavi z MOS-FET-om znatno zmanjša. Krmilne lastnosti so podobne MOS-FET-u. Anti paralelna dioda ni uporabna.

Na sl. 2.32 je tudi simbol IGBT-ja ter poenostavljena nadomestna shema. Oznake v simbolu pomenijo G - Gate, E - Emitter in C - Colector.

Primerjava karakteristik MOS-FET-a in IGBT-ja z enakima površinama polprevodniških kristalov je na sl. 2.33. Jasno je razvidna izboljšava prevodnih lastnosti.



Slika 2.32: Insulated Gate Bipolar Transistor a) zgradba, b) enostavna nadomestna shema, c) simbol

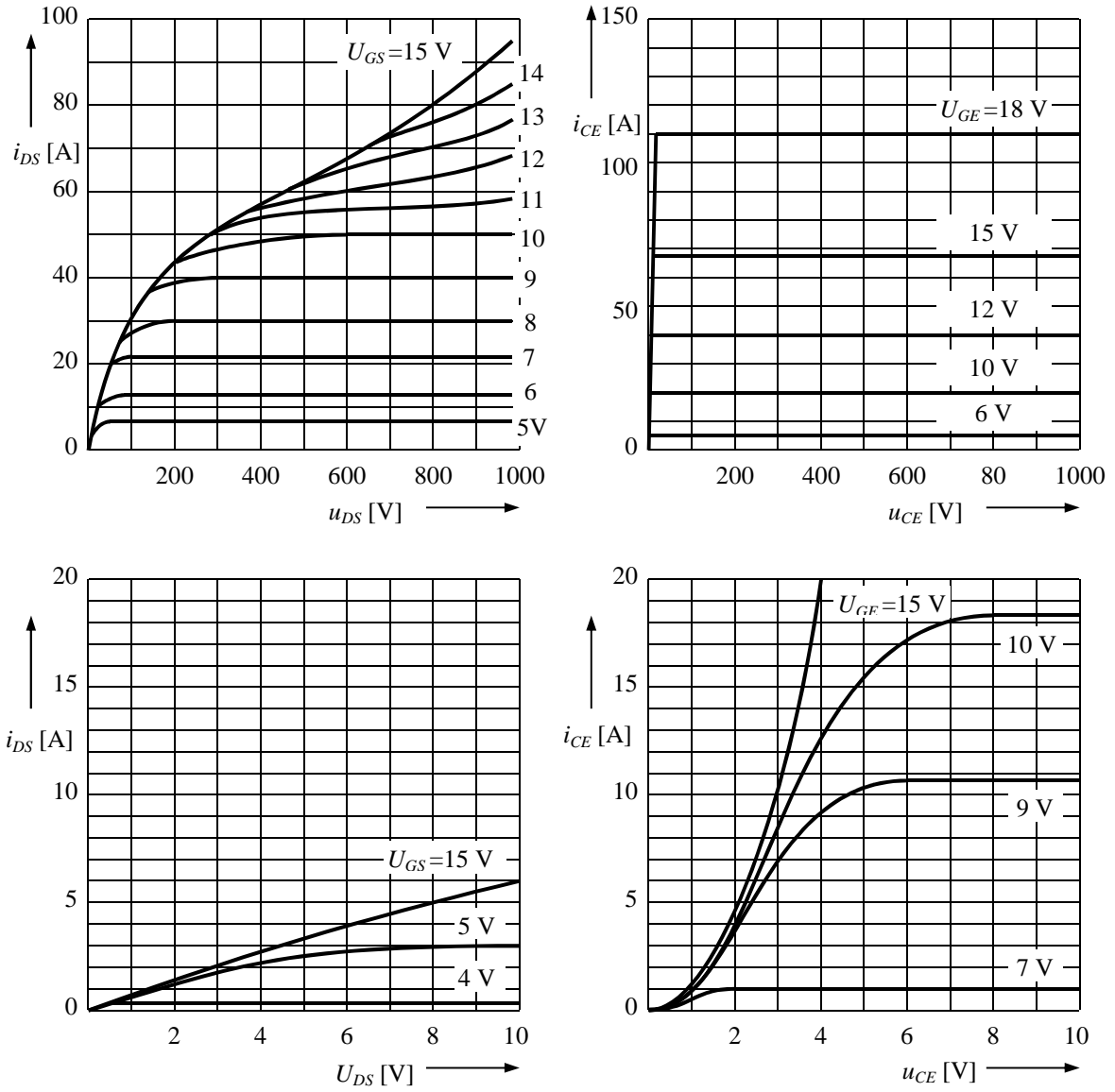
Struktura IGBT je štiriplastna in predstavlja Darlington vezavo MOSFET-a in bipolarnega tranzistorja. Nadomestno vezje na sliki 2.32b predstavlja vklopljiv element podoben tiristorju, pri katerem pa sta parazitna tranzistorja v IGBT strukturi tako zasnovana, da pod obratovalimi pogoji ne pride do preklopa v nepovratno stanje.

Vklopne lastnosti IGBT so pretežno dolo ene z MOS strukturo. Nasprotno pa so izklopne lastnosti podobne, kot pri bipolarnem tranzistorju. Tako pri izklopu tok zelo hitro pade na vrednost preostalega toka, ki pa relativno po asi pada in je odvisen od hitrosti rekombinacije preostalih nosilcev naboja v prevodni coni. Hiter padec toka je odvisen od MOS strukture in krmilnega vezja, po asni pa od bipolarnega dela, ki pa ga zaradi nedostopne baznoemitorske proge ne moremo prisilno izprazniti, kot lahko to delamo pri bipolarnih tranzistorjih. Preostali tok torej relativno po asi izzveni proti vrednosti ni. Ta predstavlja takoimenovani "tokovni rep", ki je glavna pomanjkljivost IGBT-jev.

Pri tehnologiji IGBT-ja proizvajalci lahko vplivajo na velikost preklopnih izgub na ra un prevodnih izgub. Tranzistorji z ve jimi izgubami v prevodnem stanju (ve ji padec napetosti) so bolj primerni za višje frekvence, tisti z manjšimi prevodnimi izgubami, pa imajo bolj poudarjen tokovni rep in zaradi tega ve je preklopne izgube. Ti so primerni za nižje stikalne frekvence.

IGBT-ji imajo zaradi precizne mikro zgradbe sposobnost zdržati kratke stike in jih po nekaj μ s izklopiti.

V tabeli na strani 41 vidimo primerjavo pomembnejših parametrov IGBT-jev in MOSFET-ov. Tu lahko vidimo, za katera področja je kateri od njih uporaben.



Slika 2.33: Karakteristike a) MOS-FET-a in b) IGBT-ja

IGBT tranzistor **SKM 50 GAL 121D**

$U_{CEs} = 1200 \text{ V}$		
$I_C = 50/34 \text{ A}$	$T_c = 25/80 \text{ }^\circ\text{C}$	$t_{don} = 80 \text{ ns}$
$I_{Cm} = 100/68 \text{ A}$	$T_c = 25/80 \text{ }^\circ\text{C}$	$t_r = 150 \text{ ns}$
$U_{CEsat} = 4 \text{ V}$	$T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}, I_C = 50 \text{ A}$	$t_{doff} = 250 \text{ ns}$
$P_{tot} = 400 \text{ W}$	$T_c = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	$t_f = 400 \text{ ns}$

MOSFET tranzistor **SKM 191**

$U_{DS} = 1000 \text{ V}$		
$I_D = 28 \text{ A}$	$T_c = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	$t_{don} = 60 \text{ ns}$
$I_{Dm} = 112 \text{ A}$	$T_c = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	$t_r = 30 \text{ ns}$
$R_{DSon} = 0,8 \text{ } \Omega$	$T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$	$t_{doff} = 350 \text{ ns}$
$P_{tot} = 700 \text{ W}$	$T_c = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	$t_f = 60 \text{ ns}$

Izgube na tranzistorjih

	IGBT	MOSFET
$U_{cesat} \text{ [V]}$	4	40
$P_{on} \text{ [W]}$	75	12
$P_{off} \text{ [W]}$	55	24
$P_{cond} \text{ [W]}$	81	850
$P_{tot} \text{ [W]}$	211	886