

3 ZAŠČITA, RAZBREMENJEVANJE IN KRMILJENJE POLPREVODNIŠKIH VENTILOV

Za zanesljivo delovanje polprevodniških ventilov v napravah močnostne elektronike je nujno potrebna dodatna oprema kot so razbremenilna vezja in zaščitni elementi pred prevelikimi toki, prevelikimi strminami toka in napetostmi in pred previsokimi preklopnimi izgubami. Prijemi pa so za različne elemente specifični.

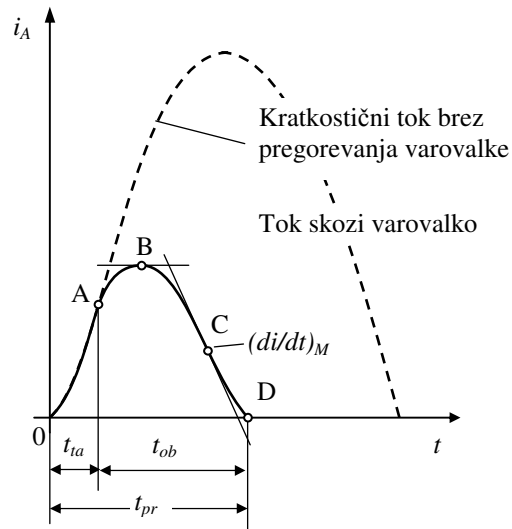
Tiristorje in diode moramo ščititi pred prevelikimi tokovi, saj je znano, da ne morejo vplivati na velikost toka, ko le-ta že steče. Eventualni kratki stiki ali preobremenitve lahko povzročijo uničenje ventila.

Moderne hitre tranzistorje pa pred prevelikimi tokovi lahko zaščitimo le preko krmilnega dela s tem, da stalno sledimo oziroma merimo tok in ga obvladujemo po regulacijskem principu.

Diode in tiristorje ščitimo pred prevelikimi toki s specialnimi talilnimi varovalkami. Njihove karakteristike morajo biti prilagojene termičnim lastnostim ventilov. Te varovalke nameščamo v vsako tokovno vejo zaporedno k ventilu. Celotno pretvorniško vezje pa ponavadi ščitimo z varovalko standardne izvedbe v dovodih na izmenični strani.

Zaradi majhne toplotne akumulacije aktivnega dela ventila (polprevodniškega kristala) za takšno zaščito pridejo v poštev le specialne hitre talilne varovalke, s katerimi lahko oddvojimo tok predno kristal zaradi previsoke temperature izgubi svojo blokirno ali zaporno sposobnost. Varovalka mora prekiniti tok predno naraste do kritične velikosti I_{FRM} oziroma I_{TRM} .

Na sliki 3.1 vidimo značilno karakteristiko pregorevanja specialne talilne varovalke ob kratkem stiku v tokokrogu. Do trenutka t_A talilna varovalka še ne povzroča bistveno večjega upora v tokokrogu. V trenutku t_A pa varovalka pregoreva. V njej se pojavi električni oblok. Tok še nekoliko naraste, doseže največjo vrednost v točki B, nato pa ga napetost obloka zmanjšuje do vrednosti nič v točki D, ko je pregorevanje varovalke končano. Pomembno pri tem je, da tok ne upada prehitro oz. da je strmina $-di/dt$ zmerna!



Slika 3.1: Pregorevanje specialne hitre talilne varovalke

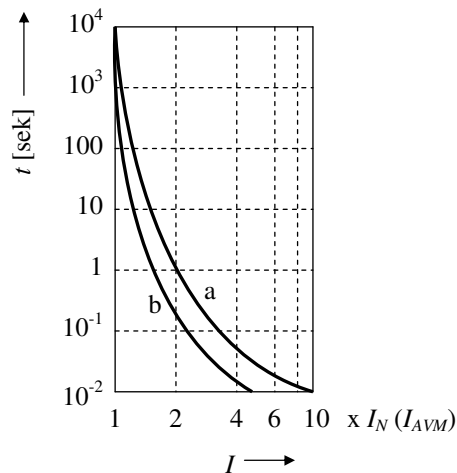
Čas pregorevanja varovalke je

$$t_{pr} = t_{ia} + t_{ob}$$

Pomemben podatek vsake specialne varovalke je vrednost t.i. bremenskega integrala (I^2t), ki podaja vrednost integrala (glej sl. 3.1).

$$\int_0^{t_a} i^2 dt$$

Za vsak ventil podajajo proizvajalci v katalogih vrednost integrala (I^2t). Ta integral je merilo za energijo, ki jo lahko kristal absorbira, ne da bi se njegova temperatura povečala čez dopustno vrednost in kristal uničila. Varovalko moramo izbrati vedno tako, da je:



Slika 3.2: Kratkostična in pretokovna zaščita ventila s talilno varovalko: (a) pretokovna karakteristika ventila, (b) talilna karakteristika varovalke

$$(I^2t)_V < (I^2t)_T$$

To velja za kratke stike v vejah! Varovalka pa mora ščititi ventil tudi pred velikimi toki, ki so manjši od kratkostičnih tokov. Omogočati mora t.i. pretokovno zaščito. Zato mora biti talilna karakteristika varovalke usklajena s karakteristiko dopustne preobremenitve ventila, ki ga varuje (sl.3.2).

Nazivna napetost varovalke je največja dopustna efektivna vrednost aktivnih (gonilnih) napetosti v kratkostičnem tokokrogu. Nazivna napetost varovalke mora biti večja ali vsaj enaka delovni napetosti.

Nazivni tok varovalke je definiran kot največja dovoljena efektivna vrednost sinusnega toka pri nazivni frekvenci in pri nazivnih pogojih hlajenja. Ponavadi jemljemo za stacionarno obratovanje varovalko z nazivnim tokom, ki je vsaj 10% večji od delovnega toka.

Projektant mora pri izbiri varovalk upoštevati tudi režim obratovanja ventila (npr. pulzno) in obliko periodičnega delovnega toka skozi ventil.

Razen talilnih varovalk uporabljamo za zaščito pred prevelikimi toki v časovnem območju čez 1 minuto tudi stikala s termično zaščito. Pri krmiljenih pretvornikih pa lahko napravimo tudi zaporo krmilnih impulzov, ki jo sproži nadzorovalna elektronika. Ko bremenski tok prekorači dopustne vrednosti za prekinitev nedopustno velikih enosmernih tokov uporabljamo tudi specialna hitra stikala.

3.1 RC-členi za zaščito tiristorjev in diod

3.1.1 Zaščita pred učinkom nosilcev naboja (ENN)

Na sliki 2.5. in sl. 2.10 smo videli, da pri diodah in tiristorjih, ki nehajo prevajati tok, leta teče za kratek čas skozi ventil v inverzni smeri, doseže neko maksimalno amplitudo I_{RM} in se nato z veliko strmino di_R/dt zmanjša na vrednost nič. To povzroči na komutacijskih induktivnostih L_K , ki so praviloma vključene zaporedno k ventilom, inducirano napetost:

$$u_i = -L_K \frac{di_R}{dt}$$

Ta je lahko nekajkrat višja od nazivne omrežne napetosti oz. od komutacijske napetosti in zato prekorači maksimalno dovoljeno zaporno napetost U_{RRM} ventila. Posledica je uničenje ventila. Da to preprečimo, vezemo paralelno k diodam in tiristorjem RC-člen,

kot kaže sl.3.3. Njegovo delovanje ob izklopu diode lahko analiziramo na osnovi narisane vezja. Predpostavimo, da se inverzni tok $I_{RM}=I_q$ po preteku časa t_{stg} (glej sl.2.5. in sl.2.10.) trenutno prekine (npr. z narisanim idealnim stikalom na sl.3.3)! Tok i_R bo komutiral (t.j. prešel) iz diode v RC-vejo. Časovne poteke tokov in napetosti v nastalem dušenem resonančnem nihajnem tokokrogu $U_K - L_K - R - C - U_K$ lahko izračunamo:

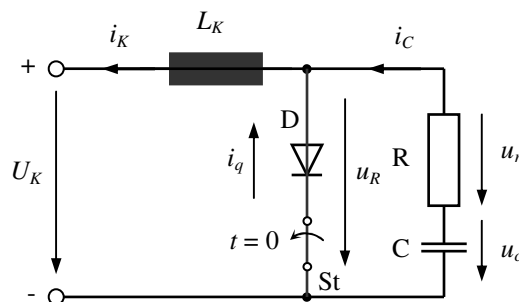
$$U_K = L_K \cdot \frac{di_C}{dt} + i_C \cdot R + \frac{1}{C} \cdot \int_0^t i_C dt$$

z začetnimi vrednostmi:

$$i_K(0) = i_C(0) = I_q, \quad u_C(0)=0, \quad U_K = \text{konst.}$$

Rešitev te diferencialne enačbe je odvisna od velikosti elementov R in C. Na sl. 3.4 je narisanih nekaj možnih časovnih potekov za inverzno napetost u_R na izklopljenem ventilu:

$$u_R = u_r + u_C$$



Slika 3.3: Nadomestno vezje

Ker je krožna frekvenca resonančnega kroga

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

zelo velika, je prehodni pojav zelo hitro končan. Zato se v praksi v tem času tudi zunanja komutacijska napetost U_K (npr. omrežna napetost) ne more veliko spremeniti.

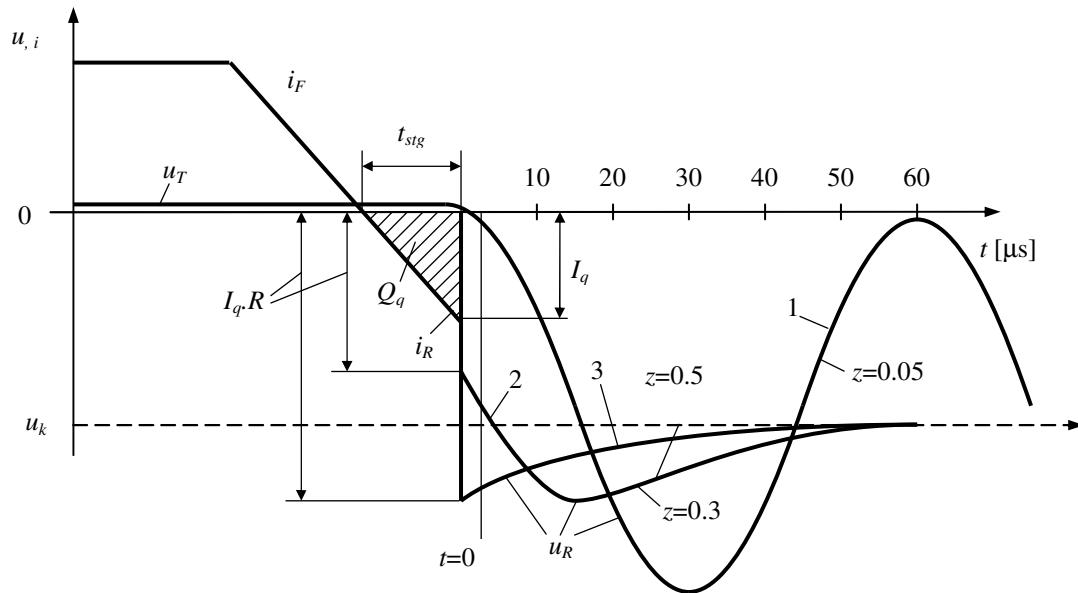
V izračunu jo lahko upoštevamo kot konstantno vrednost. Kot vemo iz teorije ima lahko prehodni pojav $u_r(t)$ in $u_C(t)$ v odvisnosti od konkretne vrednosti faktorja dušenja z :

$$z = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \begin{matrix} \geq 1 \\ \leq 1 \end{matrix}$$

periodičen, dušen ali aperiodičen potek. Na sl. 3.4 so narisani trije značilni poteki napetosti $u_R=u_r+u_C$, ki se pojavi kot inverzna napetost na pravkar izklopljenem ventilu.

Ob predpostavki, da je bila v času $t=0$ napetost na kondenzatorju nič, je začetna vrednost opazovane napetosti:

$$u_R(t=0) = I_q \cdot R.$$



Slika 3.4: Prehodni pojavi ob izklopu diode v vezju na sl. 3.3

Če je R zelo majhna in je faktor dušenja z mnogo manjši od vrednosti 1, je prehodni pojav zelo malo dušen in je maksimalna vrednost napetosti:

$$U_{RM} \cong 2 \cdot U_K$$

(krivulja 1). Pri večjih vrednostih R oz. faktorja dušenja pa je prenihanje ustrezno manjše (krivulja 2). Če je faktor dušenja velik ($z > 1$) je prehodni pojav aperiodičen. Tedaj prenihanja ni, pač pa je začetna amplituda U_{RM} lahko zelo velika zaradi velike vrednosti R :

$$U_{RM} = I_q \cdot R$$

(krivulja 3). V vsakem primeru pa moramo poskrbeti, da ni nikdar prekoračena maksimalno dopustna zaporna napetost ventila, t.j.

$$U_{RM} < U_{RRM}$$

Zaradi varnosti izberemo še nek varnostni faktor σ tako, da je

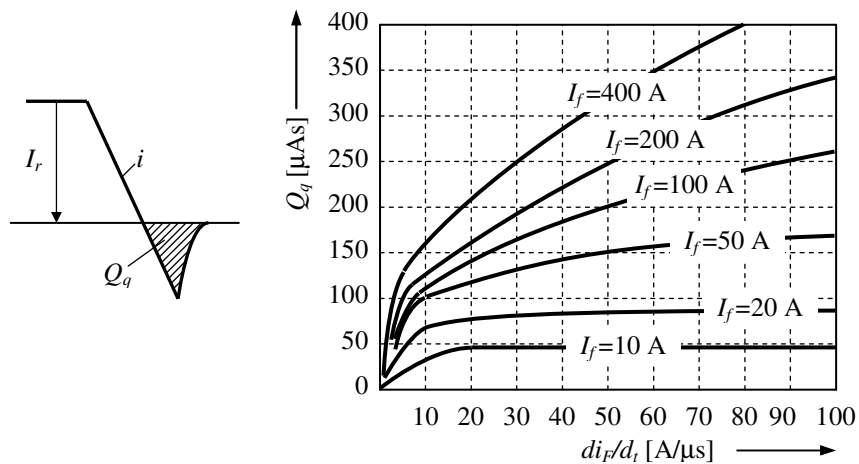
$$\sigma = \frac{U_{RRM}}{U_{RM}} = 1,5 \dots 2,5.$$

Iz povedanega izhaja, da je treba vedno izbrati pravilno dušenje prehodnega pojava. Če je dušenje premajhno (majhna vrednost R), je prenihanje preveliko, če pa je dušenje preveliko, postane začetna vrednost napetosti zelo velika. Ponavadi dobimo najboljšo rešitev, če izberemo elementa R in C tako, da je:

$$R \cong \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

Seveda pa moramo poznati maksimalno vrednost inverznega toka $I_{RM}=I_q$. Izračunamo jo lahko, če poznamo vrednost Q_q . Ker pa velikost Q_q pri nekem ventilu ni konstantna, podajajo proizvajalci ventilov njeno velikost v diagramih, kot kaže npr. sl. 3.5. Iz diagrama lahko v odvisnosti od tokovne strmine $-di_F/dt$ pred izklopom ventila (v času $t=0$) in v odvisnosti od velikosti predhodnega prevodnega toka I_F odčitamo vrednost Q_q . Če upoštevamo, da prevodni tok pri izklapljanju ves čas linearno upada (kar je zlasti res pri diodah, glej sl. 2.5), lahko zelo enostavno izračunamo maksimalni inverzni tok $I_{RM} = I_q$:

$$\frac{di_F}{dt} = \frac{U_K}{L_K} \quad Q_q = \frac{U_K}{L_K} \cdot \frac{t_{stg}^2}{2} \quad I_q = I_{RM} = \sqrt{\frac{2 \cdot U_K \cdot Q_q}{L_K}}$$



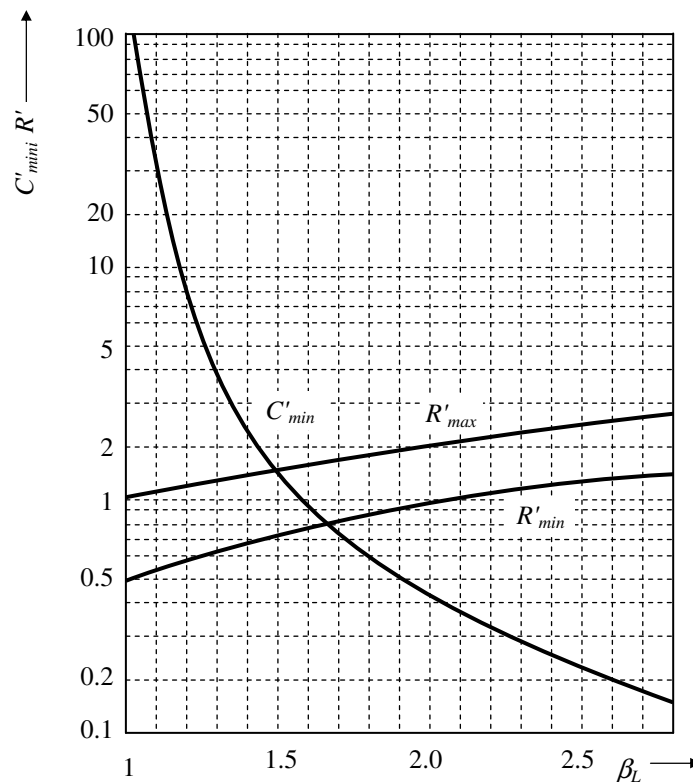
Slika 3.5: Odvisnost naboja sprostitve Q_q od velikosti prevodnega toka I_F in od velikosti tokovne strmine di_F/dt pri prehodu skozi vrednost nič (velja za tiristor T170F AEG in za temperaturo zaporne plasti 120°C)

V dosedanjih razmišljanjih in izračunih privzeta predpostavka, da se tok $I_{RM}=I_q$ skokovito zmanjša na vrednost nič, ni realna in so dobljeni rezultati preveč črnogledi. V resnici se namreč tok, ko doseže svojo maksimalno vrednost I_q , zmanjšuje proti vrednosti nič z neko končno, pa vendarle še vedno veliko strmino di_R/dt . Natančen izračun dogajanja ob upoštevanju tega dejstva ni možen. Zato podajajo proizvajalci ventilov v svojih katalogih smernice za izbiro oz. izračun dušilnega upora R in kondenzatorja C . Takšen diagram kaže sl.3.6. R_{max} in R_{min} sta maksimalna oz.

minimalna vrednost normirane upornosti R , C_{min} pa je minimalna vrednost normirane kapacitivnosti C . V tem diagramu velja:

$$C = C' \cdot \frac{2Q_q}{U_K} \quad R = R' \cdot \sqrt{\frac{U_K L_K}{2Q_q}} \quad \beta = \frac{U_{RRM}}{U_K} \quad \beta_L = \frac{\beta}{\sigma}$$

- σ - varnostni faktor (od 1,5 do 2,5)
 U_{RRM} - maksimalna periodična zaporna napetost
 R'_{max} R'_{min} - maksimalna oz. minimalna normirana vrednost zaščitne upornosti
 C'_{max} C'_{min} - maksimalna oz. minimalna vrednost zaščitne kapacitivnosti



Slika 3.6: Diagram za določanje vrednosti dušilnega RC – člena za diode in tiristorje

Praktični zgled:

Za tiristor T170 F1000 (AEG) je treba določiti dušilni RC-člen. Komutacijska napetost tiristorja je $U_K = 500$ V, komutacijska induktivnost pa $L_K = 25$ μ H. Tiristor prevaja največji tok $I_F = 400$ A. Maksimalno dovoljena periodična zaporna napetost je za ta tiristor iz kataloga firme AEG $U_{RRM} = 1000$ V. Varnostni faktor izberemo $\sigma = 1,25$.

$$\beta_L = \frac{1000V}{1,25 \cdot 500V} = 1.6$$

Iz diagrama na sl.3.6 odčitamo za vrednost $\beta_L=1.6$ naslednje vrednosti: $C'_{min}=1$, $R'_{max}=1.6$, $R'_{min}=0.8$. Ob predpostavljeni linearni komutaciji je strmina:

$$\frac{di}{dt} = \frac{U_K}{L_K} = \frac{500 \text{ V}}{25 \mu\text{H}} = 20 \text{ A} / \mu\text{s}$$

Iz diagrama na sl.3.5 odčitamo lahko za tok $I_F = 400 \text{ A}$ naboj $Q_q=200 \mu\text{As}$.

$$C_{min} = C'_{min} \cdot \frac{2Q_q}{U_K} = 1 \cdot \frac{2 \cdot 200 \mu\text{As}}{500 \text{ V}} \cong 0,8 \mu\text{F}$$

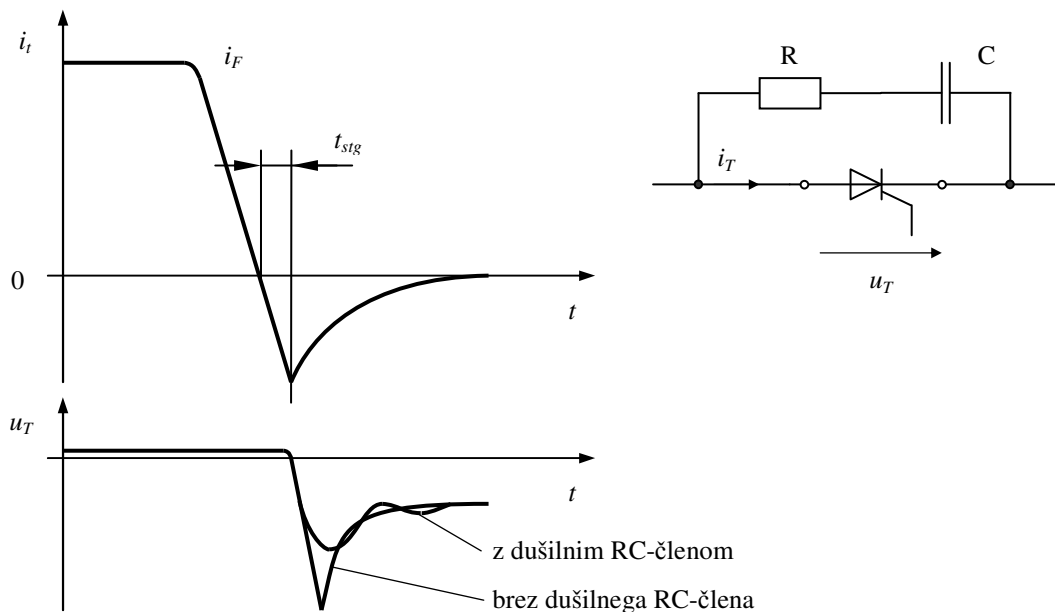
in vrednost dušilnega upora:

$$0,8 \sqrt{\frac{25 \mu\text{H} \cdot 500 \text{ V}}{2 \cdot 200 \mu\text{As}}} < R < 1,6 \sqrt{\frac{25 \mu\text{H} \cdot 500 \text{ V}}{2 \cdot 200 \mu\text{As}}}$$

Odločimo se lahko za »okrogli« vrednosti: $C = 1 \mu\text{F}$ in $R = 6,8 \Omega$.

Potrebna moč upora R je odvisna tudi od režima obratovanja tiristorja in jo moramo izračunati posebej.

Za določitev dušilnega kondenzatorja se lahko opremo tudi na praktične izkušnje, ki jih podaja tabela 2. Slika 3.7 kaže značilni potek inverzne napetosti ob upoštevanju izklopa tiristorja, če je le-ta opremljen z dušilnim RC-členom.



Slika 3.7: Vpliv dušilnega RC-člena na potek inverzne napetosti u_T po prenehanju prevajanja tiristorja

Tabela 2: Napotki za vrednost kondenzatorja dušilnega RC-člena za diode in tiristorje

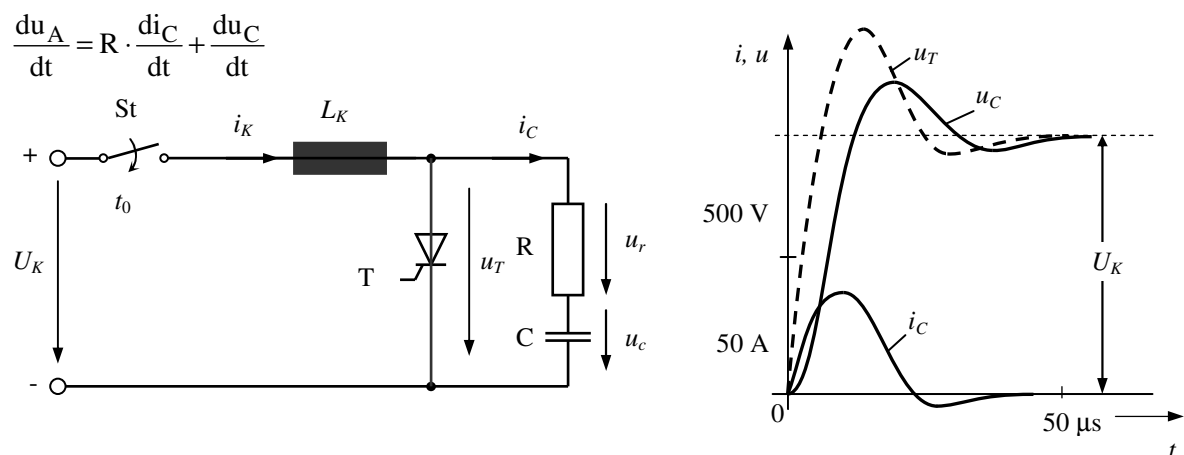
Tok [A]	Priporočen kondenzator C[μ F]	
	za diode	za tiristorje
1 3	0,01 0,025	0,025 0,10
3 10	0,025 0,10	0,10 0,25
10 30	0,10 0,25	0,25 0,50
30 100	0,25 1,0	0,50 1,0
100 in več	1,0 2,0	1,0 2,0

3.1.2 Omejitev du/dt pri tiristorjih in diodah

RC-člen, ki ga priključimo vzporedno k diodi ali tiristorju, ščiti ventile tudi pred prevelikimi napetostnimi gradienti du/dt , ki lahko nastopijo zaradi različnih stikalnih manevrov v vezju. Dogajanja lahko analiziramo na osnovi poenostavljenega nadomestnega vezja na sl.3.8. Predpostavljajmo, da v času t_0 neko idealno stikalo priklopi zunanjo napetost U_K preko obstoječe komutacijske induktivnosti L_K na neprožen ventil in na RC-člen! V praksi prevzamejo vlogo tega idealnega stikala ostali tiristorji v pretvorniških vezjih. Brez paralelnega RC-člena bi se pojavila na ventilu teoretično neskončno velika sprememba napetosti du/dt . Prisotni kondenzator, ki je v času t_0 brez napetosti, pa ne dopušča neskončno hitrega naraščanja napetosti u_A (\gg kondenzator je vztrajnost za napetost! \ll). Izhajajoč iz vezja na sl. 3.8 vidimo, da imamo opraviti z dušenim nihajnim tokokrogom $U_K-L_K-R-C-U_K$ in lahko izračunamo časovne poteke za i_C , u_C in u_A :

$$u_A = i_C \cdot R + u_C$$

Na sliki 3.8 b) je rezultat izračuna prikazan grafično. Upoštevane so bile vrednosti. $U_K=500$ V, $L_K=50$ μ H, $C = 0,5$ μ F in $R = 10$ Ω . Predpostavljena izhodiščna napetost na kondenzatorju v času t_0 je nič. Za i_C in u_C dobimo dušena harmonska nihanja. Maksimalna strmina porasta napetosti na ventilu je:



Slika 3.8: Nadomestno vezje za izračun porasta napetosti du_A/dt na ventilu po vklopu stikala v času t_0 : (a) vezje, (b) poteke tokov in napetosti

Ker je, gledano fizikalno, neposredno po vklopu stikala kondenzatorska napetost u_C še vedno nič, (tj. nespremenjena) in je zato porast toka skozi kondenzatorsko vejo določen z:

$$\frac{di_C}{dt} = \frac{U_K}{L_K} = \frac{di_K}{dt}$$

sledi:

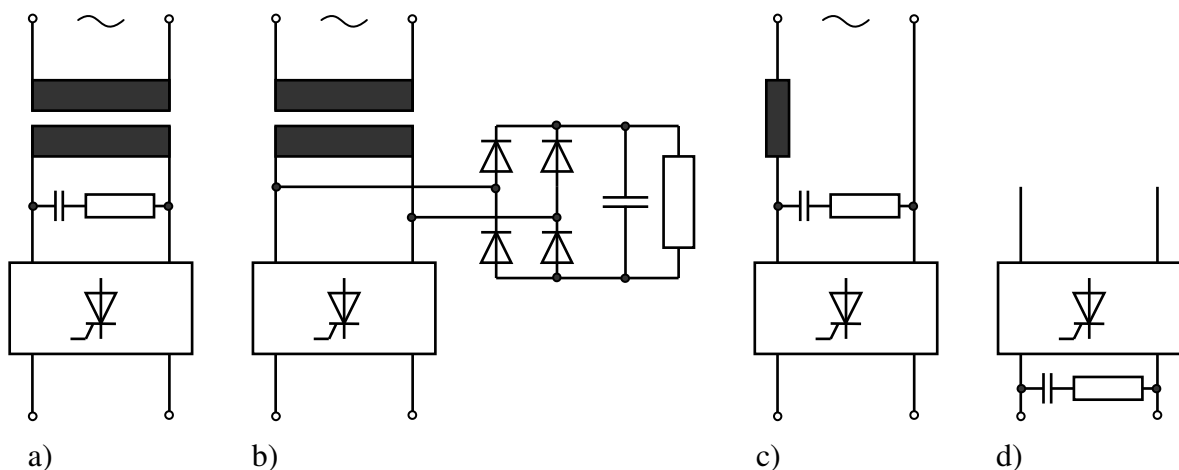
$$\left[\frac{du_A}{dt} \right]_{\max} = \frac{RU_K}{L_K} = 100 \text{ V}/\mu\text{s}$$

Ta vrednost mora biti manjša od dopustne vrednosti za tiristor $(du_D/dt)_{\text{krit}}$, sicer se poruši blokirna trdnost tiristorja, tj. pride do spontanega prevajanja.

3.1.3 Omejitev prenapetosti na transformatorju in na bremenu

Z dušilnimi RC-členi lahko preprečujemo transientne prenapetosti tudi drugje v vezju. Na sl.3.9 so prikazane nekatere možnosti. Z RC-členom na sekundarnih transformatorskih sponkah preprečujemo nastanek prenapetosti zaradi izklapljanja transformatorja, zaradi sprememb obremenitev ali zaradi prenapetosti, ki bi prihajale iz napajalnega omrežja. Kondenzator lahko priključimo tudi prek enofaznega diodnega mostiča: v tem primeru je lahko kondenzator unipolaren (npr. cenejši elektrolitski).

Če napajamo pretvorniška vezja neposredno iz električnega omrežja brez transformatorja, moramo uporabiti zaščitno serijsko dušilko, ki ji sledi RC-člen (sl. 3.9 c). Serijska dušilka omejuje vrednosti di/dt (npr. ob komutaciji ventilov)!



Slika 3.9: Zaščitni RC - členi

Končno lahko uporabimo RC-člen tudi na bremenski strani pretvornika (sl.3.9.d).

3.1.4 Vklonpe izgube ventilov in omejitvev tokovnih strmin di/dt pri tiristorjih

Zaradi končno velikega vklopnege časa t_{gr} nastopi na tiristorju kratkotrajno zelo velika izgubna moč p_T , ki se prišteva k izgubam zaradi prevajanja tiristorja. Če je izgubna moč velika, lahko pride do termičnega uničenja ventila.

Na strmino naraščanja toka i_T takoj po sprožitvi tiristorja bistveno vplivajo induktivnosti, ki se nahajajo v komutacijskem tokokrogu tiristorjev. Če so te induktivnosti majhne (npr. samo stresane induktivnosti vodnikov), dobimo ob sprožitvi tiristorja velike poraste toka di_A/dt . Ker pa imamo, kot smo videli v prejšnjih poglavjih, paralelno k tiristorjem praviloma vedno tudi dušilne RC-člene, pride ob vklopu tiristorja še do njegove dodatne tokovne obremenitve, saj se kondenzatorska napetost izprazni prek vklopljenega tiristorja. Slika 3.10 kaže toka i_A in i_C , ki tečeta po vklopu tiristorja. Neposredno po sprožitvi tiristorja dobimo tok i_A s strmino:

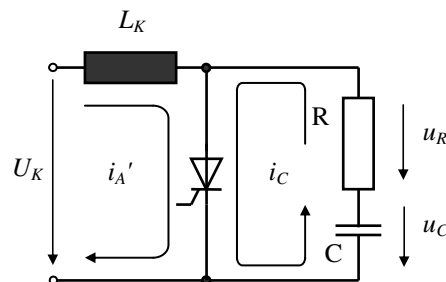
$$\frac{di_A}{dt} = \frac{U_K}{L_K}$$

in ob predpostavki, da je ob sprožitvi tiristorja na kondenzatorju prisotna napetost $u_C = U_K$, še:

$$\frac{di_C}{dt} = \frac{U_K}{R \cdot t_{gr}}$$

Ta matematična zveza izhaja iz predpostavke, da se ob vklopu tiristorja napetost na njem v času t_{gr} približno linearno zmanjšuje od vrednosti U_K na vrednost nič. Potemtakem bo skupna strmina skozi tiristor takoj po vklopu:

$$\frac{di_A}{dt} = \frac{di_A}{dt} + \frac{di_C}{dt} = U \cdot \left\{ \frac{1}{L_K} + \frac{1}{R \cdot t_{gr}} \right\}$$



Slika 3.10: Vklonpe tiristorja

Iz te enačbe sledi, da morata biti tako L_K kakor tudi R zadosti velika, da preprečimo prevelike tokovne strmine ob vklopu tiristorja.

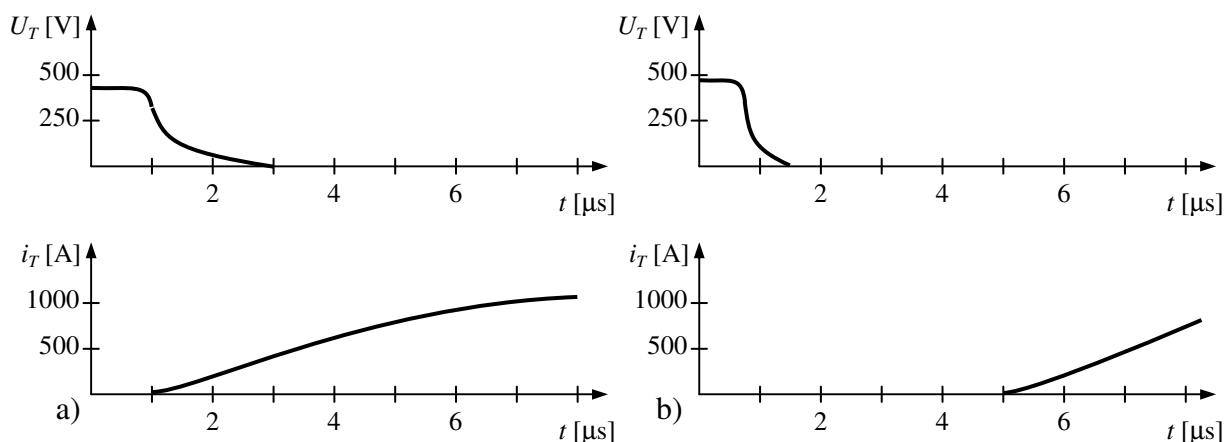
Ima pa induktivnost L_K še eno pomembno funkcijo: omejuje namreč strmino blokirne napetosti du_D/dt , ko pripeljemo neproženemu tiristorju v vezju na sl. 3.10 skokovito napetost U_K ob predpostavki, da je tedaj $u_C=0$. Na tiristorju se tedaj pojavi porast napetosti:

$$\frac{du_D}{dt} = \frac{U_K}{L_K} \cdot R$$

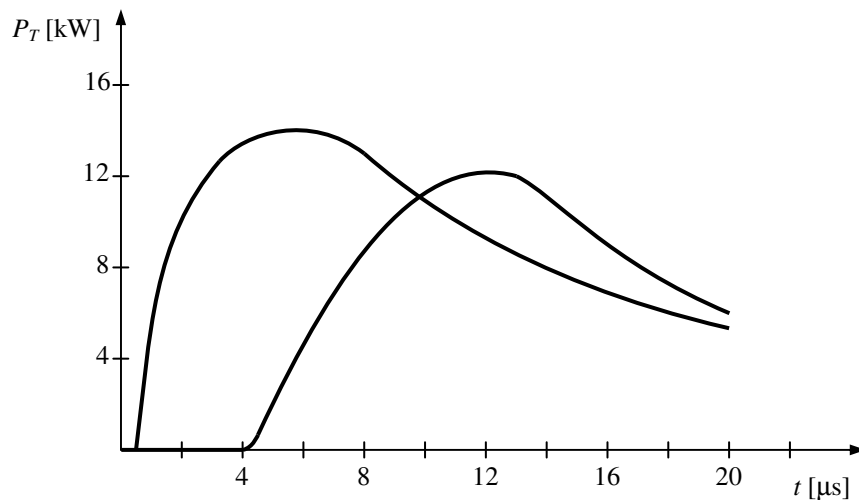
(ker je v prvem trenutku $di_L/dt=U_K/L_K$). Ta porast je pri velikih vrednostih R lahko tako velik, da prekorači dopustno $(du_D/dt)_{krit}$. Z dovolj velikim L_K lahko to sicer preprečimo, vendar pa velike vrednosti za L_K spet niso zaželeno, ker se ob izklopih ventilov pojavijo na njej velike inducirane napetosti. V mnogih primerih zato v praksi uporabljamo raje **nelinearno** dušilko, ki ima feritno jedro in omogoča prehod v nasičenje. Takšno dušilko imenujemo tudi »nasičena dušilka«. Če priključimo to dušilko zaporedno k tiristorju, tedaj dušilka zaradi svoje zelo velike začetne induktivnosti nekaj časa neposredno po vklopu tiristorja zelo omejuje tok (ga takorekoč zakasni!). Ko pa zatem prehaja feritno jedro v nasičenje, postaja induktivnost te dušilke manjša in ne vpliva več na zmanjšanje hitrosti naraščanja toka i_T . Nasičena dušilka učinkuje torej samo kratek čas neposredno po vklopu tiristorja. Na ta način lahko razbremenimo tiristor ob vklopu. Oscilograma na sl.3.11 kažeta potek napetosti u_T in toka i_T ob vklopu tiristorja z navadno in z nelinearno dušilko. V obeh primerih znaša čas upadanja blokirne napetosti t_{gr} približno $0,5 \mu s$, ko je feritno jedro dušilke že prešlo v nasičenje. Izgubna moč na tiristorju se zato zmanjša, enako tudi izgubna energija:

$$W_i = \int u_T \cdot i_T \cdot dt$$

kot kaže sl.3.12. Ploščina, ki jo oklepata ti dve krivulji s časovno osjo, je namreč proporcionalna izgubni energiji. V primeru b) je manjša.



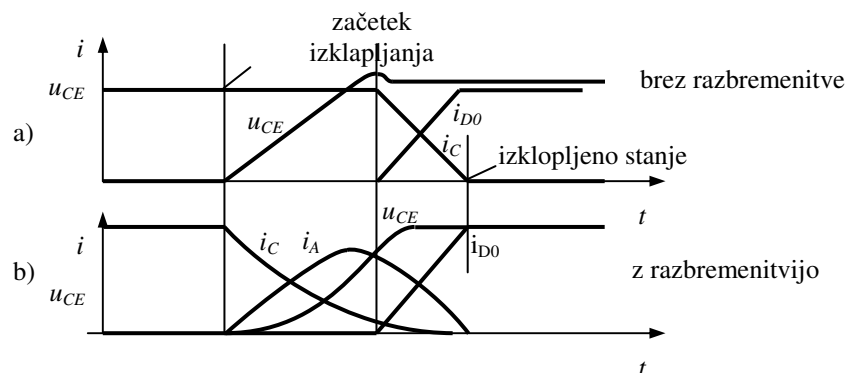
Slika 3.11: Razmere ob vklopu tiristorja, ki ima navadno (a) in nelinearno (b) komutacijsko dušilko L_K



Slika 3.12: Izgubna moč ob vklopu tiristorja, ki ima navadno (a) in nelinearno (b) komutacijsko dušilko

3.2 Razbremenjevanje tranzistorjev

Način krmiljenja tranzistorjev in pa dejstvo, da so vsaj 10-krat hitrejši od tiristorjev, sta razloga, da jih glede preklonih izgub in po napetostnih in tokovnih strminah obravnavamo nekoliko drugače. Način izklopa tiristorja je v primerjavi s tranzistorjem bistveno lažji. Tiristor izklopi tako, da mu najprej vzamemo tok, potem pa po času sprostitve t_q lahko prevzame blokirno napetost. Če le ta nastopa v pretvorniku s prisilno komutacijo, zato poskrbi posebno komutacijsko vezje. Tok in napetost se časovno ne prekrivata. Tranzistor ali GTO pa zaradi sposobnosti, da ga lahko preko krmilne elektrode tudi izklopimo, med izklapljanjem pri polnem toku (če ima breme induktivni karakter, to pa je pri visokih frekvencah vedno), mora prevzemati blokirno napetost.

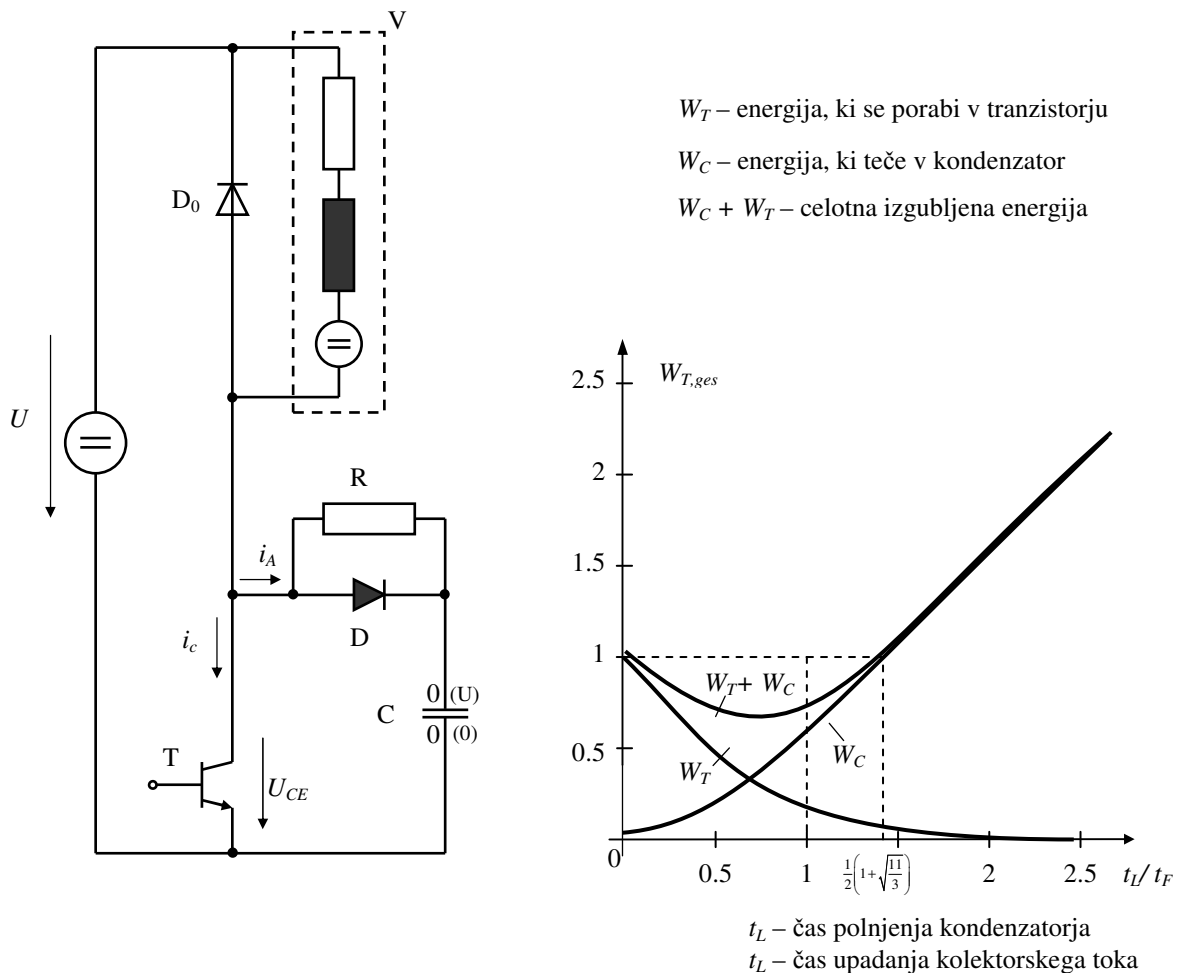


Slika 3.13: Potek izklopa tranzistorja ali GTO

Na sliki vidimo, da se šele ko napetost na kolektorju doseže napetost $U+U_D$ (glej sl.2.24 in 3.13.a), prične tok seliti v prostotečno diodo. To prekrivanje napetosti in toka, ki

pomeni veliko izgubno moč na tranzistorju, lahko zmanjšamo s takoimenovanim RCD vezjem (sl.3.14).

Kondenzator, ki se med izklopom polni preko diode, prevzame tok iz tranzistorja, tako kot kaže sl.3.13.b).



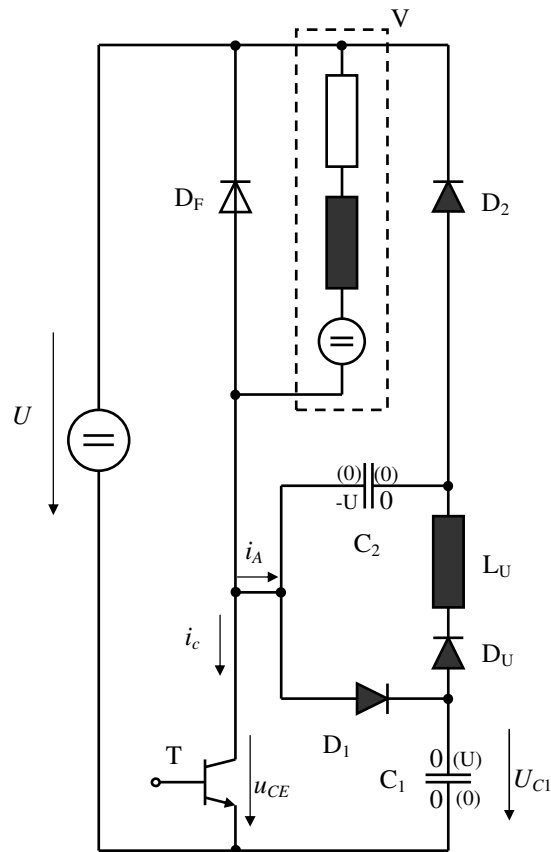
Slika 3.14: RCD razbremenitev tranzistorja

Te razbremenilne elemente dimenzioniramo glede na največji izklopni tok in pa glede na dovoljeno napetostno strmino du/dt .

$$C > I_{Tmax} / (du/dt)_{max}$$

Da pa je kondenzator vedno pripravljen sprejeti maksimalno vrednost toka, mora biti pred izklopom popolnoma prazen. To dosežemo s primerno dimenzioniranim uporom R_a in pa z definiranim časom vklopljenega stanja tranzistorja, saj se skozenj takrat prazni kondenzator. Ta se skozi upor prazni po eksponencialni krivulji. Lahko pa dodamo namesto upora R-L kombinacijo, ki zagotavlja manjšo amplitudo praznilnega toka, ki dodatno obremenjuje transistor in skrajša čas praznjenja.

S takšno izgubno razbremenitvijo smo preklopne izgube umaknili iz polprevodniškega stikala na zunanji upor R . Če pa je naša želja dosegati čim boljši izkoristek celotne naprave, se pa lahko poslužimo brezizgubnih razbremenilnih vezij, kakršno je na primer na sl.3.15.



Slika 3.15: Brezizgubno razbremenilno vezje

To vezje deluje tako, da se naboj na C_1 , ki se je zgradil med izklopom tranzistorja, po tranzistorjevem ponovnem vklopu ne porabi na upor R , pač pa se s prenehanjem preseli v kondenzator C_2 . Od tu pa se pri ponovnem izklopu tranzistorja preseli v enosmerni izvor U .

Razvijalci so v osemdesetih letih prejšnjega stoletja razvili več takšnih razbremenilnih vezij, saj takratni prvi bipolarni tranzistorji, ki so bili sposobni delovati na omrežni napetosti, brez njih niso bili uporabni (primer BU 98).

Moderni tranzistorji IGBT in MOS-FETI lahko delujejo brez takšnih razbremenilnih vezij.

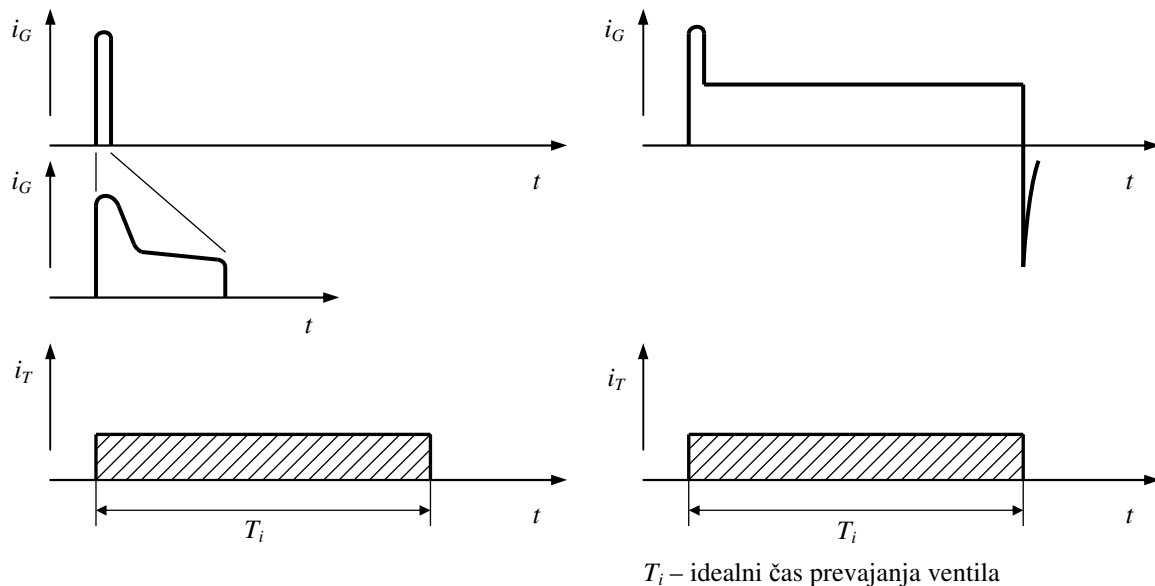
3.3 Krmiljenje polprevodniških ventilov

Za pravilno delovanje polprevodniških ventilov je poleg zaščitnih elementov potrebno pravilno oblikovati krmilni tok. Zahtevana amplituda in časovni potek se zelo razlikujeta za različne tipe polprevodniških ventilov. Tiristor ostane v prevodnem stanju, ko po nastopu krmilnega toka doseže držalni tok. Takrat krmilni impulz nima več vpliva na stanje prevajanja. Nasprotno pa tranzistor mora imeti krmilni tok stalno, če ga želimo držati v prevodnem stanju.

V principu razlikujemo dve obliki impulza:

- kratek impulz in
- trajni impulz.

Kratek impulz mora biti daljši kot je potrebno, da ventil (tiristor) ostane v prevodnem stanju in je znatno krajši od predvidenega časa, ko naj bi bil tiristor odprt. Zahtevana dolžina trajanja kratkega impulza je odvisna od strmine toka di/dt tiristorja po vklopu. Ker o tem odloča zunanji tokokrog, je torej dolžina kratkega impulza odvisna od porabnika. Praktično je dolžina takšnega krmilnega impulza od 50 do 100 μ s. Oblike krmilnih impulzov so prikazane na sl. 3.16.



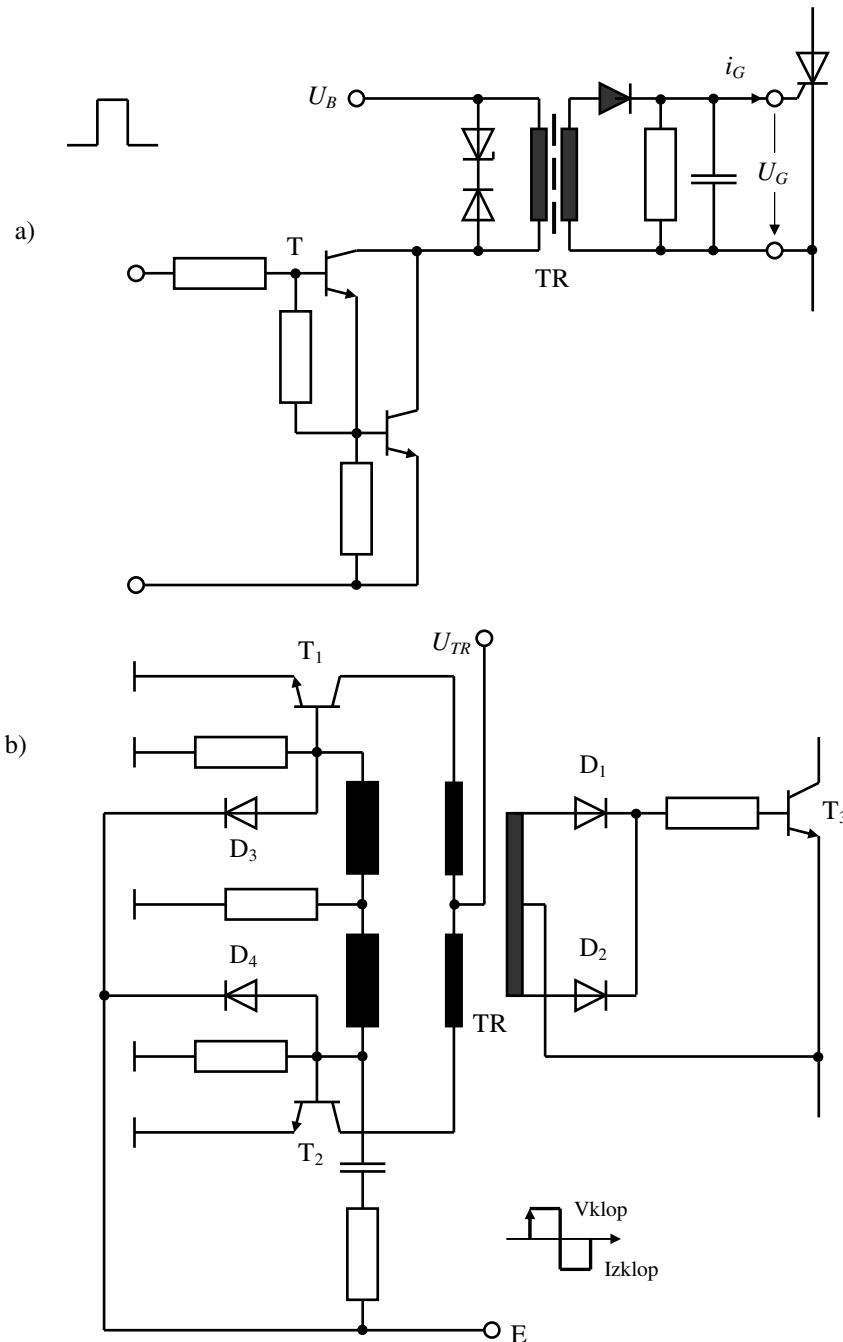
Slika 3.16: Oblike krmilnih impulzov

Za hiter vklop mora imeti impulz na začetku čim večjo strmino in nekoliko višjo amplitudo. Za hiter izklop pa je v večini primerov zaželen negativni bazni tok, ki čim hitreje izprazni nosilce naboja v krmilni elektrodi in s tem pospeši izklop.

Za GTO tiristorje v principu zadostuje za vklop kratek impulz in za izklop kratek negativen impulz, vendar pa se zaradi zanesljivega delovanja velikokrat uporablja takšen krmilni impulz, kot pri tranzistorjih.

Trajen impulz je priporočljivo uporabljati tudi pri krmiljenju tiristorjev, če obratujejo npr. v omrežno vodenih pretvornikih v štirikvadrantnem obratovanju, če tok ni dovolj zglajen in lahko pride pri določenih režimih delovanja do trganega toka.

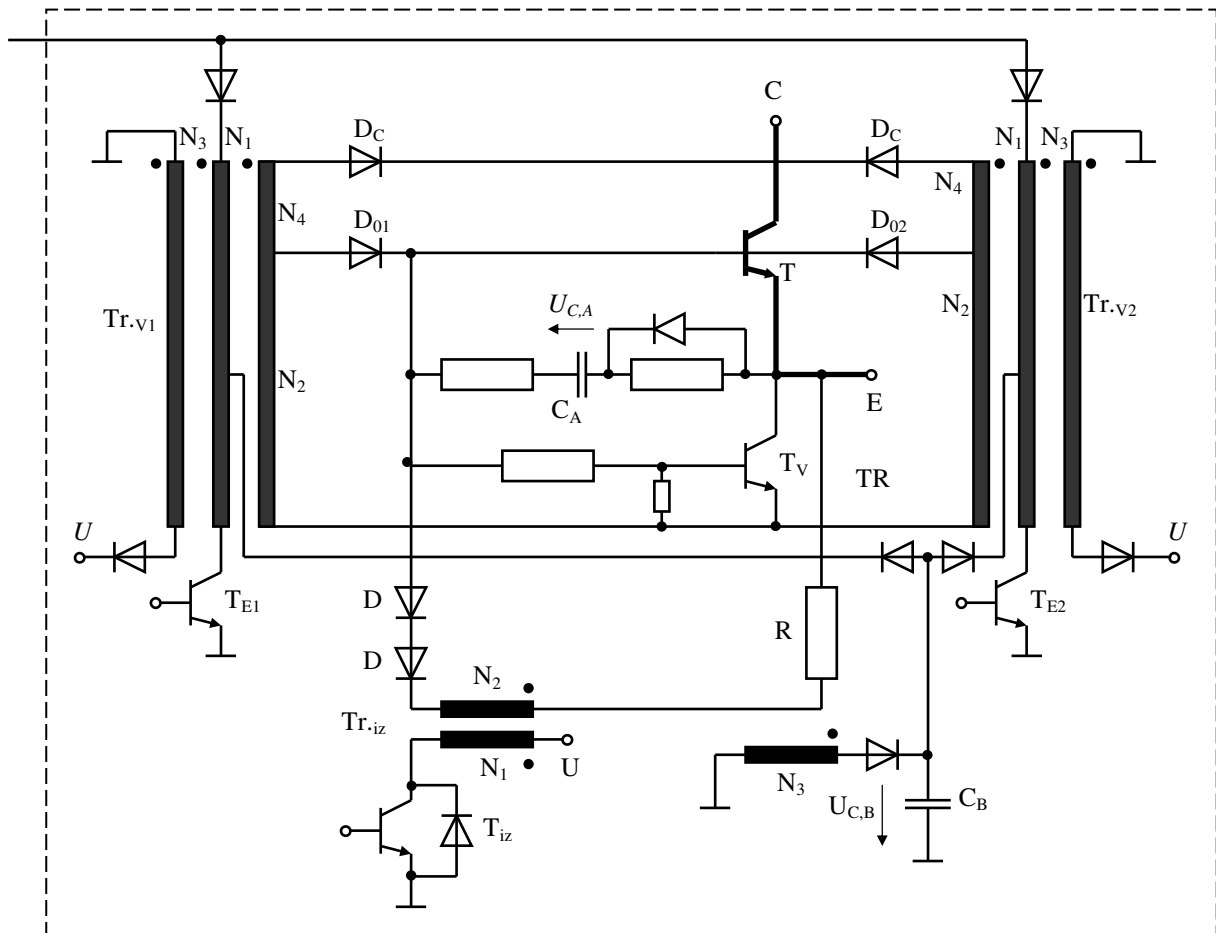
Slika 3.17 kaže vezje, ki je sposobno oblikovati kratek impulz a) in trajen impulz b). Začetek trajnega impulza je vklop oscilatorja, konec pa izklop oscilatorja. Na sekundarni strani transformatorja, ki skrbi za galvanško ločitev pa je mostično usmerniško vezje.



Slika 3.17: Vezje za a) kratek krmilni impulz, b) trajen krmilni impulz

Kot zanimivost pa si pogledjmo še krmilno enoto za vzdrževanje krmilnega toka za bipolarne tranzistorje, ki je bila razvita in uporabljena v LRT.

Tranzistor T je krmiljen preko treh feritnih transformatorjev, ki so dimenzionirani tako, da lahko prenesejo napetostni impulz dolg $10 \mu\text{s}$. Tr.v_1 in Tr.v_2 skrbita preko svojih krmilnih tranzistorjev za odprto stanje, Tr.iz pa tranzistor zapre. Krmilni impulz, ki ga vezje oblikuje je prikazan na sliki 2.22.



Slika 3.18: Bazno krmiljenje za bipolarni tranzistor

Odrpno stanje po $10 \mu\text{s}$ se vzdržuje s tokovi preko diod D_{01} in D_{02} . Preko lovilnih diod D_C se z nekoliko višjo napetostjo (za napetost na N_4) od krmilne, vzdržuje tranzistor na meji nasičenja. Navitji N_3 služita za razmagnetenje transformatorjev.

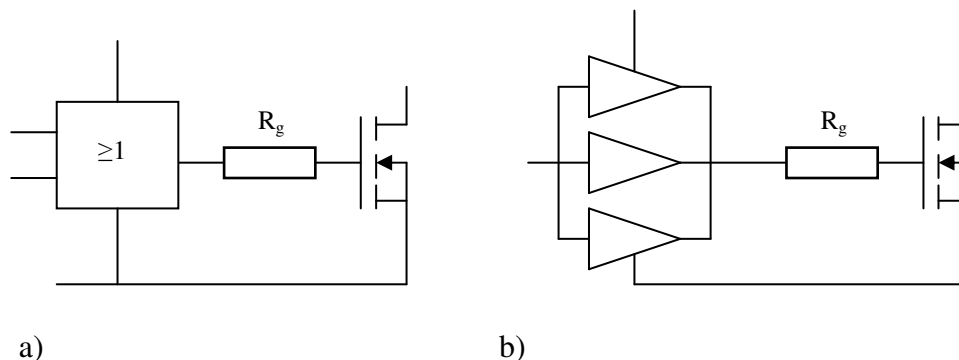
Za izklop tranzistorja poskrbi krmilni impulz T_{iz} na bazi tranzistorja, ki krmili izklopni transformator in sicer preko navitja N_2 . Če sledimo tokokrogu vidimo, da najprej izprazni bazno emitorsko progo tranzistorja T, potem pa napolni kondenzator C_A na napetost U_{CA} , ki drži napetost baze tranzistorja T proti emitorju na negativni vrednosti

3 ÷ 5 V. Istočasno pa preko navitja N_3 napolni kondenzator C_B . Ta naboj povzroči pri ponovnem vklopu tranzistorja T preko enega od vklopnih transformatorjev (tistega, ki je prvi vklopil) povečan tokovni krmilni impulz. Tranzistor T_V je odprt pri vklopljenem stanju, pri izklopu pa zapre pot preko navitja N_2 . Dvojni prag diod DD pa poskrbi, da se vklopni krmilni impulz ne zaključuje preko N_2 izklopnega transformatorja pač pa v bazno-emitorsko progo tranzistorja T.

Opisano vezje je na prvi pogled videti zahtevno, vendar pa ima nekaj zelo pomembnih dobrih lastnosti. Transformatorji zanesljivo vzdržijo galvansko ločitev zahtevanih 3 kV, poleg tega pa omogočajo dodatno tokovno ojačenje. Pri napajalni napetosti 24 V je ojačenje 8. Tranzistor BUV 98, ki mu je bilo krmiljenje namenjeno, ima ojačenje približno 5. To je torej skupaj 40. Mnogokrat se je ta tranzistor uporabljal v darlington kombinaciji, ki pa jo je s takšnim krmiljenjem možno voditi že iz logičnih vezij brez vmesnih ojačevalnih stopenj.

MOSFET in IGBT sta napetostno krmiljena elementa. Pričakovali bi zelo majhne krmilne moči, kar za statične razmere tudi velja. Ker pa delamo v močnostni elektroniki z maksimalno dovoljenimi frekvencami, zlasti če gre za prenos moči (energije) preko transformatorjev in ker je za polnjenje in praznjenje vhodnih kapacitivnosti krmilnega dela teh gradnikov potreben relativno velik tokovni impulz, pa te krmilne moči niso tako zanemarljive.

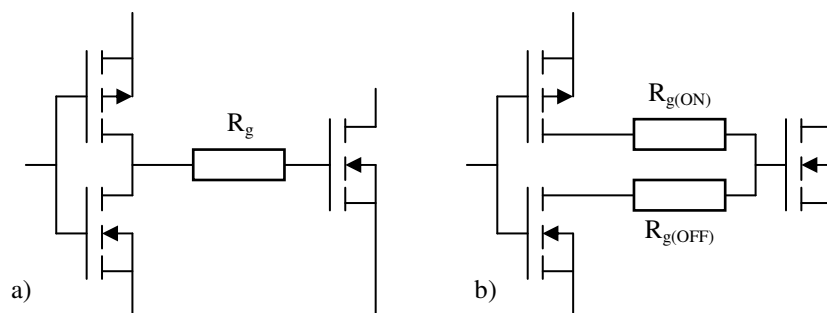
Na sliki 3.19.a) vidimo krmiljenje neposredno iz logičnih vezij. Če to po moči ne zadostuje, krmilni impulz ojačamo z vzporedno vezanimi gonilniki oziroma buffer-ji. (sl.3.19.b)



Slika 3.19: Krmiljenje MOSFET-a:

- a) neposredno iz logičnih vezij
b) preko gonilnikov ojačano krmiljenje

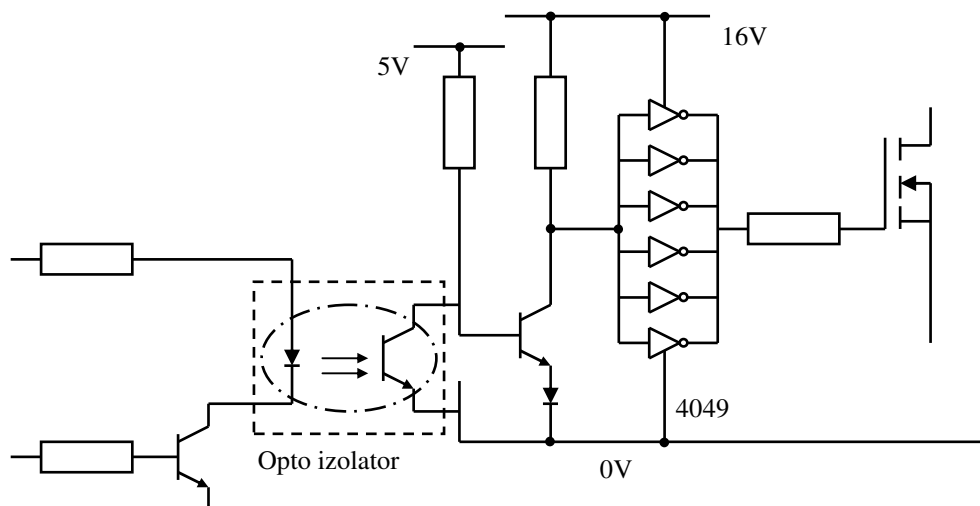
Če tokovna zmogljivost omenjenih rešitev ne ustreza, ali pa če je odpornost na elektromagnetne motnje premajhna, potem uporabljamo krmilna vezja, ki jih zgradimo iz diskretnih elementov. Izhodna enota takih vezij je skoraj vedno zgrajena v t.i. push-pull vezavi iz dveh komplementarnih bipolarnih ali MOSFET transistorjev (sl. 3.20).



Slika 3.20: Izhodna stopnja v PUSH-PULL vezavi za krmiljenje MOSFET-a

Ta krmilna vezja zahtevajo precej pozornosti pri dimenzioniranju zaradi možnih kratkih stikov med dvema gonilnikoma. Pri vezju na sliki 3.20b je ta slabost odpravljena. Za doseganje maksimalnih preklopnih hitrosti moramo izvesti različne dodatne ukrepe, ki zmanjšujejo električne časovne konstante krmilnega tokokroga.

Za uporabo pri polprevodniških pretvornikih za indukcijske motorje pa potrebujemo galvanske ločitve, ki so lahko izvedene s pomočjo optičnih spojnikov ali transformatorjev. Optični spojnik je primeren le za galvansko ločitev krmilnega signala, prenos energije v krmilni del pa je največkrat rešen s pomočjo DC/DC pretvornika s transformatorjem.

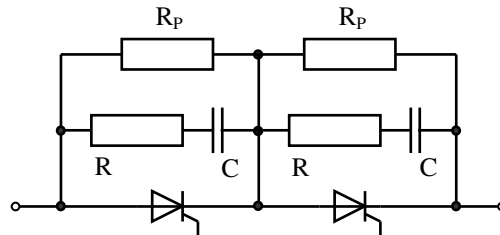


Slika 3.21: Prenos krmilnega signala z optičnim spojnikom

Industrijske izvedbe krmilnih vezij, ki jih nudijo različni proizvajalci, so opremljene še z najrazličnejšimi zaščitnimi funkcijami, kot so nadtokovna in prenapetostna zaščita. Zanimivo pri tem je dejstvo, da za prenos krmilnega signala v večini primerov uporabljajo transformatorje in ne optičnih spojnikov.

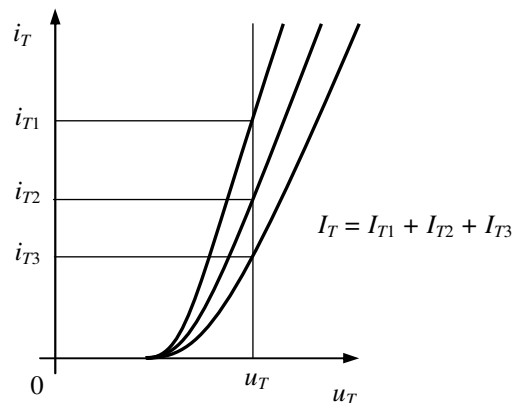
3.4 Zaporedna in vzporedna vezava ventilov

Če moramo obratovati z velikimi napetostmi, ki prekoračujejo maksimalno dosegljive zaporne napetosti enega ventila, moramo pač vzeti več ventilov in jih vezati zaporedno. Pri tem pa nastopajo zaradi vedno obstoječih neenakih karakteristik zaporedno vezanih ventilov določene težave.



Slika 3.22: Zagotavljanje statične in dinamične enakomerne porazdelitve celotne zaporne napetosti na zaporedne ventile (**Poravnava!**)

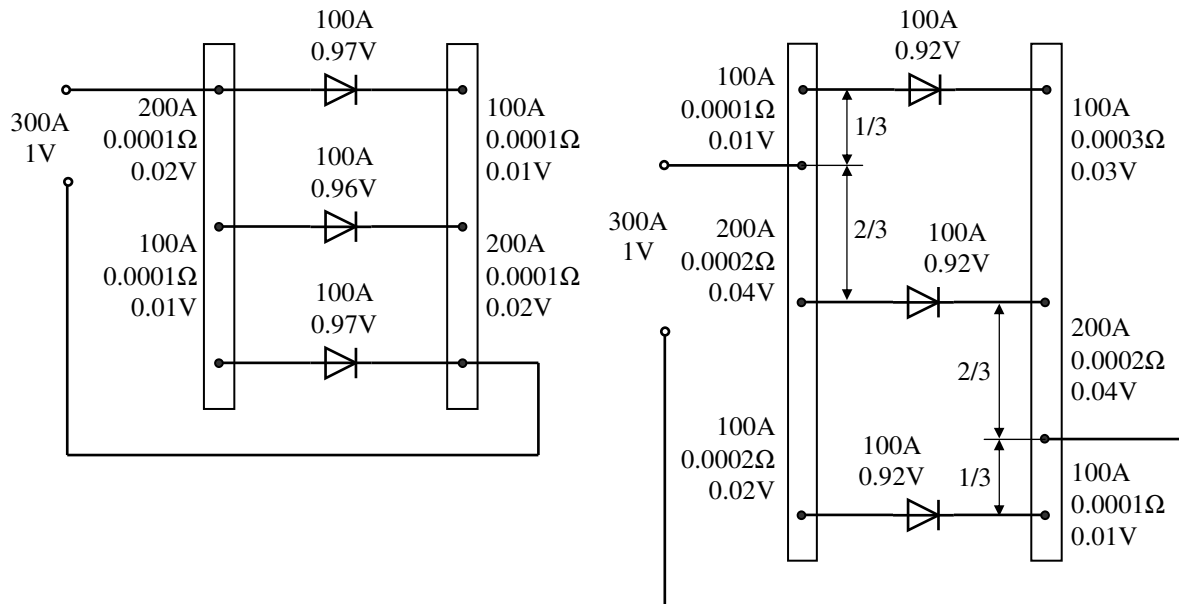
Inverzni toki posameznih ventilov niso povsem enaki in se zato celotna zaporna napetost ne porazdeli enakomerno na posamezne serijske ventile. Tako so lahko nekateri ventili napetostno preobremenjeni. Problem rešimo tako, da vežemo paralelno k ventilom visokoohmske upore R_p kot kaže sl.3.18. Njihova upornost mora biti tolikšna, da teče prek njih tok, ki je za en velikostni razred večji od inverznih tokov i_R ventilov.



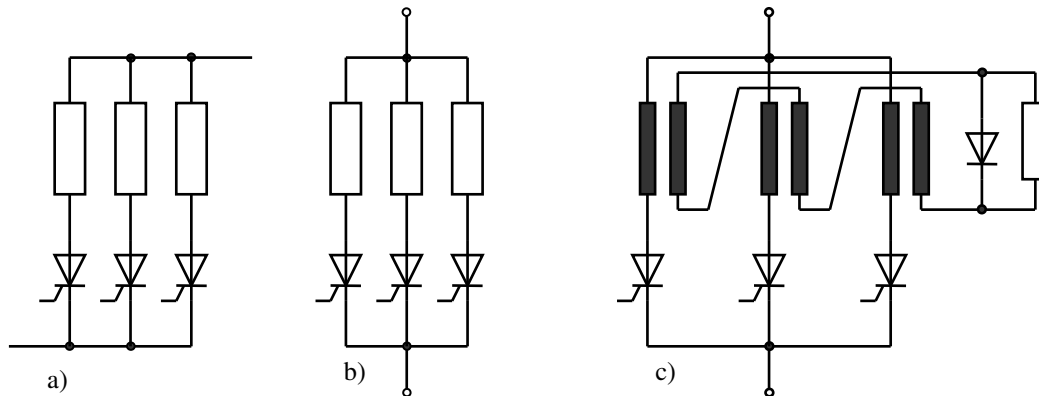
Slika 3.23: Vzporedno obratovanje tiristorjev z različnimi prevodnimi karakteristikami

Pri hitrih spremembah zaporne napetosti prevzamejo **dinamično** porazdelitev celotne napetosti na zaporedne ventile kar obstoječi dušilni RC-členi, ki se vedno nahajajo ob vsakem ventilu. Kondenzatorji C lahko namreč prevzamejo razliko ΔQ nosilcev naboja pri izklapljanju (tj. prenehanju prevajanja verige ventilov) zaradi različne vrednosti Q_q posameznih ventilov, pa tudi razliko ΔQ_q zaradi neenakega časa proženja t_{gr} . Zato se na kondenzatorjih pojavijo neke napetostne razlike $\Delta U_C = \Delta Q_q / C$. Te dodatne napetosti ne smejo biti prevelike, ker se pri izklopih ventilov izražajo kot dodatna prehodna

obremenitev ventilov v zaporni smeri. Najbolje je seveda, če izberemo za zaporedno vezavo ventile, ki imajo čim bolj enake statične in dinamične karakteristike.



Slika 3.24: Slaba (a) in dobra (b) izvedba priključkov na zbiralnicah



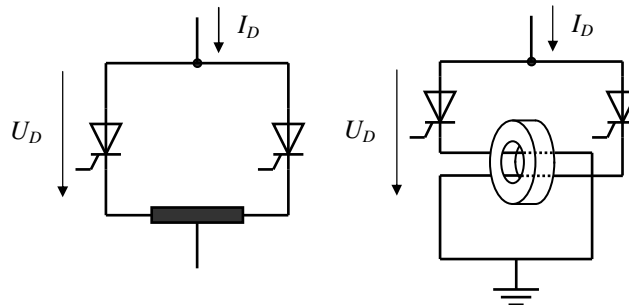
Slika 3.25: Možnosti za izboljšanje enakomernosti porazdelitve celotnega toka na vzporedno vezane ventile: (a) z upornostmi zbiralnic ali varovalk, (b) z zaporednimi induktivnostmi, (c) z magnetno sklopljenimi induktivnostmi

Če moramo obratovati z zelo velikimi toki, ki presegajo sposobnost enega ventila, moramo vezati več ventilov vzporedno. Tudi v tem primeru moramo poskrbeti, da se omogoči čim bolj enakomerna statična in dinamična porazdelitev celotnega toka na posamezne ventile. Vzrok za to neenakomerno statično porazdelitev toka so neenake statične prevodne karakteristike posameznih ventilov (tj. različne pragovne napetosti in/ali različne diferencialne upornosti) ter različno velike ohmske upornosti električnih

vodnikov (žic, tračnic). Izravnavanje tokov z vklapljanjem dodatnih izenačevalnih ohmskih uporov pred posamezne ventile ni dobro, ker imamo opraviti vedno z velikimi toki in so zato dodatne izgube (i^2R) velike. Zato vedno raje uporabljamo ventile, ki so izbrani (selekcionirani) za vzporedno vezavo in imajo zelo enake statične in dinamične karakteristike.

Morebitne majhne preostale razlike v statičnih karakteristikah pa izravnajo že obstoječe talilne varovalke zaporedno z ventili s svojo ohmsko upornostjo, kajti povečan ventilski tok takoj povzroči napetostni padec na varovalki in se zato povratno zmanjša tok ventila. Pri pretvornikih za zelo velike toke (npr. pri galvanah) moramo posvetiti posebno pozornost električnim dovodom (zbiralkam). Na sl.3.21 a) dovodi do paralelnih ventilov nimajo enake ohmske in induktivne upornosti. Boljšo rešitev kaže sl.3.21 b). Na dinamično razdelitev toka na vzporedne ventile vplivajo induktivnosti v seriji s posameznim ventilom. Obstoječe neenakosti zaradi različnih dovodov (žic, zbiralk) lahko izravnavamo z dodatnimi serijskimi induktivnostmi, kot kaže sl.3.21 b). Te induktivnosti lahko tudi elektromagnetno sklopimo, npr. tako, kot kaže sl.3.21 c). V tem primeru podpira sprememba toka ene veje v pozitivnem smislu spremembo v drugi veji. Vendar so takšne dušilke komplicirane in jih srečamo redkeje.

Pri vzporednem obratovanju več ventilov ne moremo praktično nikoli doseči popolnoma simetrične razdelitve tokov. Zato moramo ventile obremeniti z manjšim tokom od nazivnega. Redukcijski faktor je ponavadi 0,8.



Slika 3.26: Elektromagnetna sklopitev dveh induktivnosti: (a) razdelitev toka na paralelna tiristorja, (b) tehnična izvedba

Poseben problem je še sočasen vklop paralelnih tiristorjev. Tiristor, ki se sproži pred ostalimi, prevzame nase prehodno velik tok in je preobremenjen, »počasni« tiristor pa bo vklopil še kasneje, kajti njegova blokirna napetost se zaradi že prevajajočega »hitrega« tiristorja zmanjša le na nekaj voltov! Zato smemo vezati vzporedno vedno le tiristorje, katerih karakteristike so čim bolj enake, prožiti pa jih moramo s čim bolj močnimi in strmimi tokovnimi pulzi $i_G(t)$.

3	ZAŠČITA, RAZBREMENJEVANJE IN KRMILJENJE POLPREVODNIŠKIH VENTILOV	42
3.1	RC-členi za zaščito tiristorjev in diod	44
3.1.1	Zaščita pred efektom nosilcev naboja (ENN).....	44
3.1.2	Omejitev du/dt pri tiristorjih in diodah	50
3.1.3	Omejitev prenapetosti na transformatorju in na bremenu.....	51
3.1.4	Vklopne izgube ventilov in omejitev tokovnih strmin di/dt pri tiristorjih	52
3.2	Razbremenjevanje tranzistorjev	54
3.3	Krmiljenje polprevodniških ventilov.....	57
3.4	Zaporedna in vzporedna vezava ventilov	62