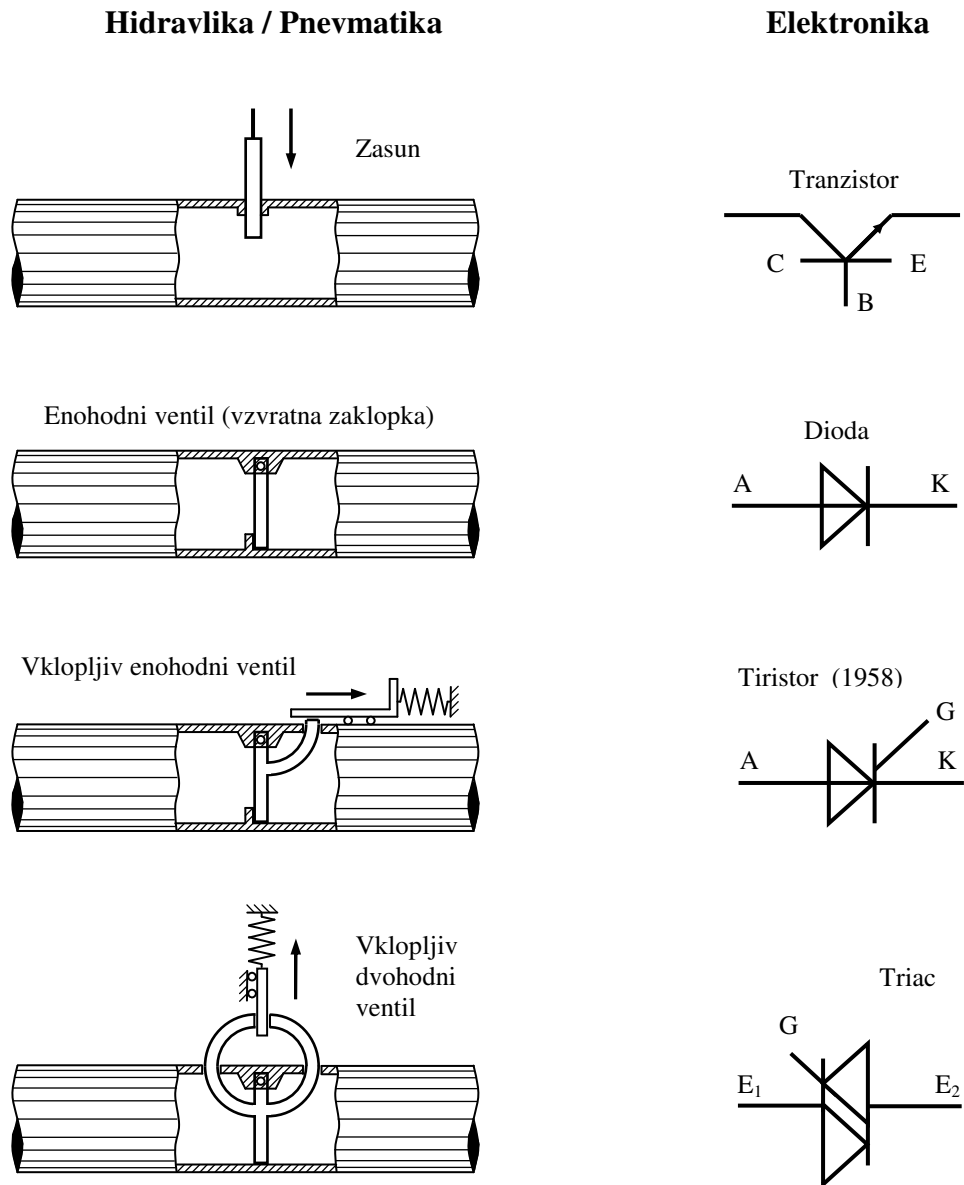


2 MODERNI POLPREVODNIŠKI VENTILI

2.1 Osnovni moderni ventili v močnostni 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 času.
- Triac, ki lahko prevaja tok v obe smeri in ga lahko vklopimo preko krmilne elektrode v poljubnem času.
- GTO (GATE TURN OFF), ki lahko prevaja tok v eno smer in ga lahko preko krmilne elektrode vklopimo ali izklopimo v poljubnem času.
- 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.



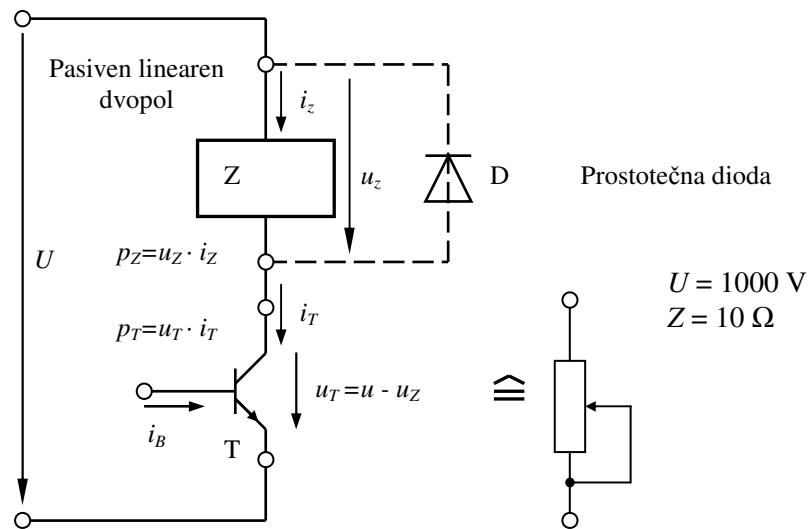
Slika 2.1: Primerjava osnovnih ventilov močnostne elektronike z njihovimi hidravličnimi ekvivalenti

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

2.2 Osnovni problem močnostne elektronike

Na sliki 2.2 imamo primer nastavljanja moči (toka) P_Z na bremenu Z s pomočjo bipolarnega tranzistorja T . Breme naj bo ohmsko-induktivnega značaja. Pri tem imamo dve možnosti in sicer:

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



Slika 2.2: Osnovni problem močnostne elektronike

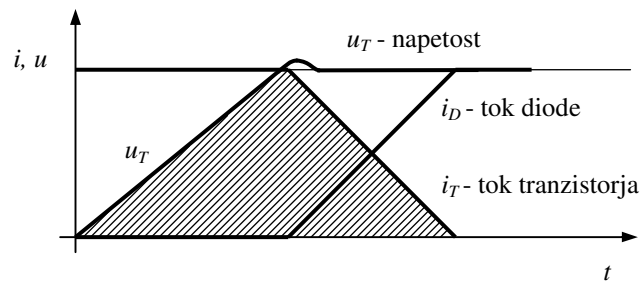
Po prvem principu del energije trošimo na tranzistorju, del pa na bremenu. Na primer pri polovični napetosti na bremenu je njegova moč 25 kW, izgubna moč na tranzistorju pa je tudi 25 kW. To je za močnostno elektroniko popolnoma nesprejemljivo. Zato pride v poštev le druga rešitev.

Predpogoj za uporabnost v praksi je le ta, da je časovna perioda T , v kateri je tranzistor nekaj časa popolnoma odprt, nekaj časa pa popolnoma zaprt dokaj kratka. To pa pomeni, da naj bi se nastavljiva veličina na bremenu Z , to pa je običajno tok i_z , v tem času zelo malo spremenila. Pri čistem 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 , pač pa temperatura likalne površine. V močnostni elektroniki pa imamo v splošnem opraviti z ohmsko-induktivnimi bremenimi zlasti še, če upoštevamo dejstvo, da delamo z relativno visokimi frekvencami (več kHz).

Zato je na sliki proti vzporedno bremenu Z priključena prostotečna dioda D . Bremenski tok i_z v času zaprtega tranzistorja teče 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 odločajo dinamične 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 prostotečno diodo. Tranzistor zapira in prevzema nase napetost, pri tem pa prevaja celoten bremenski tok, ki je zaradi induktivnosti bremena praktično konstanten. Šele ko je napetost na tranzistorju višja od napetosti U se tok prične seliti v prostotečno diodo.



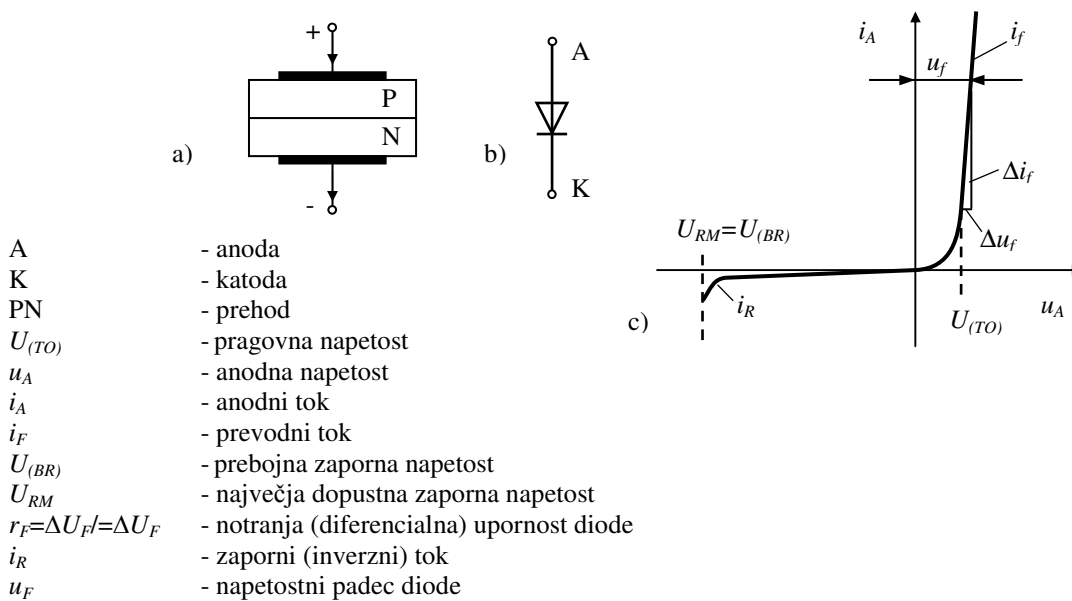
Slika 2.3: V šrafiranem področju je tranzistor izpostavljen velikim izgubam.

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

2.3 Silicijeve diode

2.3.1 Zgradba in podatki

Slika 2.4 kaže shematično zgradbo silicijeve diode. Opravka imamo s PN-prehodom.



Slika 2.4: Polprevodniška dioda: (a) shematična zgradba, (b) simbol in (c) statična karakteristika

Kot kaže sl. 2.4c, je statična 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 narašča 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:

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

$U_{(TO)}$ - 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

aritmetična srednja vrednost trajno dopustnega prevodnega toka. Velikost tega toka ni odvisna samo od diode, temveč 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} označujemo dopustno trajno mejno vrednost toka, ki je aritmetična srednja vrednost trajnega toka sinusnih polvalov. Z U_{RRM} pa označujemo periodično dovoljeno temensko vrednost sinusne napetosti v zaporni smeri. Zaradi možnih prenapetosti, ki se pojavljajo v električnih 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 povečujemo 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 začne zaporni tok naglo povečevati in z njim izgubna moč $p_R = U_{(BR)}i_R$. Zaradi pregretja se rezina termično 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 $v_{MAX} = 50$ 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

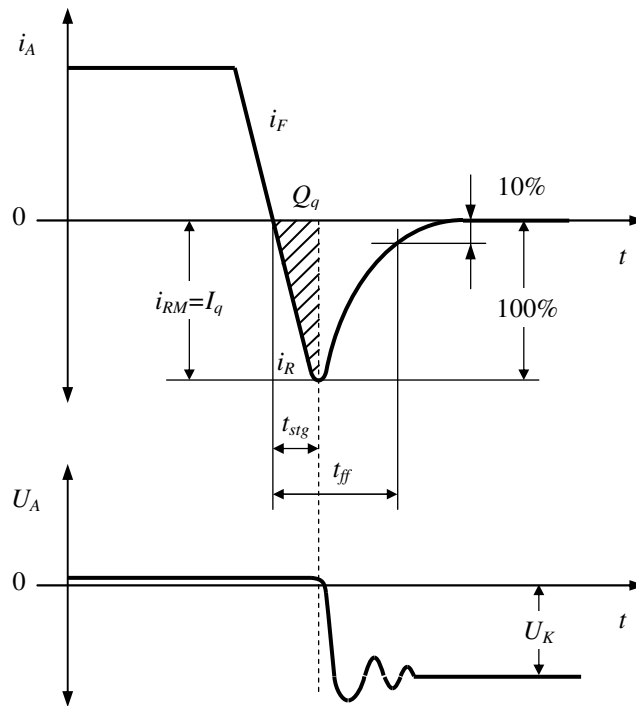
Diode prehajajo iz zapornega v prevodno stanje in narobe z določeno zakasnitvijo. Pri zelo hitrem porastu prevodnega toka i_F se le-ta še ne more enakomerno porazdeliti na celotno tabletko in zato nastopajo krajevna pregretja, ki lahko uničijo kristal. Zato podajajo proizvajalci za svoje diode največje 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 električnem 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 (počasne) diode, za visoke frekvence pa morajo biti diode hitre. Q_q in I_q naj bosta čim manjša, saj reverzni tok predstavlja pri določenih vezjih direkten kratek stik. (Na primer prostotečna dioda pri pretvorniku navzdol).



Slika 2.5: Izklop diode

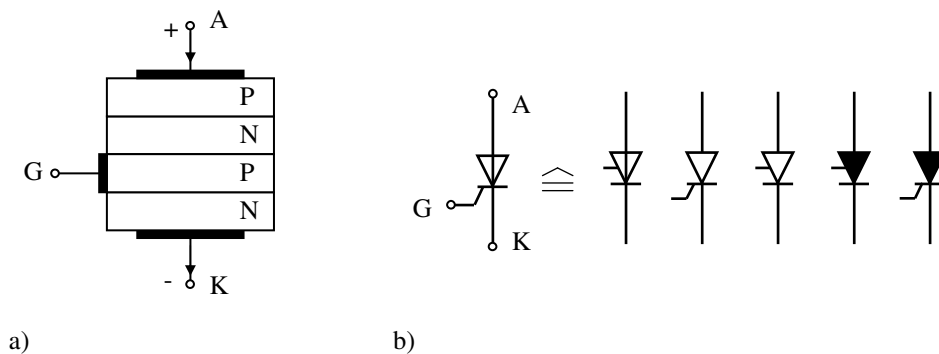
V energetske elektroniki so pri višjih frekvencah zaželene hitre diode. Zanje je pa značilno, da imajo pri višjih zapornih napetostih večje padce napetosti v prevodni smeri in s tem večje izgube. Pri hitrih diodah gre torej za kompromis med zaporno napetostjo, padcem napetosti v prevodni smeri in hitrostjo.

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

2.4 Tiristorji

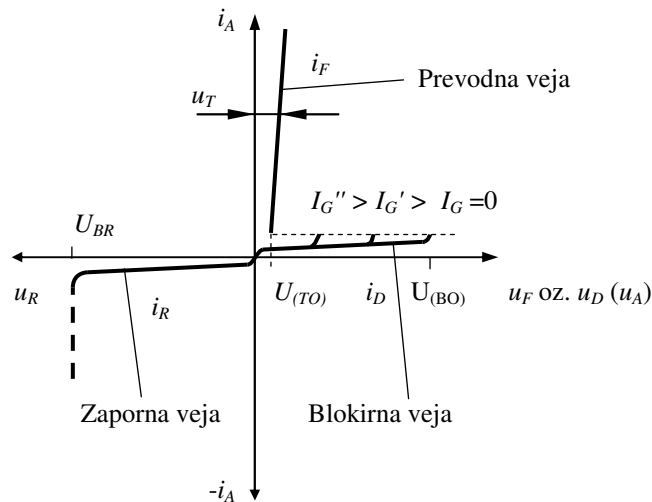
2.4.1 Zgradba in podatki

Tiristor je polprevodniški ventil, ki ga sestavljajo štiri plasti PNPN (sl. 2.6). Ime je sestavljeno iz besed **Thyratron** 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: Statična karakteristika tiristorja

Znotraj dopustnih zapornih napetosti teče le zelo majhen zaporni (inverzni) tok i_R velikostnega razreda mA, katerega vrednost pa narašča, če naraste temperatura kristala. Dokler skozi krmilno elektrodo G (angl. Gate) ne teče tok proti katodi ($i_G = 0$), zapira tiristor tudi v prevodni smeri: pravimo, da blokira. Če je napetost $u_D < U_{(BO)}$, tedaj teče le zelo majhen pozitivni blokirni tok i_D velikostnega razreda nekaj mA. Ko pa prekorači 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:

$$u_T = U_{(TO)} + i_F \cdot r_T \quad (2.1.)$$

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

Tiristor pa lahko preide iz blokirnega v prevodno stanje tudi pri nižjih napetostih $u_D < U_{(BO)}$, če spustimo preko krmilne elektrode G na katodo nek pozitivni prožilni tok I_G . Čim večji 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 prevajajoči tiristor prevajati je, da se z **zunanji** 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 največja periodična zaporna (inverzna) konična napetost U_{RRM} in njegov nazivni tok I_N , ki podaja aritmetično srednjo vrednost trajno dopustnega prevodnega toka. Največji trajno dopustni prevodni tok pri obremenitvi s sinusnimi polvali označujemo z I_{TAVM} in se imenuje trajni mejni tok. Z mejnim tokom I_{TRM} oz. I_{TSM} označujemo tisto vrednost toka (ponavljajočega oz. neponavljajočega), pri kateri mora zaščita 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 (vklapljammo) prek krmilne elektrode G. V praksi tiristorjev ne vklapljammo tako, da povečujemo blokirno napetost preko njene prevesne vrednosti $U_{(BO)}$, čeprav tak prehod iz blokirnega v prevodno stanje za tiristor ni nevaren. Nasprotno pa povečanje 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 poglobilni 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. Močno je odvisen od amplitude in od strmine čela 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.

Čas upadanja blokirne napetosti t_g je predvsem odvisen od parametrov tokokroga, zlasti od njegove impedance, ki določa hitrost naraščanja prevodnega toka i_A .

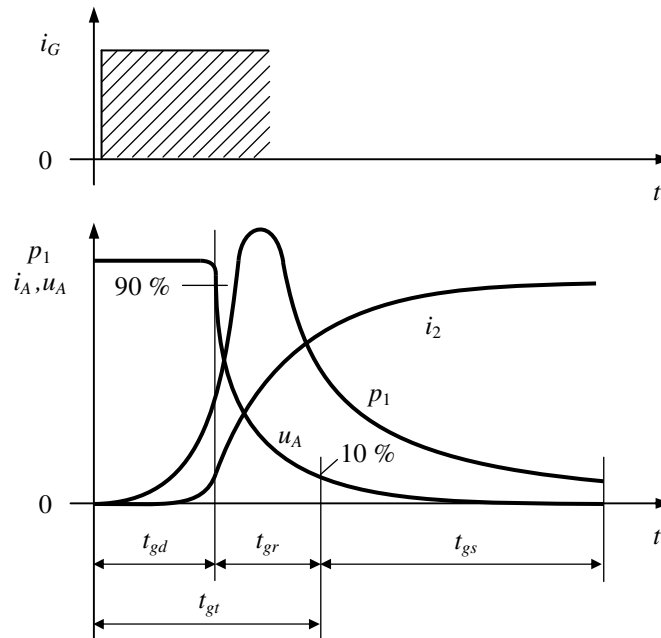
Med potekom vkapljanja se sprošča v tiristorju izgubna moč:

$$p_T = i_A \cdot u_A \quad (2.2)$$

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

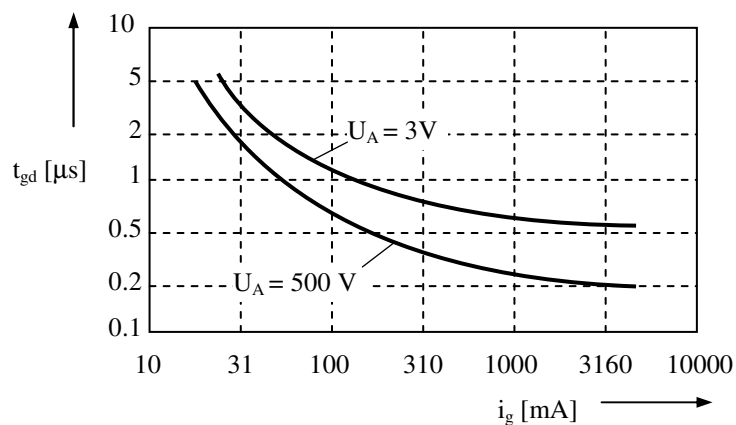
$$W_t = \int p_T \cdot dt \quad (2.3)$$

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



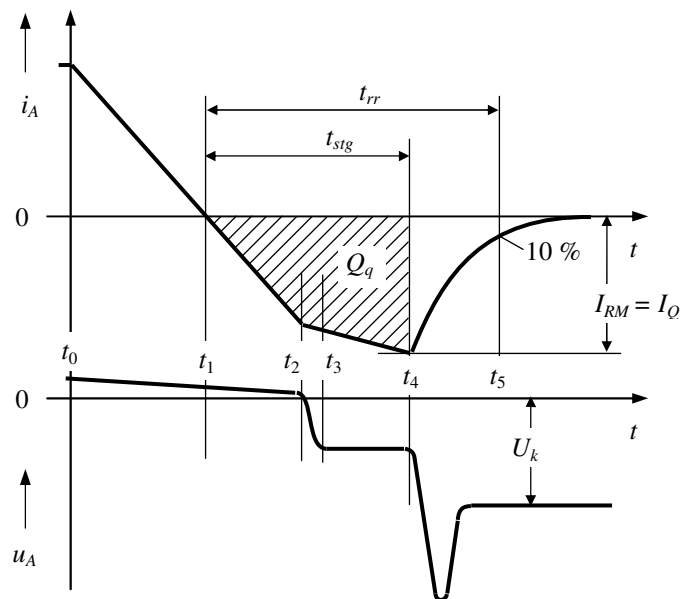
Slika 2.9: Odvisnost časa zakasnitve proženja t_{gd} od amplitude prožilnega tokovnega impulza I_G ter od velikosti anodne napetosti U_A za tiristor TF95F-AEG

Čas širjenja prevodne cone t_{gs} označuje čas, ki je potreben, da se prevajanje toka razširi na celoten presek kristala. Velikost tega časa je odvisna predvsem od izvedbe kristala in znaša tudi do 100 μs. Opozarjamo, da mora prožilni (krmilni) tokovni impulz

$i_G(t)$ trajati najmanj do izteka časa t_{gs} . Ta čas je krajši pri tiristorjih, ki imajo strukturo krmilnega priključka izvedeno na poseben, "razvejan" način.

Iz povedanega izhaja, da lahko zagotovimo hiter in zanesljiv vklop tiristorja, združen z majhnimi toplotnimi izgubami, če primerno oblikujemo prožilni impulz $i_G(t)$. Imeti mora veliko strmino čela 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, teče tudi pri tiristorju prevodni tok, ko doseže vrednost nič, še kratek čas v nasprotni (inverzni) smeri. V času t_2 začne zaporna plast ob katodi prevzemati zaporno napetost. V času t_4 se koncentracija nosilcev naboja na zaporni plasti na anodni strani že toliko zniža, da začne tudi ta plast prevzemati nase zaporno napetost in preide tiristorski tok z veliko strmino na vrednost nič. S t_{rr} označujemo časovni interval od trenutka prehoda toka skozi vrednost nič pa do trenutka, ko tok ponovno upade na 10% svoje negativne temenske vrednosti I_q . Šrafirana tokovno-časovna ploščina na sl. 2.10a označuje **naboj sprostitve** Q_q . Enako kot pri diodah se njegova vrednost povečuje s temperaturo kristala, z velikostjo toka i_A in s strmino $-di_A/dt$. Zaradi velike strmine toka v času t_4 lahko nastopijo na prisotnih induktivnostih tokokroga velike inducirane napetosti, ki ogrožajo elemente tokokroga, torej tudi tiristor. Te prenapetosti omejimo z R-C členi, ki jih dimenzioniramo po navodilih proizvajalca tiristorjev.



Slika 2.10: Izklop tiristorja

Na tiristorju, ki je pravkar nehal prevajati, se nahaja negativna (zaporna) napetost $U_A=U_K$. Če 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 začel 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 omogočiti, 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 (»čas 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:

$$t_c = 1,3 \text{ do } 1,5 \cdot t_q \quad (2.4.)$$

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, če je strmina naraščanja blokirne napetosti du_D/dt večja od dopustne $(du_D/dt)_{krit}$ iz podatkovnega kataloga tiristorja: tiristor začne tedaj samodejno (tj. kljub $i_G=0$ in $u_D < U_{(BO)}$) prevajati. To kaže tudi sl. 2.11 s črtkanima krivuljama. Če narašča blokirna napetost s preveliko strmino, začne 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:

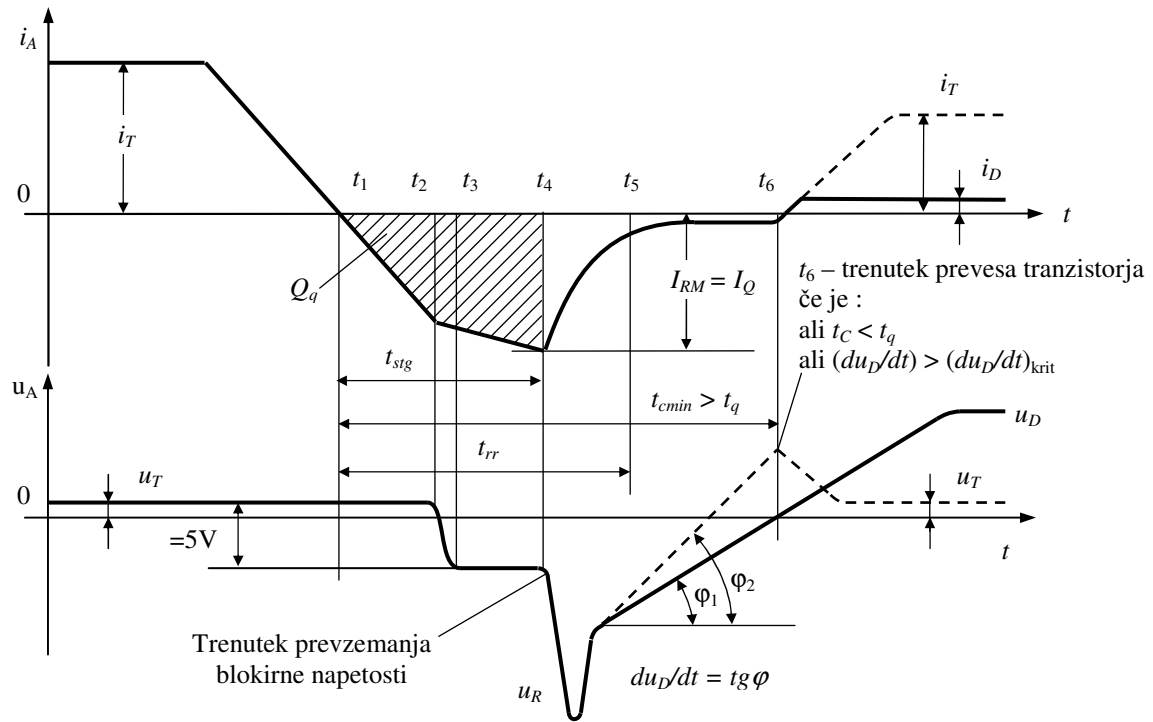
- navadne ali omrežne tiristorje (t.i. N-tiristorje), ki imajo $t_q = 60$ do $300 \mu s$ in
- hitre ali invertorske tiristorje (t.i. F-tiristorje), ki imajo $t_q = 5$ do $60 \mu s$.

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 .

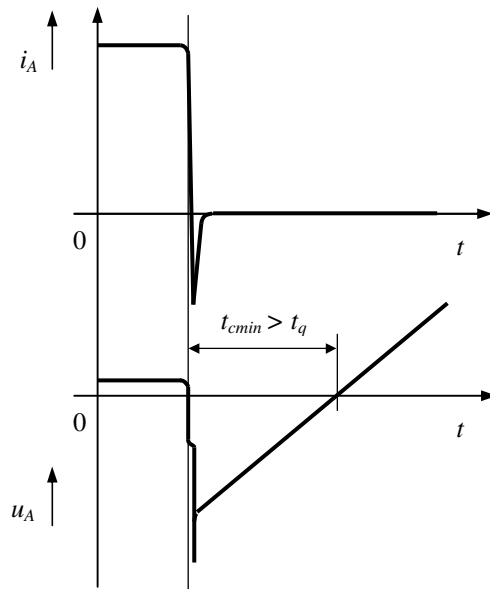
Sprostitveni čas t_q tiristorja ni konstanta, temveč se spreminja v odvisnosti od več parametrov. Čas t_q se povečuje, če je:

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

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



Slika 2.11: Izklop tiristorja: minimalno potreben varnostni čas t_{cmin} in spontan prehod v ponovno prevajanje, če je porast blokirne napetosti $du_D/dt > (du_D/dt)_{krit}$ (črtkani krivulji); (slika ni risana v merilu)

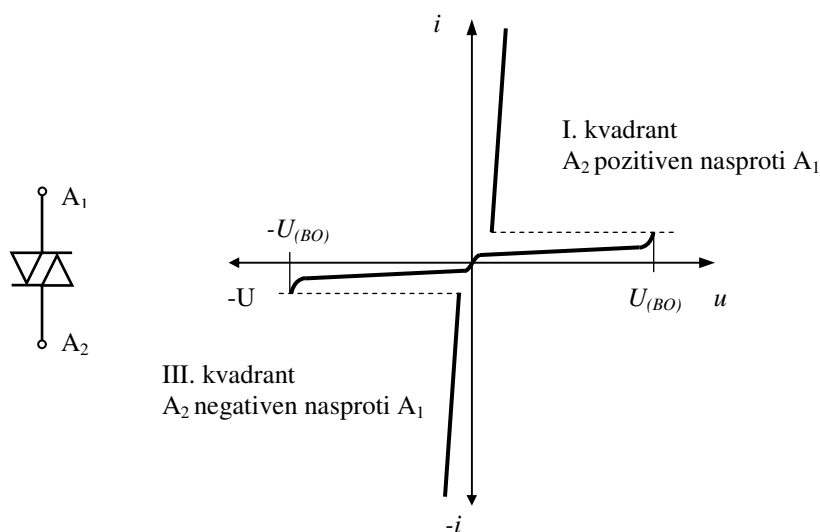


Slika 2.12: Čas sprostitve tiristorja

2.4.3 Posebne vrste tiristorjev

Diac

To je »dvosmerna tiristorska dioda«. Ime je sestavljenka iz **Diode AC-Current Switch**. Sl. 2.13 kaže grafični simbol ter statično karakteristiko. Diac blokira v obeh smereh, lahko pa tudi prevaja tok v obeh smereh, če pride zaradi naraščanja napetosti do preseva $u > U_{(BO)}$. 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) statična karakteristika

Triac

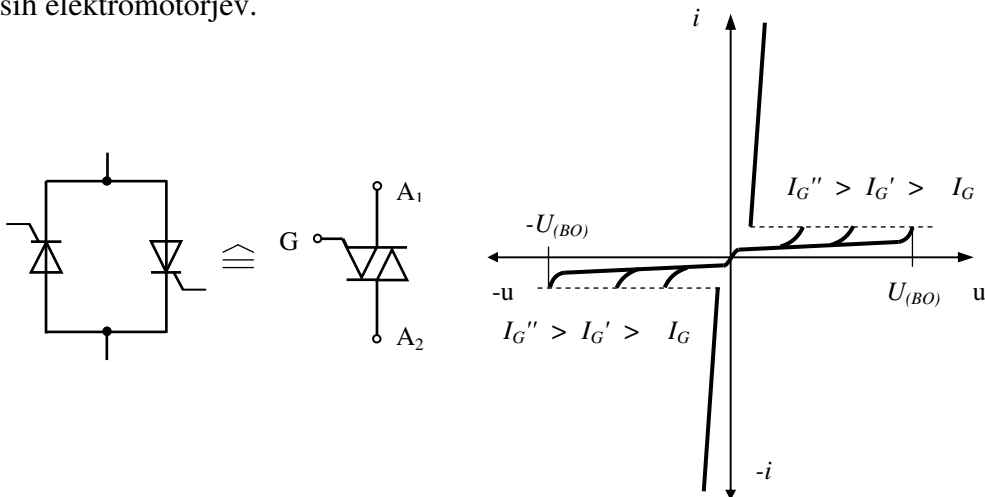
Triac je dvosmerni tiristor. Ime je sestavljenka iz **Triode AC-current Switch**. Sl. 2.14 kaže njegov grafični simbol in statično karakteristiko. Triac je ekvivalent dvema navadnima tiristorjema v protiparalelni vezavi, le da ima eno samo krmilno (prožilno) elektrodo G. Triac lahko blokira v obeh smereh 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 ločenih prožilnih impulzov,
- polariteta prožilnega toka je lahko poljubna in
- ne potrebujemo dveh med seboj električno 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 $5 \text{ A}/\mu\text{s}$.

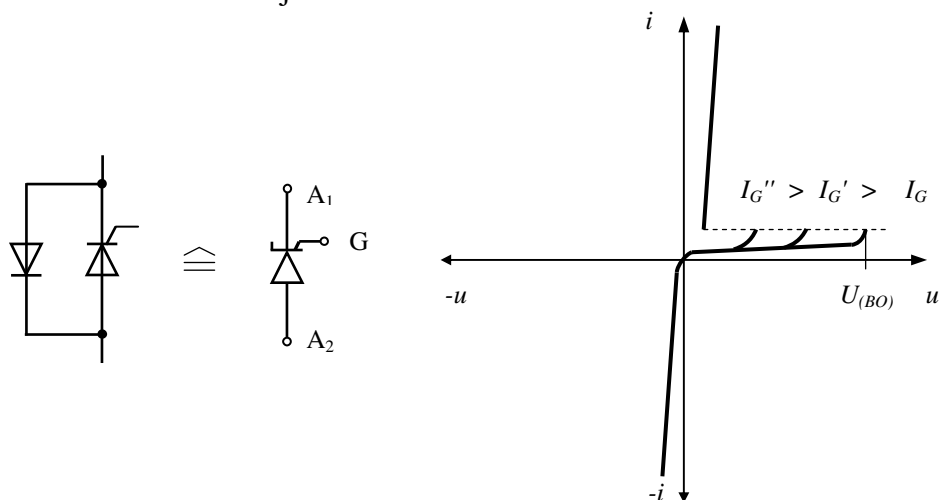
Uporabljamo jih samo v omrežjih 50/60 Hz, pretežno za krmiljenje razsvetljave, peči in manjših elektromotorjev.



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

Inverzno vodljiv tiristor

Angleška označba 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.

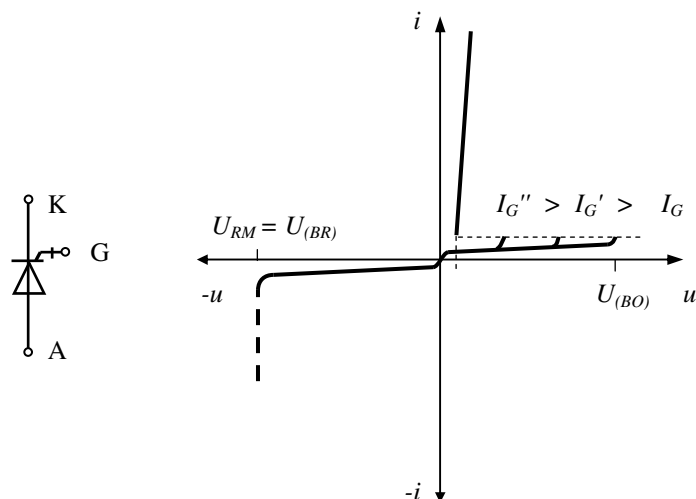


Slika 2.15: Inverzno vodljiv tiristor; a) grafični simbol, b) statična karakteristika

Naloga diode v tem vezju je, da prevzame prevajanje toka v inverzni smeri (deluje lahko kot ničelna 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 električnimi vodniki brez večjih stresanih induktivnosti. Te zahteve zelo dobro izpolnjuje inverzno vodljiv tiristor. S posebnimi konstrukcijskimi ukrepi lahko proizvajalci zelo zmanjšajo ali t_T ali t_q .

GTO tiristor

GTO je izklopljiv tiristor (angl. **Gate Turn Off Thyristor**). Sl. 2.16 kaže njegov grafični simbol in statično 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 čas t_q je zelo majhen od 3 do 10 μs , torej še manjši od večine F-tiristorjev. Uporabljamo jih v pretvornikih za manjše moči, ki obratujejo z velikimi preklopnimi frekvencami. V primerjavi s tiristorjem ima naslednje prednosti in slabosti:



Slika 2.16: GTO tiristor; a) grafični simbol, b) statična karakteristika

Prednosti:

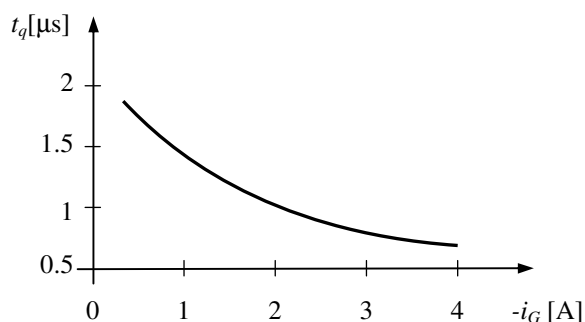
- ventil lahko enostavno izklopimo brez kompliciranih in dragih komutacijskih vezij, ki so sicer potrebna pri navadnih tiristorjih,
- omogoča velike obratovalne frekvence v primerjavi s tiristorjem,
- izdatki za filtre in za gladilne naprave so zato lahko manjši.

Slabosti:

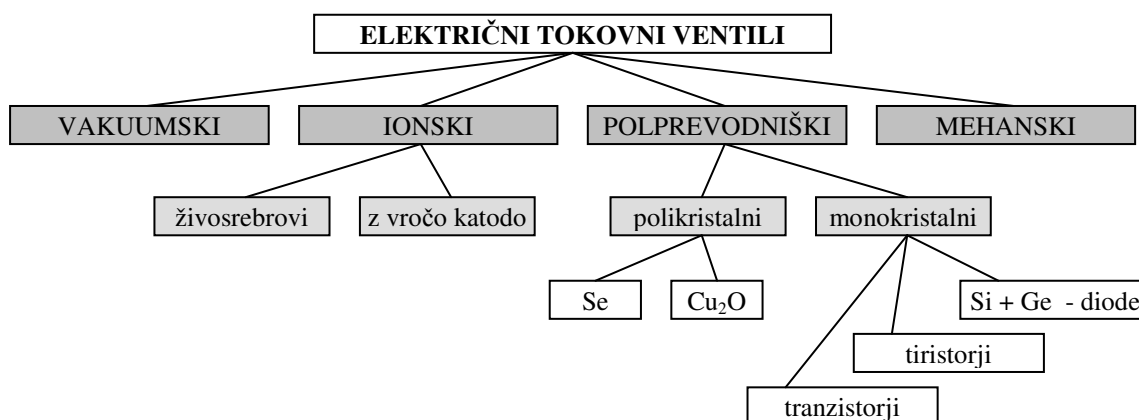
- krmilna (prožilna) naprava je komplicirana in draga, saj mora dobavljati velik krmilni tok $-i_G$, ki znaša približno $20\% I_T$,
- preklaplja lahko manjše moči kot navadni tiristor,
- dodatna potrebna oprema (R, C, diode) je zahtevnejša in
- grajeni so za relativno manjše toke in napetosti kot navadni 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 časa 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 časa sprostitve t_q od negativnega krmilnega toka $-i_g$ pri GATT



Slika 2.18: Vrste ventilov

2.5 Močnostni tranzistor

2.5.1 Uvod

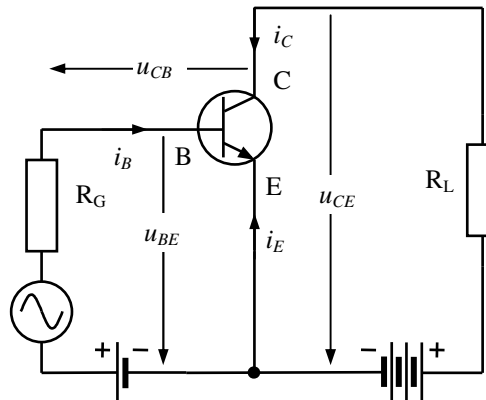
Tranzistor je v razvoju elektronike **dvakrat** dobil izredno pomembno mesto. Ob svojem rojstvu je prevzel praktično vse funkcije vakuumske elektronke v signalni tehniki. Vakuumska elektronika se je obdržala le še pri visokih napetostih, visokih frekvencah in velikih močeh (različni oddajniki). Ob njegovem nastanku nihče ni predvidel razvoja, ki ga je pogoji (IC itd.). Od začetka pa se je tudi "silil" v energetiko, koder je bil zelo uporaben kot izklopljiv stikalni element, vsaj v področju majhnih moči (do 100 W) in nizkih napetosti (do 100 V) (vklapljanje relejev itd.). Za srednje in večje moči je bil preskromen. Na tem področju je leta 1958 odprl vrata prvi polprevodniški močnostni krmiljivi element tiristor, ki je omogočil nesluten razvoj polprevodniških pretvornikov. Vendar pa protagonisti tranzistorja niso mirovali. Dejstvo, da je tranzistor hitrejši od tiristorja, je opravičevalo vlaganja proizvajalcev v njegov razvoj in tranzistor se je tako rekoč drugič rodil v obliki izredno uspešnega stikalnega močnostnega ventila, ki ima danes dominantno vlogo v področju srednjih moči. Bipolarni tranzistorji, ki zmorejo desetkrat hitrejše preklope od tiristorja (preklopni časi so krajši od 1 μ s pri napetostih 1600 V in 500 A), so dobili v zadnjem času še boljše zamenjavo v unipolarnem ali t.i. FET tranzistorju in pa v kombinacijah FET in bipolarnih tranzistorjev (HIBRID) IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor). Zato v področju srednjih moči (100 kW), omrežnih napetosti in velikih preklopnih hitrosti prevzema glavno vlogo tranzistor.

Tranzistor kot ojačevalni element v signalni tehniki nastopa v kombinaciji z bremenom in napajalnim virom v različnih vezavah in sicer:

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

V močnostni elektroniki se uporablja tranzistor kot stikalo v vezavi s skupnim emitorjem, kjer je breme priključeno med kolektor in napajalno napetost, kot kaže slika 2.19.

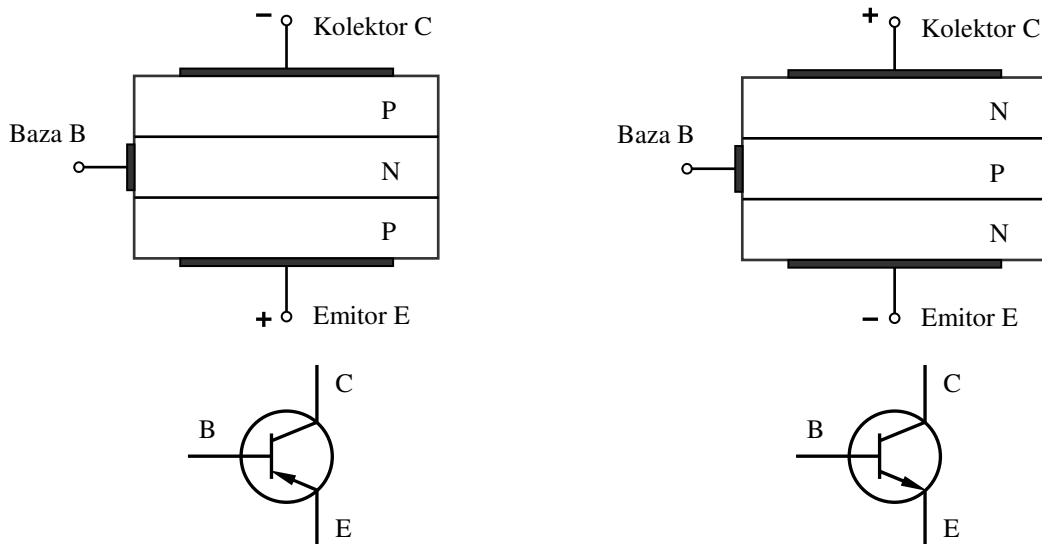
V principu je tranzistor krmiljen upor, katerega velikost spreminjamo s krmilnim tokom. Pri tem prevzema v tokokrogu kjer nastopa, večjo ali manjšo napetost in se na njem v obliki toplote troši večja ali manjša moč. Zato je tranzistor v močnostni elektroniki uporaben le kot stikalni element, ki je bodisi popolnoma zaprt ali pa popolnoma odprt. Vmesno področje vsaj za daljše čase ni dovoljeno. Njegovi stikalni stanji sta praktično enaki kot pri tiristorju, le da je tranzistor v odprtem stanju možno držati z **določenim trajnim krmilnim tokom**.



Slika 2.19: Emitorsko vezje NPN tranzistorja

2.5.2 Zgradba in delovanje

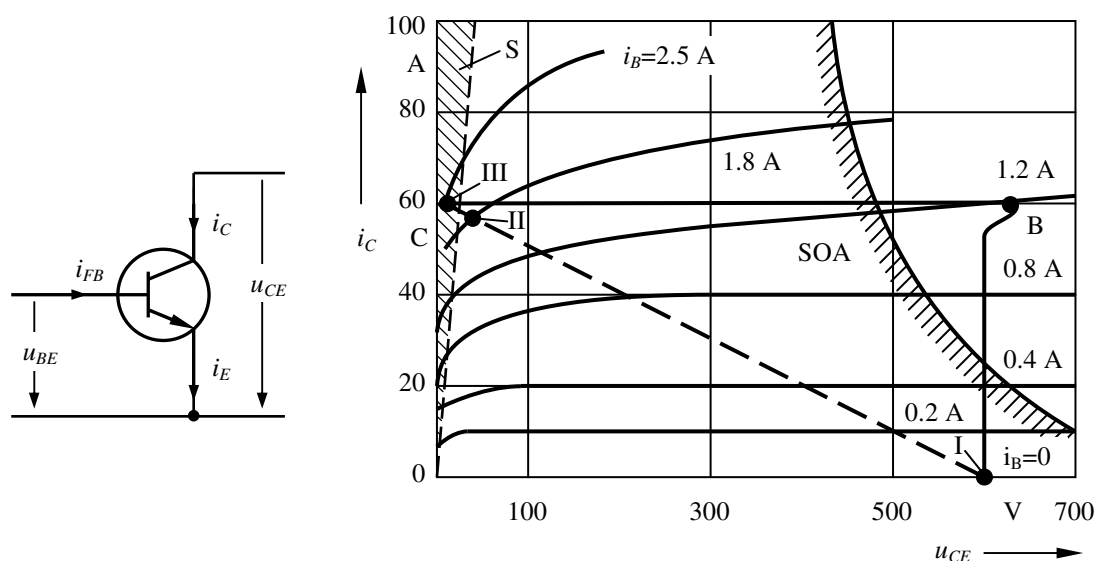
Tranzistor (osnovni polprevodniški kristal) se sestoji iz treh plasti, ki so različno dopirane (PNP ali NPN). Zgradbo in simbole obeh struktur kaže slika 2.20.



Slika 2.20: Zgradba in simbola tranzistorjev PNP in NPN

Silicijevi bipolarni močnostni tranzistorji so pretežno NPN izvedbe (PNP je v principu slabši in tehnološko zahtevnejši). Delovno področje 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 točki III pravimo, da je tranzistor v nasičenju in je na njem najmanjši padec napetosti. Zaradi hitrejšega izklapljanja ga je smiselno držati v odprtem stanju na meji nasičenja (točka II), čeprav na račun nekoliko večjega padca napetosti. Vmesno, tako imenovano aktivno področje (med I in II), ki je podobno krmiljeni upornosti, je za močnostno elektroniko prepovedano. Zaradi istočasne prisotnosti napetosti in toka na njem ga moramo med preklopi čim 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 označujejo 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 največja vrednost enosmernega toka pri določenih temperaturnih pogojih.
- **Periodičen maksimalni kolektorski tok I_{CRM}** je maksimalna dovoljena vrednost tokovnega pulza, ki traja določen čas in se ponavlja z določeno periodo.

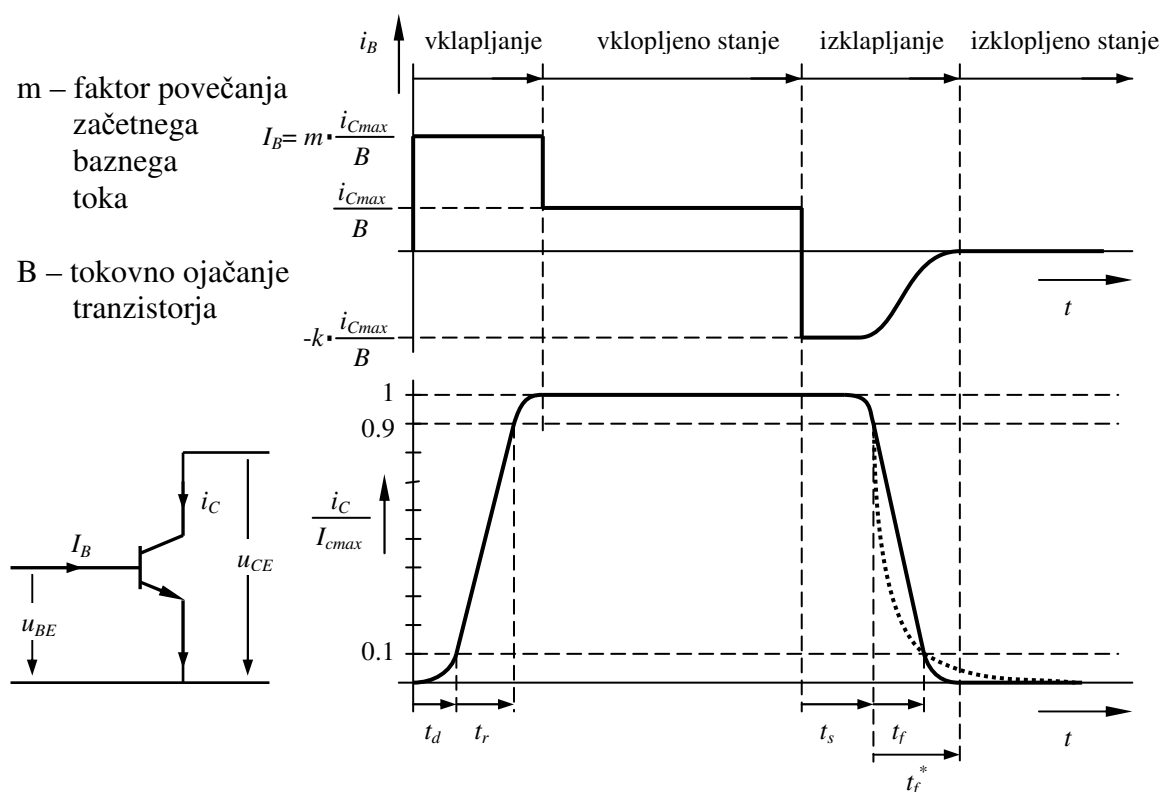
Ostali parametri, ki so namenjeni uporabnikom, so natančno podani v katalogih proizvajalca za vsak tip elementa posebej.

2.5.4 Dinamične lastnosti

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

S pomočjo točk $0,9 i_{Cmax}$ in $0,1 i_{Cmax}$ sta definirana čas naraščanja toka t_r pri vklopu in čas upadanja toka t_f pri izklopu tranzistorja.

Vklopni čas je definiran kot vsota zakasnilnega časa t_d in časa porasta toka t_r : $t_{on} = t_d + t_r$. Na ta čas lahko vplivamo s strmino in višino začetnega baznega toka i_B katerega značilen potek je na sl. 2.22 zgoraj.



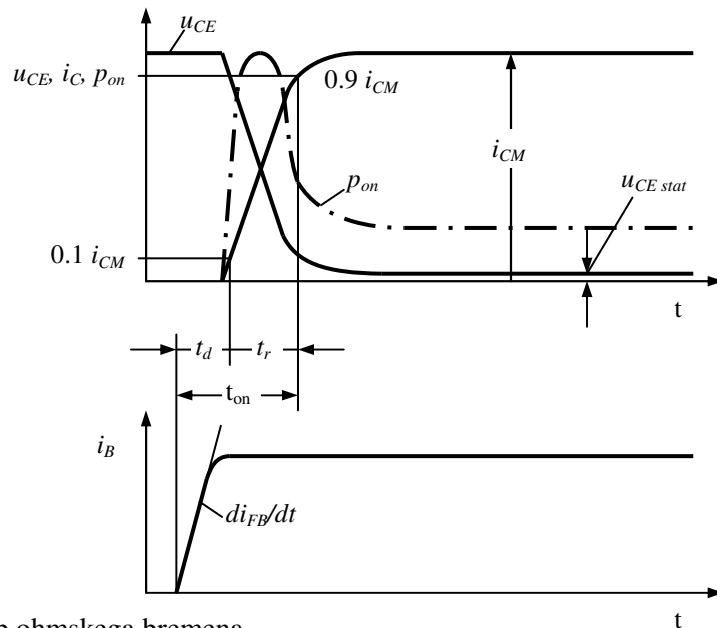
Slika 2.22: Bazni in kolektorski tok v enem stikalnem ciklusu

Izklopni čas je vsota spominskega časa in časa upadanja kolektorskega toka. Spominski čas t_s je čas med začetkom upadanja baznega toka i_B in začetkom upadanja kolektorskega toka i_C . To je čas, ki je posledica nosilcev naboja v baznoemitorski coni. Ta čas je zelo odvisen od tega, kako globoko v nasičenju je bil tranzistor med prevajanjem. Lahko ga skrajšamo s tem, da delamo zunaj nasičenja tj. v področju navideznega nasičenja.

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

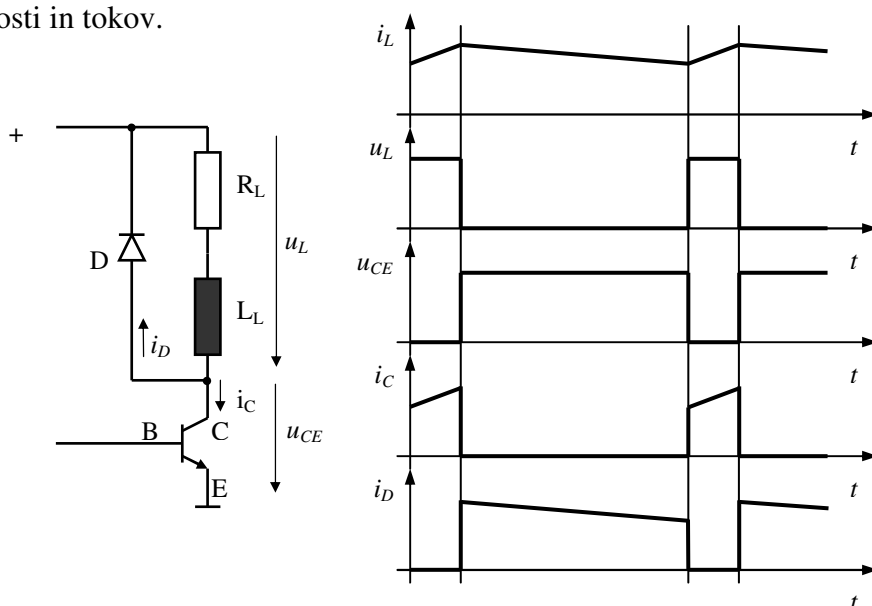
Na potek napetosti in toka lahko sklepamo tudi iz slike 2.21, ki kaže polje karakteristik in ima črtkano vrisano uporabno delovno premico. Tranzistor je izpostavljen velikim izgubnim močem.

V energetske elektroniki delujejo stikalni elementi v pretežno ohmsko induktivnih tokokrogih. V takšnih razmerah je zato tranzistor še bolj izpostavljen visokim izgubnim močem. Ker to velja za vse izklopljive stikalne elemente, kot je n.pr. tudi GTO, si ta problem pogledjmo nekoliko bolj natančno na konkretnem zgledu.



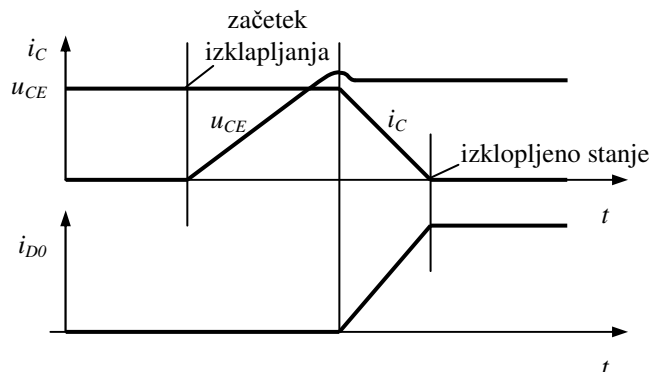
Slika 2.23: Vključevanje ohmskega bremena

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 t.j. Sl. 2.25. Ko po spominskem času t_s tranzistor začne zapirati, začne na njem naraščati tudi napetost,



Slika 2.25: Izklopni prehodni pojav za sl. 2.25

pri čemer pa se zaradi induktivnega značaja bremena tok skozenj nič ne more spremeniti. Šele ko napetost na tranzistorju preseže napajalno napetost, postane prostotečna dioda prevodna in bremenski tok se začne seliti iz tranzistorja T v prostotečno diodo D. Če ta prehodni pojav izklopa vpišemo v polje karakteristik tranzistorja (sl. 2.21), dobimo potek, kot ga kaže izvlečena črta ABC. Maksimalna izgubna moč, ki ji je izpostavljen tranzistor je enaka produktu $u_{CEmax} \cdot i_{Cmax}$.

Če 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 povzroči prevelike lokalne gostote toka. Pri vklopu se tok koncentrira v bližini baze na robovih emitorja, pri izklopu pa v centralnem področju emitorja. Takšne lokalne koncentracije tokov povzročijo pri vklopih z visokimi di/dt in pri izklopih z visokim du/dt velike lokalne konice sproščene izgubne moči, ki lahko tranzistor uničijo. Te poškodbe se imenujejo drugi preboj. Prvi preboj imenujemo lavinski preboj zaradi prevelike jakosti polja.

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

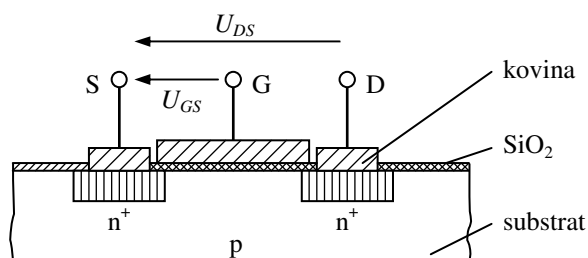
Kot zanimiv primer si oglejmo področje dovoljenega obratovanja za tranzistor BUV 98 (priloga). Ta THOMSONOV proizvod je bil eden prvih, ki je dovoljeval obratovanje direktno na trifazni usmerjeni omrežni napetosti. Napetostno vzdržljivost predstavljata parametra U_{CES} in U_{CEO} . U_{CES} je napetost 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

Proizvajalci tranzistorjev so iskali rešitve za večje moči tudi v večstopenjskih DARLINGTON tranzistorskih modulih. Zaradi njihove počasnosti, 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.

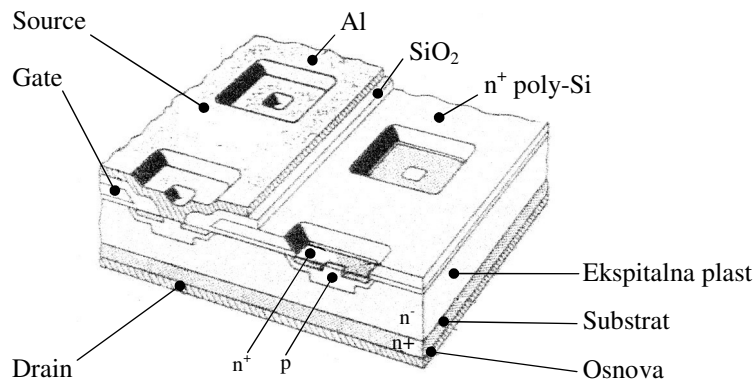
Osnovni princip je prikazan na sliki 2.27 Na osnovni material - substrat, ki je p-tip polprevodnika, so vnešena področja tipa-n, metalizirana in priključena na sponki Drain (D) in Source (S). Priključna elektroda vrat G (Gate) je izolirana od substrata s plastjo aluminijevega oksida SiO_2 .



Slika 2.27: Principielna 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 teče le zanemarljivo majhen zaporni tok. Elektroda G predstavlja skupaj z izolacijsko plastjo in nasproti ležečim 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 povzročijo, 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. Rečemo tudi: normalno zaprt MOS-FET. Logično inverzne lastnosti ima tranzistor, če 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 običajno uporablja normalno zaprt MOS-FET. Tehnologija MOS-FET-ov se je najprej razvila za področje signalne elektronike. Za uporabo v energetske elektroniki se veže med seboj paralelno, v odvisnosti od zahtevanega toka tudi po nekaj tisoč takšnih osnovnih celic. Značilna zgradba je razvidna na sliki 2.28, ki kaže izsek iz osnovnega polprevodniškega kristala močnostnega MOS-FET-a z n-kanalom.



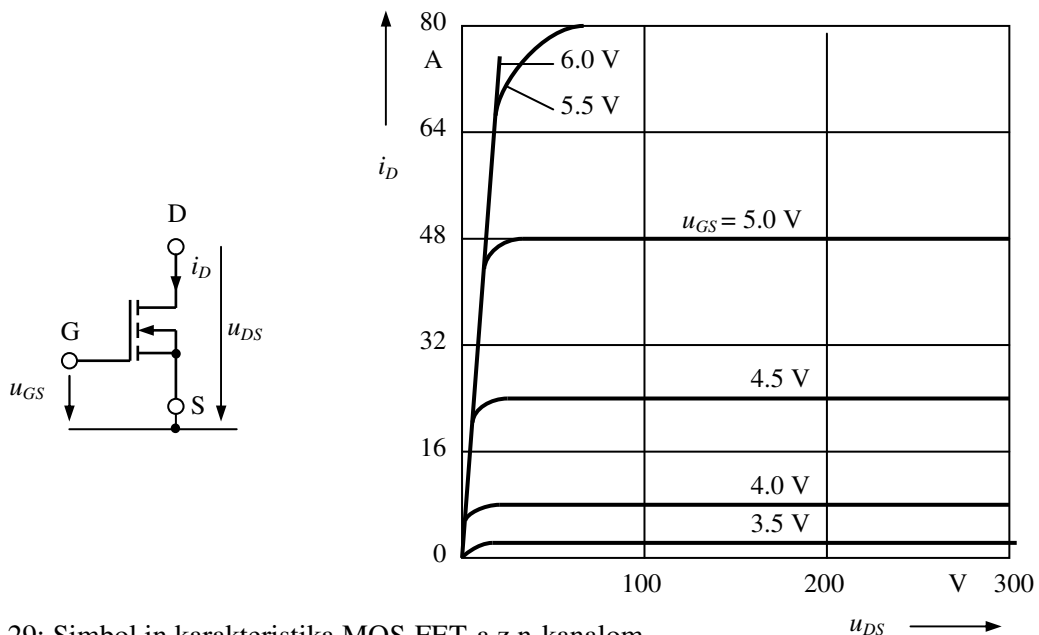
Slika 2.28: MOS-FET za močnostno elektroniko

Na sliki vidimo, da gre pri tem za geometrijsko razporeditev elektrod, ki omogoča tok v vertikalni smeri. Osnovni material je epitaxialna plast, ki je nanešana na visokopredvodni substrat. Debelina epitaxialne 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.

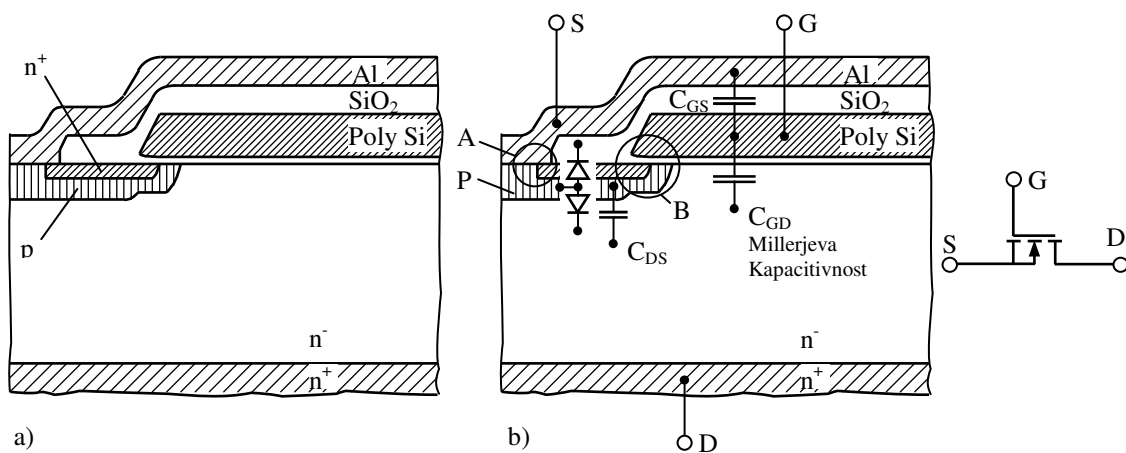


Slika 2.29: Simbol in karakteristika MOS-FET-a z n-kanalom

Če uporabljamo MOS-FET v močnostni elektroniki kot hitro stikalo, pa moramo upoštevati, da pri preklonih FET-a polnimo in praznimo vhodne kapacitvnosti in zato potrebujemo tudi nek krmilni tok.

Po sliki 2.30 si lahko razjasnimo probleme krmiljenja tega tranzistorja. Slika a) kaže aktivno področje 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 področje n^+ in p, kratko veže bazno-emitorsko



Slika 2.30: Zgradba v prerezu

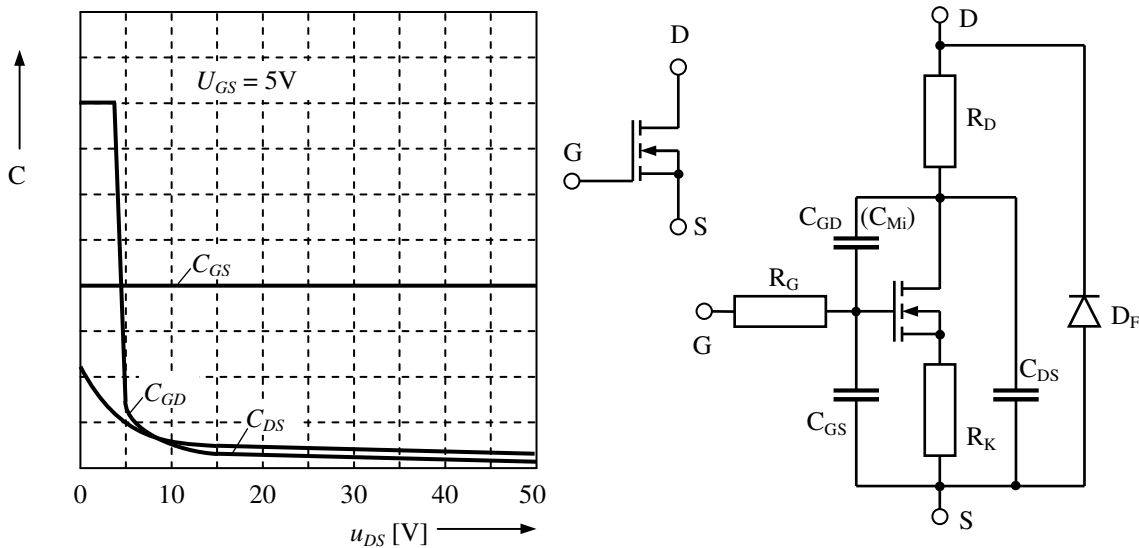
diodo parazitnega bipolarnega tranzistorja. Dioda baza-kolektor ostane in predstavlja diodo, ki je vezana paralelno k progi DS MOS-FET-a.

S krogom B označeno področje prevodnega kanala predstavlja tri delne kapacitivnosti nadomestnega vezja, ki je na sliki 2.31. Tam so upoštevane še ohmske upornosti posameznih področij, tako da nam je predstavljena celotna slika MOS-FET-a, ki jo moramo upoštevati v dinamičnih razmerah. Elementi nadomestne sheme so zaradi velikega števila paralelno vezanih osnovnih celic sicer prostorsko porazdeljeni, vendar pa nam takšna diskretna shema dovolj natančno opiše obnašanje FET-a med preklapljanjem.

R_G je upornost vrat, R_D je upornost n^- področja in R_K upornost področja 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 večje 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 tipičen 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:

$$\begin{aligned} C_{iss} &= C_{GS} + C_{GD} \\ C_{oss} &= C_{DS} + C_{GD} \end{aligned}$$

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.

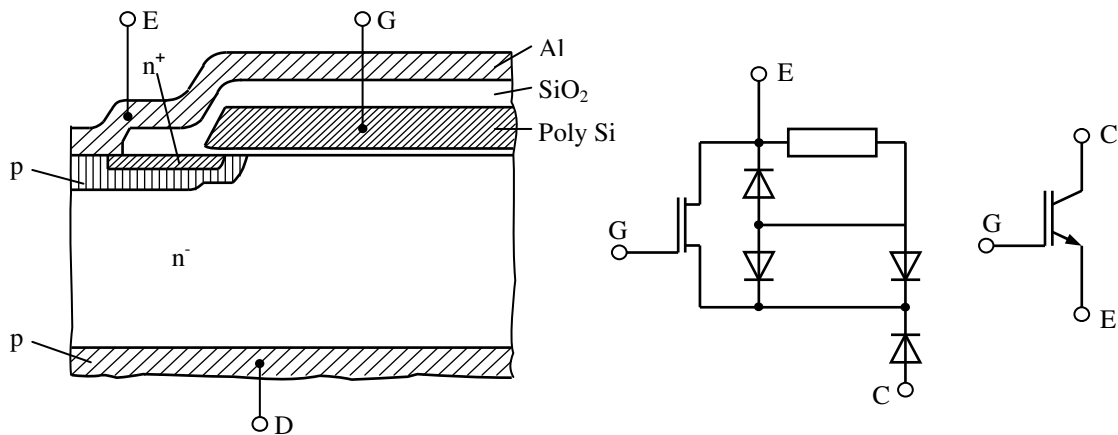
Preklopni časi so v primerjavi s podobnimi bipolarnimi tranzistorji znatno krajši. Močno so odvisni od krmilja na progi GS. Upornost v prevodnem stanju pa je pri višjenapetostnih elementih znatno večja in je zato uporaba omejena na manjše moči.

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 principiarno 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-Emitor 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) enastavna nadomestna shema, c) simbol

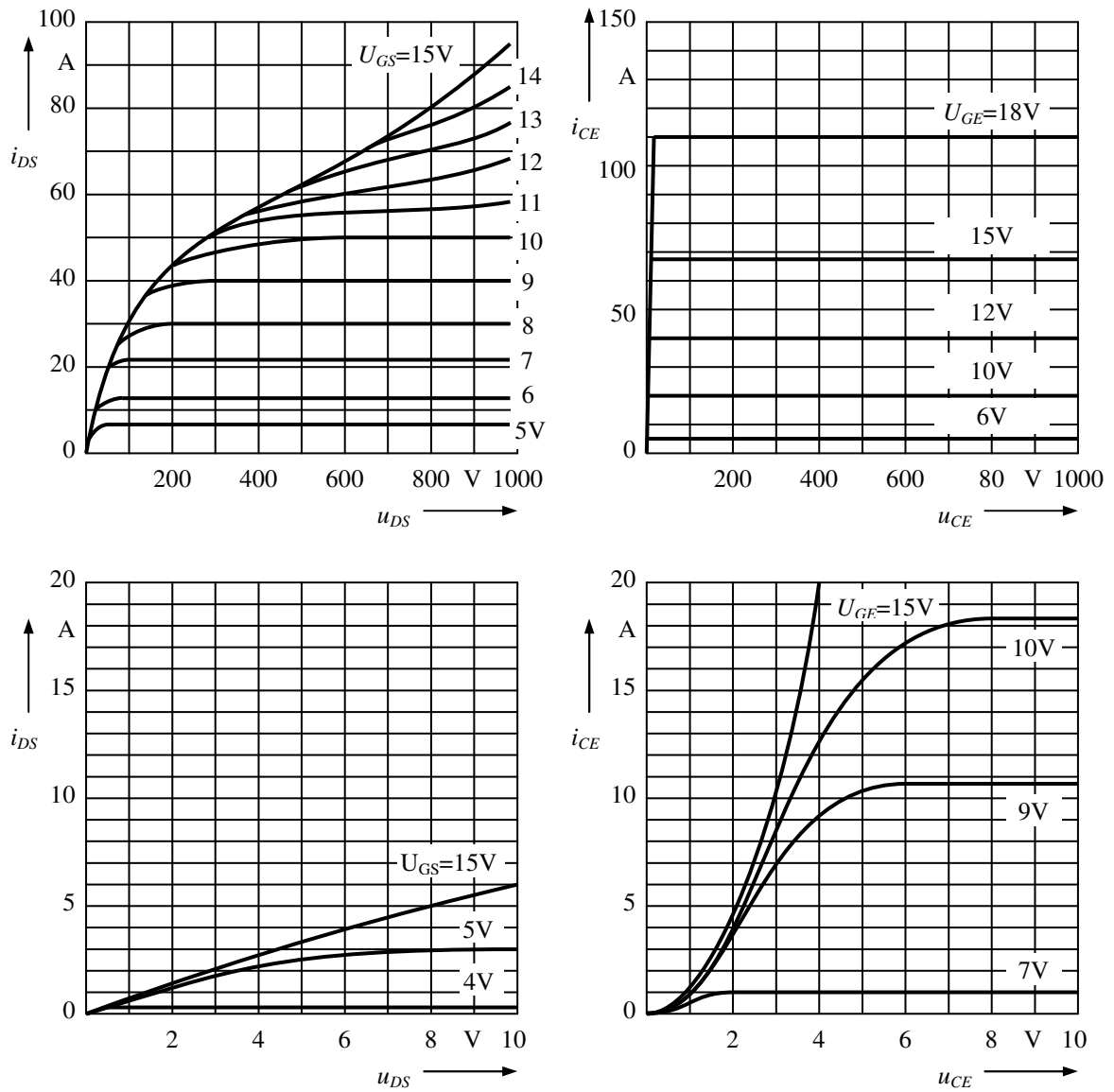
Struktura IGBT je štiriplastna in predstavlja Darlington vezavo MOS-FET-a in bipolarnega tranzistorja. Nadomestno vezje na sliki 2.32b predstavlja vklopljiv element podoben tiristorju, pri katerem pa sta parazitna tranzistorja v IGBT strukturi tako zasnovana, da pod obratovalimi pogoji ne pride do preklopa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

Vklopne lastnosti IGBT so pretežno določene 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 počasi pada in je odvisen od hitrosti rekombinacije preostalih nosilcev naboja v prevodni coni. Hiter padec toka je odvisen od MOS strukture in krmilnega vezja, počasni 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 počasi izzveni proti vrednosti nič. Ta predstavlja takoimenovani "tokovni rep", ki je glavna pomanjkljivost IGBT-jev.

Pri tehnologiji IGBT-ja proizvajalci lahko vplivajo na velikost preklopnih izgub na račun prevodnih izgub. Tranzistorji z večjimi izgubami v prevodnem stanju (večji padec napetosti) so bolj primerni za višje frekvence, tisti z manjšimi prevodnimi izgubami, pa imajo bolj poudarjen tokovni rep in zaradi tega večje 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 moči je kateri od njih uporaben.



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

IGBT tranzistor **SKM 50 GAL 121D**

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

MOSFET tranzistor **SKM 191**

$U_{ds} = 1000V$		
$I_d = 28A$	$\dots T_c = 25\text{ }^{\circ}C$	$t_{don} = 60ns$
$I_{dm} = 112A$	$\dots T_c = 25\text{ }^{\circ}C$	$t_r = 30ns$
$R_{dson} = 0.8\Omega$	$\dots T_j = 125\text{ }^{\circ}C$	$t_{doff} = 350ns$
$P_{tot} = 700W$	$\dots T_c = 25\text{ }^{\circ}C$	$t_f = 60ns$

Izgube na tranzistorjih

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