

## Energetski pretvarači

### Uvod

Energetski pretvarači su uređaji koji električnu energiju transformišu iz jednog vida u drugi vid. Prema toj osnovnoj funkciji postoji i sledeća podela:

1. DC – DC \* pretvarači: pretvaraju jednosmerni napon određenih osobina u jednosmerni napon drugačijih osobina. Oni se mogu shvatiti kao posebna vrsta transformatora jednosmernog napona, i rade na principu tzv. „seckanja“ napona. Zbog toga se nazivaju „čoperima“ (ova reč potiče od engleske reči koja označava *iver* tj. komad odsečenog drveta).

\* *DC-direct current* – jednosmerna struja.

2. DC – AC \*\* pretvarači: pretvaraju jednosmernu struju u naizmjeničnu; ovi uređaji poznati su pod imenom „invertori“.

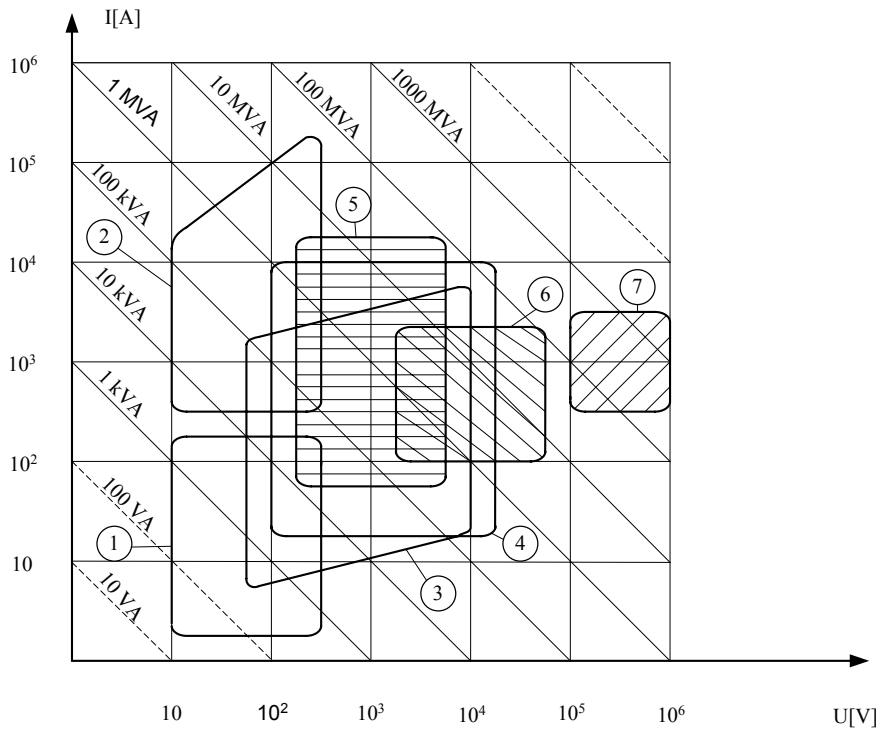
\*\* *AC-alternating current* – naizmjenična struja.

3. AC – DC pretvarači: nazivaju se još i „ispravljačima“ jer naizmjeničnu struju pretvaraju u jednosmernu.

4. AC – AC pretvarači: pretvaraju naizmjenični napon u naizmjenični napon drugačijih osobina. To su na primer transformatori. Međutim, mi ćemo proučavati dve vrste ovih uređaja:

- podešavače napona : menjaju oblik napona
- ciklokonvertore: menjaju učestanost

Primena pretvarača je raznovrsna, a njihove snage mogu biti reda od 1W (npr. u kućnim uređajima, u elektronskim uređajima) do reda 100 MW. Na donjem dijagramu predstavljena je podela oblasti primene pretvarača, po snazi.



(1) U ovoj oblasti snage pretvarača su, dakle, u opsegu od npr. 10VA do 100VA i to su aparati široke potrošnje.

(2) Uređaji koji se koriste u hemijskoj industriji i metalurgiji npr. za elektrolizu; naponi su ovde relativno niski ali struje zato mogu imati veoma velike jačine.

(3) Jednosmerni elektromotorni pogoni i naizmjenični elektromotorni pogoni. Ranije su za ispravljanje struje korišćene tzv. obrtne grupe tj. grupe mašina (najpoznatija je Leonardova grupa). Danas se u ove svrhe koriste poluprovodnički uređaji i to su tzv. statički energetski pretvarači.

(4) Za jednosmerne elektromotorne pogone.

(5) VF (visokofrekventne) peći: ovde je napon reda 1kV,  $P \in (\sim 10\text{kW}, \sim 1\text{MW})$ .

(6) Jednosmerni prenos električne energije:

Naime, polovinom 70-tih godina ovakav prenos tj. ideja o njemu je bila vrlo popularana, tako da su u svetu izrađeni neki dalekovodi baš za prenos jednosmerne struje. Tako npr. u Americi jedan od njih služi za prenos energije iz Aljaske prema zapadnoj obali, dok drugi vrši prenos energije iz oblasti Kvebeka u Kanadi. Postoji nekoliko ovakvih sistema i u Rusiji (tadašnji SSSR). Njihova upotreba je vreme napuštena, jer su pre svega vrlo skupi za eksploataciju. Oni se mogu koristiti u sledećim slučajevima:

- kada za kablovsko prenošenje energije nije pogodna AC struja, jer kablovi imaju veliku kapacitivnost. Na primer, za dovođenje energije na udaljena ostrva može se koristiti ovakav vid prenosa.
- kod prenosa velikih snaga.
- za uspostavljanje veze nesinhronih sistema (koji rade sa različitom nosećom frekvencijom). Jugoslavija je spojena sa evropskim energetskim sistemom koji je sinhron sa našim sistemom, jer su im učestanosti iste (50Hz). U istočnoevropskim zemljama, međutim, ta učestanost nije tačno 50Hz, a razlike su obično reda 1/100Hz.

Zbog toga je nemoguća direktna razmena energije. Problem se obično rešava vezivanjem našeg generatora za njihov sistem ili nekom od sličnih metoda. Međutim, ovo se može ostvariti i spajanjem mreža preko DC-DC pretvarača. Postojao je i projekat za ovakvo rešenje, ali izrada takvog postrojenja je bila preterano skupa, tako da se od ove ideje odustalo.

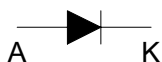
## 1. Ppoluprovodničke komponente koje se koriste u energetskim pretvaračima

U elektronici je najbitnije da li poluprovodnička komponenta verno prenosi ili održava signal, dok je koeficijent korisnog dejstva manje važan. U energetici je situacija potpuno obrnuta. Najvažniji pokazatelj nekog pretvarača je njegov stepen korisnog dejstva. U energetici se koriste najviše sledeće tri vrste elektronskih komponentata:

1. diode
2. tranzistori
3. tiristori

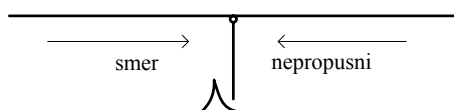
Dioda se koristi za izradu velikih ispravljača. Tranzistori snage grade se u zadnje vreme i za snage od čak 160kW, odnosno tranzistori za napone reda 800V i struje od 200A. Od maksimalne važnosti je sledeće: tranzistor pa i dioda ili ima napon a nema struju ili obrnuto! Sredine nema! To ustvari znači ovo: poluprovodnička komponenta ne sme biti u isto vreme izložena i spoljašnjem naponu i spoljašnjoj struji – u tom slučaju zbog prevelikog zagrevanja trenutno dolazi do proboja, tj. razaranja materijala. Zato se kaže da u energetici poluprovodnički pretvarači rade u **ON – OFF** režimu (uključen ili isključen).

- *Dioda*

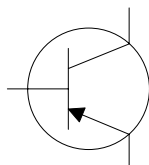
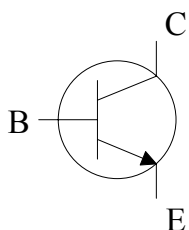
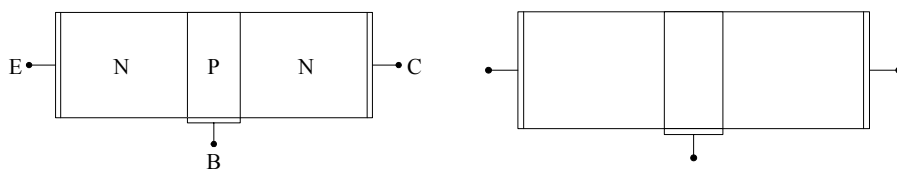


Kada je polarizovana direktno, kroz diodu protiče relativno velika struja; pad napona na njoj je, međutim vrlo mali, pa je discipacija snage mala. Na krajevima

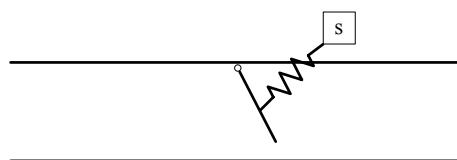
inverzno polarizovane diode javlja se veliki napon ali je inverzna struja dosta mala pa je i discipacija snage vrlo mala. Proticanja tečnosti kroz cev je analogan slučaj (model) provođenju diode.



- *Tranzistor*

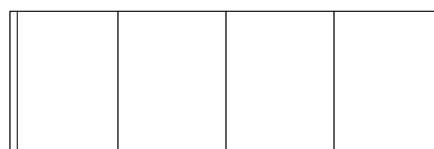
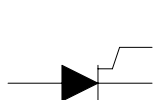


E P

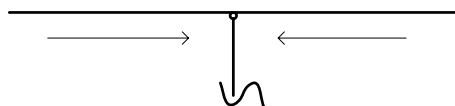


mehanički ekvivalent

*Tiristor (SCR-Silicon Controlled Rectifier)*



B

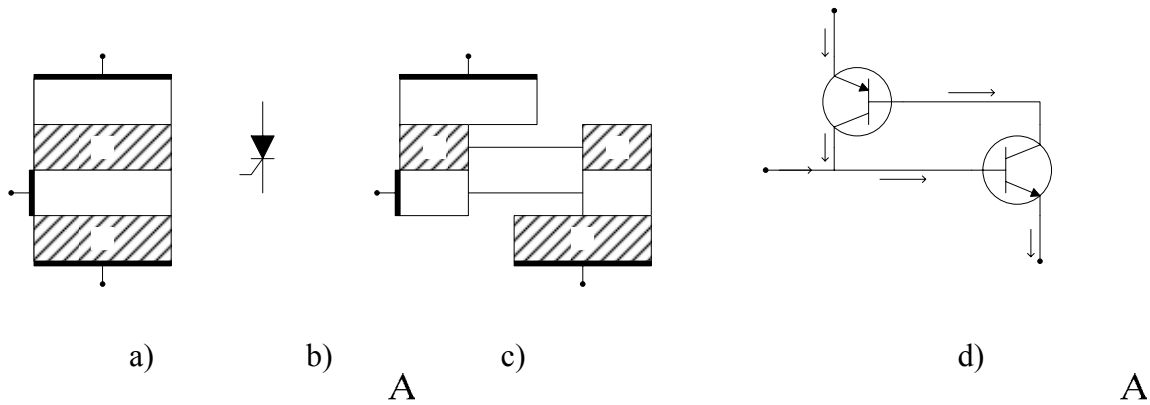


U smeru jedan (1) tečnost može da protiče jedino kada skinemo rezu, a pritisci su takvi da je  $p_1 > p_2$ . Očigledno kada “struja” teče ne možemo ponovo da stavimo rezu, jedino ako se spolja ne promene uslovi. To će se desiti na primer kada protekne struja suprotnog smeru.

**Tiristor (SRC – silicon controlled reatifier)**

Tiristor je četvoroslojna poluprovodnička komponenta - pnpn. Pored anode i katode poseduje i izvedenu upravljačku elektrodu, gejt (G, *gate*). Obično je katodni gejt (p) tipa, a može

biti izveden i anodni (n-tipa). Tiristor se može predstaviti preko veze dva komplementarna tranzistora.

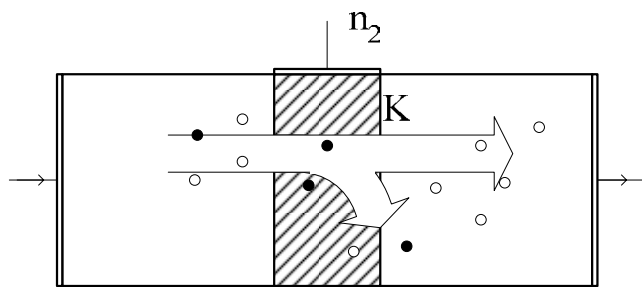


Slika 1.

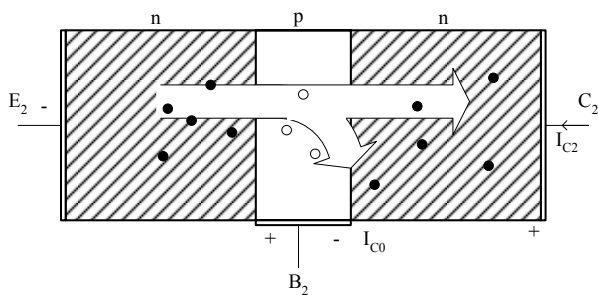
Analizu ćemo sprovesti koristeći sliku 1.c)

$$I_A = I_{E1}^{(p)} + I_{C2}^{(n)} \tag{1}$$

Na osnovu preseka pnp i npn tranzistora i smerova kretanja glavnih i sporednih nosilaca (slika 2) dolazimo do sledećih zaključaka:



$$I_{C1} = \alpha_{01} \cdot I_{E1} + I_{C01} \tag{2}$$



Slika 2.

$$I_{C2} - I_{C0} = \alpha_{02} \cdot I_{E2}$$

$$I_{C2} = \alpha_{02} \cdot I_{E2} + I_{C02} \tag{3}$$

Zamenom (2) i (3) u (1) dobijamo:

$$I_A = \alpha_{01} \cdot I_{E1} + I_{C01} + \alpha_{02} \cdot I_{E2} - I_{C02}$$

$$I_A = \alpha_{02} \cdot I_{E2} + \alpha_{01} \cdot I_{E1} - (I_{C01} - I_{C02})$$

Pošto je inverzna struja zasićenja  $I_{C01,2} = \frac{1}{2} \cdot I_{C0}$ , jer spoj **CB** za oba tranzistora predstavlja polovinu centralnog **pn** spoja tiristora, važi:

$$I_A = \alpha_{02} \cdot I_{E2} + \alpha_{01} \cdot I_{E1} + I_{C0} \quad (4)$$

Sa slike 1. d) vidi se dalje da je:

$$I_A = I_{E1}$$

$$I_K = I_{E2}$$

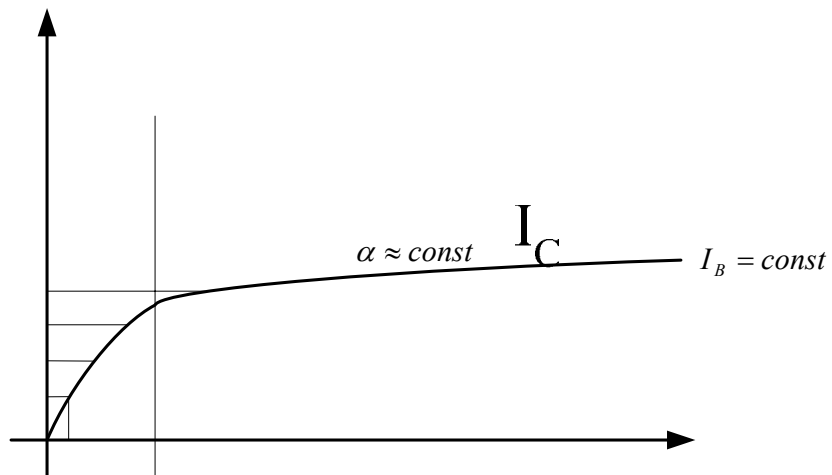
$$I_A + I_E = I_K, \text{ pa zamenom u (4) dobijamo:}$$

$$I_A = \alpha_{01} \cdot I_A + \alpha_{02} \cdot I_A + \alpha_{02} \cdot I_E + I_{C0}$$

$$I_A \cdot (1 - (\alpha_{01} + \alpha_{02})) = \alpha_{02} \cdot I_E + I_{C0}$$

$$I_A = \frac{\alpha_{02} \cdot I_E + I_{C0}}{1 - (\alpha_{01} + \alpha_{02})} \quad (5)$$

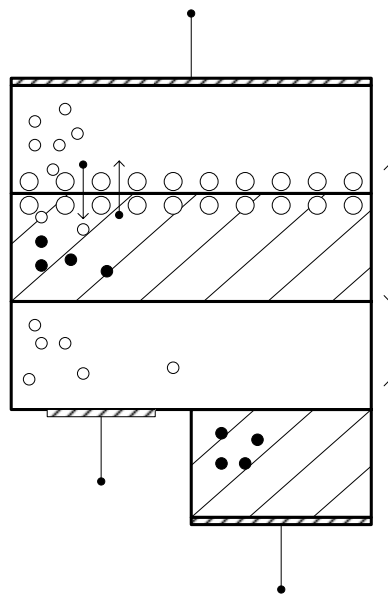
Formalno posmatrano, kada  $\alpha_{01} + \alpha_{02} \rightarrow 1, I_A \rightarrow \infty$  a fizički, struja anode vrlo brzo raste usled regenerativnog ciklusa i zbog prisutne pozitivne povratne sprege koja postoji u dvostepenom pojačavaču (**pn** – **n**pn). U početku je  $\alpha_{01} + \alpha_{02} < 1$  ali sa porastom struje gejtta rastu struje emitora oba tranzistora, a u skladu sa njima i strujno pojačanje, što se vidi sa karakteristike tranzistora:



Slika 3.

### 1.1 Tiristor u odsustvu polarizacije

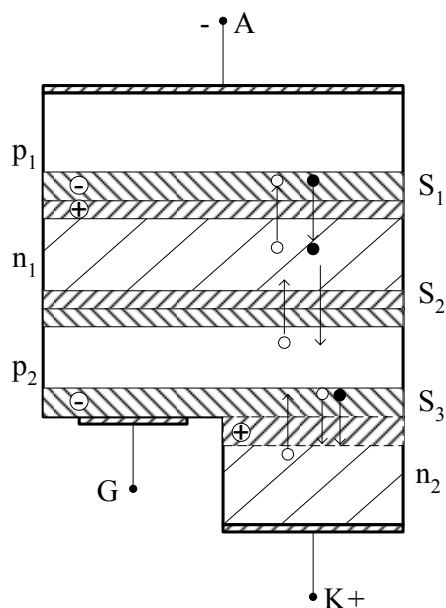
Ekvivalentan model koji odgovara ovom režimu rada tiristora je dat na sledećoj slici:



Slika 4.

U odsustvu polarizacije javljaju se u okolini **pn** spojeva  $S_1$ ,  $S_2$  i  $S_3$  nekompezovana naelektrisanja i u njima električna polja koja sprečavaju difuziju slobodnih nosioca naelektrisanja.

## 1.2 Inverzno polarizovan tiristor

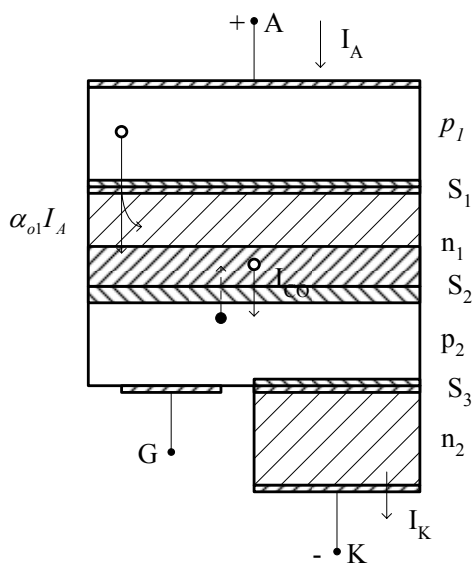


Slika 5.

Kod inverzno polarizovanog tiristora centralni spoj  $S_2$  je direktno polarizovan a periferni spojevi inverzno polarizovani. Kroz tiristor protiče inverzna struja jednaka manjoj struji inverzno polarizovanih spojeva, obično  $S_1$ . Ako u slučaju inverzne polarizacije teče struja  $I_G$ , povećava se inverzna struja tiristora, a samim tim i disipacija.

## 1.3 Direktno polarizovan tiristor

Direktno polarizovan tiristor ima dva moguća stanja: direktno blokirano (*direct blocking state*) i direktno provodno stanje (*direct conducting state*).



Slika 6.

Pri difuznoj polarizaciji  $S_1$  i  $S_2$  su polarizovani direktno, a  $S_2$  inverzno, a nekompezovani sloj na  $S_2$  postaje relativno širok tako da njegova potencijalna barijera praktično drži ravnotežu



naponu  $U_{AK}$ . Struja tiristora sastoji se od struje  $I_{C0}$  spoja  $S_2$  (elektroni iz  $p_2$  i šupljine iz  $n_1$ ) kao i struje sopstvenih nosilaca iz  $p_2$  i  $n_1$  nastalih termičkim razaranjem kovalentnih veza u okolini spoja  $S_2$ . Šupljine koje tako dospeju u  $p_2$  smanjuju prostorno opterećenje na  $S_3$  i omogućavaju većem broju elektrona da pređu iz  $n_2$  u  $p_2$ . Jedan deo ovih elektrona se rekombinuje u bazi  $p_2$  sa šupljinama, a veći deo, određen faktorom  $\alpha_{02}$ :  $\alpha_{02} \cdot I_K$  prolazi kroz  $S_2$  u  $n_1$  smanjujući oblast prostornog tovara na  $S_2$ .

Elektroni (od  $I_{C0}$  i  $\alpha_{02} \cdot I_k$ ) koji dolaze u  $n_1$  prodiru kroz direktno polarizovan spoj  $S_1$  smanjujući njegovu potencijalnu barijeru i izazivajući pojačani prelaz šupljina iz  $p_1$  u  $n_1$ . Te šupljine se delom rekombinuju, a većim delom, određen izrazom  $\alpha_{01} \cdot I_A$  prolaze kroz  $S_1$  i  $n_1$ .

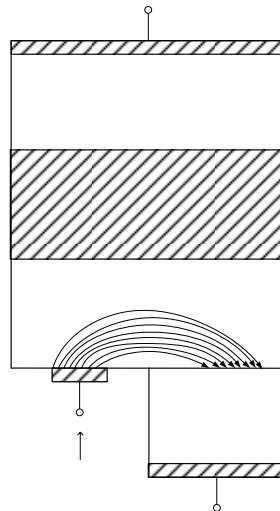
Jasno je da se radi o pozitivnoj povratnoj sprezi, usled čega se dobija struja  $I_A$  koja je veća od  $I_{C0}$  koja je njen prvobitni uzrok.

Pošto se, međutim, radi o malim strujama  $\alpha_{01} + \alpha_{02} \ll 1$ , pa je i struja  $I_A$  mala. U domenu većih anodnih struja, veće je strujno pojačanje  $\alpha_{01}$  i  $\alpha_{02}$  pa je i faktor povratne sprege (kružno pojačanje)  $\alpha_{01} + \alpha_{02} > 1$

To znači da imenilac izraza (5) postaje negativan, a pošto je  $I_A > 0$  sledi da  $I_{C0}$  mora promeniti smer, tj. spoj  $S_2$  se direktno polarizuje.

Pošto je napon direktne polarizacije na  $S_2$  u opoziciji sa naponima na  $S_1$  i  $S_3$  ukupan napon  $U_{AK}$  na provodnom tiristoru je nešto veći od napona direktno polarizovane diode te se tiristor u ovom spoju ponaša slično diodi.

## 1.4 Okidanje tiristora



Slika 7

Tiristor se okida pozitivnom pobudom gejta. Poprečni presek sloja  $p_2$  je mali te je njegov otpor relativno veliki. Zato je gustina struje kroz spoj  $S_3$  najveća u neposrednoj blizini gejta. Iz tog razloga u ovoj oblasti biće najveća gustina elektrona emitovanih iz  $n_2$  u  $p_2$ . U  $p_2$  ovi elektroni se delom rekombinuju sa šupljinama dospelim iz upravljačke elektrode, a većim delom prolaze kroz  $S_2$  procesom difuzije. Procesom koji sam sebe podržava (pozitivna povratna sprega) povećeva se anodna struja, onako kako je to ranije objašnjeno. Protok nosilaca najjači je na granici od katode

prema gejtu, gde je proces i otpočeo. Proces prebacivanja tiristora u provodno stanje, kako je rečeno, rezultira direktnim polarizovanjem spoja  $S_2$  i promenom smera struje  $I_{C0}$ . Ta promena nastaje u pravcu najintezivnijeg prelaza nosilaca tj. iznad levog kraja spoja  $S_3$ , da bi se ova direktna polarizacija postepeno proširila na ceo  $S_2$ .

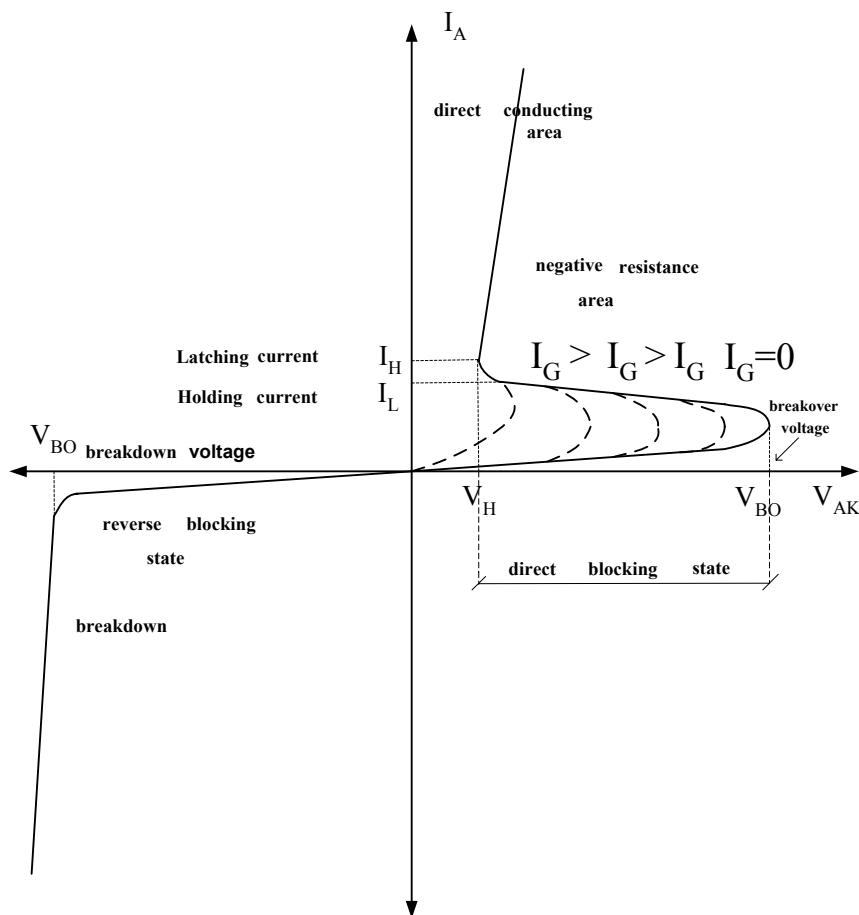
Dakle, u početku procesa "paljenja" tiristora, "provodni kanal" je uzak te je sposobnost tiristora da propusti anodnu struju ograničena. Stoga je brzina porasta anodne struje  $\frac{di_a}{dt}$  ograničena i o tome treba povesti računa. Vreme uključenja tiristora je reda nekoliko  $\mu s$ , a to vreme zavisi od jačine početne struje.

Brze promene anodnih napona mogu da izazovu nekontrolisano uključjenje tiristora, usled kapacitivnog efekta koji se javlja na spoju  $S_2$ . Struja depasmana koja se javlja na  $S_2$  pri brznoj promeni napona, a usled kapacitivnosti  $C_{S2}$ , protiče kroz  $S_1$  i  $S_3$  i kroz proces sa pozitivnom povratnom spregom može izazvati paljenje. Naime, strujna pojačanja  $\alpha_{01}$  i  $\alpha_{02}$  zavise od  $i_{CS2}$ :

$$i_{CS2} = u_{S2} \cdot \frac{dC_{S2}}{dt} + C_{S2} \cdot \frac{du_{S2}}{dt}$$

Pošto je  $i_{CS2}$  srazmerno  $\frac{dv}{dt}$  sledi da brzina promene napona mora biti ograničena.

### 1.5 Statička karakteristika tiristora

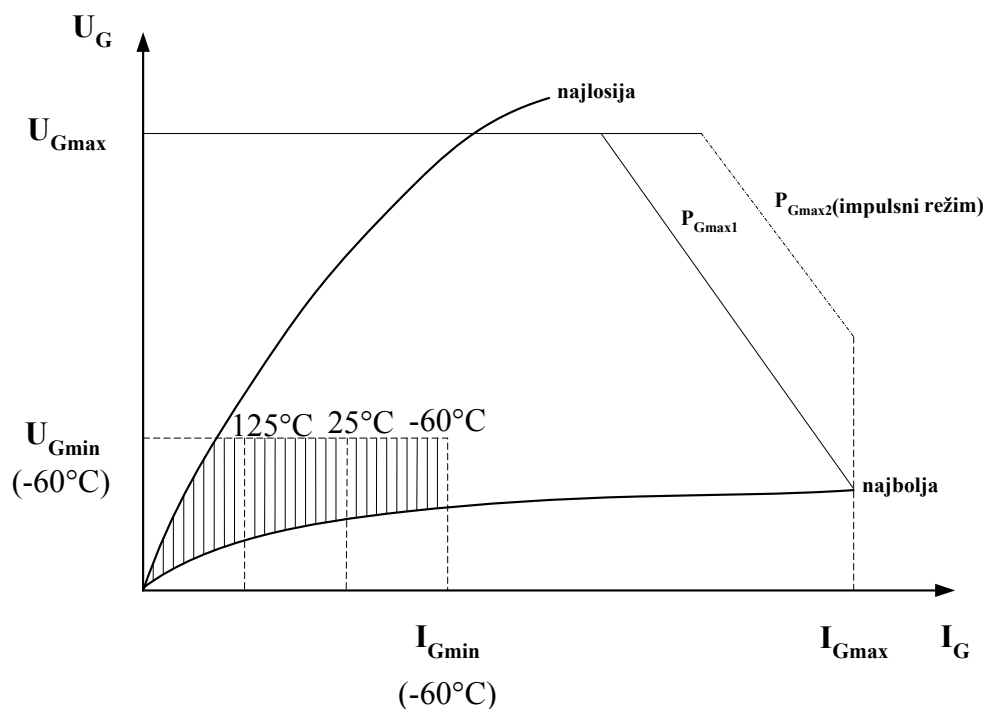


Slika 8

Direktno polarizovan tiristor je blokiran sve dok napon  $U_{AK}$ , pri određenoj vrednosti  $I_G$  ne dostigne vrednost  $V_{B0}$ : prelomni napon. Da bi tiristor mogao da provodi anodni potrošač mora biti takav da  $I_H \geq I_L$ , gde je  $I_L$  tzv. struja uspostavljanja. Na prelazu iz blokade u provođenje je oblast negativne otpornosti koja se ne može snimiti merenjem (nestabilna je). Kada  $I_H$  opada, tiristor ostaje u provodnom stanju dok struja ne opadne ispod vrednosti  $I_L$  (struja držanja), a onda se gasi. Tiristor je u inverznom smeru neprovodan sve do napon  $V_{B0}$ , kada nastupa proboj i razaranje.

## 1.6 Statičke karakteristike gejta

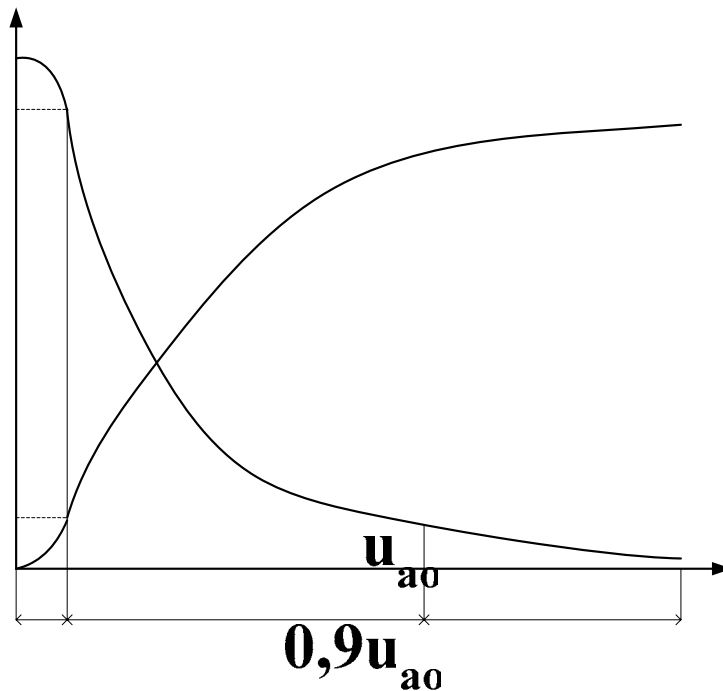
Da bi tiristor mogao da podnese što veći napon direktne polarizacije i da bi njegov rad bio pouzdaniji izrađuje se sa manje dopiranim pn spojem  $S_3$ , tako da  $\alpha_{02}$  bude što manje. Zato se između tiristora istog tipa pojavljuju znatne razlike u naponima gejta- katoda.



U šrafiranoj oblasti paljenje tiristora je neizvesno. Za tiristore sa lošijim spojem GK daje se  $U_{Gmax}$  a sa dobrim spojem  $I_{Gmax}$ . Snaga discipacije je ograničena, a nešto veća vrednost se dozvoljava pri impulsnom režimu.

## 1.7 Prelazni procesi u tiristoru

Najpre ćemo analizirati prelazni proces pri prebacivanju iz direktnog neprovodnog u direktno provodno stanje.



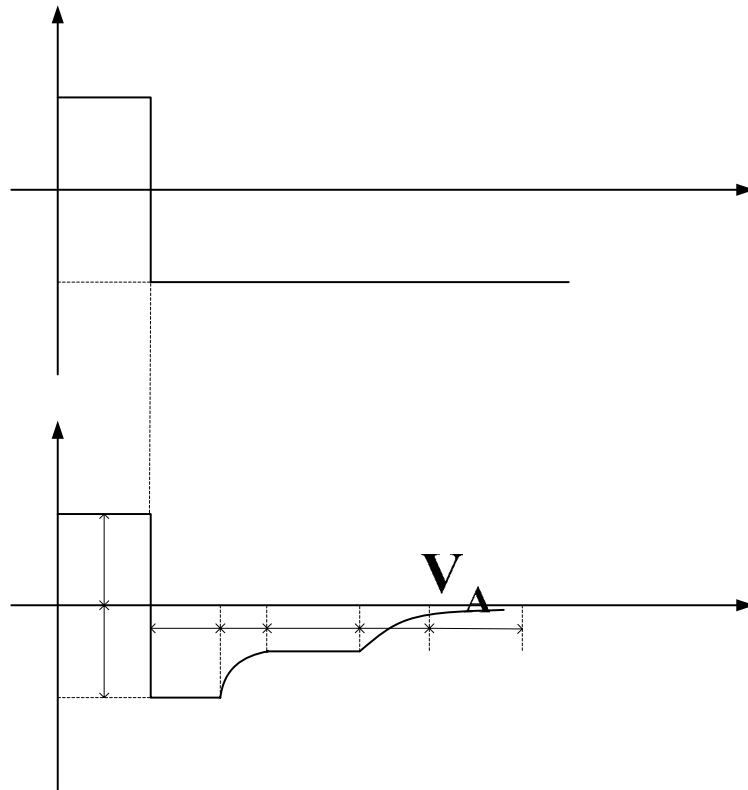
Period  $t_1$ , definisan padom anodnog napona od 10%, usled proticanja struje kroz spoljni deo karakteristike, odgovara vremenu koje je potrebno da se ostvari direktnom polarizacijom na delu spoja  $S_2$  iznad gejta. Ovo vreme zavisi od jačine struje  $I_G$ . Interval  $t_2$  predstavlja vreme u toku kog dolazi do znatnijeg povećanja anodne struje i on ne zavisi od  $I_G$  već od karaktera i parametara anodne impedanse. Tako na primer, u slučaju **RL** impedanse (povoljno) struja  $i_a$  postepeno raste ( $\tau = \frac{L}{R}$ ) a napon  $u_a$  naglo opada. U slučaju **RC** opterećenja brzo se menja struja, a napon sporije opada. Period  $t_3$  traje od trenutka kada je tiristor proveo u blizini gejta do trenutka kada se direktna polarizacija proširi na ceo spoj  $S_2$  i zavisi, uglavnom, od površine katode odnosno odstojanja gejta do najudaljenije tačke poprečnog preseka.

U cilj ograničavanja discipacije pri uključenju, koriste se prigušnice sa zasićenjem, kod kojih impedansa postepeno opada pri porastu anodne struje: u početku je struja ograničena na vrednost  $i_\mu$  da bi impedansa postala vrlo mala kada tiristor provede. Tako se ostvaruje propuštanje jake struje tek pošto ceo spoj  $S_2$  postane direktno polarizovan.

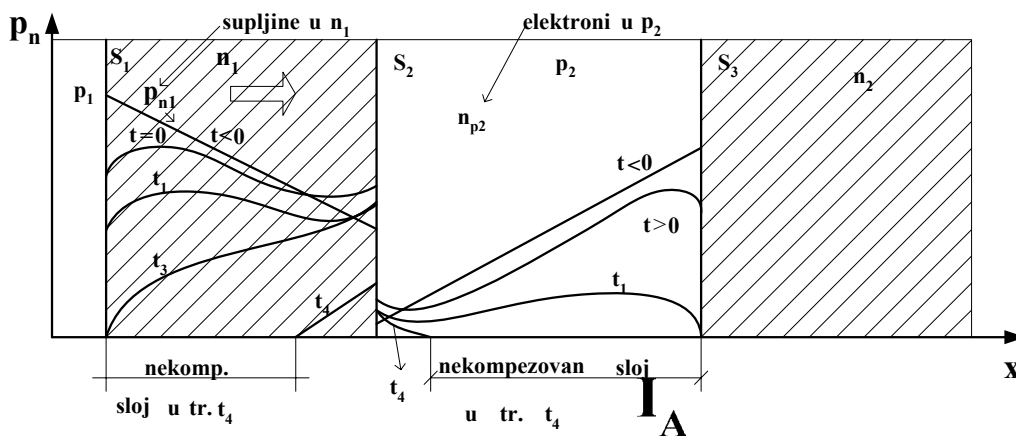
Da bi se tiristor preveo iz provodnog u neprovodno stanje, potrebno je da se anodna struja smanji ispod vrednosti  $I_H$  (struja držanja). U praksi se to ostvaruje snižavanjem anodnog napona na nulu ili inverznom polarizacijom. Kod tzv. pretvarača sa prinudnom komutacijom to se ostvaruje propuštanjem strujnog impulsa suprotnog smera kroz tiristor, obično pražnjenjem kondenzatora. Pošto su u provodnom stanju sva tri spoja direktno polarizovana, u svim slučajevima, a naročito u bazama,  $n_1$  i  $p_2$ , velika je koncentracija sporednih nosilaca koje treba neutralisati rekombinacijom ili odvesti difuzijom da bi se tiristor "ugasio".

 $t_1$ 
 $t_2$

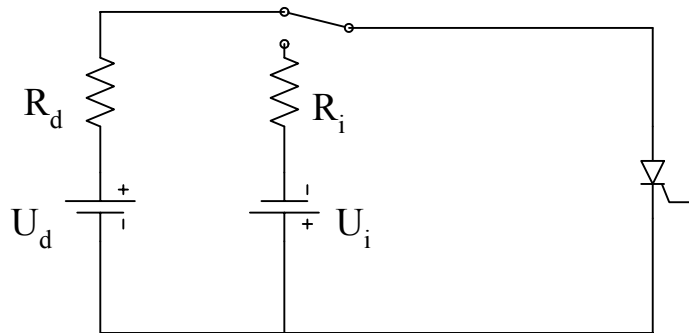
Ako se promeni polaritet napajanja na anodi (inverzna polarizacija) spojevi  $S_1$  i  $S_3$  se inverzno polarizuju, a  $S_2$  ostaje direktno polarizovan jer je u njihovoj okolini najveća koncentracija sporednih nosilaca. Ranije je rečeno da su slojevi u okolini  $S_3$ , dakle, G i K jače dopirane (veća  $I_{C0}$ ) pa će udarni napon u pogledu udarne jonizacije (lavinskog proboja) ovde biti znatno niži nego na  $S_1$  i  $S_2$ . Pošto je, takođe koncentracija šupljina u  $p_2$  veća od koncentracije elektrona u  $n_1$ ,  $p_2$  služi u procesu gašenja kao bogat izvor šupljina. Dijagrami napona i struje anode tokom prelaznog procesa su:



Raspored nosilaca naelektrisanja u poprečnom preseku je oblika:



Kolo kojim se može upravljati radom tiristora je oblika:



$$I_d = \frac{U_d}{R_d} \quad I_i = \frac{U_i}{R_i}$$

Struja u poluprovodniku ima dve komponente, kondukcionu i difuzionu, npr.

$$J_n = q_n \cdot \mu_n \cdot E + q \cdot D_n \cdot \frac{dn}{dx}$$

$$J_p = q_p \cdot \mu_p \cdot E - q \cdot D_p \cdot \frac{dp}{dx}$$

(Difuziona struja teče u smeru smanjenja koncentracije nosilaca).

Uprkos inverznoj polarizaciji, struja je u toku intervala  $T_1$  ograničena isključivo elementima spoljašnjeg kola ( $R_i$ ) jer je koncentracija ubačenih nosilaca u ovim slojevima još uvek velika tako da kroz tiristor teku difuzione struje, a širine nekompezovanih slojeva se ne menjaju.

Interval  $T_2$  počinje u trenutku  $t_1$  kada gustina elektrona u bazi:  $n_{p2}$  na spoju  $S_3$  postane jednaka nuli. U toku  $T_2$  raste inverzni napon na  $S_3$  pa pošto je preostali deo tiristora u stanju provođenja, a  $U_A = \text{const}$ , struja tiristora opada. U trenutku  $t_2$  inverzni napon na  $S_3$  dostiže vrednost probojnog napona.

U toku  $T_3$  još uvek je velika gustina nosilaca u sloju  $n_1$  tako da  $p_1 - n_1 - p_2$  još uvek predstavlja kratak spoj pa kroz tiristor teče konstantna struja.

U trenutku  $t_3$  pada na nulu koncentracija šupljina u  $n_1$  i započinje stvaranje nekompezovanog sloja na  $S_1$  i njegova inverzna polarizacija, te struja postepeno opada. U trenutku  $t_4$  završava se proces inverzne polarizacije  $S_1$  ali prebacivanje još nije završeno, pošto na  $S_2$  ima još ubačenih nosilaca pa se eventualnom ponovnom direktnom polarizacijom tiristora  $S_2$  ne bi inverzno polarizovalo što je potrebno da se tiristor ne bi ponovo uključio.

## 2. Elementi Laplace-ove transformacije

Veliki broj problema u teoriji svodi se na rešavanje diferencijalnih jednačina. Tako na primer, analiza ponašanja linearnog dinamičkog sistema sa koncentrisanim i konstantnim ( $t$ ) parametrima svodi se na rešavanje sistema linearnih diferencijalnih jednačina sa konstantnim koeficijentima.

Rešavanje ovakvih jednačina pojednostavljuje se primenom operacionog računa, posebno primenom **Laplace**-ove transformacije kojom se linearna diferencijalna jednačina sa konstantnim koeficijentima svodi na algebarsku jednačinu odgovarajućeg reda, iz koje se, uz primenu početnih uslova može direktno dobiti rešenje. Pošto se, međutim, čak i kod jednostavnih sistema dobijaju jednačine visokog reda, problem sinteze sistema varijacijom parametara, makar i uz primenu **Laplace**-ove transformacije postaje nerešiv. Stoga se u praksi traže drugačiji putevi, kojima se zaobilazi potreba rešavanja diferencijalne jednačine.

## 2.1 Fourier-ova transformacija i Fourier-ov red

Furijeov red primenjuje se za analizu signala koji su opisani periodičnim funkcijama. Za funkciju  $f(t)$ ,  $t \in R$  kažemo da je periodična, sa periodom  $T$  ako važi:

$$f(t + T) = f(t), \quad -\infty < t < \infty$$

Može se reći da je  $T$  osnovni period funkcije tj. da je to najmanja vrednost za koju je gornji uslov ispunjen, i da funkcija za koju gornji uslov važi u ograničenom intervalu nije periodična.

### Fourier-ov red

Prema **Dirichlet**-ovim uslovima, funkcija  $f(t)$ , sa periodom  $T$ , ograničena, sa ograničenim brojem ekstremuma i prekida prve vrste, može se predstaviti Furijeovim redom. Ovaj red konvergira vrednosti  $f(t)$  svuda gde je funkcija neprekidna, a u tačkama prekida konvergira aritmetičkoj sredini vrednosti funkcije sa leve i desne strane diskontinuiteta.

$$f(t) | f(t + T) = f(t), \quad t \in R$$

$$f(t) = \frac{1}{2} \cdot a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cdot \cos k \cdot \omega \cdot t + b_k \cdot \sin k \cdot \omega \cdot t$$

$$\omega = \frac{2\pi}{T}$$

Vrednosti koeficijenata dobijaju se na osnovu osobine ortogonalnosti prostoperiodičnih (harmonijskih) funkcija.

$$f(t) = \frac{1}{2} \cdot a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cdot \cos k \cdot \omega \cdot t + b_k \cdot \sin k \cdot \omega \cdot t \quad / \quad \int_0^T \dots dt$$

$$\int_0^T f(t) dt = \frac{1}{2} \cdot a_0 \cdot \int_0^T dt + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \int_0^T \cos k \omega t dt + b_k \int_0^T \sin k \omega t dt$$

$$\sum_{k=1}^{\infty} a_k \int_0^T \cos k \omega t dt + b_k \int_0^T \sin k \omega t dt = 0$$

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) dt \quad \text{ili}$$

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_{\tau}^{\tau+T} f(t) dt$$

Pokažimo sada osobinu ortogonalnosti prostoperiodičnih funkcija:

$$\int_0^T \sin^2 \omega t dt = \int_0^T \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} dt = \frac{1}{2} \cdot T - \frac{1}{2} \int_0^T \cos 2\omega t dt$$

$$\int_0^T \cos 2\omega t dt = 0$$

$$\int_0^T \sin \omega t \cos \omega t dt = \int_0^T \frac{\sin 2\omega t}{2} dt = 0$$

$$\int_0^T \cos^2 \omega t dt = \dots = \frac{1}{2} T \quad \text{itd.}$$

Dalje je:

$$\int_0^T f(t) \cos k\omega t dt = a_k \int_0^T \cos^2 k\omega t dt = \frac{a_k}{k\omega} \int_0^{k\omega T} \cos^2(k\omega t) d(k\omega t) = \frac{a_k}{k\omega} \int_0^{k\omega T} \frac{1 + \cos(2k\omega t)}{2} d(k\omega t) =$$

$$\frac{a_k}{k\omega} \cdot \frac{1}{2} \cdot k\omega T = \frac{a_k \cdot T}{2}$$

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) k\omega t dt.$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin k\omega t dt.$$

Furijev red može se izraziti, uz korišćenje odgovarajućih trigonometrijskih indetiteta, i u drugačijim oblicima:

$$f(t) = \frac{1}{2} a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{a_k^2 + b_k^2} \cdot \sin(k\omega t + \arctg \frac{b_k}{a_k}).$$

Vrlo često, Furijev red predstavlja se u sledećem obliku, do kog se dolazi smenom:

$$a_k \cos k\omega t = \frac{a_k e^{jk\omega t} + a_k e^{-jk\omega t}}{2}$$

$$b_k \sin k\omega t = \frac{b_k e^{jk\omega t} - b_k e^{-jk\omega t}}{2j} = \frac{jb_k e^{-jk\omega t} - jb_k e^{jk\omega t}}{2}$$

$$f(t) = \frac{1}{2} a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{a_k - jb_k}{2} e^{jk\omega t} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{a_k + jb_k}{2} e^{-jk\omega t}$$

Definisanjem novih koeficijenata:



$$c_0 = \frac{1}{2} a_0$$

$$c_k = \frac{a_k - jb_k}{2}, \quad c_{-k} = \frac{a_k + jb_k}{2}$$

gde je:

$$c_k = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) e^{-jk\omega t} dt, \quad k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

**Rezime:** Predstavljanje (složeno) periodičnih funkcija Furijeovim redom omogućuje da se odredi izlaz linearnog stabilnog sistema u stacionarnom režimu rada, kada na njegov ulaz deluje složeno-periodična funkcija. Tada će i izraz, po principu linearne superpozicije moći da se predstavi zbirom prostoperidičnog signala određene amplitude, učestanosti i faze- harmonika. Time se omogućuje analiza sistema u frekventnom domenu, pa se dinamička svojstva sistema mogu okarakterisati time kako sistem utiče na amplitudu i fazu pojedinog harmonika ulaznog signala.

## 2.2 Fourier-ova transformacija

Ulazni signali u sistem za automatsku obradu su najčešće neperiodični. Da bi se i u ovom slučaju mogle iskoristiti prednosti koje pruža tretman u frekventnom domenu, Furijeov red se uopštava i proširuje na izvesne neperiodične funkcije.

Neperiodičnu funkciju možemo formalno posmatrati kao periodičnu, gde  $T \rightarrow \infty$ . Furijeov integral se od Furijeovog reda dobija sledećim rezonovanjem:

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} c_k e^{jk\omega t} = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{T} \int_0^T f(t) e^{-jk\omega t} dt \cdot e^{jk\omega t}$$

Učestanosti dvaju susednih harmonika su:

$$\omega_k = k\omega = k \cdot \frac{2\pi}{T}$$

$$\omega_{k+1} = (k+1)\omega = (k+1) \frac{2\pi}{T}, \quad \text{pa je:}$$

$$\Delta\omega = (k+1) \frac{2\pi}{T} - k \frac{2\pi}{T} = \frac{2\pi}{T},$$

Odakle sledi:

$$\frac{1}{T} = \frac{\Delta\omega}{2\pi}$$

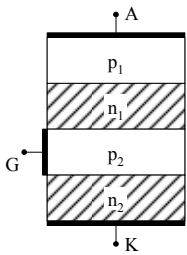
Zamenom ove vrednosti u početni izraz dobijamo:

$$\begin{aligned}
 f(t) &= \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{2\pi} \int_0^T f(t) e^{-j\omega_k t} dt \cdot e^{j\omega_k t} \Delta\omega = \\
 &= \frac{1}{2\pi} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \int_0^T f(x) e^{-j\omega_k x} dx \cdot e^{j\omega_k t} \Delta\omega = \\
 &= \frac{1}{2\pi} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} F(j\omega, T) e^{jk\omega t} \Delta\omega
 \end{aligned}$$

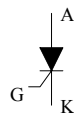
Ako sada smatramo da  $T \rightarrow \infty$ , sledi da  $\Delta\omega \rightarrow 0$ ,  $k\omega \rightarrow \omega$ .

### 3. Tiristori

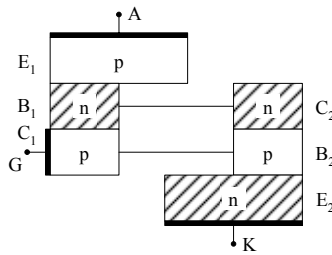
#### 3.1 Konstrukcija



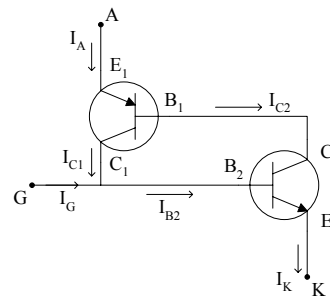
Slika 3.1



Slika 3.2



Slika 3.3



Slika 3.4

Obično je izveden katodni gejt. Očigledno je sa slike 3.2 da se tiristor može predstaviti pomoću dva komplementarna ( pnp – npn) tranzistora koji su vezani kao na slici 3.3. Jednačine napisane po prvom Kirhofovom zakonu daju:

$$I_A = I_{C2} - I_{C1} = \alpha_{01} I_{E1} + I_{C01} - (\alpha_{02} I_{E2} - I_{C02}) = \alpha_{01} I_{E1} - \alpha_{02} I_{E2} + I_{C01} + I_{C02}$$

Pošto svaka od kolektorskih struja zasićenja odgovara polovini površine kolektorskog spoja, može se pisati:

$$I_{C01} = I_{C02} = \frac{1}{2} I_{C0}, \text{ pa je:}$$

$$I_A = \alpha_{01} I_{E1} - \alpha_{02} I_{E2} + I_{C0}$$

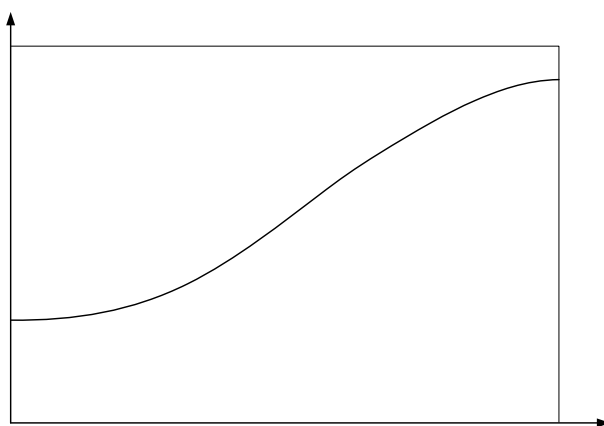
$$I_{E1} = I_A; \quad I_{E2} = -I_K; \quad I_K = I_A + I_G$$

$$I_A = \alpha_{01} I_A + \alpha_{02} I_K + I_{C0} = \alpha_{01} I_A + \alpha_{02} I_A + \alpha_{02} I_G + I_{C0}$$

$$I_A(1 - (\alpha_{01} + \alpha_{02})) = \alpha_{02}I_G + I_{C0}$$

$$I_A = \frac{(\alpha_{02}I_G + I_{C0})}{(1 - \alpha_{01} - \alpha_{02})} \quad (3.1)$$

Posmatrano formalno, diodna struja težiće  $+\infty$  ako je  $\alpha_{01} + \alpha_{02} \rightarrow 1$ , ali fizički, ova struja je ograničena otporom u spoljašnjem delu kola, izvan tiristora. Nagli porast anodne struje posledica je pozitivne povratne sprege dvostepenog (**pnp-npn**) pojačavača, čije je kružno pojačanje  $\gamma = \alpha_{01} + \alpha_{02}$ . Dakle, tiristor se u stanje provođenja može dovesti dovođenjem struje gejtja, pri čemu on ostaje dalje uključen čak i ako se  $I_G$  ukine, blagodareći lavinskom proboju (*avalanche breakdown*) efektu kojim se ostvaruje provođenje tiristora.



Slika 3.5

### 3.2 Mehanizam provođenja

U odsustvu ma kakve polarizacije, u tiristoru se javljaju potencijalne barijere koje onemogućavaju difuziono kretanje slobodnih nosilaca kroz slojeve. Sa inverznom polarizacijom, srednji spoj je direktno polarizovan, a spoljni inverzno. Tada kroz tiristor teče inverzna struja čija je vrednost određena strujom zasićenja spoja bližeg anodi koja je po pravilu manja. Pozitivna polarizacija gejtja i pozitivna struja gejtja pri inverznom polarizovanom tiristoru, ima za posledicu povećanu inverznu struju pa prema tome i discipacija.

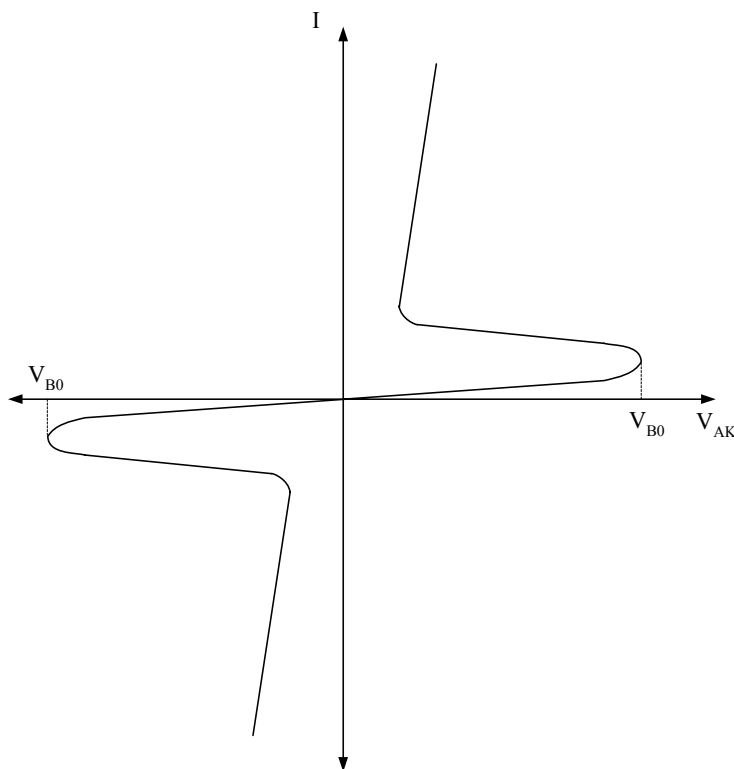
Kao što je prikazano na slici 6, središnji spoj poseduje usled inverzne polarizacije srazmerno široku oblast prostornog tovara i povećanu potencijalnu barijeru  $V_0'$  koja praktično drži ravnotežu pozitivnom naponu  $V_{AK}$ . Struju tiristora čini na početku struja zasićenja centralnog **pn** spoja  $J_2$  koju čine sporedni nosioci iz baza  $n_1$  i  $p_2$  kao i parovi elektron-šupljina nastali termičkim razaranjem kovalentnih veza na samom spoju  $J_2$ . Elektroni koji su na ovaj način dospeli iz  $p_2$  u  $n_1$  zauzimaju upražnjena mesta u nekompenzovanom sloju na spoju i dejonizuju donorske atome smanjujući tako potencijalnu barijeru što omogućava šupljinama iz  $p_1$  da prelaze u  $n_1$ . Ove šupljine se u  $n_1$  delom rekombinuju, a većim delom prolaze kroz spoj srazmerno faktoru  $\alpha_{01}$ , tj. radi se o tranzistorskom efektu – inverzno polarizovan središnji spoj ne predstavlja za ove šupljine prepreku, jer su one u  $n_1$  sporedni nosioci. Šupljine koje na taj način dospevaju u  $p_2$  smanjuju potencijalnu

barijeru na  $J_3$  i omogućuju elektronima da iz  $n_2$  prolaze u  $p_2$ . Deo ovih elektrona se rekombinuje, a deo, određen faktorom  $\alpha_{02}$ , prolazi kroz  $J_2$  ( tranzistor ) u  $n_1$  gde još više smanjuje potencijalnu barijeru itd. Očigledno je da se radi o procesu koji sam sebe podržava odnosno o pozitivnoj povratnoj sprezi, gde je kružno pojačanje  $\gamma = \alpha_{01} + \alpha_{02}$ . Opisani proces se dešava kada je  $I_G = 0$ .

Kao što se vidi sa slike 3.5, pri malim kolektorskim strujama, kakva je na primer struja reda veličine  $I_{C0}$ , malu vrednost ima i  $\alpha_0$  tako da je pozitivna sprega neznatna, a  $I_A \cong I_{C0}$ , pa je tiristor neprovodan. Očigledno je da se dovođenjem struje gejta postiže znatna vrednost kolektorske struje drugog tranzistora odnosno veliko  $\alpha_{02}$  pa pozitivna sprega postaje jaka, naročito u domenu velikih anodnih struja kada je  $\alpha_{01} + \alpha_{02} > 1$  što znači da struja  $I_{C0}$  menja smer, odnosno da se i centralni spoj direktno polarizuje. Pošto se napon direktne polarizacije srednjeg spoja u opoziciji sa naponima direktne polarizacije spoljašnjih spojeva, a ukupan napon  $V_{AK}$  je neznatno veći od  $V_0$  direktne polarizacije običnog pn spoja:

$V_{AK} = (V_{01} + V_{03}) - V_{02} \cong V_0$ , pa se provodan tiristor ponaša slično diodi. Statička karakteristika tiristora je prikazana na slici 3.8.

### 3.3 Statička karakteristika



Slika 3.8

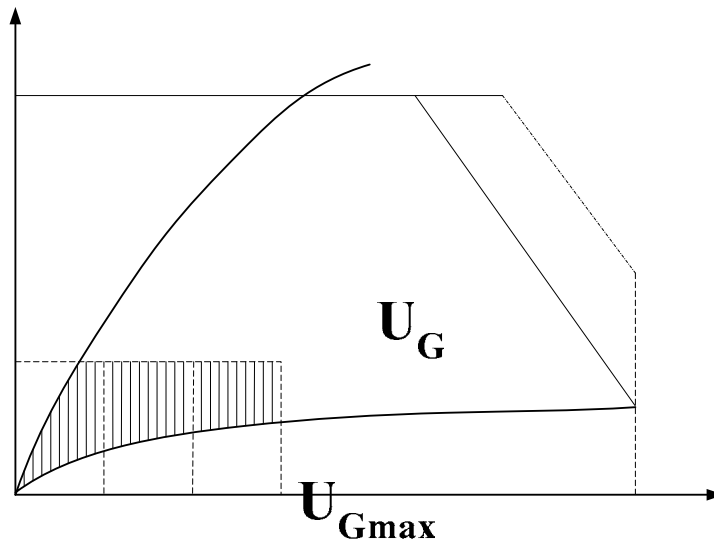
$I_H$  - *holding Current*, struja držanja

$I_L$  - *latching Current*, struja uspostavljanja

$V_{B0}$  - *breakover voltage*, prelomni napon

$V_{BD}$  - *breakdown voltage*, probojni napon

### 3.4 Statička karakteristika gejta tiristora



Slika 3.9

Karakteristike gejta obično variraju kod većeg broja primeraka istog tipa tiristora tako da proizvođač tiristora daje karakteristiku u obliku prikazanom na slici 3.9.

Kriva 1) predstavlja najgori a kriva 2) najbolji moguć slučaj. Šrafirana oblast je ona u kojoj je paljenje tiristora nesigurno i mora se izbegavati. Najpovoljniji uslovi paljenja tiristora su pri nižim temperaturama. Kriva discipacije  $P_{G1max}$  važi za slučaj paljenja kontinualnom strujom gejta, a kriva  $P_{G2max}$  za paljenje impulsima. Važna karakteristika svakog tiristora je najveća vrednost napona na gejtu, pri kojoj se tiristor još neće upaliti. Taj napon određuje u stvari nivo smetnji. Napon paljenja opada pri porastu temperature.

$$U_{Gmin} (-60^{\circ}C)$$

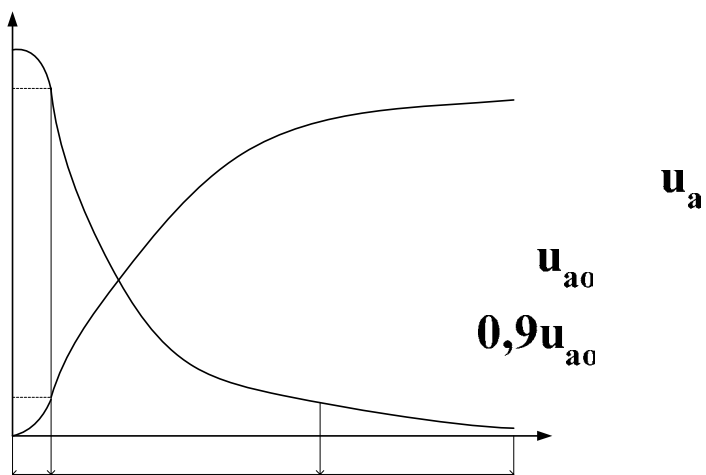
### 3.5 Prelazni procesi u tiristoru

- a) prebacivanje iz neprovodnog u provodno stanje (pri direktnoj polarizaciji tj. prolaz (*from direct blocking to direct conducting states*)).

Vremenski period  $t_1$  (slika 3.10) padu napona od  $0.1V_{a0} \div 0.9V_{a0}$  odgovara približno periodu od delovanja  $I_G$  do uspostavljanja direktne polarizacije na centralnom spoju, odnosno njegovom malom delu u blizini gejta. Ovo vreme zavisi od struje gejta.

Vreme  $t_2$  ne zavisi od  $I_G$  ali zavisi od veličine i karaktera anodne impedanse. Na primer redna veza LR ograničava brzinu porasta anodne struje, i doprinosi nagloj promeni anodnog napona, što je povoljno. Induktivno opterećenje doprinosi brznoj promeni struje u spoju i padu napona.

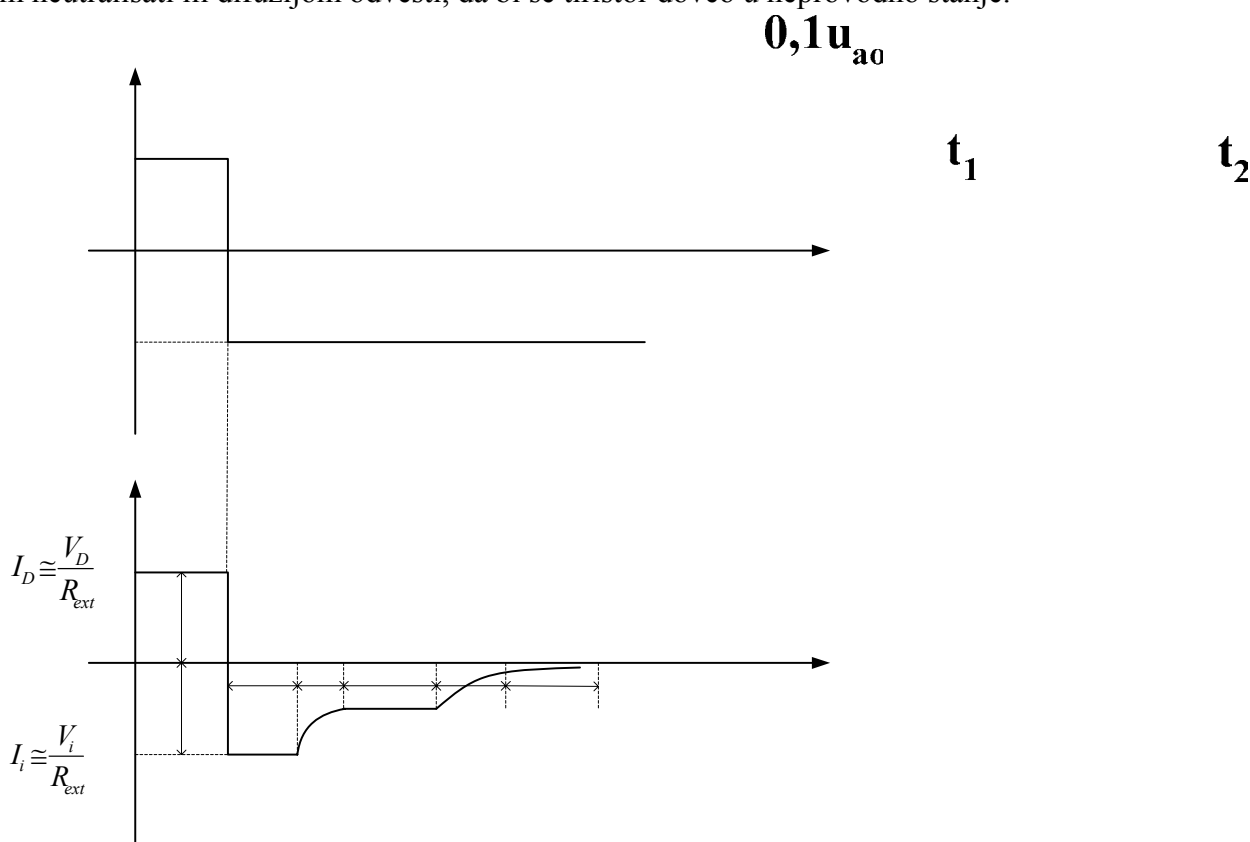
Vreme  $t_3$  je period koji treba da protekne dok se inverzna polarizacija spoja  $J_2$  ne proširi na ceo spoj i na celu površinu poprečnog preseka. Ovo vreme, uglavnom zavisi od površine katode i udaljenosti gejta od zajedničkih tačaka na kontrolnom spoju.



Slika 3.10

b) prebacivanje iz provodnog u neprovodno stanje

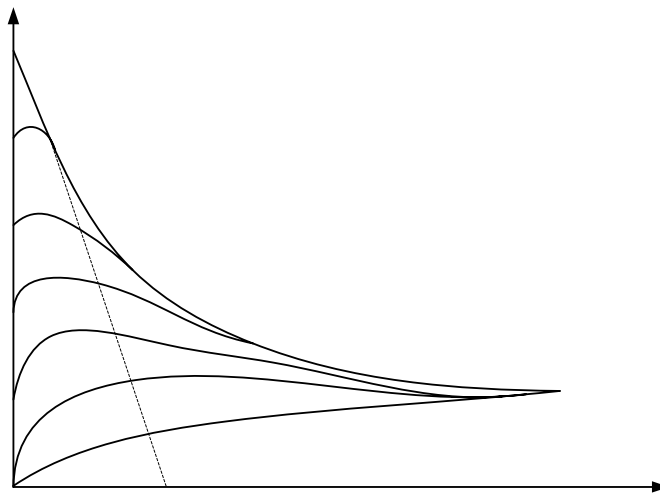
Da bi se izvršio ovaj proces potrebno je da se anodna struja smanji ispod vrednosti pri kojoj tiristor još provodi,  $I_H$ . U praksi se to vrši najčešće tako da se napon anode smanji na nulu, ili, čak, da se anoda inverzno polarizuje. Pošto su u provodnom stanju svi spojevi direktno polarizovani, velika je količina difuzijom nagomilanih sporednih nosilaca, naročito u bazama  $n_1$  i  $p_2$ , koje treba rekombinacijom neutralisati ili difuzijom odvesti, da bi se tiristor doveo u neprovodno stanje.



Slika 3.11

Uprkos inverznoj polarizaciji tiristora, struja u početku još može da teče i to kao inverzna i njena je vrednost ograničena jedino otporom u spoljašnjem kolu  $I_i = \frac{V_i}{R_{ext}}$ , jer postoji velika količina nagomilanih sporednih nosilaca na direktno polarizovanim spojevima. Vreme  $T_1$  je period u toku kog je koncentracija sporednih nosilaca različita od nule a trenutak  $t_1$  tj. početak perioda  $T_2$  je trenutak u kom postaje jednaka nuli gustina elektrona u bazi  $p_2$  na spoju  $J_3$ . Zato se u toku  $T_2$  širi nekompensovani sloj na  $J_3$  dok on ne postane inverzno polarizovan. Napon na  $J_3$  (inverzni napon) raste sve dok ne dostigne probojnu vrednost. Deo tiristora  $p_1n_1p_2$  predstavlja praktično kratak spoj za napon jer ovde nagomilani nosioci vrlo sporo iščezavaju, tako da je u periodu  $T_3$  struja približno stalna sve do trenutka  $t_3$  kada postaje jednaka nuli koncentracija šupljina u oblasti  $n_1$  na spoju  $J_1$ . U trenutku  $t_4$  može se smatrati da je  $I \cong 0$ .

Na slici 3.12 prikazana je promena koncentracije nagomilanih nosioca u slučaju prolaza sa direktne na inverznu polarizaciju, za slučaj šupljina ubačenih u n- tu oblast:



Slika 3.12

tački A je gradijent gustine šupljina:

$$\frac{dp}{dx} = -\frac{I}{qAD_p}$$

U tački B, koja odgovara inverznoj polarizaciji, gradijent gustine šupljina je:

$$\frac{dp}{dx} = -\frac{I_i}{qAD_p}$$

**pn(0) A**

**pn(x)**

Ovaj gradijent se održava stalnim sve dok koncentracija  $p_n(0)$  ne padne na nulu. Tad gradijent počinje da opada dok se ne ustali na vrednost koja odgovara struji zasićenja.

**B**

**t > 0+**

**t < 0**

### 3.6 Karakteristične veličine

#### Karakteristični naponi

Mogu se definisati tri vrednosti, jedna, kao najviši vrh (**peak**) periodičnog napona  $V_{RRM}$  i dve kao pikovi periodičnog napona i to u direktnom i inverznom smeru:  $V_{DRM}$  i  $V_{RRM}$  (slova u indeksu znače R-**reverse** ili repetitive, D-**direct** oznaka koja se koristi za režim direktnog blokiranja, M- maksimalna vrednost; slovo T kao prvo u indeksu koristi se za stanje direktnog provođenja), S- neperiodičan.

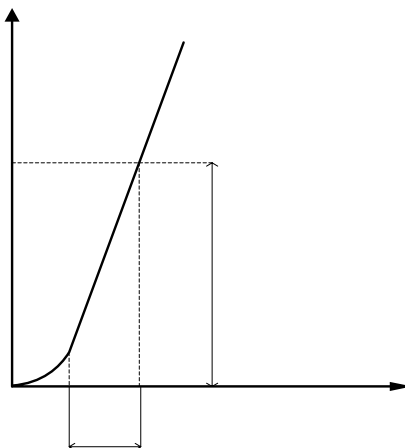
$U_{RMS}$  se sme dozvoliti samo retko, npr. pri uključenju–isključenju, dok se  $V_{RRM}$  i  $V_{DRM}$  mogu ponavljati. U pogledu napona, za tiristor se uvek uzima stepen sigurnosti 1,5 – 2 i više, dakle, minimalno 1,5.

\* Napon u provodnom smeru.

$$V_T = V_0 + rI_T \quad (3.2)$$

Discipacija snage na tiristoru je:

$$\begin{aligned} P_{sr} &= \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T (V_0 + ri) i dt = \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T V_0 i(t) dt + \frac{1}{T} \int_0^T r i^2(t) dt = \\ &= V_0 \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt + r \frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt = V_0 I_{AV} + r I_{RMS}^2 \end{aligned}$$



Dakle:

$$P_{DT} = V_0 I_{AV} + r I_{RMS}^2 \quad (3.3)$$



**\* Struja tiristora**

Uvek se za tiristor daje podatak o  $I_{AV}$ , a ponekad i  $I_{RMS}$ , ali se ovaj drugi podatak odnosi više na elektrode odnosno provodnike kojima se tiristor vezuje u kolo. Svi proizvođači daju dijagrame po kojima zavisi P od  $I_{AV}$ .

Hlađenje tiristora:

Porast temperature spoja u odnosu na okolinu pri disipiranoj snazi  $P_{DT}$  je:

$$\Delta\theta = \theta_j - \theta_a = R_{th} P_{DT} \quad \text{gde je } R_{th} \equiv R_{\theta}$$

Termička otpornost od spoja do okoline:

$$R_{th} = R_{thjc} + R_{thch} + R_{thha} \quad \text{gde je:}$$

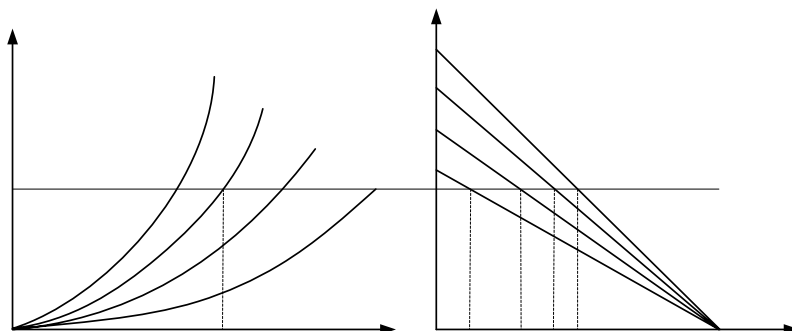
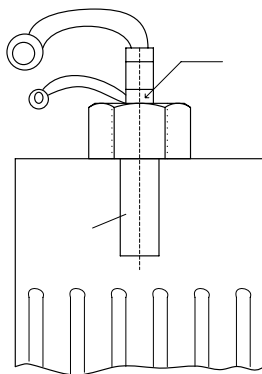
$R_{thjc}$  - termička otpornost od spoja do kućišta

$R_{thch}$  - termička otpornost od kućišta do hladnjaka

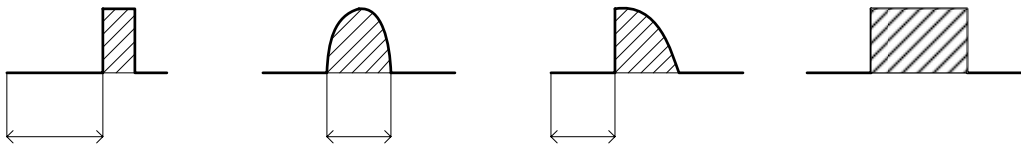
$R_{thha}$  - termička otpornost od hladnjaka do okoline

- Poluprovodnički silicijumski elementi mogu imati temperature spoja do  $170^{\circ}C$ , pa se za porast usvaja  $\Delta\theta \cong 180^{\circ}C^{**}$ . Na sledećoj slici su prikazani dijagrami na osnovu kojih se biraju hladnjaci za hlađenje tiristora.

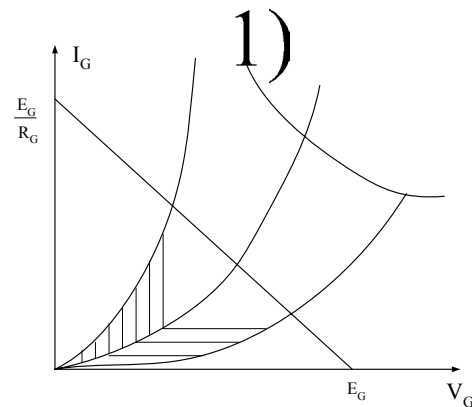
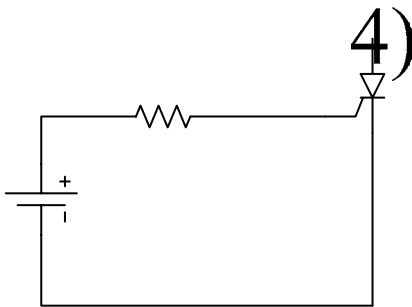
\*\* Za tiristore se kao maksimalna dozvoljena temperatura uzima  $130^{\circ}C$ , odnosno porast od  $90^{\circ}C$ . Neki od proizvođača daju približni temperaturni pik hladnjaka,  $70^{\circ}C$ .



Razne krive odnose se na različite talasne oblike struje npr.



### 3.7 Dinamičke karakteristike



\*  $I_L$  – **latching current**, struja uspostavljanja, najmanja struja koja mora teći kroz tiristor da bi on posle prestanka impulsa na kojoj ostao provodan.

\*  $I_H$  - **holding current**, najmanja struja koja mora teći u direktnom smeru a da ne dođe do gašenja – struja držanja.

\*  $\frac{di}{dt}$  - **rate of rise of on-state current**- brzina porasta direktne struje: ograničena je i zavisi samo od elemenata spoljašnjeg kola; opada sa isključenjem tiristora; naime kada se dovede impuls na gejt on počinje da se širi na katodu i vreme rasprostiranja impulsa je konačno, a u nekom malom vremenskom intervalu sva struja je na maloj površini što odgovara ukupnom omskom otporu i gubicima. Kod novijih tiristora gejt nije postavljen periferno već koaksijalno u odnosu na katodu i izrađen je obliku „**patulje**“ pa se struja ravnomernije širi. Uglavnom, ranije je važno:

$$\frac{di}{dt} = 50 \frac{A}{\mu s} \text{ a danas je } 200 \frac{A}{\mu s}.$$

\*  $\frac{du}{dt}$  - **rate of rise of on-state voltage**–brzina porasta direktnog napona; takođe mora biti ograničena jer zbog kapacitivnosti tiristora može da se pojavi znatna struja  $i = C \frac{du}{dt}$  koja može dovesti do paljenja tiristora:

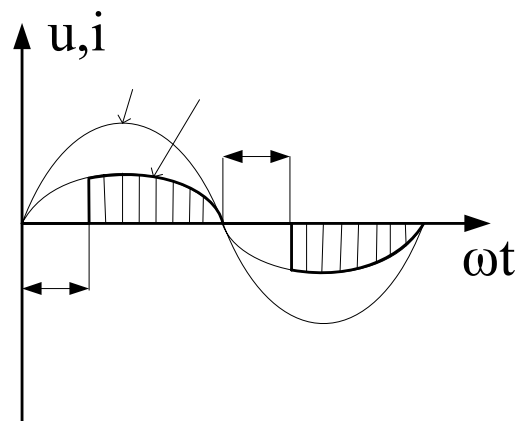
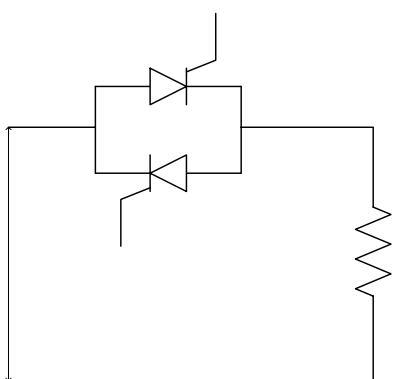
$$\frac{du}{dt} = 200 \text{ V} / \mu\text{s}$$

\*  $t_q$  - vreme oporavka (*recovery time*); to je vreme koje mora da protekne između isključenja i ponovnog uključenja tiristora a potrebno je da bi iščezlo nagomilano naelektrisanje iz odgovarajućih slojeva poluprovodnika. Kod sporijih tiristora je  $t_q \cong 100 \mu\text{s}$  a kod brzih  $10 \div 40 \mu\text{s}$ .

#### 4. Vrste pretvarača, prema kriterijumu komutacije tiristora.

Komutacija je pojava prelaska struje sa jednog elementa na drugi element, na primer sa jedne kriške kolektora na susednu ili, u ovom slučaju, sa jednog tiristora na neki drugi.

##### 4.1 Pretvarači bez komutacije: podešavač napona

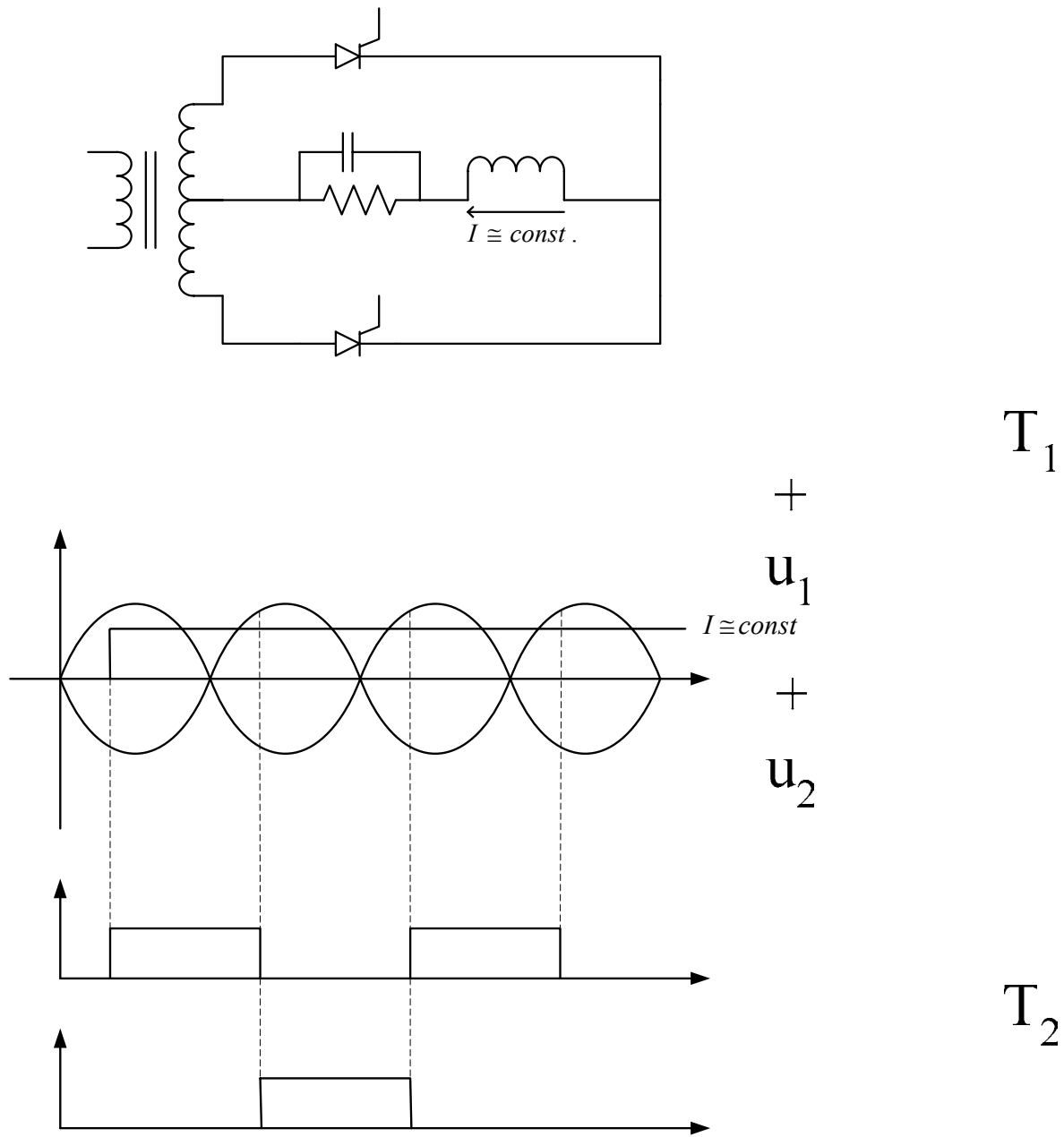


Slika 4.1

U pozitivnoj poluperiodi mrežnog napona može da vodi  $T_1$  a u negativnoj  $T_2$ . Tiristor će provesti u trenutku kada dobije impuls na gejtju. Pošto struja, pre nego što pređe na drugi tiristor postane jednaka nuli, nema komutacije.

$T_1$

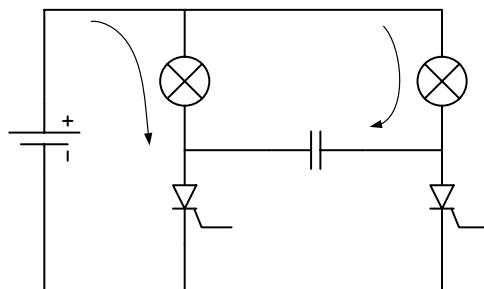
### 4.2 Pretvarači sa mrežnom komutacijom



Slika 4.2

$u_1, u_2$   
 $u_1$        $u_2$

### 4.3 Pretvarači sa prinudnom komutacijom



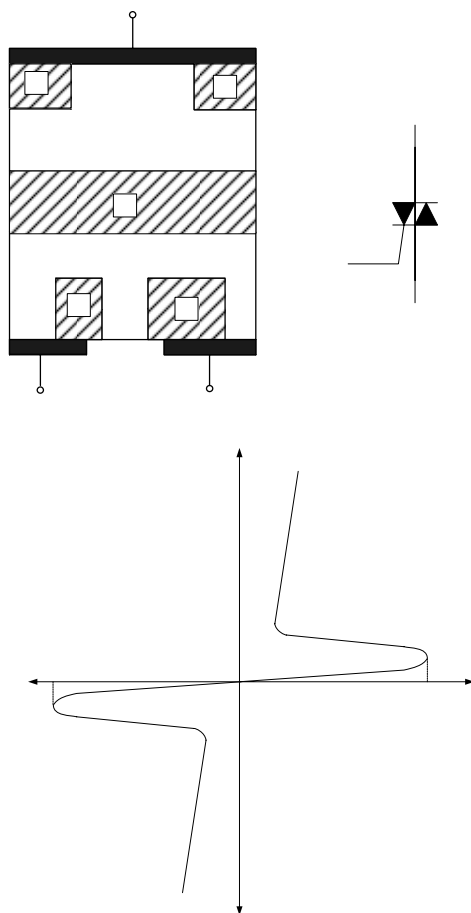
Slika 4.3

Uključimo najpre  $T_1$ . Zasvetleće sijalica  $S_1$  a kondenzator će se napuniti kroz  $S_2$ . Kada uključimo  $T_2$ , C će se isprazniti kroz  $T_2$  i  $T_1$ , pa će se  $T_1$  ugasiti jer je kroz njega prošla suprotna struja – sada svetli  $S_2$  a C se ponovo napuni kroz  $S_1$  i  $T_2$  itd.

## E

### 5. Trofazni podešavač napona

Umesto antiparalelne sprege tiristora može se uvek koristiti triak, što je jednostavnije. Triak je petoslojni poluprovodnički element i ima simetričnu  $V-I$  karakteristiku u prvom i trećem kvadrantu, a u prvom kvadrantu karakteristika je ista kao kod tiristora.



Slika 5.1

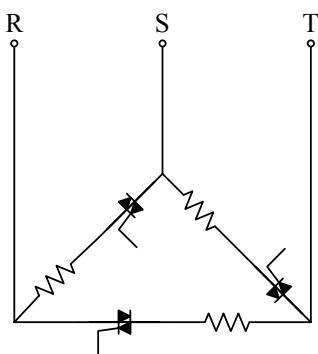
Po pravilu, triak se okida negativnim impulsima između G i  $GP_1$  ako je  $V_2 < V_1$  a pozitivnim ako je  $V_2 > V_1$ . U stvari triak može da se okida impulsima bilo kog polariteta, ali mu je osetljivost veća ako se koristi ? . . .

Kod trofaznih podešavača moguća su dva slučaja:

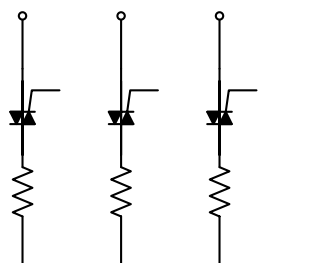
1. kada je moguće posmatrati problem „ po fazi“
2. kada nije moguće posmatrati problem „ po fazi“.

**Primeri:**

Otporničke peći:



Slika 5.2



Slika 5.3

Ova dva slučaja se mogu svesti na monofazne. Ako na slici 5.3 izostavimo neutralan provodnik šema se ne može posmatrati jednofazno. Za takav slučaj dobija se:

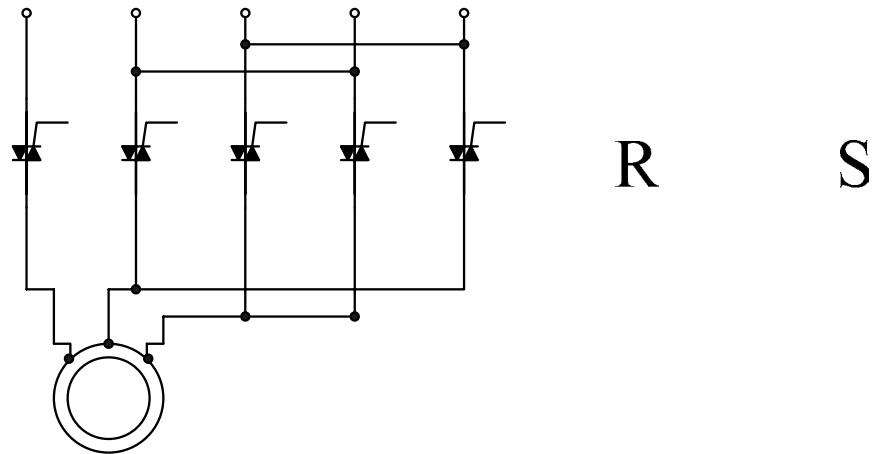
$$0 < \alpha < 60^\circ : V_R = V \left( 1 - \frac{3\alpha}{2\pi} + \frac{3}{2\pi} \sin 2\alpha \right)^{\frac{1}{2}}$$

$$60 < \alpha < 90 : V_R = V \left( \frac{1}{2} + \frac{3}{4\pi} (\sin 2\alpha + \sin(2\alpha + 60^\circ)) \right)^{\frac{1}{2}}$$

$$90 < \alpha < 150 : V_R = V \left( \frac{5}{4} - \frac{3\alpha}{2\pi} + \frac{3}{4\pi} \sin(2\alpha + 60^\circ) \right)^{\frac{1}{2}}$$

$$\alpha > 150 : V_R = 0$$

Moguće je i upravljanje asinhronim motorom pomoću triaka; ovaj način predstavlja regulisanje napona i unosi znatna izobličenja pa se zato izbegava kod motora većih snaga i koristi uglavnom za servomotore.

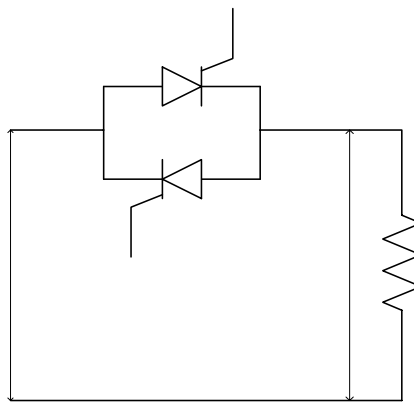


Slika 5.4

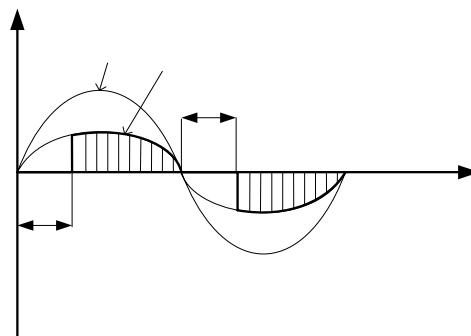
$T_1$   $T_2$   $T$

**Monofazni podešavači napona**

1° Potrošač je čisti omski otpor ,  $Z_p = R$  . Smatraćemo da je napon mreže krut i obeležavaćemo ga sa  $e$  tj. kao elektromotornu silu.



$M$   
 $3\sim$



$$u(t) = \begin{cases} 0 & 0 < \omega t < \alpha \\ e = E\sqrt{2} \sin \omega t & \alpha < \omega t < \pi \end{cases}$$

Efektivna vrednost napona na potrošaču:

$T_1$

$$\begin{aligned}
 V_{RMS} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} u^2(t) dt} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_{\frac{\alpha}{\omega}}^{\frac{T}{2}} E_m^2 \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} dt} = \\
 &= \sqrt{\frac{2}{T} E_m^2 \left\{ \left[ \frac{1}{2} \frac{T}{2} - \frac{\alpha}{2\omega} \right] + \frac{1}{2} \frac{1}{2\omega} \left[ \sin 2\omega \frac{\alpha}{\omega} - \sin 2\omega \frac{T}{2} \right] \right\}} = \\
 &= E\sqrt{2} \sqrt{\frac{2}{T} \left\{ \frac{1}{2} \left[ \frac{\omega T - 2\alpha}{2\omega} \right] + \frac{1}{4\omega} [\sin 2\alpha - \sin 2\pi] \right\}} = \\
 &= E\sqrt{2} \sqrt{\frac{2}{T} \frac{1}{2} \frac{2\pi - 2\alpha}{2\omega} + \frac{2}{T} \frac{1}{4\omega} \sin 2\alpha} = E\sqrt{2} \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{2\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{4\pi}} \\
 V_{RMS} &= E \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}
 \end{aligned}$$

Srednja vrednost snage na potrošaču je:

$$P_{AV} = P = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} u i dt = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} u \frac{u}{R} dt = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \frac{u^2}{R} dt = \frac{V_{RMS}}{R}$$

$$P = \frac{E^2}{R} \left( 1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right)$$

Efektivna vrednost struje potrošača je:

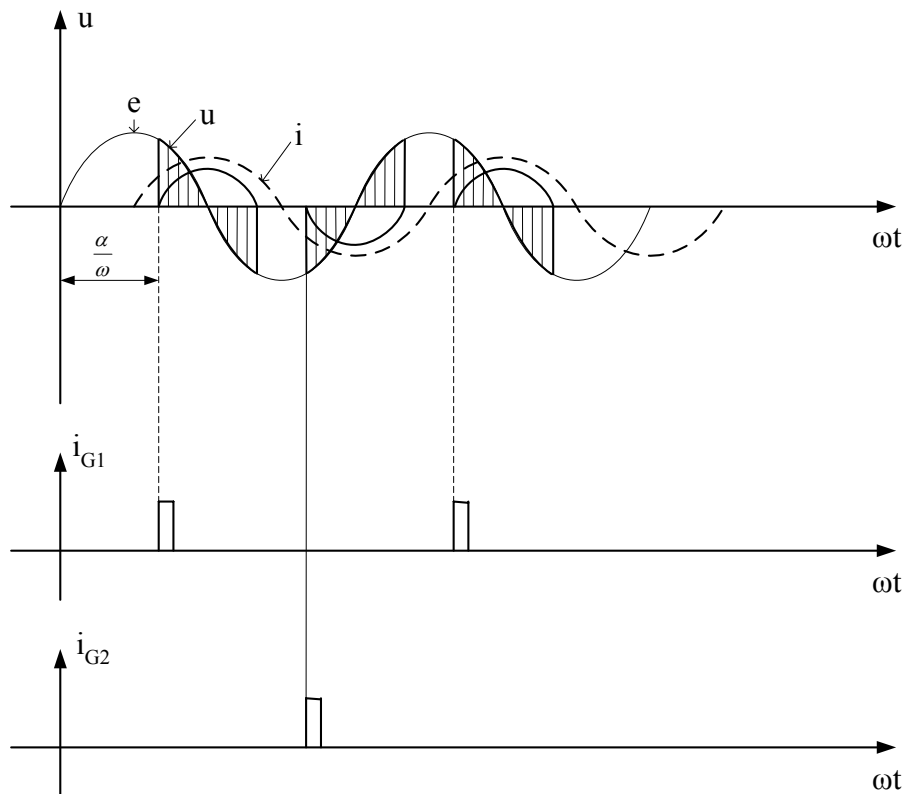
$$I_{RMS} = \frac{V_{RMS}}{R} = \frac{E}{R} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}$$

Efektivna vrednost struje kroz tiristor je:

$$I_{RMST_1} = \frac{1}{2} I_{RMS}$$



2° Potrošač čista induktivnost:



Za uglove  $\alpha < \frac{\pi}{2}$  nemoguća je regulacija, jer struja mora kasniti u odnosu na napon za  $\frac{\pi}{2}$ .

Ako je  $\alpha = \frac{\pi}{2}$  onda se odmah uspostavlja sinusoidalna struja, koja ima oblik kao i bez regulacije.

$$u = L \frac{di}{dt}, \quad i(t) = \frac{1}{L} \int u dt + A =$$

$$i(t) = \frac{1}{L} \int E\sqrt{2} \sin \omega t dt + A = -\frac{1}{\omega L} E\sqrt{2} \cos \omega t + A$$

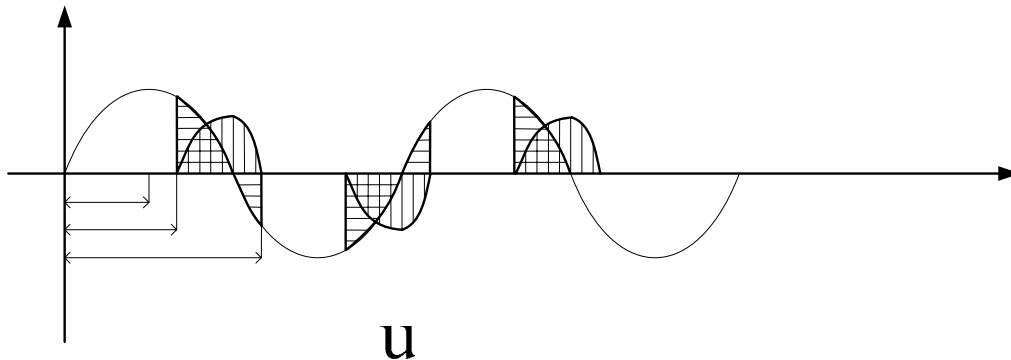
Početni (ili „granični“) uslovi su:

$$t = \frac{\alpha}{\omega}, \quad \alpha > \frac{\pi}{2} \text{ važi } i = 0, \text{ pa je:}$$

$$-\frac{1}{\omega L} E\sqrt{2} \cos \alpha + A = 0 \Rightarrow A = \frac{E\sqrt{2}}{X} \cos \alpha \Rightarrow$$

$$i(t) = \frac{E\sqrt{2}}{X} (\cos \alpha - \cos \omega t), \text{ za } \alpha = \frac{\pi}{2} \Rightarrow i(t) = -\frac{E\sqrt{2}}{X} \cos \omega t$$

3° **Potrošač RL prirode:**  $Z = R + j\omega L$



Ovde će regulacija postojati i biće moguća tek kada je  $\alpha > \varphi$ . U slučaju  $\alpha = \varphi$  odmah će se uspostaviti stacionarne komponente tj. biće kao da nema podešavača.

$$u = Ri + L \frac{di}{dt}, \quad i(t) = Ae^{-\frac{R}{L}t} + \frac{E\sqrt{2}}{Z} \sin(\omega t - \varphi), \quad \varphi = \arctg \frac{\omega L}{R}$$

Početni uslovi:

$$t = \frac{\alpha}{\omega}, \quad \alpha \geq \varphi, \quad i(t) = 0, \quad \text{pa je:}$$

$$i\left(\frac{\alpha}{\omega}\right) = 0 = Ae^{-\frac{R\alpha}{L\omega}} + \frac{E\sqrt{2}}{Z} \sin(\omega t - \varphi)$$

$$A = -\frac{E\sqrt{2}}{Z} \sin(\alpha - \varphi) e^{\frac{R\alpha}{X}}$$

sledi:

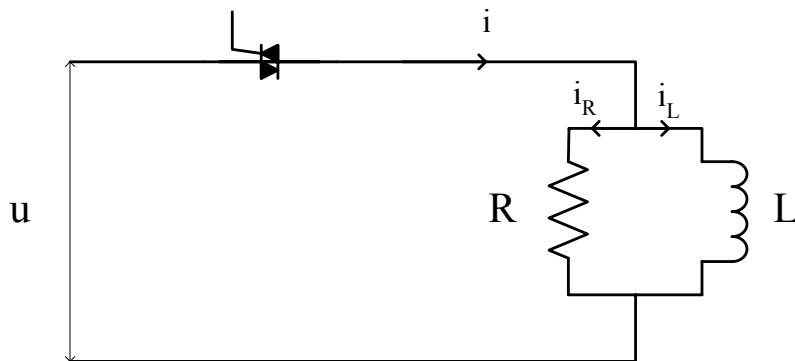
$$i(t) = \frac{E\sqrt{2}}{Z} \left[ \sin(\omega t - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{t}{\tau}} e^{\frac{R\alpha}{X}} \right]$$

Proračun ugla  $\beta$ :

$$i\left(t = \frac{\beta}{\omega}\right) = \frac{E\sqrt{2}}{Z} \left[ \sin(\beta - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{\frac{R(\alpha - \beta)}{X}} \right] = 0$$

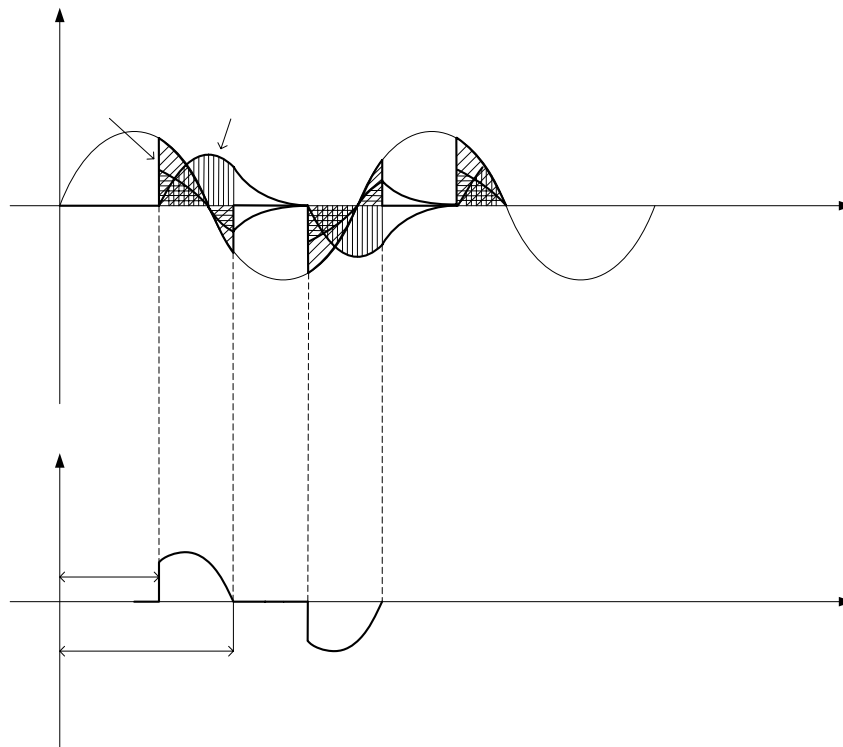
$$\sin(\beta - \varphi) = \sin(\alpha - \varphi) e^{\frac{R(\alpha - \beta)}{X}}$$

4°. Paralelna veza R, L



U trenutku  $\frac{\beta}{\omega}$  prestao je da provodi tiristor koji je bio provodan, i tada je  $i = 0$ , a kalem se prazni kroz R:

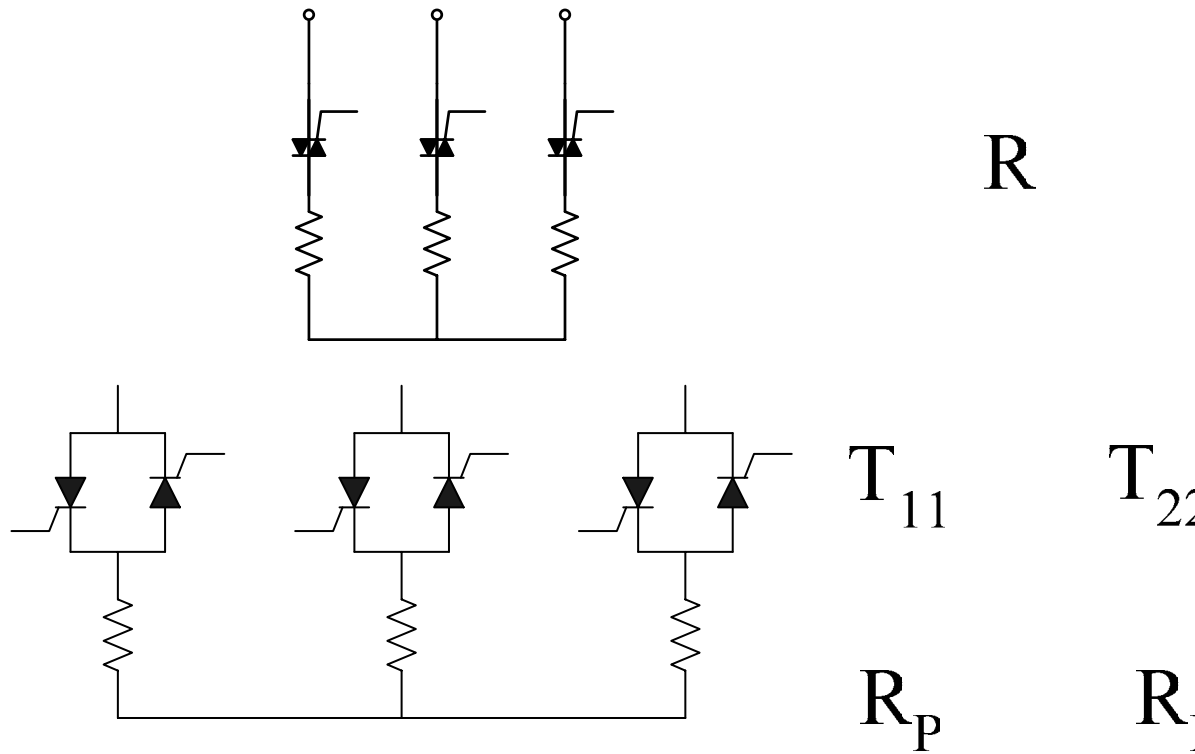
$$I = I_0 e^{-\frac{t}{\tau}}, \quad \tau = \frac{L}{R}$$



5.1 Trofazni podešavači napona

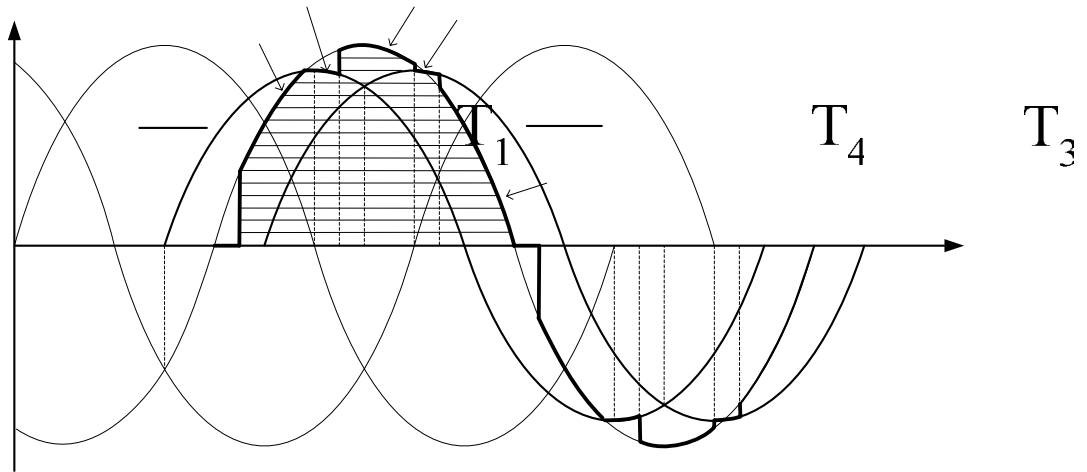
U slučaju da je veza prijemnika u trougao ili u zvezdu sa neutralnim provodnikom, slučaj se može posmatrati „ po fazi“ tj. svođenjem na monofazni sistem. Zato ćemo posmatrati samo sledeći slučaj:

$$u, i_L, i_R$$



- 1°  $\alpha \in (0, 60^\circ)$
- 2°  $\alpha \in (60^\circ, 90^\circ)$
- 3°  $\alpha \in (120^\circ, 150^\circ)$

- 1°  $\alpha \in (0, 60^\circ)$



1° ako vode sva tri triaka onda je  $i_f = u_f / R$

2° ako jedan od triaka ne vodi onda je  $i_f = u_l / R$  u odgovarajućem smeru  
 Posmatraćemo samo prvu fazu:

$$(1): \quad i_1 = \frac{u_{1f}}{R} = \frac{V_f \sqrt{2}}{R} \sin \omega t$$

$$(2): \quad i_1 = \frac{u_{12}}{2R} = \frac{V_l \sqrt{2} \sin(\omega t + \pi/6)}{2R}$$

$$(3): \quad i_1 = \frac{u_{1f}}{R}$$

$$(4): \quad i_1 = \frac{u_{13}}{2R} = \frac{-V_l \sqrt{2}}{2R} \sin(\omega t - 4\pi/3)$$

$$(5): \quad i_1 = \frac{u_{1f}}{R}$$

## 5.2 Komutacija u trofaznom podešavaču napona sa transformatorom sa srednjom tačkom

Pošto je u toku procesa komutacije (slika ispod):

$$i_1 + i_2 = I_d \cong \text{const}$$

sledi

$$\frac{d}{dt}(i_1 + i_2) = 0$$

pa je:

$$u = \frac{e_1 + e_2}{2}; \tag{5.1}$$

posle vremena komutacije  $T_K$  koje je potrebno da se ugasi tiristor  $T_1$  i da  $T_2$  preuzme svu struju, napon  $u$  postaće jednak  $\cong e_2$ . Uzimajući u obzir (5.1) dobijamo:

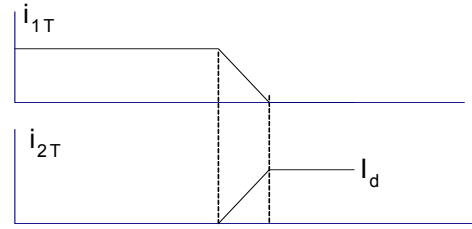
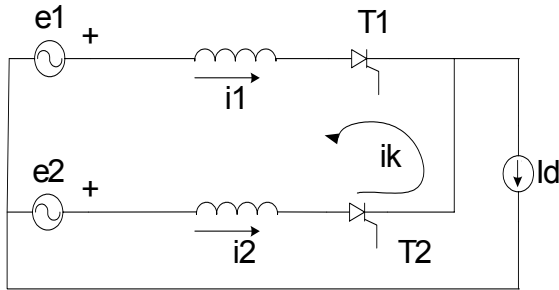
$$e_1 - L \frac{di_1}{dt} - u = e_1 - L \frac{di_1}{dt} - \frac{e_1}{e_2} \frac{e_2}{2} = 0$$

$$\frac{e_1 - e_2}{2} = L \frac{di_1}{dt} \Rightarrow \frac{di_1}{dt} = \frac{1}{2L}(e_1 - e_2)$$

Posmatrajmo kolo dveju susednih faza u toku procesa komutacije:

$$i_1 = i_{10} - i_k \quad i_{10} = I_d \quad ; \quad i_{20} = 0$$

$$i_2 = i_{20} + i_k \quad i_1 + i_2 = I_d$$

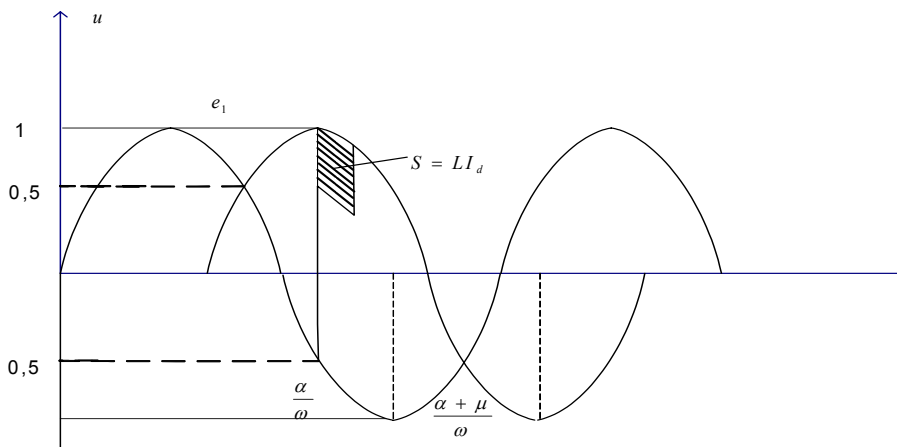


Pošto je:

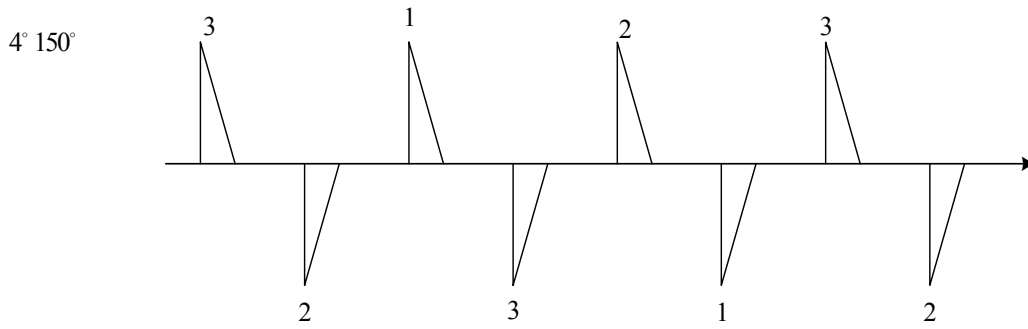
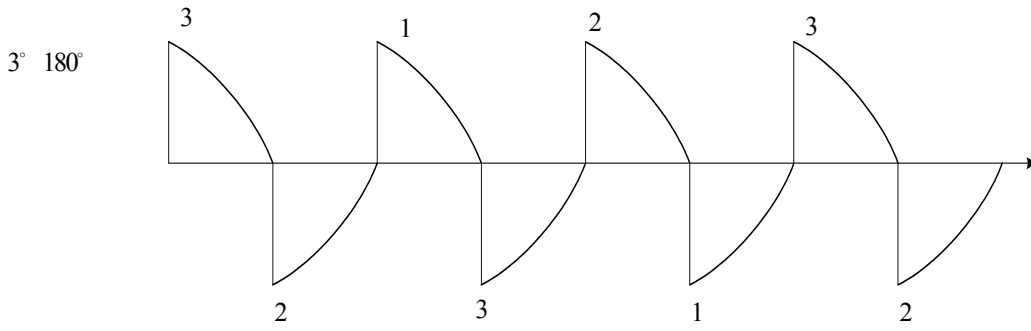
$$\begin{aligned} -e_1 + L \frac{di_1}{dt} + u &= 0 \Rightarrow \\ -e_1 + L \frac{d}{dt}(I_d - i_k) + \frac{e_1 + e_2}{2} &= 0 \Rightarrow \\ \frac{e_2 - e_1}{2} - L \frac{di_k}{dt} = 0 \Rightarrow L \frac{di_k}{dt} &= \frac{e_2 - e_1}{2} \Rightarrow \\ \Rightarrow L \int_{\alpha/\omega}^{(\alpha+\mu)/\omega} di_k &= \int_{\alpha/\omega}^{(\alpha+\mu)/\omega} \frac{e_2 - e_1}{2} dt \Rightarrow \\ \Rightarrow L \left[ i_k \left( \frac{\alpha + \mu}{\omega} \right) - i_k \left( \frac{\alpha}{\omega} \right) \right] &= \int_{\alpha/\omega}^{\alpha+\mu} \frac{e_2 - e_1}{2} dt \\ \Delta\phi_k = LI_d &= \int_{\alpha/\omega}^{\alpha+\mu} \frac{e_2 - e_1}{2} dt \end{aligned} \quad (5.2)$$

Ova formula nam pokazuje za koliko se u toku komutacije promeni fluks u namotajima transformatora; fluks u namotu prve grane padne sa  $\phi_{10} = LI_d$  na  $\phi_k = 0$  a u drugoj grani je obrnuto, dakle  $\Delta\phi = LI_d$

$$i_k(t) = \frac{1}{2L} \int_{\alpha/\omega}^t (e_2 - e_1) dt$$



$$S = \int_{\alpha/\omega}^{(\alpha+\mu)/\omega} e_2(t) dt - \int_{\alpha/\omega}^{(\alpha+\mu)/\omega} \frac{e_1 + e_2}{2} dt = \int_{\alpha/\omega}^{(\alpha+\mu)/\omega} \frac{e_2 - e_1}{2} dt$$

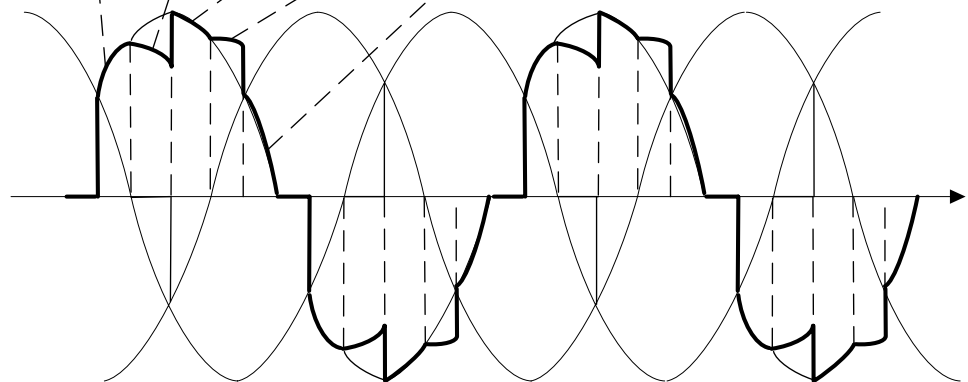


1°  $\alpha \in (0, 60^\circ)$  ( $\alpha = 30^\circ$ )

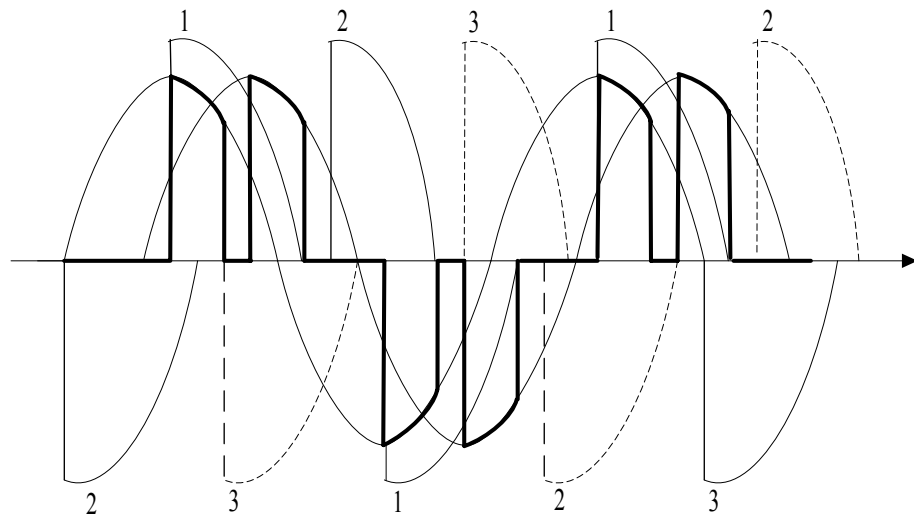
$$\frac{u_{12}}{2R} = \frac{v\sqrt{2}\sqrt{3}\sin(\omega t + 30^\circ)}{2R}$$

$$\frac{u_{1f}}{R} = \frac{v\sqrt{2}}{R} \sin \omega t$$

$$\frac{u_{1f}}{R} \quad \frac{u_{31}}{2R} = id. \quad \frac{u_{1f}}{R}$$

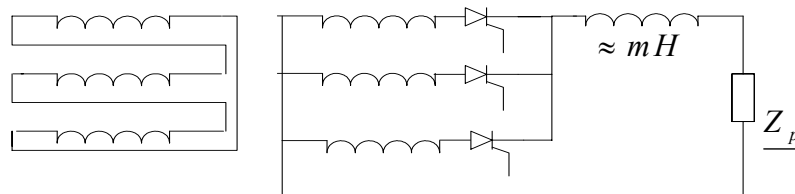


2°  $\alpha \in (60^\circ, 90^\circ)$  ( $\alpha = 75^\circ$ )

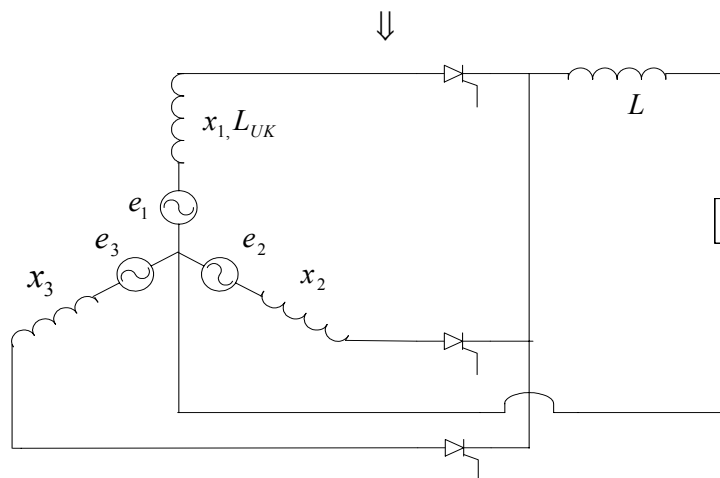


### 5.3 Pretvarači sa mrežnom ili prirodnom komutacijom

To su ispravljači ili invertori; a njihova komutacija se vrši posredstvom mreže. Prvi naziv je američki a drugi –nemački.



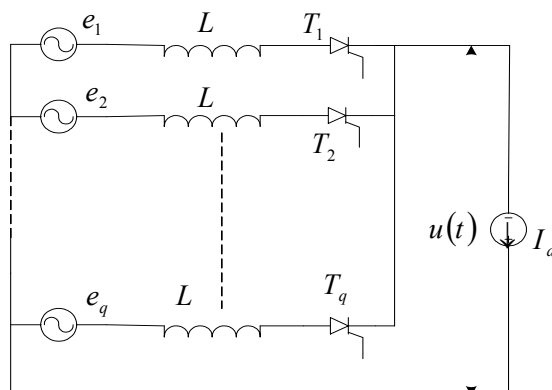
Primer:



Prilikom analize pretvarača moraju se, u cilju preglednosti, zanemariti neke pojave i veličine. Transformator ćemo, na osnovu Tevenenove teoreme zameniti elektromotornom silom i impedansom, pa kako je induktivni otpor usled rasipanja kod transformatora znatno veći od omskog, omski otpor ćemo zanemariti. Tevenenova **ems** biće napon praznog hoda sekundara. Druga aproksimacija jeste zanemarivanje pada napona na provodnom tiristoru, odnosno predpostavka da je  $R_T = 0$  pri inverznoj polarizaciji. Treće, uvek ćemo smatrati da je induktivnost  $L_f$  ili  $L$  dovoljno velika da omogući da struja bude  $\cong \text{const}$ , čak i u toku komutacije. Uvek treba da važi  $L \cong (10 - 100)L_{uk}$ .

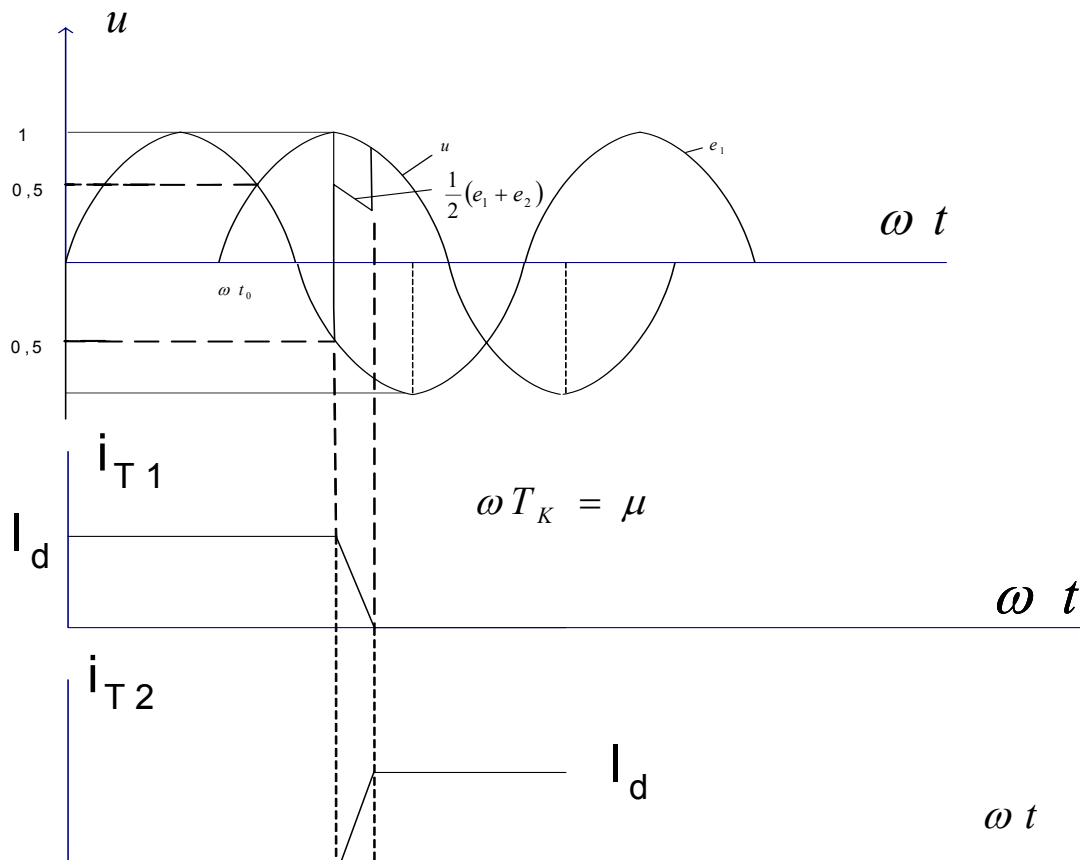
#### \*Opis komutacionog procesa

Predpostavimo da se radi o sistemu koji ima proizvoljan broj od  $\rho$  faza.





Neka je u trenutku od kog započinjemo posmatranje bio provodan od ranije tiristor  $T_1$ . Tada je napon  $u(t)$  bio jednak  $e_1$ , a struja kroz  $T_1$  bila je  $i_{T1} = I$ . Tiristor  $T_2$  ima smisla pobuđivati tek kada postane  $e_2 > e_1$  jer je  $u_{DT1} = u_A - v_K \cong e_2 - e_1$ . Pretpostavimo da je u trenutku  $t_0 + \frac{\alpha}{\omega}$  tj. sa



zakašnjenjem od ugla  $\alpha$  u odnosu na trenutak  $t_0$  u kom postaje  $e_1 = e_2$ , upaljen tiristor  $T_2$ . (Trebalo istaći da će struja nastaviti da teče kroz tiristor čak i kada napon  $u_{AK}$  postane negativan, zbog inercije kalema koji je postavljen ispred potrošača...). Tada će proteći struja kroz  $T_2$  a posto je  $e_2 > e_1$ , i posto su oba tiristora ( $T_1$  i  $T_2$ ) provodna, nastaje kratak spoj a struja kratkog spoja proteći će kroz  $T_1$  u smeru suprotnom smeru struje  $i_1$  pa će se posle određenog vremena ugasiti  $T_1$ , ukupnu struju će davati samo  $T_2$ .

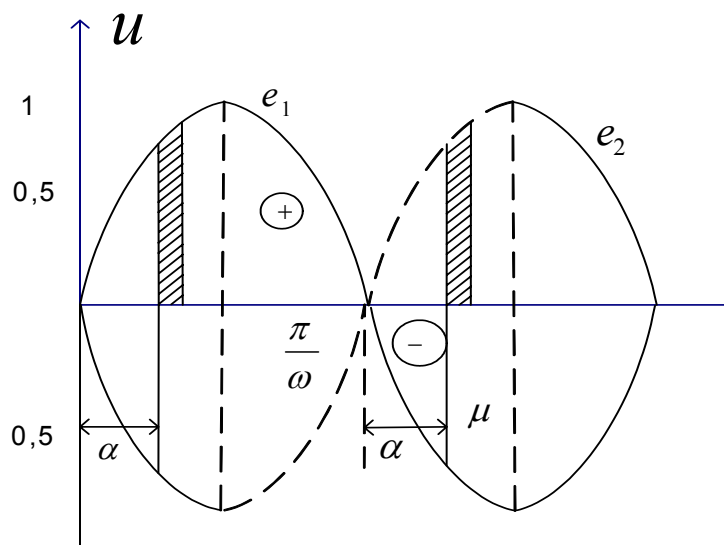
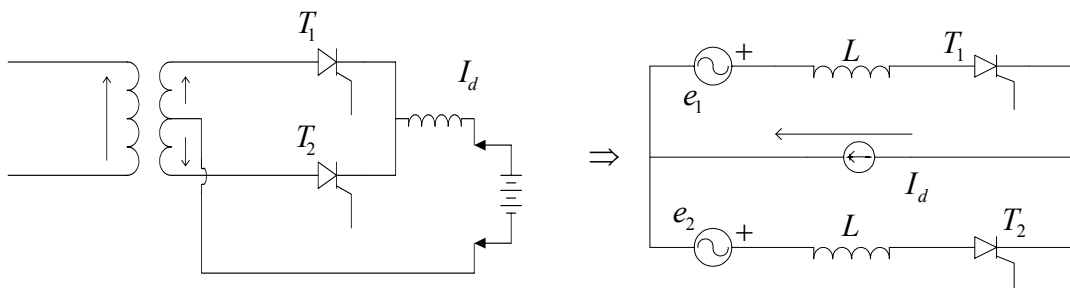
Ako zanemarimo napone na provodnim tiristorima možemo pisati po II **Kirhofovom** zakonu jednačine:

$$-e_1 + L \frac{di_1}{dt} + u = 0 \tag{5.3}$$

$$-e_2 + L \frac{di_2}{dt} + u = 0 \tag{5.4}$$

$$e_1 + e_2 = L \frac{d}{dt}(i_1 + i_2) + 2u \dots \tag{5.5}$$

## 5.4 Mrežni pretvarač sa transformatorom sa srednjom tačkom



Neka je bio providan tiristor  $T_1$ . Počev od  $t = \frac{\pi}{\omega}$  pošto je  $e_2 > e_1$ , pa se neće paliti  $T_2$ , posle vremena  $\frac{\alpha}{\omega}$ . Šrafirana površina jednaka je :

$$S_{\Delta} = \int_{\alpha/\omega}^{(\alpha+\mu)/\omega} e_2(t) dt - \int_{\alpha/\omega}^{(\alpha+\mu)/\omega} \frac{e_1 + e_2}{2} dt = \int_{\alpha/\omega}^{(\alpha+\mu)/\omega} \frac{e_2 - e_1}{2} dt$$

Pošto u periodu komutacije vazi:  $S_{\Delta} = \int_{\alpha/\omega}^{(\alpha+\mu)/\omega} e_2 dt$

$$e_1 = L \frac{di_1}{dt} + u \Rightarrow e_1 + e_2 = L \frac{d}{dt} (i_1 + i_2) + 2u \Rightarrow$$

$$e_2 = L \frac{di_2}{dt} + u$$

Struja kroz svaki od dva kalema, može se rastaviti na po dve komponente, stacionarne, koje zadovoljavaju relaciju  $i_{10} + i_{20} = I_d$ , (jer je pre uključenja tiristora  $T_2$  bilo  $i_{10} = I_d, i_{20} = 0$ ), i komutacione:

$i_{1K} = -i_K, i_{2K} = i_K$ , pa je :

$$e_1 + e_2 = L \frac{d}{dt}(i_{10} - i_K + i_{20} + i_K) + 2u \quad \Rightarrow$$

$$u = \frac{e_1 + e_2}{2} \dots \quad (5.6)$$

Takođe se može pisati da je:

$$-e_1 + L \frac{di_1}{dt} + u = 0 \quad \Rightarrow \quad -e_1 + L \frac{di_1}{dt} + \frac{e_1 + e_2}{2} = 0 \quad \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \quad L \frac{di_1}{dt} = \frac{e_1 - e_2}{2} \quad \Rightarrow \quad L \frac{d}{dt}(i_{10} - i_K) = \frac{e_1 - e_2}{2} \quad \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \quad L \frac{di_K}{dt} = \frac{e_2 - e_1}{2} \dots \quad (5.7)$$

$$Li_K(t) = \int_{\alpha/\omega}^{\alpha/\omega+t} \frac{e_2 - e_1}{2} dt \dots \quad (5.8)$$

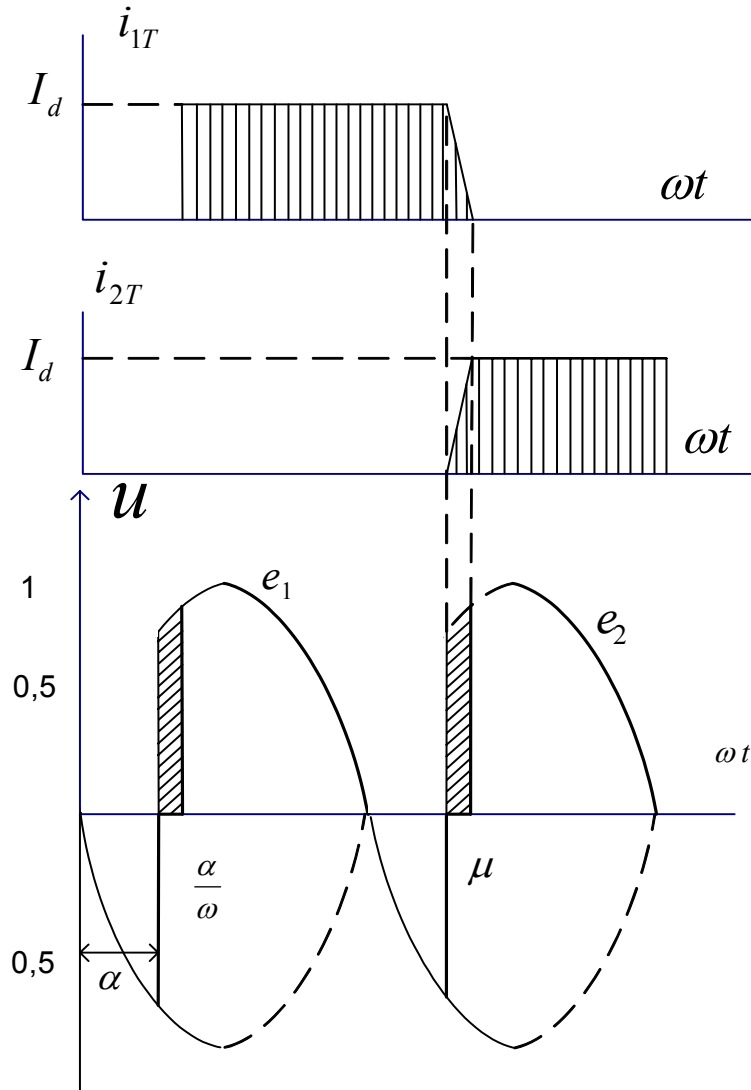
Ako se gornji integral uzme u granicama  $(\frac{\alpha}{\omega}, \frac{\alpha}{\omega} + \frac{\mu}{\omega})$  dobija se:

$$L \int_{i_{K1}(\alpha/\omega)}^{i_{K1}(\alpha/\omega+\mu/\omega)} di_{K1} = \int_{\alpha/\omega}^{\alpha/\omega+t} \frac{e_2 - e_1}{2} dt \quad \Rightarrow$$

Pošto je bio provodan tiristor  $T_1$  a upaljen je  $T_2$ , drugi će početi da preuzima struju od prvog, čija će struja opadati od  $I_d$  do nule, tako da se dobija :

$$LI_d = \int_{\alpha/\omega}^{(\alpha+\mu)/\omega} \frac{e_2 - e_1}{2} dt$$

Pošto je vreme komutacije vrlo kratko u odnosu na učestanost mreže, približno je  $\frac{e_2 - e_1}{2} \cong const = k$  pa je struja komutacije  $\cong$  linearna .



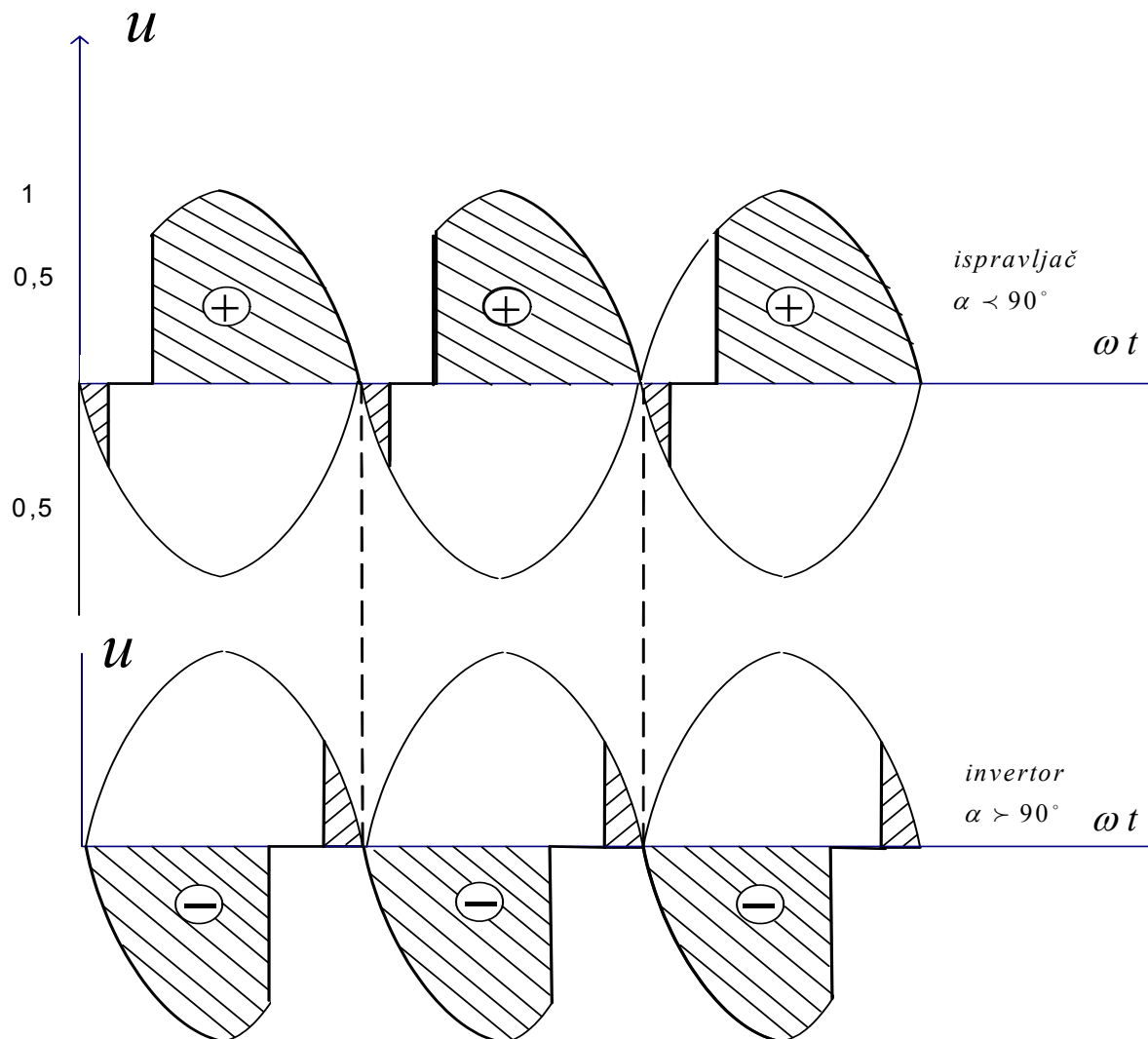
**Proračun srednje vrednosti napona na potrošaču**

Neka je ems  $e_1$  u funkciji vremena zadata kao:  $e_1 = E\sqrt{2} \sin \omega t$

,  $\omega = 2\pi f$ . Pošto se funkcija napona  $u$  ponavlja u toku svake periode biće:

$$\begin{aligned}
 v_{AV} &= \frac{1}{T/2} \left\{ \int_{\alpha/\omega}^{(\pi+\alpha)/\omega} e_1(t) dt - LI_d \right\} = \frac{2}{T} \left\{ \int_{\alpha/\omega}^{(\pi+\alpha)/\omega} E\sqrt{2} \sin \omega t dt - LI_d \right\} \Rightarrow \\
 v_{AV} &= \frac{2}{T} \left\{ \frac{E\sqrt{2}}{\omega} \cos \omega t \Big|_{(\pi+\alpha)/\omega}^{\alpha/\omega} - LI_d \right\} = \frac{2}{\omega T} \left\{ E\sqrt{2} [\cos \alpha - \cos(\pi + \alpha)] - \omega LI_d \right\} \\
 v_{AV} &= \frac{1}{\pi} \left\{ E\sqrt{2} [\cos \alpha + \cos \alpha] - xI_d \right\} = \frac{1}{\pi} \left\{ 2E\sqrt{2} \cos \alpha - xI_d \right\} \\
 v_{AV} &= \frac{2}{\pi} E\sqrt{2} \cos \alpha - \frac{xI_d}{\pi} \dots \\
 v_{AV} &\cong 0,9E \cos \alpha - \frac{xI_d}{\pi}
 \end{aligned}
 \tag{5.9}$$

Diskusija:

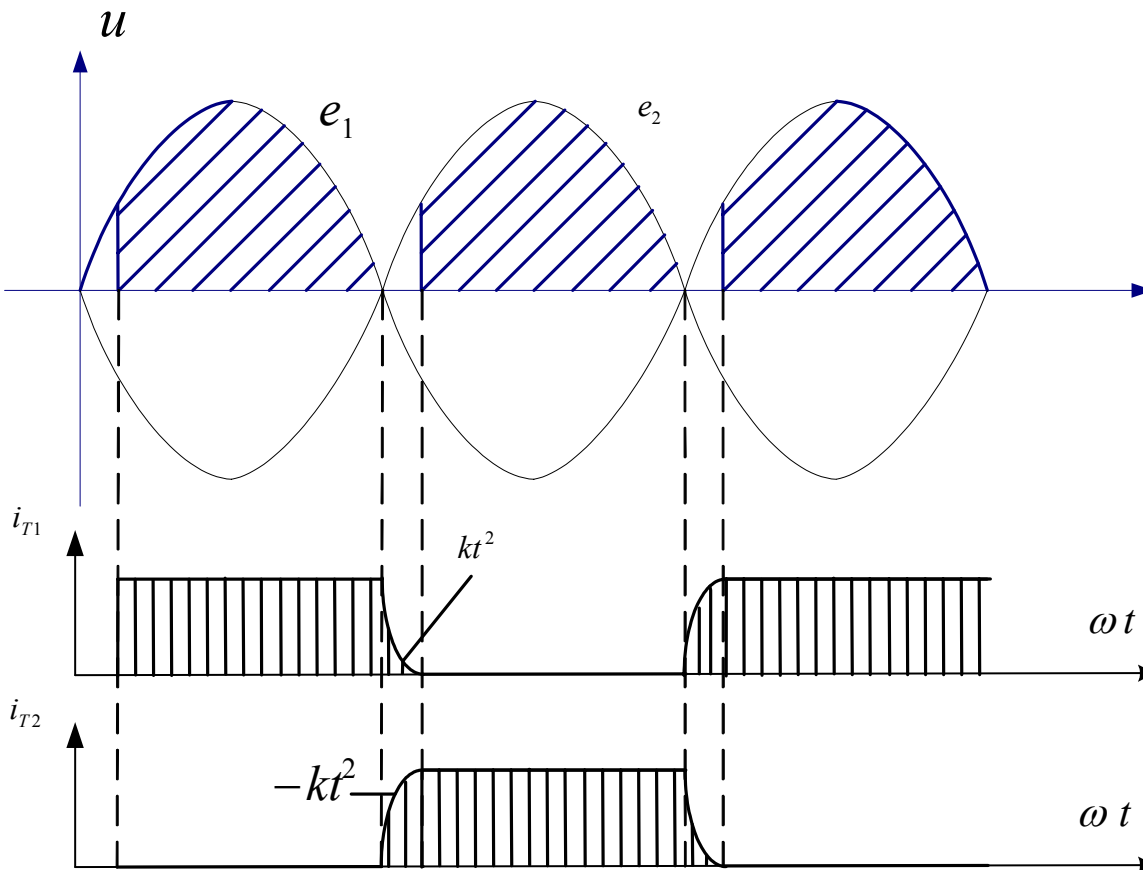


Ako je  $\alpha = 90^\circ$  srednja vrednost napona biće  $\cong 0$ . Ako je  $\alpha < 90^\circ$  veći deo napona je pozitivan, pa je i  $v_{AV} > 0$ , što znači da je  $v_{AV}I_d > 0$ , odnosno da opterećenje, npr. baterija radi kao potrošač. Ako je  $\alpha > 90^\circ$  onda je  $v_{AV} < 0$  pa je  $v_{AV}I_d < 0$  tj. baterija radi kao generator. Za  $\alpha < 90^\circ$  posmatrani pretvarač radi kao ispravljač, a za  $\alpha > 90^\circ$  kao invertor (mrežno vođeni invertor). Da se ne bi dogodilo da invertor pređe iz invertorskog u ispravljački režim rada, ugao  $\alpha$  nikada ne sme biti veći od  $150^\circ$ .

Posmatrajmo još slučaj "čistog" istravljača tj. rad posmatranog pretvarača sa  $\alpha = 0$ .

$$v_{AV} = \frac{2}{\pi} E\sqrt{2} - \frac{xI_d}{\pi}$$

$$i_L = \frac{1}{L} \int_0^{t[\leq \mu/\omega]} \frac{e_2 - e_1}{2} dt \dots \quad (5.10)$$



Pošto je  $\alpha = 0$ , a za male uglove važi da je  $\sin x \cong x$ , može se smatrati da se podintegralna funkcija u (5.10) menja linearno sa vremenom, pa kada se integriše u datim granicama, dobije se parabola  $kt^2$ .

### Dimenzionisanje transformatora

Redovno je pri izradi pretvarača potreban transformator čija je izlazna snaga nešto veća od snage samog pretvarača. Pritom se mora voditi računa da ne bude prekoračena maksimalna indukcija u jezgru, kao i da struja u (termičkom) pogledu ne izazove prenaprezanje namotaja.

Transformator koji se kod ovog pretvarača koristi ima srednju tačku na sekundaru, pa ga nećemo posmatrati kao da ima dva sekundara.

U cilju pojednostavljenja, pretpostavićemo da je odnos transformacije primar-fiktivni sekundar 1:1 (odnosno primar-sekundar 1:2). Snaga transformatora može se uzeti kao aritmetička sredina snaga primara i sekundara:

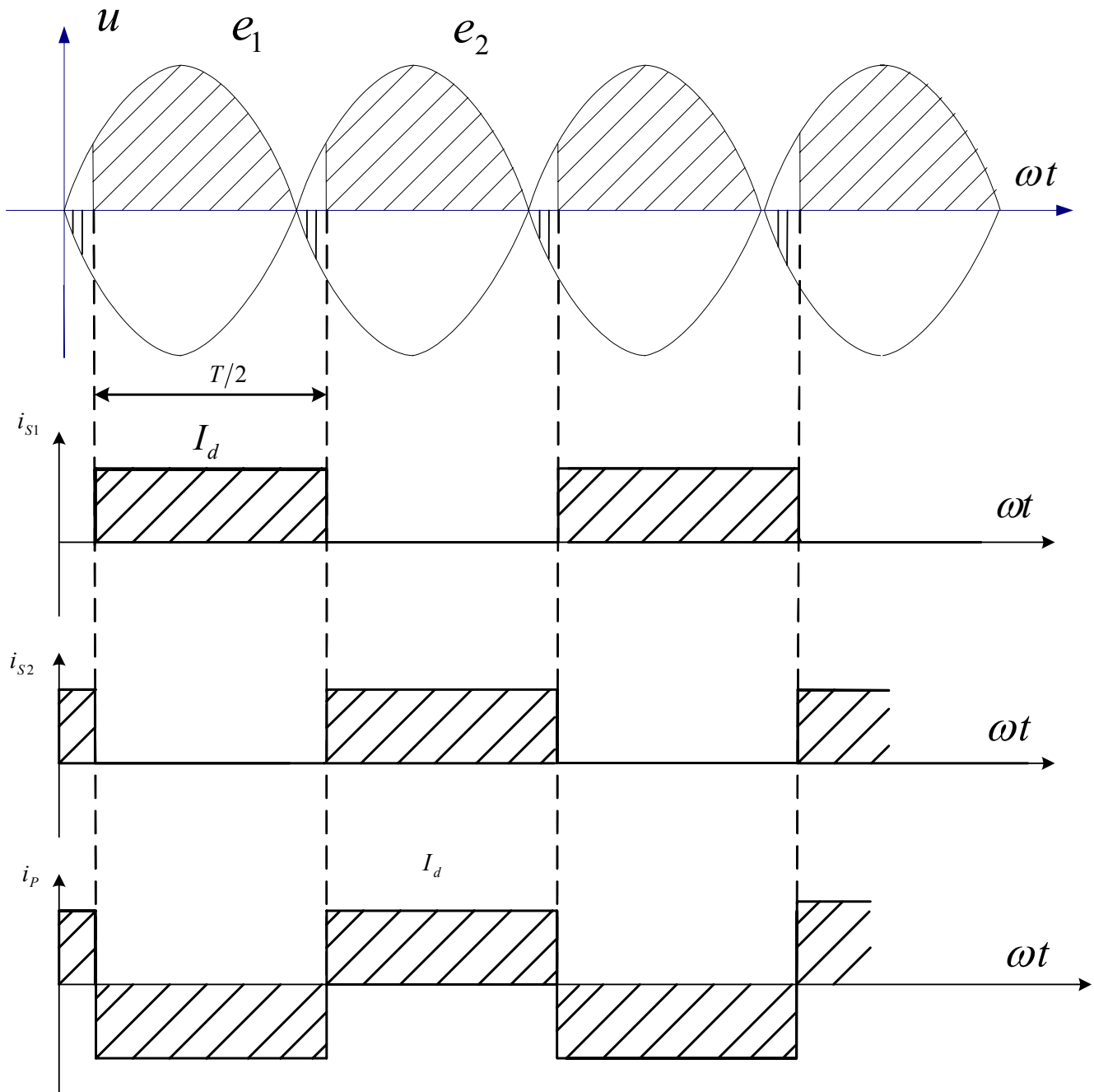
$$S = \frac{1}{2}(S_1 + S_2)$$

Snaga primara jednaka je proizvodu efektivnih vrednosti struje i napona:  $S_1 = U_1 I_1 = \underline{E} I_d$ , jer je  $m = 1$  pa je napon primara jednak **ems** sekundara, a struja primara je  $I_d$  jer teče u toku obe poluperiode. Pri proračunu se mora uzeti u obzir maksimalna snaga tj. ona koja se ima pri maksimalnoj srednjoj vrednosti napona, pri  $\cos \varphi = 1$  tj. važi:

$$v_{AV} \equiv v_d = \frac{2}{\pi} E_m \Rightarrow E = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} v_{AV}$$

Dakle:

$$S_1 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} v_d I_d = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} v_{AV} I_d \dots \quad (5.11)$$



Snaga sekundara ( posmatrana kao sekundar polovičnog namota) je:

$$S_2^{(1)} = EI_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} v_{AV} I_{2PNS} \text{ .Pošto sekundar provodi samo polovinu svake periode biće}$$

$$I_{2PNS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T/2} I_d dt} = \frac{I_d}{\sqrt{2}}, \text{ pa je :}$$

$$S_2^{(1)} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} v_{AV} \frac{I_d}{\sqrt{2}} \dots \quad (5.12)$$

Ukupna snaga sekundara biće :

$$S_2 = 2S_2^{(1)} = \frac{2\pi v_{AV} I_d}{2\sqrt{2}\sqrt{2}} \quad (5.13)$$

Ukupna snaga transformatora je:

$$S = \frac{1}{2} \left[ \frac{2\pi v_{AV} I_d}{4} + \frac{\pi}{2\sqrt{2}} v_{AV} I_d \right]$$

$$S = v_{AV} I_d \left[ \frac{\pi}{4} + \frac{\pi}{4\sqrt{2}} \right] = v_{AV} I_d \frac{\pi}{4} \left( 1 + \frac{\sqrt{2}}{2} \right) \dots \quad (5.14)$$

$$S = 1.34 v_{AV} I_d \dots \quad (5.15)$$

Dakle, snaga transformatora mora biti oko 35% veća od snage pretvarača.

### Određivanje ugla komutacije

Ugao komutacije  $\mu$  tj. vreme  $\frac{\mu}{\omega}$  koje je potrebno da se izvrši komutacija računa se iz relacije (5.8). Naime, pošto važi:

$$LI_d = \int_{\alpha/\omega}^{(\alpha+\mu)/\omega} \frac{e_2 - e_1}{2} dt = \int_{\alpha}^{\alpha+\mu} E\sqrt{2} \sin \omega t d(\omega t) \quad \Rightarrow$$

$$LI_d = \frac{E\sqrt{2}}{\omega} [\cos \alpha - \cos(\mu + \alpha)] \quad \Rightarrow$$

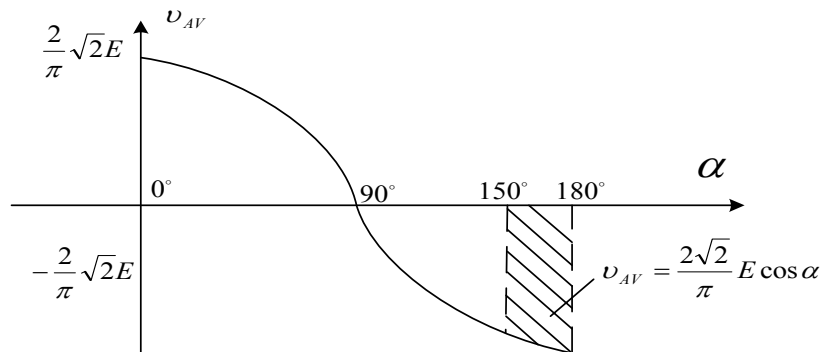
$$\cos \alpha - \cos(\mu + \alpha) = \frac{xI_d}{E\sqrt{2}}$$

Ugao komutacije  $\mu$  dobija se rešavanjem ove jednačine kao:

$$\mu = \arccos \left( \cos \alpha - \frac{xI_d}{E\sqrt{2}} \right) - \alpha \dots \quad (5.16)$$

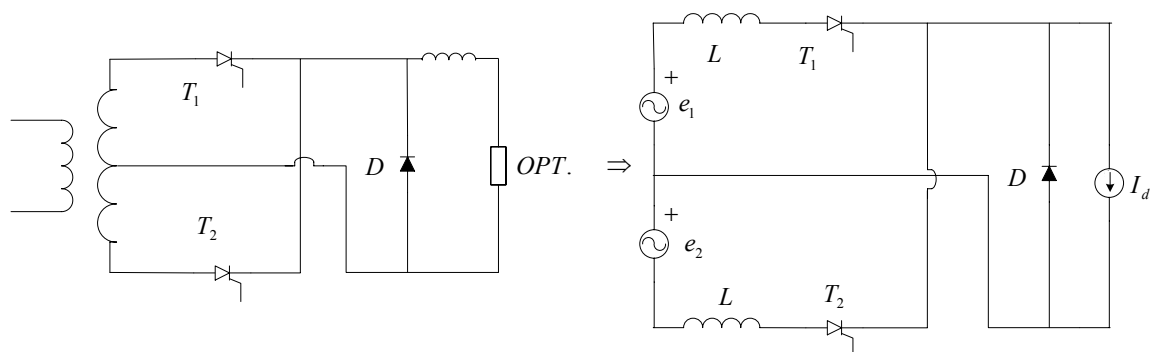
$$\cos \alpha - \cos(\mu + \alpha) = \frac{xI_d}{E\sqrt{2}} \quad (5.17)$$

### Karakteristika regulacije:

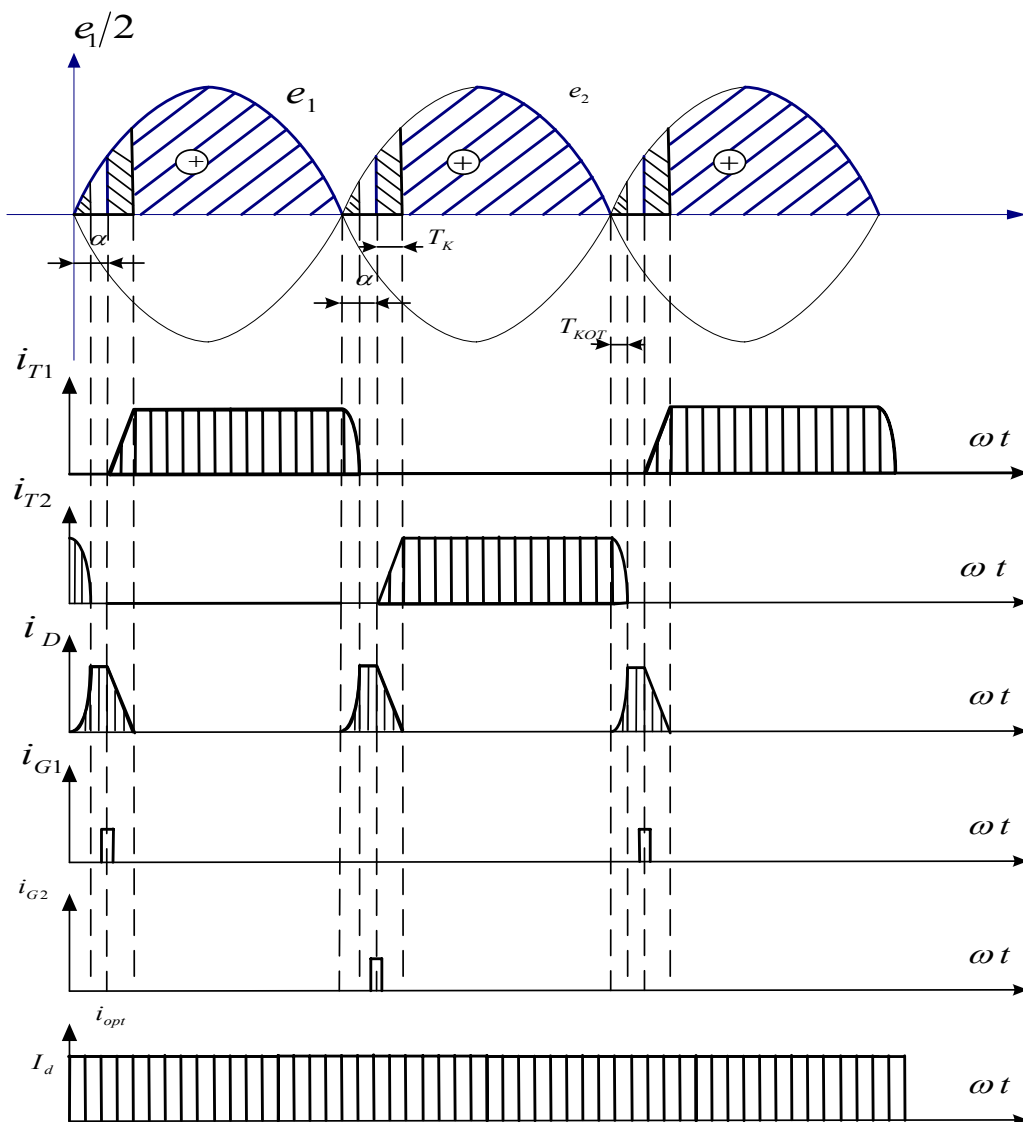




## 6. Monofazni ispravljač sa transformatorom sa srednjom tačkom i zamajnom diodom



Dioda, kada je polarizovana direktno, propušta struju i napon na njenim krajevima je približno jednak nuli. To znači da će napon na potrošaču u takvim slučajevima biti jednak nuli, tj. da je onemogućen invertorski rad pretvarača.



Kod ovog pretvarača nema komutacije između tiristora-neposredno kao u poglavlju 5, već komutacija nastupa između tiristora i diode. U trenutku kada se pobudi tiristor signalom na gejtju, nastupa komutacioni proces koji traje određeno vreme, potrebno da tiristor preuzme od diode struju. Kao što je rečeno na samom početku, zbog prisustva diode neće biti moguća pojava negativnog napona na tiristoru (u direktnom smeru-**AK**) pa će se tiristor gasiti u okolini nule, u prelaznom procesu u kom dioda preuzima struju. U okolini nule je napon  $\approx$  linearan, pa je komutaciona struja parabolična.

**Srednja vrednost napona na potrošaču :**

$$\begin{aligned}
 v_{AV} &= \frac{1}{T/2} \left[ \int_{\alpha/\omega}^{\pi/\omega} E\sqrt{2} \sin \omega t - LI_d \right] = \frac{2}{T} \left[ \frac{E\sqrt{2}}{\omega} \cos \int_{\alpha/\omega}^{\pi/\omega} - LI_d \right] \\
 v_{AV} &= \frac{2}{\omega T} E\sqrt{2} [1 + \cos \alpha] - \frac{2}{\omega T} \omega LI_d \\
 v_{AV} &= \frac{\sqrt{2}E}{\pi} [1 + \cos \alpha] - \frac{xI_d}{\pi} \\
 v_{AV} &\cong 0,45E(1 + \cos \alpha) - \frac{xI_d}{\pi}
 \end{aligned} \tag{6.1}$$

**Dimenzionisanje transformatora**

Slično kao u poglavlju 5 važi :

$$S = \frac{1}{2}(S_1 + S_2) \text{ ; pri čemu je}$$

$$S_1 = v_1 I_1 = \frac{E}{2\sqrt{2}} I_d = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} v_{AV} I_d, \text{ pod uslovom da je } m_T = 1 .$$

Snaga na sekundaru (ukupna,tj.na obe polovine sekundara):

$$S_2 = 2 \frac{v_{AV} \pi}{2\sqrt{2}} \frac{I_d}{\sqrt{2}}, \text{ pa je :}$$

$$\begin{aligned}
 S &= \frac{1}{2} \left[ \frac{\pi}{2\sqrt{2}} v_{AV} I_d + \frac{\pi}{2} v_{AV} I_d \right] \\
 S &= v_{AV} I_d \frac{\pi}{4} \left[ 1 + \frac{\sqrt{2}}{2} \right] \cong 1,34 v_{AV} I_d \dots
 \end{aligned} \tag{6.2}$$

Dakle isto kao u poglavlju 5, snaga transformatora mora biti oko 35% veća od snage pretvarača.

**Vreme komutacije:**

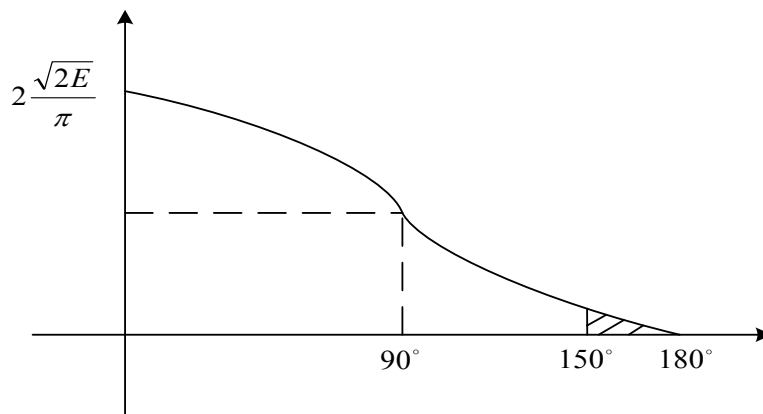
Kod ovog pretvarača postoje u toku jedne poluperiode, dva perioda komutacije. Prvi kada dioda preuzima struju od tiristora čiji napon prolazi kroz nulu, i drugi, kada sledeći tiristor preuzima struju od diode. Vreme prve komutacije ide od nule do  $\mu_1/\omega$  a vreme druge od  $\alpha/\omega$  do  $\alpha/\omega + \mu_2/\omega$ . Izračunaćemo trajanje ovih vremena.

Lako se može pokazati da je :

$$\begin{aligned}
 \text{a) } LI_d &= \int_0^{\mu_1/\omega} E\sqrt{2} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{E\sqrt{2}}{\omega} (1 - \cos \mu_1) \quad \Rightarrow \\
 1 - \cos \mu_1 &= \frac{xI_d}{E\sqrt{2}} \dots \\
 \text{b) } LI_d &= \int_{\alpha/\omega}^{(\alpha+\mu_2)/\omega} E\sqrt{2} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{E\sqrt{2}}{\omega} (\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu_2)) \quad \Rightarrow
 \end{aligned}
 \tag{6.3}$$

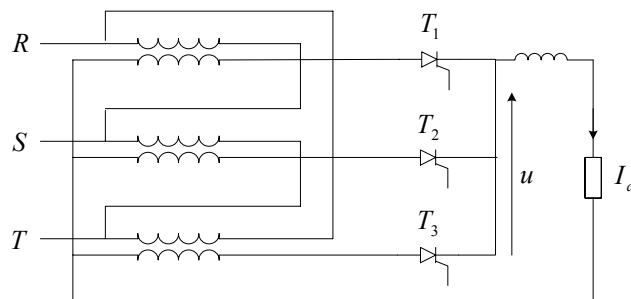
očigledno,  $\mu_1$  se može dobiti iz formule za  $\mu_2$ , ako stavimo  $\alpha = 0$ .

### Karakteristika regulacije



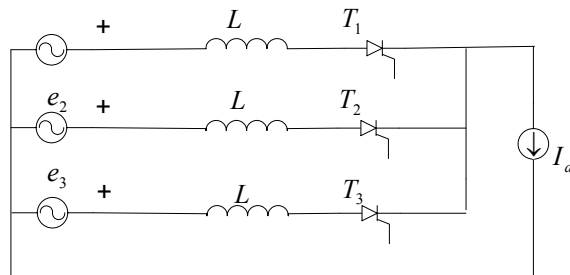
Ovakav pretvarač ne može da se koristi kao inverter jer zamajna dioda na izlazu onemogućava promenu polariteta.

## 7. Trofazni pretvarač sa transformatorom sa srednjom tačkom



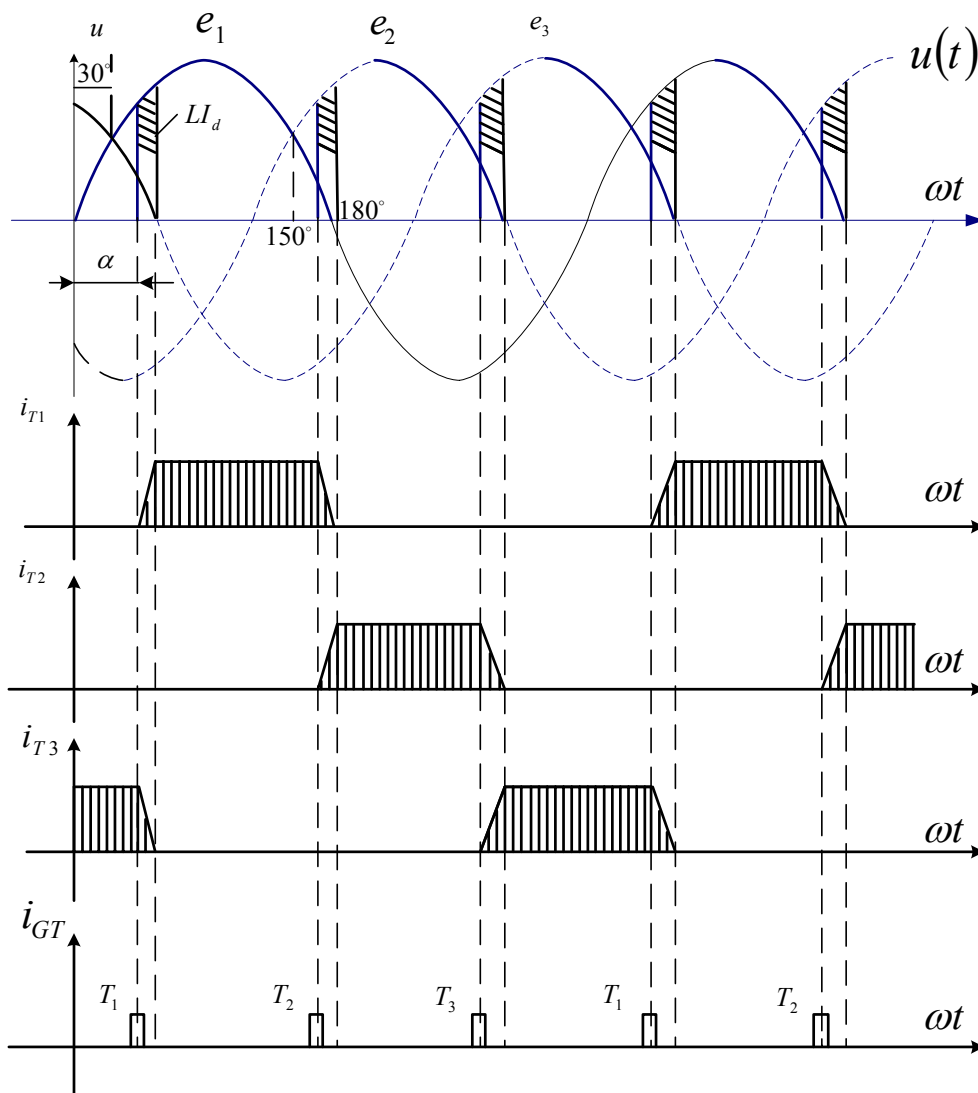
Kod ovog pretvarača sekundar transformatora mora biti vezan u zvezdu da bi se moglo vezati opterećenje drugim krajem u neutralnu tačku. Pretpostavićemo da ima u prijemniku znatne induktivnosti, tako da je  $I_d = const$ . U ekvivalentnoj šemi zanemarićemo termogene otpore, a korekciju izvršiti kasnije.

**Ekvivalentna šema:**



Neka je bio provodan tiristor  $T_3$ ; sledeći tiristor koji je potencijalno provodan je  $T_1$ , i on će to postati tek kada dovedemo na njegov gejtt impuls, počev od trenutka kada postane  $e_1 > e_3$ . Kada se uključi  $T_1$ , nastupa između  $T_1$  i  $T_3$  komutacioni proces u kome je  $u = \frac{1}{2}(e_1 + e_3)$  a struja

$$i_K(t) = \frac{1}{L} \int_{\alpha/\omega}^{\omega t} \frac{1}{2}(e_1 - e_3) dt \text{ pa je } LI_d = \int_{\alpha/\omega}^{(\alpha+\mu)/\omega} \frac{e_1 - e_3}{2} dt, \text{ i to je šrafirana površina.}$$



### Srednja vrednost napona na potrošaču

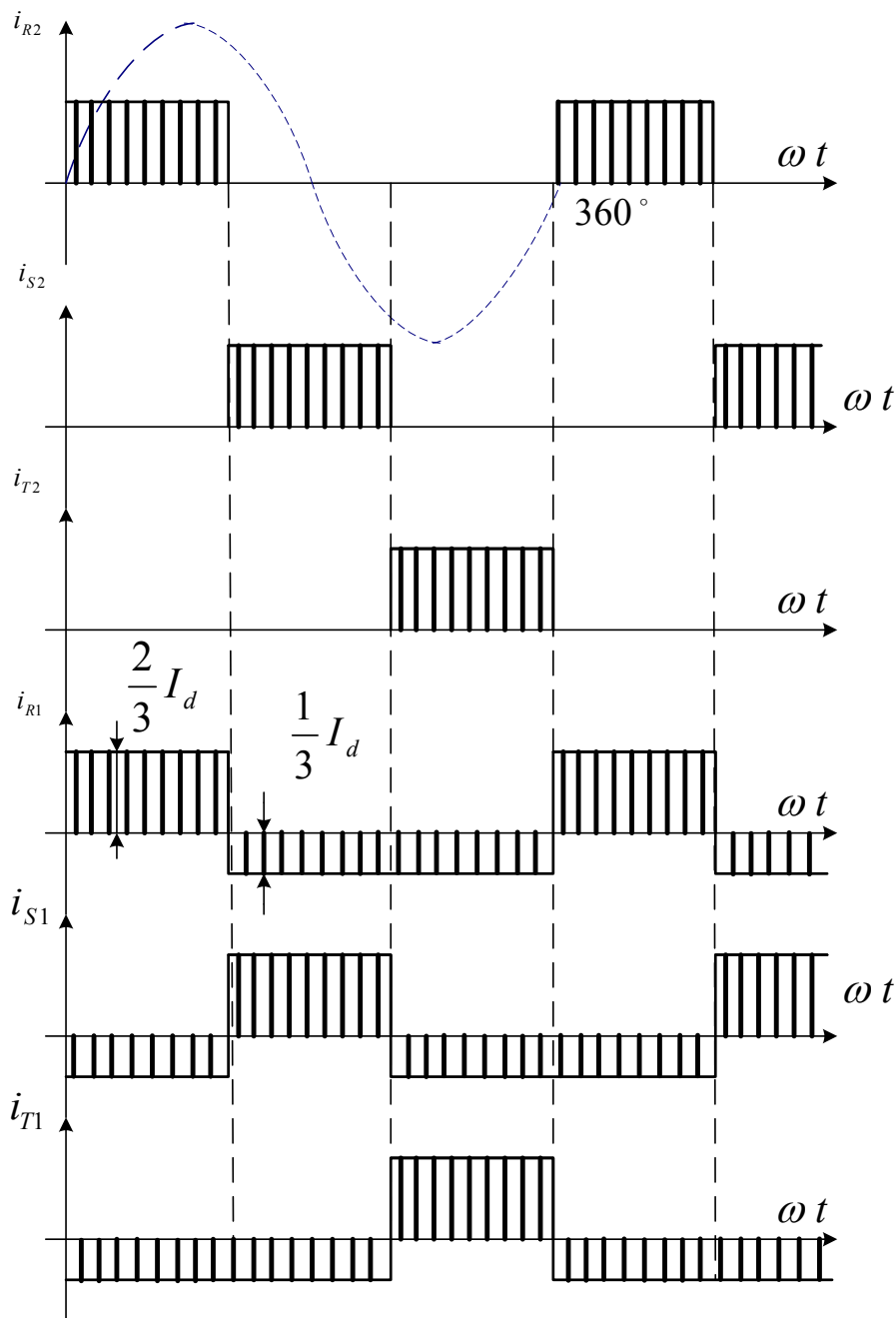
Jedna puna promena napona na potrošaču dešava se npr. u intervalu od  $30^\circ + \alpha$  do  $150^\circ + \alpha$ , pa je  $T_{v_d} = \frac{150^\circ}{\omega} + \frac{\alpha}{\omega} - \frac{30^\circ}{\omega} - \frac{\alpha}{\omega} = \frac{120}{\omega} = \frac{T}{3}$ , gde je  $T$  period napona mreže,  $T = 20ms$ .

Dakle, važi:

$$\begin{aligned}
 v_{AV} &= \frac{3}{T} \left\{ \int_{(30^\circ + \alpha)/\omega}^{(30^\circ + \alpha + 120^\circ)/\omega} E\sqrt{2} \sin \omega t dt - LI_d \right\} = \frac{3}{T} \left\{ \frac{E\sqrt{2}}{\omega} [\cos(30^\circ + \alpha) - \cos(30^\circ + \alpha + 120^\circ)] - LI_d \right\} = \\
 &= \frac{3}{T} \left\{ \frac{E\sqrt{2}}{\omega} \left[ \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \alpha - \frac{1}{2} \sin \alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \alpha + \frac{1}{2} \sin \alpha \right] - LI_d \right\} \\
 v_{AV} &= \frac{3E\sqrt{2}}{2\pi} \sqrt{3} \cos \alpha - \frac{3}{T} LI_d = \frac{3\sqrt{2}\sqrt{3}}{2\pi} E \cos \alpha - \frac{3}{2\pi} x I_d \\
 v_{AV} &= \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} E \cos \alpha - \frac{3xI_d}{2\pi}
 \end{aligned}$$

### Dimenzionisanje transformatora

Da bismo izvršiti dimenzionisanje transformatora treba najpre da utvrdimo kakvi su talasni oblici struja u primaru i sekundaru.



Da se ne bi desilo zasićenje transformatora, srednja vrednost struje na primaru mora biti jednaka nuli, pa pošto je perioda napona na potrošaču jednaka  $T/3$  krive, biće vrednosti struje kao na slici.

Efektivne vrednosti struje su:

$$I_{PPMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \left\{ \int_0^{T/3} \frac{4}{9} I_d^2 dt + \int_{T/3}^T \frac{1}{9} I_d^2 dt \right\}} \Rightarrow$$

u primaru:

$$I_{PPMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \left\{ \frac{4T}{9} I_d^2 + \frac{1}{9} \frac{2T}{3} I_d^2 \right\}} = I_d \sqrt{\frac{6}{27}} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{9}} \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{3}} I_d$$

$$I_{PPMS} = \frac{\sqrt{2}}{3} I_d \dots$$

(7.1)

u sekundaru: 
$$I_{SPMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T/3} I_d^2 dt} = \frac{I_d}{\sqrt{3}} \dots \quad (7.2)$$

Kao što je izračunato ranije:

$$v_{AVmase} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} E, \text{ pa je } E = \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} v_{AV} \text{ i važi:}$$

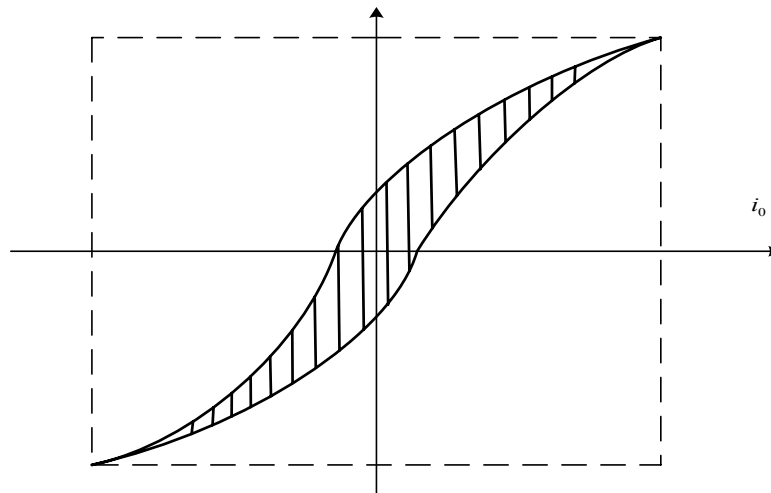
$$S_{Tstub} = \frac{1}{2}(S_1 + S_2) = \frac{1}{2} \left( \frac{\sqrt{2}}{3} I_d \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} v_{AV} + \frac{1}{\sqrt{3}} I_d \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} v_{AV} \right)$$

$$S_{Tstub} = \frac{1}{2} \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} v_{AV} I_d \left( \frac{\sqrt{2}}{3} + \frac{1}{\sqrt{3}} \right) = \frac{\pi}{3\sqrt{6}} v_{AV} I_d \left( \frac{\sqrt{2}}{3} + \frac{1}{\sqrt{3}} \right)$$

$$S_T = 3S_{Tstub} = \frac{\pi}{\sqrt{3}} \left( \frac{\sqrt{2}}{3} + \frac{1}{\sqrt{3}} \right) v_{AV} I_d$$

$$S_T = 1,345 v_{AV} I_d = 1,345 P \quad (7.3)$$

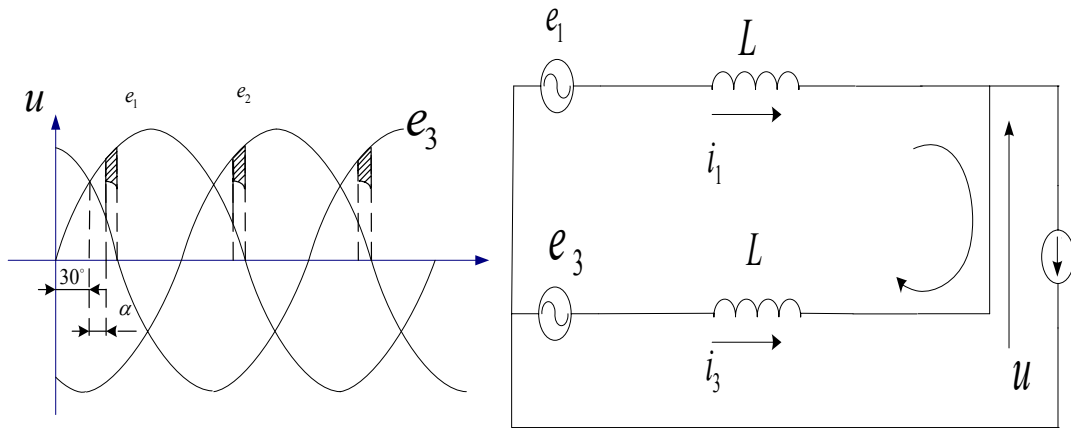
**Snaga transformatora mora biti oko 35% veća od snage pretvarača.**



*Proces magnetizacije jezgra transformatora*

**Vreme komutacije:**

Pretpostavićemo da se komutacija odvija između treće i prve faze, tj. da posle vremena  $\alpha/\omega$  od trenutka kada je  $\omega t = 30^\circ$  impuls dobija tiristor  $T_1$ , u situaciji kada je  $T_3$  bio provodan. U trenutku  $\omega t = 30^\circ$  je  $e_1 = e_3$ , a za  $\omega t > 30^\circ$   $e_1 > e_3$ , pa  $T_1$  može da postane provodan



$$u = \frac{e_1 + e_3}{2};$$

$$e_1 = L \frac{di_K}{dt} + u = L \frac{di_K}{dt} + \frac{e_1 + e_3}{2} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow e_1 - \frac{e_1}{2} - \frac{e_3}{2} = L \frac{di_K}{dt} \Rightarrow \frac{e_1 - e_3}{2} = L \frac{di_K}{dt} \Rightarrow LI_d = \int_{(30^\circ + \alpha)/\omega}^{(30^\circ + \alpha + \mu)/\omega} \frac{e_1 - e_3}{2} dt;$$

$$LI_d = \frac{1}{2} \int_{(30^\circ + \alpha)/\omega}^{(30^\circ + \alpha + \mu)/\omega} [E\sqrt{2} \sin \omega t - E\sqrt{2} \sin(\omega t - 240^\circ)] dt = \frac{E\sqrt{2}}{2} \int_{(30^\circ + \alpha)/\omega}^{(30^\circ + \alpha + \mu)/\omega} [\sin \omega t - \sin(\omega t - 240^\circ)] dt$$

$$LI_d = \frac{E\sqrt{2}}{2\omega} \left[ -\cos \omega t \int_{(30^\circ + \alpha)/\omega}^{(30^\circ + \alpha + \mu)/\omega} + \cos(\omega t - 240^\circ) \int_{(30^\circ + \alpha)/\omega}^{(30^\circ + \alpha + \mu)/\omega} \right]$$

$$LI_d = \frac{E\sqrt{2}}{2\omega} [\cos(30^\circ + \alpha) - \cos(30^\circ + \alpha + \mu) + \cos(30^\circ + \alpha + \mu - 240^\circ) - \cos(30^\circ + \alpha - 240^\circ)]$$

$$LI_d = \frac{E\sqrt{2}}{2\omega} \left[ \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \alpha - \frac{1}{2} \sin \alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\alpha + \mu) + \frac{1}{2} \sin(\alpha + \mu) + \cos(\alpha + \mu - 240^\circ) - \cos(\alpha - 240^\circ) \right]$$

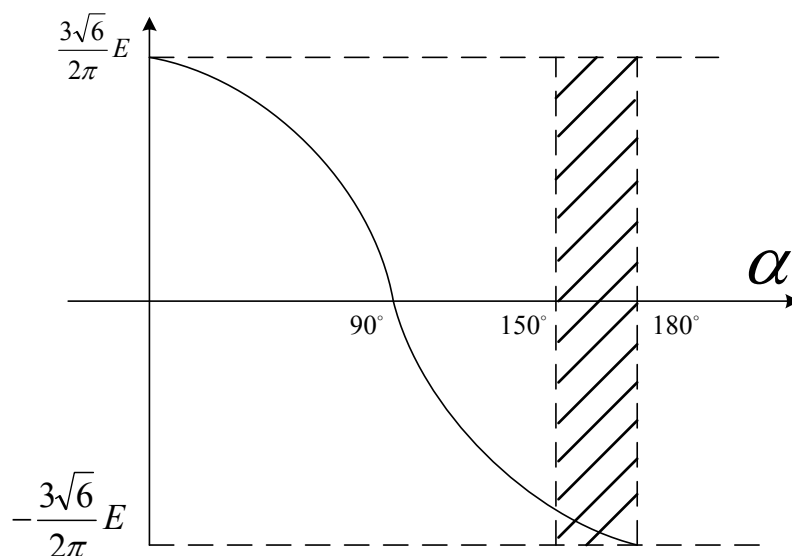
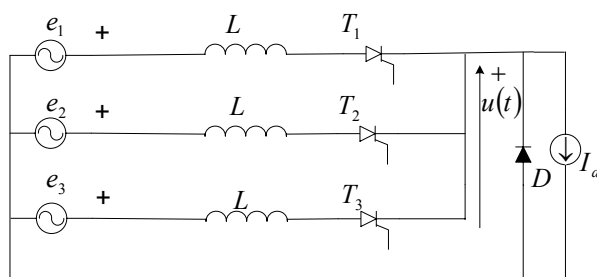
$$LI_d = \frac{E\sqrt{2}}{2\omega} \left[ \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \alpha - \frac{1}{2} \sin \alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\alpha + \mu) + \frac{1}{2} \sin(\alpha + \mu) + \left[ \cos(\alpha + \mu) \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} \right) + \sin(\alpha + \mu) \left( -\frac{1}{2} \right) \right] - \left[ \cos \alpha \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} \right) + \sin \alpha \left( -\frac{1}{2} \right) \right] \right]$$

$$LI_d = \frac{E\sqrt{2}}{2\omega} \left[ \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \alpha - \frac{1}{2} \sin \alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\alpha + \mu) + \frac{1}{2} \sin(\alpha + \mu) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\alpha + \mu) - \frac{1}{2} \sin(\alpha + \mu) + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \alpha + \frac{1}{2} \sin \alpha \right]$$

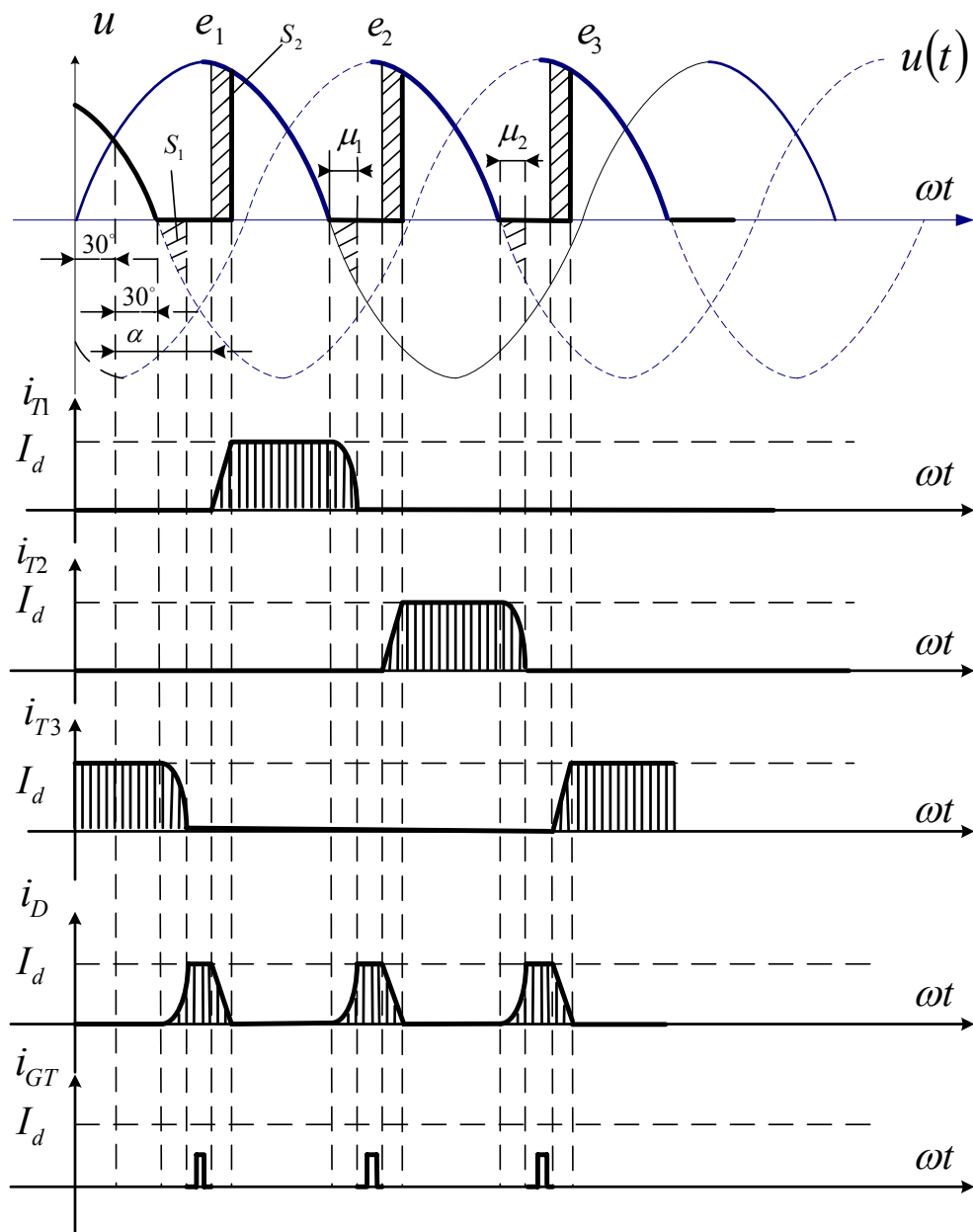
$$LI_d = \frac{E\sqrt{2}}{2\omega} [\sqrt{3} \cos \alpha - \sqrt{3} \cos(\alpha + \mu)] = \frac{E\sqrt{6}}{2\omega} (\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu))$$

$$\text{Dakle: } \frac{2xI_d}{E\sqrt{6}} = \cos \alpha - \cos(\alpha + \mu) \quad (7.4)$$



**Karakteristika regulacije:**

**8. Trofazni ispravljač sa transformatorom sa srednjom tačkom i zamajnom diodom**
**Ekvivalentna šema:**


Pretpostavimo da je bio prodan tiristor  $T_3$ . Napon na potrošaču biće jednak  $e_3$ , sve dok  $e_3$  ne padne na nulu; dioda će biti direktno polarizovana kada je  $e_3 < 0$ , postaće provodna, i napon  $u$  će pasti na nulu, i pritom će nastipiti komutacija između diode i  $T_3$  gde će komutaciona struja biti  $\cong$  parabolična, jer je  $e_3$  u okolini nule linearna funkcija. Ova komutacija trajaće  $T_{k1} = \frac{\mu_1}{\omega}$  a šrafirana površina jednaka je ukupnoj promeni fluksa kroz kalem u grani sa  $T_3$ :  $LI_d$ . To je površina  $S_1$ . Tiristor  $T_1$  palimo sledeći, i to onda kada se steknu uslovi za to tj. kada postane  $e_1 > e_3$ ; sa slike se vidi da je to ostvareno za  $\omega t > 30^\circ$ . Takođe, treba da “sačekamo” da se završi komutacija između  $T_3$  i  $D$ . Kada upalimo  $T_1$ , započeće proces komutacije između  $D$  i  $T_1$  pri čemu će se struja  $i_{komutacije}$  menjati  $\cong$  linearno, jer je  $e_1 = \text{cons}$ . Sve dok traje komutacija dioda je provodna i napon na potrošaču je jednak nuli. U procesu komutacije promeniće se fluks kroz kalem u grani sa  $T_1$  sa nula na  $LI_d$  što odgovara šrafiranoj površini  $S_2$  i uglu  $\mu_2$ .



### Srednja vrednost napona na potrošaču

Kao što se vidi sa slike ,perioda napona na potrošaču jednaka je 1/3 periode napona mreže, pa je:

$$\begin{aligned}
 v_{AV} &= \frac{1}{T/3} \left[ \int_{(\alpha+30^\circ)/\omega}^{180^\circ/\omega} e_1(t) dt - LI_d \right] = \frac{3}{T} \left[ \int_{(\alpha+30^\circ)/\omega}^{180^\circ/\omega} E\sqrt{2} \sin \omega t dt - LI_d \right] \\
 v_{AV} &= \frac{3}{\omega T} \left[ E\sqrt{2} \cos \omega t \int_{180^\circ/\omega}^{(30^\circ+\alpha)/\omega} - xI_d \right] = \frac{3}{\omega T} \left[ E\sqrt{2} [\cos(30^\circ + \alpha) + 1] - xI_d \right] \\
 v_{AV} &= \frac{3E\sqrt{2}}{2\pi} [\cos(30^\circ + \alpha) + 1] - \frac{3xI_d}{2\pi} \\
 v_{AV} &\cong 0,675E(1 + \cos(\alpha + 30^\circ)) - \frac{3}{2\pi} xI_d
 \end{aligned} \tag{8.1}$$

Očigledno je da gornja formula važi samo za  $\alpha > 30^\circ$ . Naime, ako je  $\alpha < 30^\circ$  ne može da proradi dioda jer je na ona uvek inverzno polarizovana. Tada pretvarač radi kao da ova dioda ne postoji, pa vazi formula za srednji napon koja je izvedena kod prethodnog tipa regulatora. Isti zaključak vazi i za vreme komutacije.

### Dimenzionisanje transformatora

Oblici struja isti su kao za pretvarač u poglavlju 7 i zato važe isti rezultati za efektivne vrednosti struja primara i sekundara:

$$I_{1PMS} = \frac{\sqrt{2}}{3} I_d \dots \quad (8.2)$$

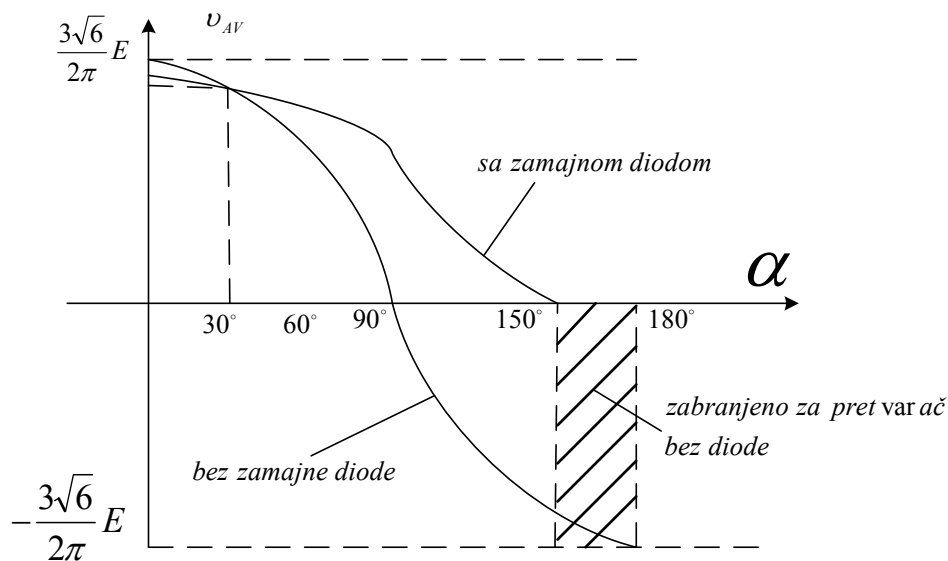
$$I_{2PMS} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_d \dots \quad (8.3)$$

Sada imamo:

$$S_T = 3S_{Tstub} = \frac{3}{2} \left[ \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} + \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} \frac{1}{\sqrt{3}} \right] v_{AV} I_d = \dots = \frac{\pi}{\sqrt{6}} \left( \frac{\sqrt{2}}{3} + \frac{1}{\sqrt{3}} \right) v_{AV} I_d$$

$$S_T = 1,345 v_{AV} I_d \cong 1,35 P \dots \quad (8.4)$$

### Karakteristika regulacije



$$v_{AV} = \begin{cases} \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} E \cos \alpha - \frac{3xI_d}{2\pi}, & \alpha < 30^\circ \\ \frac{3E\sqrt{2}}{2\pi} [1 + \cos(\alpha + 30^\circ)] - \frac{3x}{2\pi} I_d & \end{cases}$$

### Vrema komutacije

Postoje dva perioda komutacije: kada tiristor predaje struju diodi  $I$  taj period započinje u trenutku kada napon na provodnom tiristoru prođe kroz nulu, i kada dioda preda struju tiristoru koji je dobio signal na gejtju i direktno je polarizovan. Ovim periodima odgovaraju uglovi  $\mu_1$  i  $\mu_2$ . Kao što je već objašnjeno, u periodu komutacije dešava se promena fluksa  $LI_d$  (šrafirane površine).

$$\mu_1: LI_d = \int_0^{\mu_1/\omega} E\sqrt{2} \sin \omega t dt = \frac{E\sqrt{2}}{\omega} \cos \omega t \Big|_{\mu_1/\omega}^0 = \frac{E\sqrt{2}}{\omega} (1 - \cos \mu_1)$$

$$\text{Dakle: } \frac{xI_d}{E\sqrt{2}} = 1 - \cos \mu_1 \quad (8.5)$$

$\mu_2$ :

$$LI_d = \int_{(30^\circ + \alpha)/\omega}^{(30^\circ + \alpha + \mu)/\omega} E\sqrt{2} \sin \omega t dt = \frac{E\sqrt{2}}{\omega} \cos \omega t \Big|_{(30^\circ + \alpha)/\omega}^{(30^\circ + \alpha + \mu)/\omega} = \frac{E\sqrt{2}}{\omega} [\cos(30^\circ + \alpha) - \cos(30^\circ + \alpha + \mu)]$$

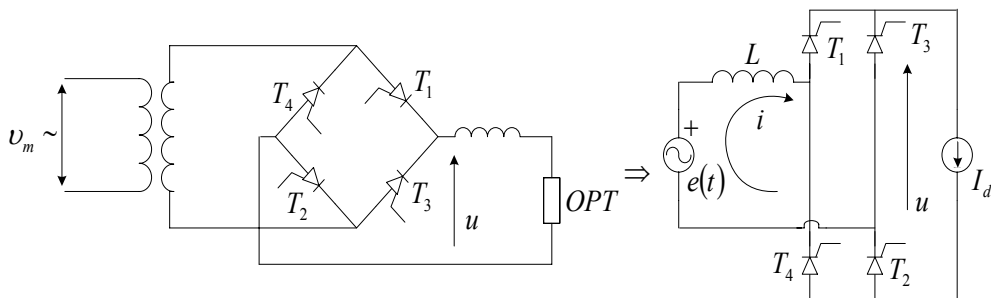
$$LI_d = \frac{E\sqrt{2}}{\omega} [\cos(30^\circ + \alpha) - \cos(30^\circ + \alpha + \mu)]$$

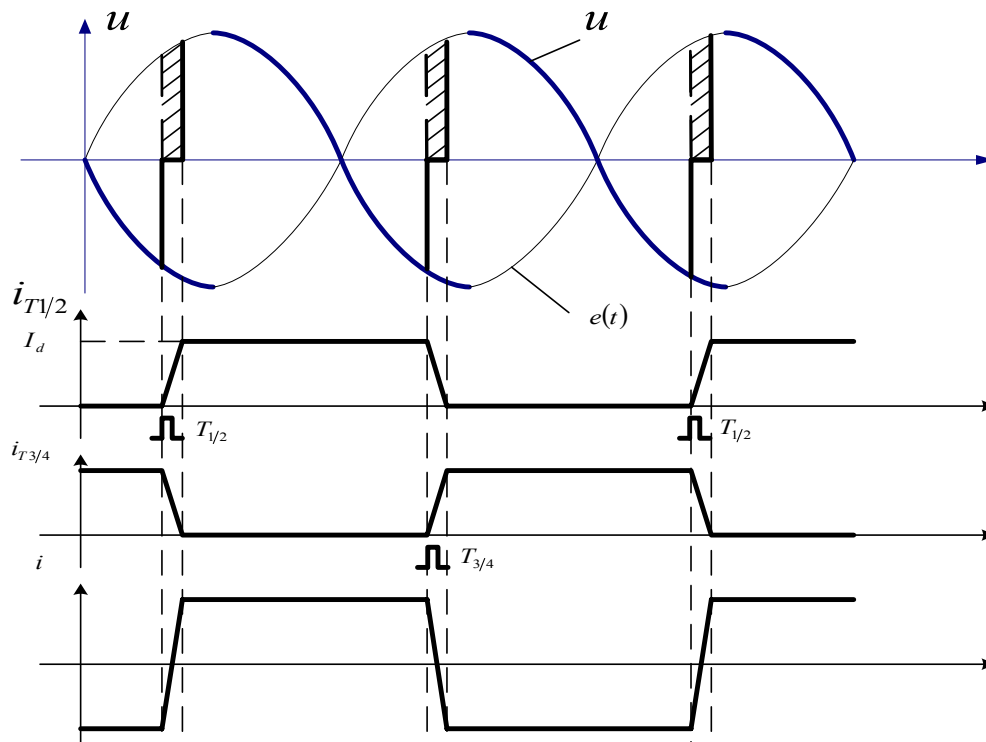
Dakle:

$$\cos(30^\circ + \alpha) - \cos(30^\circ + \alpha + \mu) = \frac{xI_d}{E\sqrt{2}} \dots \quad (8.6)$$

za  $\alpha > 30^\circ$  inače važi (7.4=.

## 9. Punoupravljivi monofazni mosni pretvarač





Ovakav pretvarač koristi se često kod ručnih alata, koji imaju redni motor za jednosmernu struju. Pošto opterećenje sadrži neku induktivnost struja je manje-više stalna. Kao što smo ranije videli, ugao paljenja  $\alpha$ , računa se uvek od trenutka kada se steknu uslovi za paljenje tiristora, u ovom slučaju uvek kada napon prođe kroz nulu. Očigledno je da moraju biti istovremeno upaljeni tiristori  $T_1, T_2$  odnosno  $T_3, T_4$  da bi uređaj radio pravilno.

Očigledno je iz ekvivalentne šeme da će struja kroz komutacionu induktivnost menjati smer u odgovarajućim poluperiodama napona sekundara odnosno ekvivalentne **ems**. Pretpostavimo da su u trenutku  $t=0$ , kada započinjemo posmatranje, bili provodni tiristori  $T_3$  i  $T_4$ . S obzirom na smer računanja napona  $u$  nije teško utvrditi da bi tada  $u$  bilo negativno ( $zau > 0$ ), jer bi struja  $I_d$ , po pretpostavci, nastavila da teče kroz  $T_3$  i  $T_4$  iako su oni postali inverzno polarizovani. Ako u trenutku  $\alpha/\omega$  (istovremeno) upalimo  $T_1$  i  $T_2$  nastupiće kratak spoj na krajevima transformatora i napon će postati jednak nuli. To će trajati sve dok se ne izvrši komutacija tj. dok tiristori  $T_1$  i  $T_2$  ne preuzmu struju od tiristora  $T_3$  i  $T_4$ . Jasno je da će se tada promeniti smer struje  $i$  kroz komutacionu induktivnost. To znači da je ukupna promena fluksa kroz kalem u toku komutacije:  $\Delta\Phi = [(-LI_d) - LI_d] = |-2LI_d| = 2LI_d$

Pošto je u toku komutacije  $u(t) = 0$  sledi:

$$e(t) = L \frac{di_K}{dt} \Rightarrow \frac{di_K}{dt} = \frac{1}{L} e(t) \Rightarrow$$

$$\int_{-I_d}^{I_d} di_K(t) = \frac{1}{L} \int_{\alpha/\omega} e(t) dt \Rightarrow 2LI_d = \int_{\alpha/\omega}^{\alpha/\omega + \mu/\omega} e(t) dt \dots \quad (9.1)$$

a formula za struju komutacije:

$$\int_{-I_d}^{i_K(t)} di_K = \frac{1}{L} \int_{\alpha/\omega}^t e(t) dt \Rightarrow i_K(t) = -I_d + \frac{1}{L} \int_{\alpha/\omega}^t e(t) dt \dots \quad (9.2)$$

### Srednja vrednost napona na potrošaču

Perioda napona na potrošaču je jednaka  $T/2$  napona mreže:

$$\begin{aligned}
 v_{AV} &= \frac{1}{T/2} \left[ \int_{\alpha/\omega}^{(180^\circ+\alpha)/\omega} E\sqrt{2} \sin \omega t dt - 2LI_d \right] = \frac{2}{T} \left[ \frac{E\sqrt{2}}{\omega} \cos \omega t \Big|_{(180^\circ+\alpha)/\omega}^{\alpha/\omega} - 2LI_d \right] \\
 v_{AV} &= \frac{2E\sqrt{2}}{2\pi} [\cos \alpha - \cos(180^\circ + \alpha)] - \frac{22\omega LI_d}{T} \\
 v_{AV} &= \frac{\sqrt{2}}{\pi} E [\cos \alpha - \cos 180^\circ \cos \alpha + \sin 180^\circ \sin \alpha] - \frac{2\omega LI_d}{\pi} \\
 v_{AV} &= \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E \cos \alpha - \frac{2xI_d}{\pi} \dots \\
 v_{AV} &\cong 0,9E \cos \alpha - \frac{2}{\pi} xI_d
 \end{aligned} \tag{9.3}$$

Očigledno, za  $\alpha > 90^\circ$  postoji  $v_{AV} < 0$ , pa pošto struja kroz potrošač nije promenila smer biće  $P_{opt} = v_{AV} I_d < 0$  tj. "opterećen" (motor) će davati energiju mreži odnosno biće kočen.

### Dimenzionisanje transformatora

$$S_T = \frac{1}{2}(S_1 + S_2)$$

Kao i obično, pretpostavimo da je  $m_T = 1$ . Efektivne vrednosti struja u primaru i sekundaru biće jednake i iznosiće :

$$I_{1PMS} = I_{2PMS} = I_d \tag{9.4}$$

a efektivne vrednosti napona:

$$E = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} v_{AV} \tag{9.5}$$

gde je  $v_{AV}$  maksimalna moguća vrednost srednje vrednosti napona na potrošaču ( $\alpha = 0$ ).

$$S_T = \frac{1}{2} \left( \frac{\pi}{2\sqrt{2}} v_{AV} I_d + \frac{\pi}{2\sqrt{2}} v_{AV} I_d \right) = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} v_{AV} I_d \dots \tag{9.6}$$

Dakle:

$$S_T = 1,11 v_{AV} I_d = 1,11 P \tag{9.7}$$

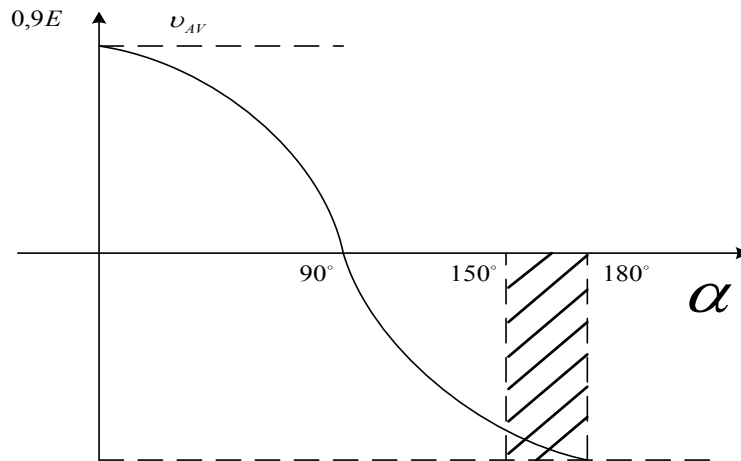
### Vreme komutacije:

Izračunaćemo ga iz formule (9.1):

$$\begin{aligned}
 2LI_d &= \int_{\alpha/\omega}^{\alpha/\omega+\mu/\omega} E\sqrt{2} \sin \omega t dt = \frac{E\sqrt{2}}{\omega} (\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu)) \Rightarrow \\
 \frac{2xI_d}{E\sqrt{2}} &= \cos \alpha - \cos(\alpha + \mu) \dots
 \end{aligned} \tag{9.8}$$

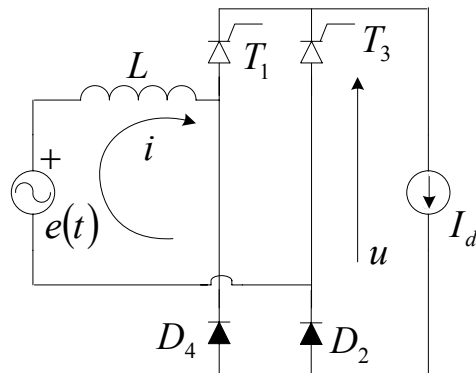
$\cos(\alpha - \mu) = \cos \alpha - \frac{2xI_d}{E\sqrt{2}}$ , pa komutacija zavisi inuktivnosti sekundara transformatora, struje  $I_d$  odnosno  $E$  kao i od ugla  $\alpha$ , jer od njega zavisi da li će napon u posmatranom trenutku biti pozitivan.

**Karakteristika regulacije:**



**10. Poluupravljivi monofazni mosni pretvarač**

**Ekvivalentna šema:**







$i_{T1}$  opada a  $i_{T2}$  raste. Očigledno je sa dijagrama struje  $i$  da su promene fluksa u kalem, u toku diodne i tiristorske komutacije, jednake i da iznose  $LI_d$ . Znači možemo pisati:

$$LI_d = \int_0^{\mu_1/\omega} E\sqrt{2} \sin \omega t dt \dots \quad (10.1)$$

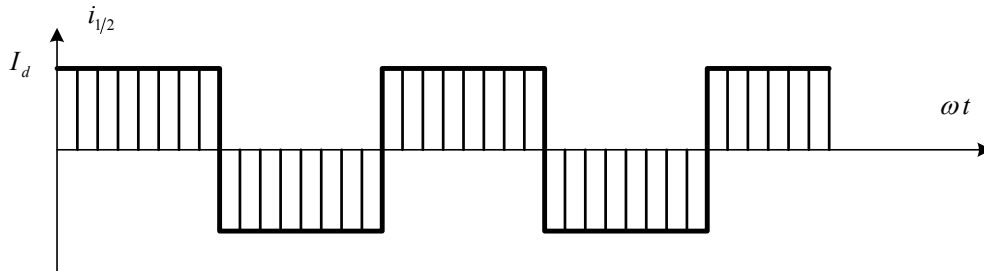
$$LI_d = \int_{\alpha/\omega}^{(\alpha+\mu_2)/\omega} E\sqrt{2} \sin \omega t dt \dots \quad (10.2)$$

### Srednja vrednost napona

$$\begin{aligned} v_{AV} &= \frac{1}{T/2} \left[ \int_{\alpha/\omega}^{180^\circ/\omega} E\sqrt{2} \sin \omega t dt - LI_d \right] = \frac{2}{\omega T} [E\sqrt{2}(\cos \alpha + 1) - xI_d] \\ v_{AV} &= \frac{E\sqrt{2}}{\pi} (1 + \cos \alpha) - \frac{xI_d}{\pi} \dots \end{aligned} \quad (10.3)$$

Formula važi za uglove  $\alpha$  koji su veći od ugla komutacije između dioda.

### Dimenzionisanje transformatora



$$I_{1PMS} = I_{2PMS} = I_d \quad (10.4)$$

$$v_{AV \max} = \frac{2E\sqrt{2}}{\pi} \Rightarrow E = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} v_{AV} \dots \quad (10.5)$$

$$S_T = \frac{1}{2} (S_1 + S_2) = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} v_{AV} I_d = 1,11P \dots \quad (10.6)$$

### Vreme komutacije

Diodna komutacija:

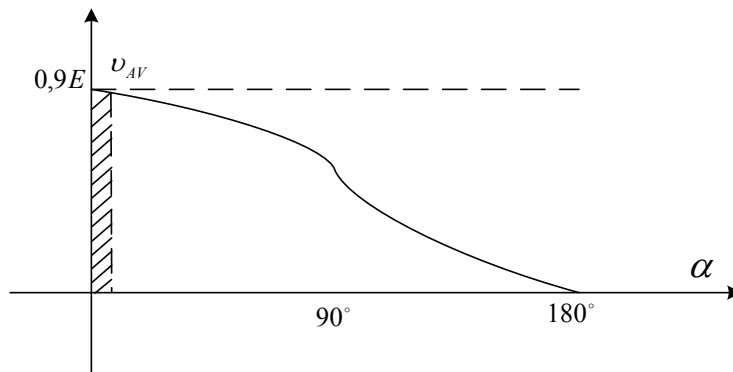
$$LI_d = \int_0^{\mu_1/\omega} E\sqrt{2} \sin \omega t dt = \frac{E\sqrt{2}}{\omega} (1 - \cos \mu_1) \Rightarrow 1 - \cos \mu_1 = \frac{xI_d}{E\sqrt{2}} \dots \quad (10.7)$$

Tiristorska komutacija:

$$LI_d = \int_{\alpha/\omega}^{(\alpha+\mu_2)/\omega} E\sqrt{2} \sin \omega t dt = \frac{E\sqrt{2}}{\omega} (\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu_2)) \Rightarrow$$

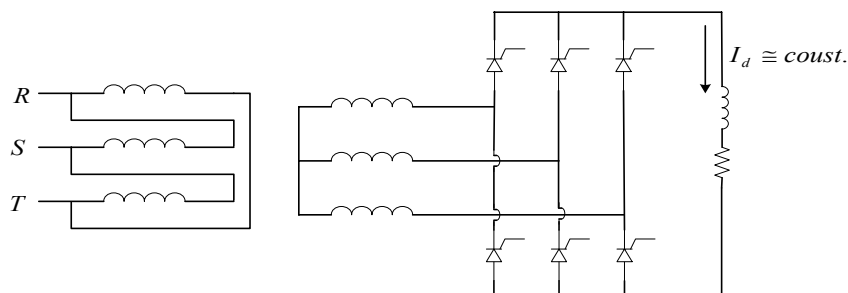
$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu_2) = \frac{xI_d}{E\sqrt{2}} \dots \quad (10.8)$$

**Karakteristika regulacije**



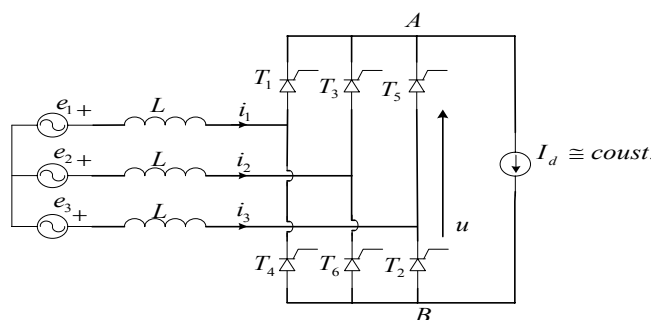
Mostne šeme su bolje od šema sa srednjom tačkom jer zahtevaju transformator manje snage (u odnosu na snagu pretvarača), koji je pritom i jednostavniji za izradu. Prednost ovih šema je i to što je maksimalan moguć napon inverzne polarizacije tiristora (diode)  $E\sqrt{2}$  a ne  $2E\sqrt{2}$  kao kod šema sa srednjom tačkom.

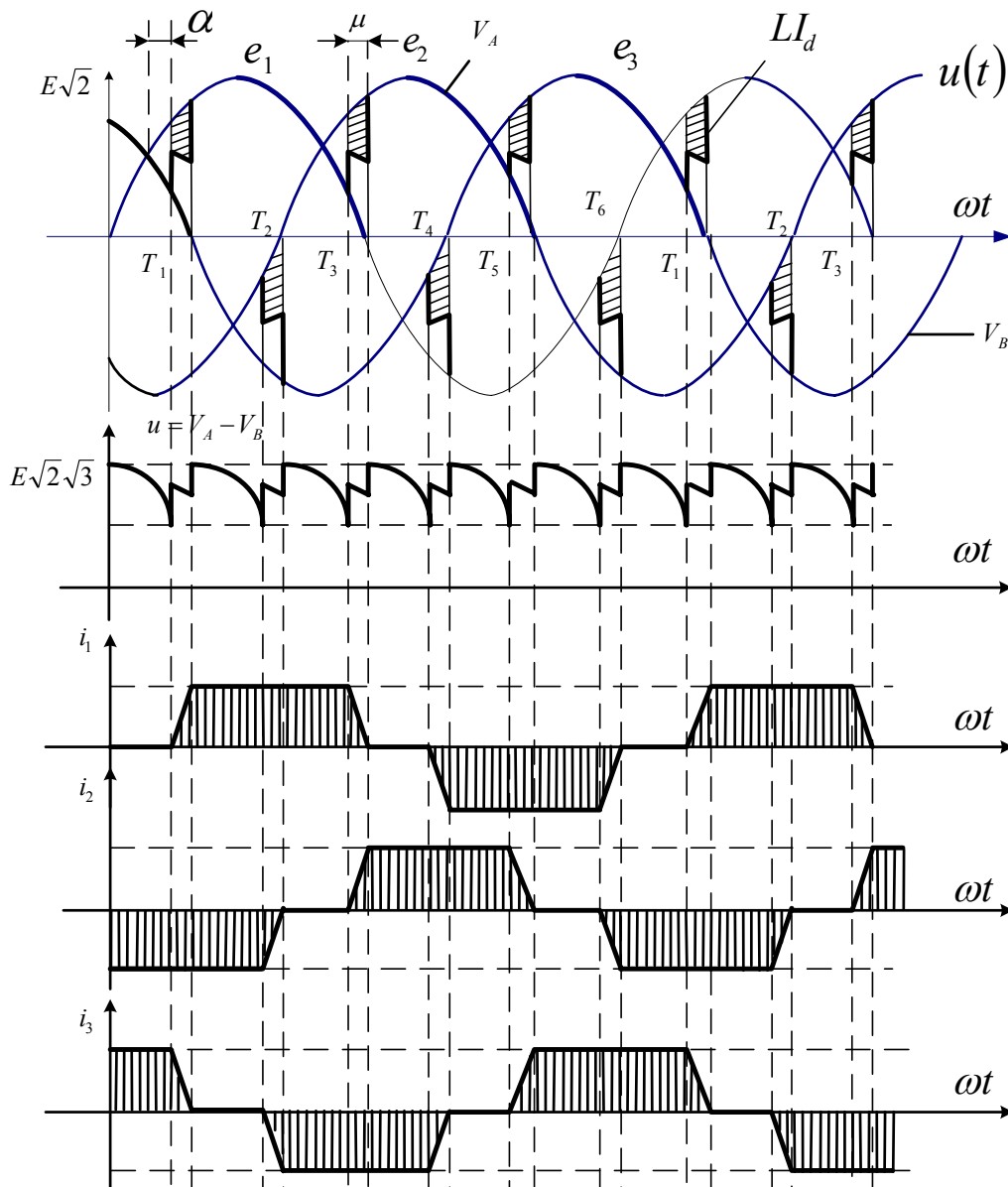
**11. Punoupravljivi trofazni mosni pretvarač**



Ovakav pretvarač je u stanju da snabdeva potrošač, na primer motor za DC ili bateriju jednosmernom strujom, pri promenljivog naponu, koji može uzimati i negativne vrednosti.

**Ekvivalentna šema:**





Neka su u trenutku kada započinjemo posmatranje bili provodni tiristori  $T_5$  i  $T_6$ . To je trenutak  $t = 0$ , kada je  $e_3 > e_2$ , pa struja teče u smeru **ems**  $e_3$ . Počev od  $\omega t = 30^\circ$  kada postaje  $e_1 > e_3$ ; postoje uslovi za provođenje tiristora  $T_1$ . (Trebalo reći samo još to da u periodu kada su provodni  $T_5$  i  $T_6$  potencijali tačkica  $A$  i  $B$ , imaju vrednosti faznih napona odgovarajućih faza:  $e_3$  i  $e_2$ , što istovremeno znači i da je napon  $u$  jednak liniskom naponu  $e_{32}$ )

Posle  $\alpha/\omega$  sekundi počev od ugla  $30^\circ$  tj. počev od trenutka kada se jave uslovi za provođenje  $T_1$ , šalje se impuls na gejt  $T_1$ , čime on postaje provodan. Ovim je nastao kratak spoj faza  $e_1$  i  $e_3$  pa je napon između njih postao jednak  $(e_1 + e_3)/2$ , a kroz fazne namotaje kao i tiristore  $T_1$  i  $T_5$  proći će struja komutacije, u smeru veće **ems**, dakle  $e_1$  što znači da će se svojim smerom suprotstavljati struji kroz  $T_5$  tj. gasiće ga. Sada su provodni  $T_1$  i  $T_6$  pa se struja zatvara kroz kola faze 1 i 2. Počev od trenutka  $90^\circ/\omega$ , kada postaje  $e_3$  po modulu veće od  $e_2$ , stvaraju se uslovi za paljenje tiristora  $T_2$  (koji je u fazi 3). Kada upalimo ovaj tiristor nastupiće komutacija između  $T_2$  i  $T_6$  pri čemu će zbog  $e_3 > e_2$ , proteći struja komutacije nasuprot struji koja je dotle tekla kroz  $T_6$ , pa

će ga gasiti. Posle toga palimo  $T_3$ , zatim  $T_4$  i tako dalje. Pri svakoj komutaciji doći će do promene fluksa od  $LI_d$ . Napon na pretvaraču jednak je razlici napona između tačaka  $A$  i  $B$ .

### Srednja vrednost napona na potrošaču

Očigledno je da napon na potrošaču ima periodu jednaku  $T/6$  napona mreže. Ovaj napon se dobija kao linijski, koji napreduje u odnosu na odgovarajući fazni za  $T/12$  odnosno  $30^\circ$ , pa zato pišemo:

$$\begin{aligned}
 v_{AV} &= \frac{1}{T/6} \left\{ \int_{(30^\circ+\alpha)/\omega}^{((30^\circ+\alpha)/\omega+T/12)+T/6} (E\sqrt{2} \sin \omega t) \sqrt{3} dt - LI_d \right\} \\
 v_{AV} &= \frac{6}{T} \left\{ \int_{(60^\circ+\alpha)/\omega}^{(120^\circ+\alpha)/\omega} \sqrt{3} \sqrt{2} E \sin \omega t dt - LI_d \right\} = \frac{6}{T} \left\{ \frac{\sqrt{3} \sqrt{2} E}{\omega} \cos \omega t \int_{(120^\circ+\alpha)/\omega}^{(60^\circ+\alpha)/\omega} - LI_d \right\} \\
 v_{AV} &= \frac{3}{\pi} \sqrt{6} E [\cos 60^\circ \cos \alpha - \sin 60^\circ \sin \alpha - \cos 120^\circ \cos \alpha + \sin 120^\circ \sin \alpha] - \frac{3xI_d}{\pi} \\
 v_{AV} &= \frac{3}{\pi} \sqrt{6} E \left[ \frac{1}{2} \cos \alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \alpha + \frac{1}{2} \cos \alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \alpha \right] - \frac{3xI_d}{\pi} \\
 v_{AV} &= \frac{3}{\pi} \sqrt{3} (\sqrt{2} E) \cos \alpha - \frac{3xI_d}{\pi} \dots \\
 v_{AV} &\cong 2,33E_f \cos \alpha - \frac{3xI_d}{\pi} = 1,35E_l \cos \alpha - \frac{3xI_d}{\pi}
 \end{aligned} \tag{11.1}$$

$\begin{matrix} \uparrow & \uparrow \\ \text{fazni napon sekundara} & \text{linijski napon sekundara} \\ E_l = \sqrt{3}E_f \end{matrix}$

Kao što se vidi iz formule (11.1) napon može biti i negativan, odnosno, pretvarač može raditi i u invertorskom režimu. U praksi se zna da je napon ustvari nešto niži usled pada na dva tiristora  $2 \times 1,5V$ , a na otporima se ima pad od 5% ukupnog napona.

### Dimenzionisanje transformatora

Kao što se lepo vidi iz dijagrama struja, one teku u toku celih perioda fiksnog napona već, npr. u toku  $T/2$  postoje samo  $\frac{2}{3}(T/2)$ . Zato je efektivna vrednost fazne struje:

$$I_{fPMS} = \sqrt{\frac{1}{T/2} \int_0^{\frac{2T}{3}} I_d^2 dt} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_d \dots \tag{11.2}$$

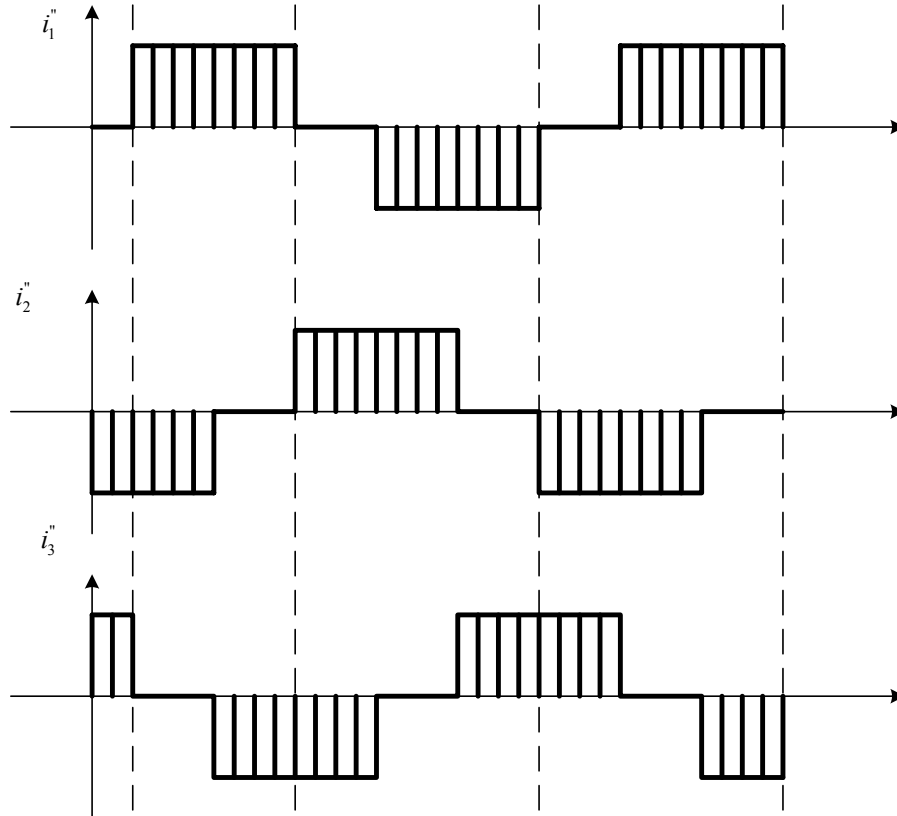
Fazni napon je :

$$E_f = \frac{\pi v_{AV}}{3\sqrt{3}\sqrt{2}}, \text{ pa je snaga sekundara:}$$

$$S_T = 3 \frac{\pi v_{AV}}{3\sqrt{3}\sqrt{2}} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_d = \frac{\pi}{3} v_{AV} I_d = \frac{\pi}{3} P \quad (11.3)$$

Dakle snaga transformatora je:

$$S_T = 1,05P \quad (11.4)$$



### Vreme komutacije:

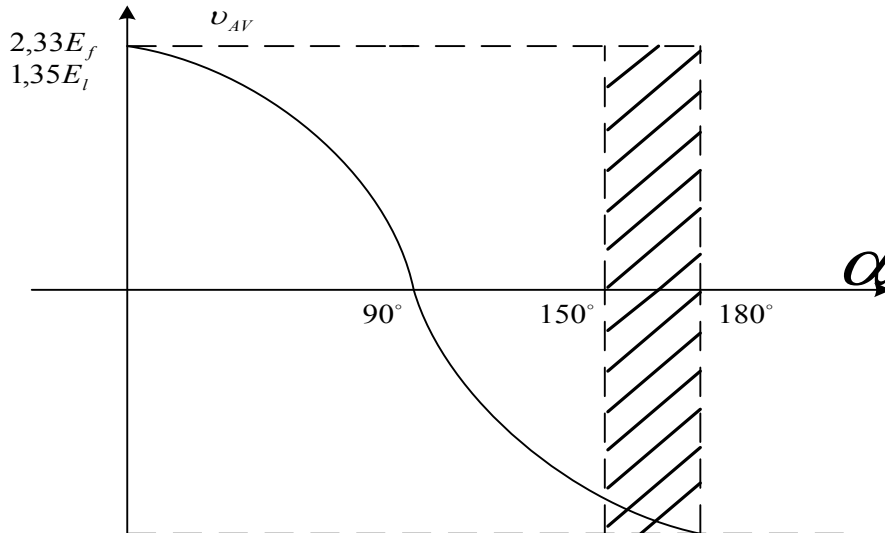
Pošto je osenčena površina komutacije jednaka:

$$\begin{aligned}
 LI_d &= \int_{(30^\circ+\alpha)/\omega}^{(30^\circ+\alpha+\mu)/\omega} e_1(t) dt - \int_{(30^\circ+\alpha)/\omega}^{(30^\circ+\alpha+\mu)/\omega} \frac{e_1 + e_3}{2} dt = \int_{(30^\circ+\alpha)/\omega}^{(30^\circ+\alpha+\mu)/\omega} \frac{e_1(t) - e_3(t)}{2} dt \quad \text{sledi:} \\
 2LI_d &= \int_{(30^\circ+\alpha)/\omega}^{(30^\circ+\alpha+\mu)/\omega} [E\sqrt{2} \sin \omega t - E\sqrt{2} \sin(\omega t - 240^\circ)] dt = \\
 &= \frac{E\sqrt{2}}{\omega} \left[ \cos \omega t \int_{(30^\circ+\alpha)/\omega}^{(30^\circ+\alpha+\mu)/\omega} + \cos(\omega t - 240^\circ) \int_{(30^\circ+\alpha)/\omega}^{(30^\circ+\alpha+\mu)/\omega} \right] \\
 \frac{\omega 2LI_d}{E\sqrt{2}} &= \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \alpha - \frac{1}{2} \sin \alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\alpha + \mu) + \frac{1}{2} \sin(\alpha + \mu) + \\
 &+ \cos(\alpha + \mu - 210^\circ) - \cos(\alpha - 210^\circ) = \\
 &= \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \alpha - \frac{1}{2} \sin \alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\alpha + \mu) + \frac{1}{2} \sin(\alpha + \mu) - \cos(\alpha + \mu) \frac{\sqrt{3}}{2} - \sin(\alpha + \mu) \frac{1}{2} + \\
 &\quad + \cos \alpha \frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{1}{2} \sin \alpha \quad \Rightarrow
 \end{aligned}$$

$$\frac{2xI_d}{E\sqrt{2}} = \sqrt{3} \cos \alpha - \sqrt{3} \cos(\alpha + \mu) = \sqrt{3} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu)] \Rightarrow$$

$$\frac{2xI_d}{E\sqrt{6}} = \cos \alpha - \cos(\alpha + \mu) \dots \quad (11.5)$$

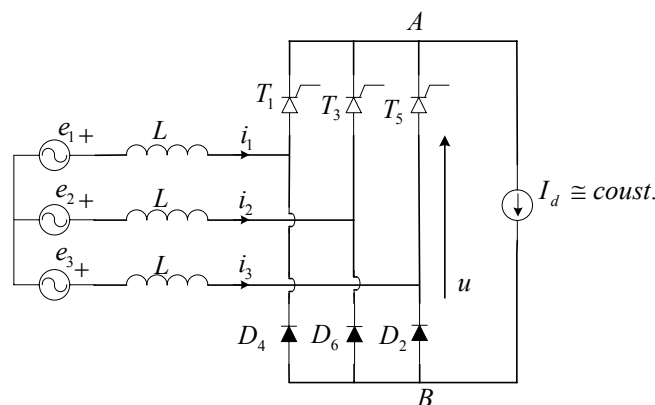
**Karakteristika regulacije**



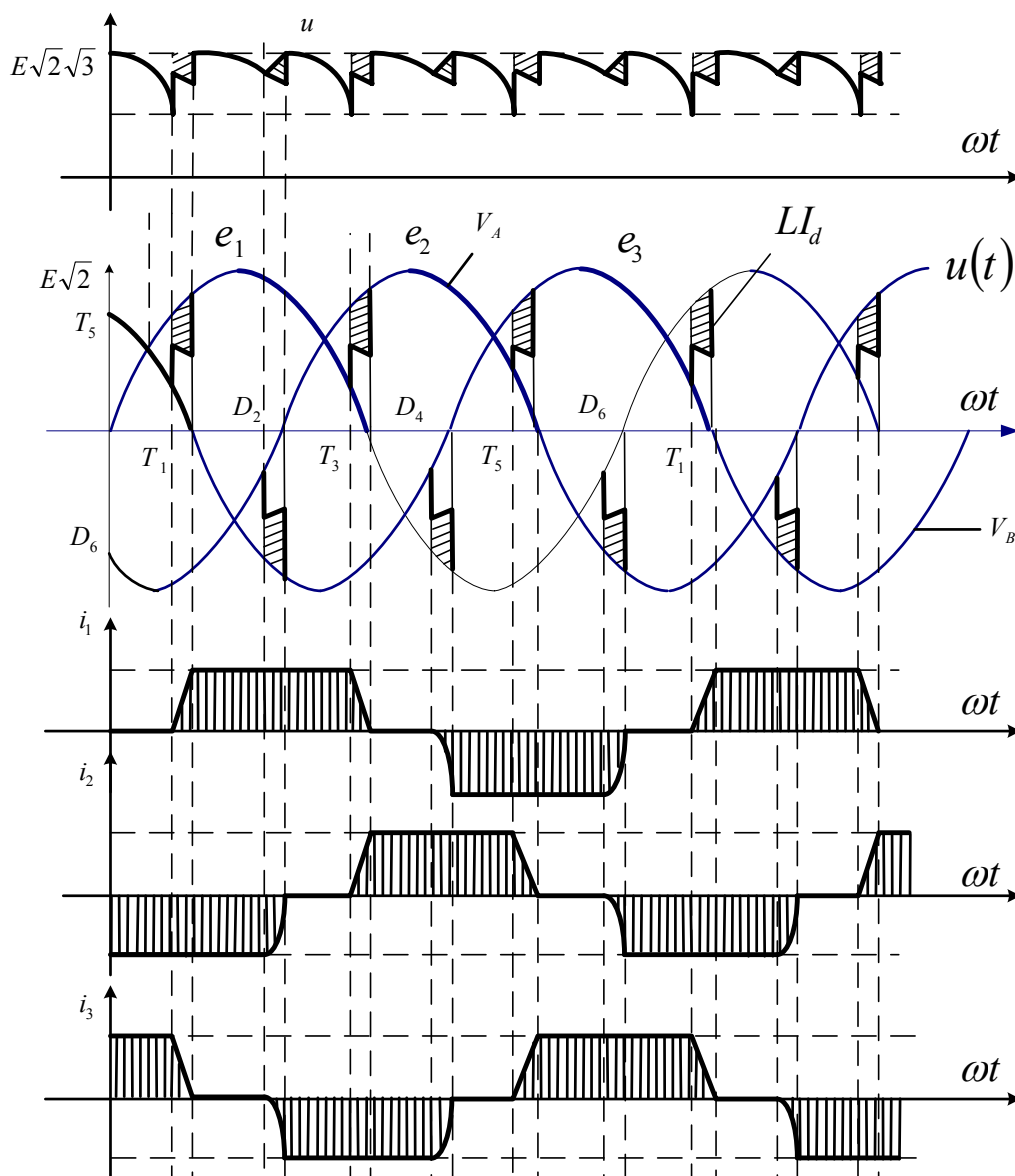
\*Kod primene pretvarača na niskim naponima, kao što je slučaj kod elektrolize, ispravljača za punjenje baterija i sl. potrebno je da pad napona bude što niži. Zbog toga se u ovakvim slučajevima ne koriste mostovi već sprege sa srednjom tačkom.

**12. Trofazni poluupravljivi mosni ispravljač**

Ekvivalentna šema:



Neka je u  $t = 0$  bio provodan tiristor  $T_5$ . Tada se struja zatvarala kroz  $T_5$  i  $D_6$ , tj. kroz faze 3 i 2, jer je  $e_3 > e_1 > e_2$ . Počev od  $\omega t = 30^\circ$  postoji  $e_1 > e_3$  i na tiristoru  $T_1$  pojavljuje se direktan napon. Ako u trenutku  $\alpha/\omega + 30^\circ$  uključimo  $T_1$  doći će do komutacije između  $T_1$  i  $T_5$  pri čemu će se ugastiti  $T_5$ . Sada struja teče kroz  $T_1$  i  $D_6$  tj. kroz faze 1 i 2. Kada postane **ems**  $e_3$  negativnija od  $e_2$  pojaviće se na diodi  $D_2$  napon direkne polarizacije veći od napona na diodi  $D_6$  pa će nastupiti diodna komutacije  $D_2 \div D_6$ , po paraboličnoj krivoj. Posle toga, struja kroz drugu diodu pada na nulu a protiče kroz 1 i 3 fazu, i to kroz  $T_1$  i  $D_2$ , pri čemu je kroz treću fazu negativna. Posle toga paljenja postaje  $e_2 > e_1$  pa polimo  $T_3$ . Zatim sledi komutacija između  $D_2$  i  $D_4$ .



**Srednja vrednost napona na potrošaču**

$$v_{AV} = \frac{1}{T/3} \left[ \int_{(60^\circ+\alpha)/\omega}^{120^\circ/\omega} \sqrt{2}E_1 \sin \omega t dt + \int_{60^\circ/\omega}^{(120^\circ+\alpha)/\omega} \sqrt{2}E_1 \sin \omega t dt - 2LI_d \right]$$

Rezultat:

$$v_{AV} = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} E_1 (1 + \cos \alpha) - \frac{3}{\pi} x I_{d...} \tag{12.1}$$

**Dimenzionisanje transformatora:**

Važi isti rezultat kao u poglavlju 11.

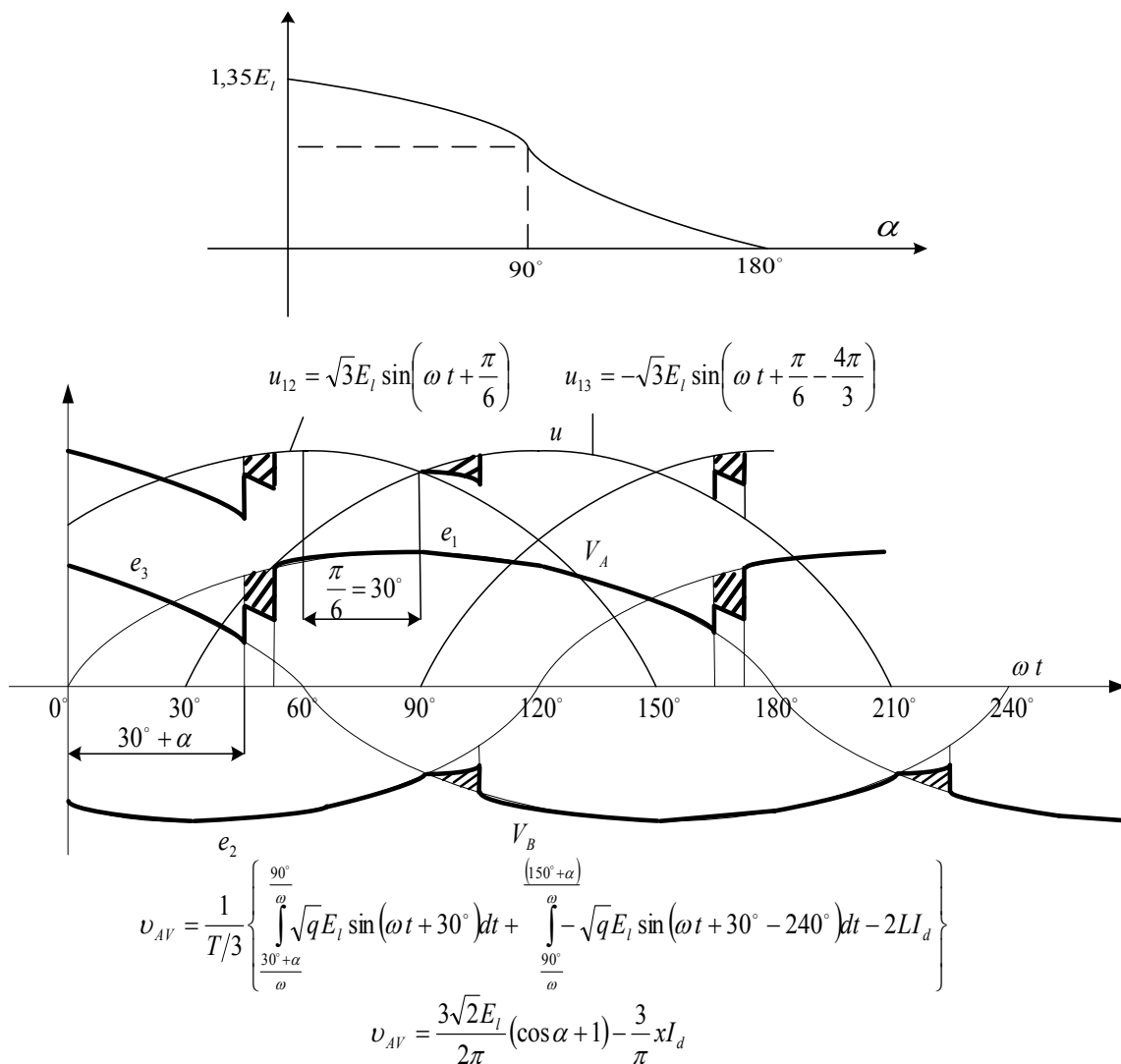
$$S_T = 1,05P \tag{12.2}$$

**Vreme komutacije:**

Računa se na osnovu integrala:

$$\begin{aligned}
 LI_d &= \int_{30^\circ+\alpha}^{30^\circ+\mu_2+\alpha} e_1(\omega t) d(\omega t) - \int_{30^\circ+\alpha}^{30^\circ+\mu_2+\alpha} \frac{e_{1f} + e_{3f}}{2} d\omega t = \int_{30^\circ+\alpha}^{30^\circ+\mu_2+\alpha} \frac{e_{1f} - e_{3f}}{2} d\omega t \Rightarrow \\
 2LI_d &= \int_{30^\circ+\alpha}^{30^\circ+\mu+\alpha} (E_f \sqrt{2} \sin \omega t - E_f \sqrt{2} \sin(\omega t - 240^\circ)) d\omega t \\
 \cos \alpha - \cos(\mu + \alpha) &= \frac{2xI_d}{\sqrt{2}E_f} \dots
 \end{aligned} \tag{12.3}$$

Formula za komutaciju između dioda dobija se kada se stavi  $\alpha = 0$ , u (12.3).

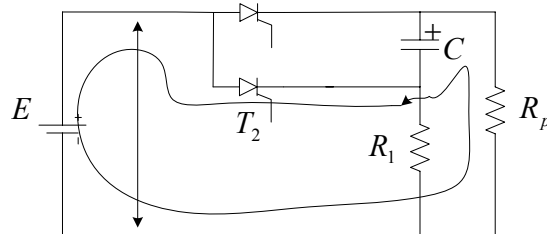
**Karakteristika regulacije**




### 13.Prinudna komutacija

Pretvarači koje smo dosada razmatrali imali su prirodnu ili mrežnu komutaciju. Prinudna komutacija se izaziva spolja npr. pražnjenjem kondezatora.

Primer:



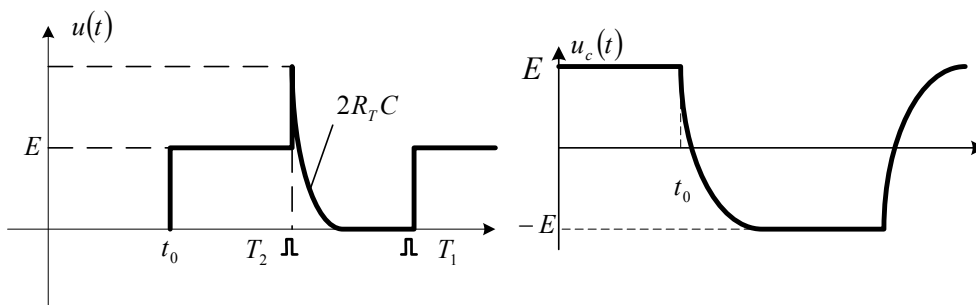
Kada uključimo  $T_1$ , krenuće struja kroz potrošač, a kondezator će se napuniti na napon  $E$  po funkciji:

$u_c(t) = E(1 - e^{-t/R_1C})$ . Struja kroz potrošač će se uspostaviti odmah i biće jednaka:

$i_p(t) = \frac{E}{R_p} = \text{const.}$ ; a struja kroz  $T_1$  će biti:

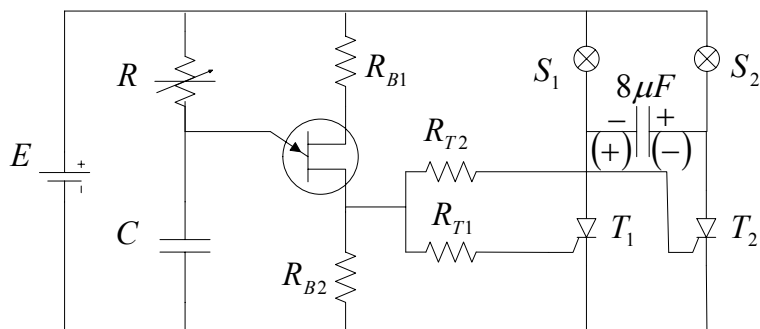
$i_{T_1}(t) = \frac{E}{R_1} e^{-t/R_1C} + \frac{E}{R_p}$  i težiće vrednosti  $i_p$ .

Ako u nekom trenutku posle završavanja prelaznog procesa u kom  $u_c \rightarrow E$ , uključimo  $T_2$ , kondezator će postati kratko spojen tiristorima  $T_1$  i  $T_2$  i počće da se prazni strujom koja će kroz  $T_1$  imati smer suprotan  $i_p$ , pa će se  $T_1$  posle nekog vremena ugasisi. Period pražnjenja kondezatora biće vrlo kratak jer je određen vremenskom konstantom  $2R_T C$ , gde je  $R_T$  otpornost tiristora. Primitimo da će u trenutku kada se upali  $T_2$  napon na  $R_p$  skočiti na  $2E$  (kontura  $\mu_2$ ). U pretvaračima sa prinudnom komutacijom koriste se brzi tiristori sa  $t_q \in (10 \div 40)\mu s$ , a u "mrežnim" spori  $t_q \in (100 \div 200)\mu s$ . Brzi imaju veći pad napona.



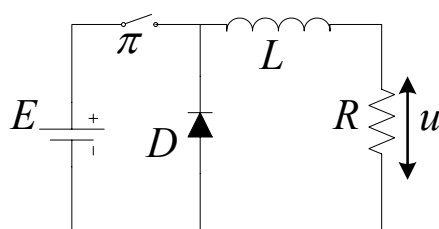
Primer: Uređaj za naizmenično paljenje sijalica:

Kada počne komutacija napon na potrošaču  $S_1$  skače sa  $E$  na  $E + u_C$ .



### 14. Čoper spuštač napona buck; flyback

Čoperi su uređaji koji služe za regulaciju DC napona.



Ako zatvorimo prekidač, struja će se ako pretpostavimo da je opterećenje omsko menjati po zakonu:

$$i(t) = \frac{E}{R} \left( 1 - e^{-\frac{R}{L}t} \right), \text{ a napon na potrošaču:}$$

$$u(t) = E \left( 1 - e^{-\frac{R}{L}t} \right).$$

Ako otvorimo prekidač, struja će nastaviti da teče kroz opterećenje zahvaljujući diodi. (Kada ne bi bilo diode, javio bi se na mestu prekida veliki prenapon koji bi mogao da dovede do stvaranja električnog luka). Tada bi se struja menjala po jednačini:

$i(t) = I_0 e^{-\frac{R}{L}t}$  gde je  $I_0$  – struja u trenutku isključenja prekidača. U opštem slučaju bilo kakvog opterećenja važile bi jednačine:

Period “uključenja” ( $t_{ON}$ ):

$$E = L \frac{di}{dt} + u(t) \quad \Rightarrow \quad \frac{di}{dt} = \frac{1}{L} (E - u) \quad \Rightarrow$$

$$i(t) = \frac{1}{L} \int_0^t (E - u) dt + I_1(0) \dots$$

(14.1)

Period "isključenja" ( $t_{OFF}$ ):

$$u + L \frac{di}{dt} = 0 \quad \frac{di}{dt} = -\frac{1}{L} \frac{du}{dt} \quad \Rightarrow$$

$$i(t) = -\frac{1}{L} \int_0^t u(t) dt + I_2(0) \quad (14.2)$$

Ovim uređajem se manipuliše tako što se u određenim vremenskim razmacima uključuje i isključuje prekidač  $\pi$ . Neka je trajanje stanja uključenosti  $t_{ON}$ , a isključenosti  $t_{OFF}$ , a period  $T = t_{ON} + t_{OFF}$ . U ustaljenom stanju važiće za "početne" struje:

$$I_2 = \frac{1}{L} \int_0^{t_{ON}} (E - u) dt + I_1 \quad +$$

$$I_1 = -\frac{1}{L} \int_{t_{ON}}^{T=t_{ON}+t_{OFF}} u dt + I_2$$

$$I_1 + I_2 = \frac{1}{L} \int_0^{t_{ON}} E dt - \frac{1}{L} \int_0^{t_{ON}} u dt + I_1 - \frac{1}{L} \int_{t_{ON}}^{t_{ON}+t_{OFF}} u dt + I_2$$

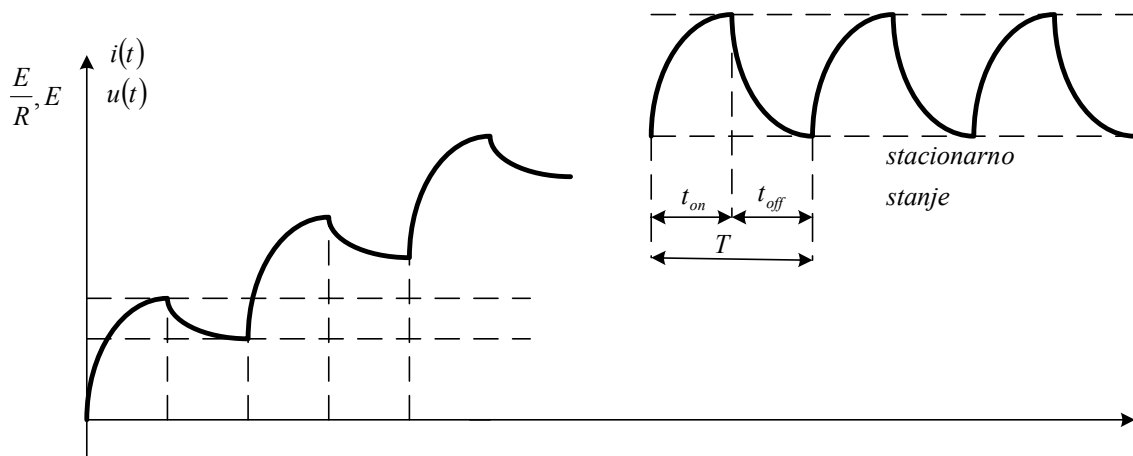
$$t_{ON} E = \int_0^{t_{ON}} u dt + \int_{t_{ON}}^{t_{ON}+t_{OFF}} u dt - \int_0^T u(t) dt$$

$$\frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt = \frac{t_{ON}}{T} E \quad \Rightarrow \quad v_{AV} = \frac{t_{ON}}{T} E < E \dots \quad (14.3)$$

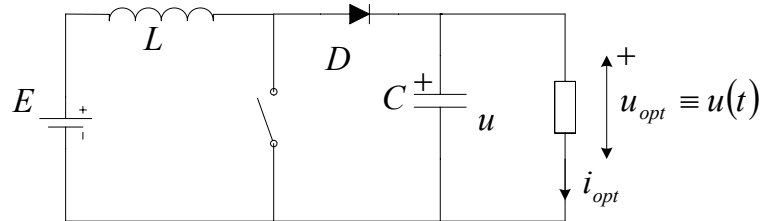
U slučaju omskog opterećenja ima se za struju dijagram dat na donjoj slici.

Do istog zaključka se može doći preko tvrdnje:

$$u_{LAV} = 0, \text{ napon na prigušnici } L. u_{LAV} = \frac{1}{T} \int_0^T L \frac{di}{dt} dt = \frac{1}{T} \int_0^T di = \frac{1}{T} \int_0^0 di = 0$$



### 15. Čoper podizač napona “boost”



Ako je prekidač uključen važi:

$$E = L \frac{di}{dt} \Rightarrow i = \frac{1}{L} \int_0^t E dt + I_1(0) = \frac{1}{L} Et + I_1(0) \quad \text{tj. struja raste linearno. Trajanje ovog stanja je}$$

$t_{ON}$ . Kada isključimo prekidač biće:

$$E = L \frac{di}{dt} + u(t) \Rightarrow i(t) = \frac{1}{L} \int_0^t (E - u) dt + I_2. \quad \text{Kada je rad čopera ustaljen ima se:}$$

$$I_2 = \frac{1}{L} \int_0^{t_{ON}} E dt + I_1$$

$$I_1 = \frac{1}{L} \int_{t_{ON}}^T (E - u) dt + I_2$$

$$I_1 + I_2 = \frac{1}{L} \int_{t_{ON}}^T E dt + \frac{1}{L} \int_0^{t_{ON}} E dt - \frac{1}{L} \int_{t_{ON}}^T u dt + I_1 + I_2$$

$$\int_0^T E dt = \int_{t_{ON}}^{t_{ON}+t_{OFF}} u dt \dots$$

(15.1)

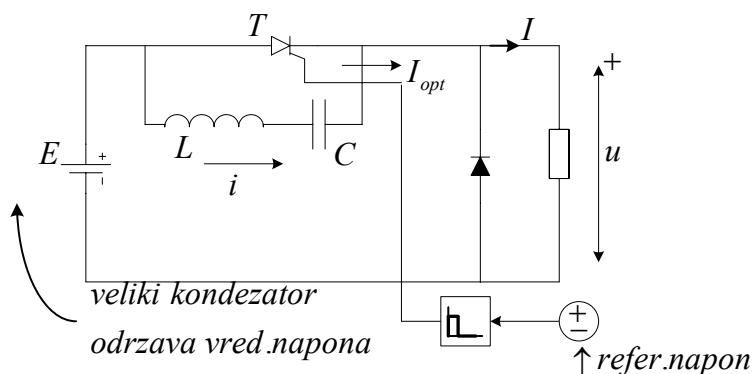
Ako kondenzator ima dovoljno veliku kapacitivnost (takvu da je  $RC$  veoma veliko; gde je  $R$  neki ekvivalentni otpor opterećenja) napon na kondenzatoru odnosno opterećenju neće se mnogo promeniti u vreme dok je prekidač zatvoren; iako će se kondenzator pomalo prazniti, pa možemo uzeti da je  $u = v = const$ . To znači da je :

$$ET = vt_{OFF} \Rightarrow v = E \frac{T}{t_{OFF}} = E \frac{t_{OFF} + t_{ON}}{t_{OFF}}$$

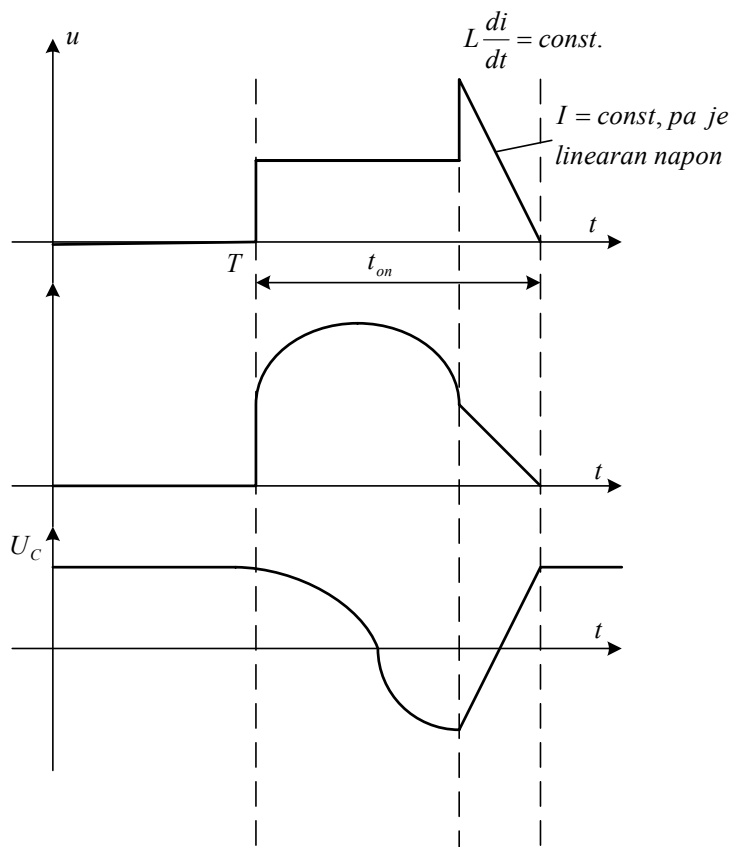
$$v = E \left( 1 + \frac{t_{ON}}{t_{OFF}} \right) = E \left/ \left( 1 - \frac{t_{ON}}{T} \right) \right. > E \dots$$

(15.2)

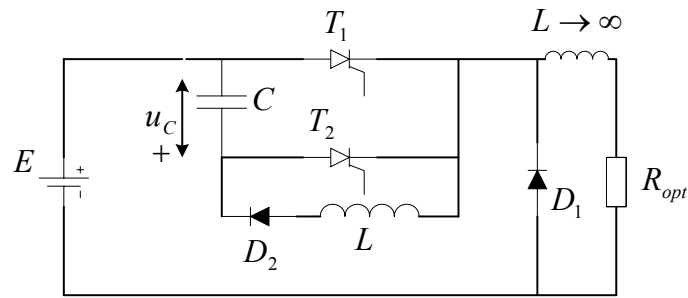
### 16. Čoper sa jednim tiristorom



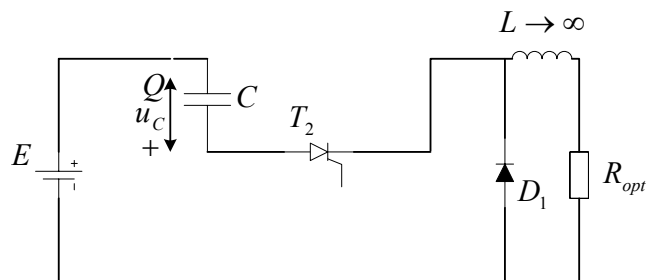
Kondenzator se napuni pre paljenja tiristora.  $T_1$  se pali i LC kolo zatvara. Kada postane  $i_C = -I_{opt}$  gasi se tiristor. Kada je  $u_C = E$  pali se dioda. Izlazni napon se reguliše podešavanjem  $\omega$  paljenja. Vreme uključenosti  $t_{ON}$  je konstantno jer zavisi od parametara kola dok se  $T$  može podešavati.



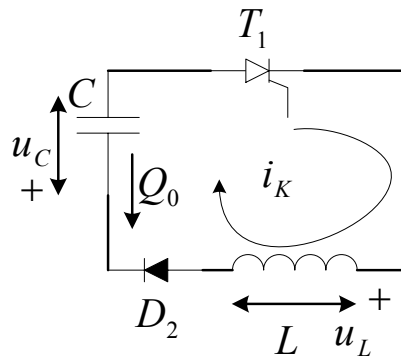
### 17. Čoper sa dva tiristora

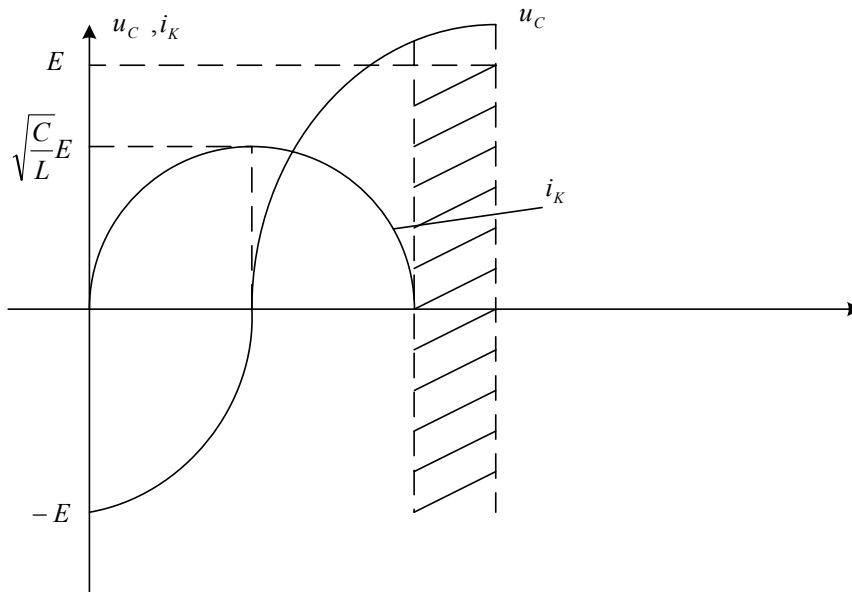


Najpre uključuje tiristor  $T_2$ . Tada će “raditi” kontura na donjoj slici; naime, struja će kroz  $T_2$  teći sve dok se, u aperioidičnom procesu ne napuni kondenzator na napon  $-E$ , prema usvojenom smeru.



Posle toga palimo tiristor  $T_1$ . Istovremeno će početi da se dešavaju dva procesa; komutovaće tiristor  $T_1$  sa diodom  $D_1$  a kondenzator će početi da se prazni kroz donju konturu; važi jednačina:





$$u_L + u_C = 0 \Rightarrow L \frac{di_K}{dt} + u_C = 0 \Rightarrow$$

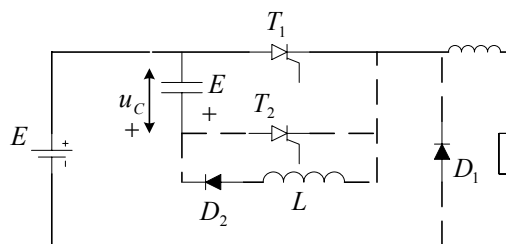
$$LC \frac{d^2 u_C}{dt^2} + u_C = 0 \Rightarrow u_C(t) = A \sin \omega_0 t + B \cos \omega_0 t \quad \text{gde je } \omega_0 = 1/\sqrt{LC}$$

Pošto je  $u_C(0) = -E \Rightarrow -E = B$ ; a pošto je  $i_K(0) = 0$  sledi  $B = -E$  i  $A = 0$ , pa je:

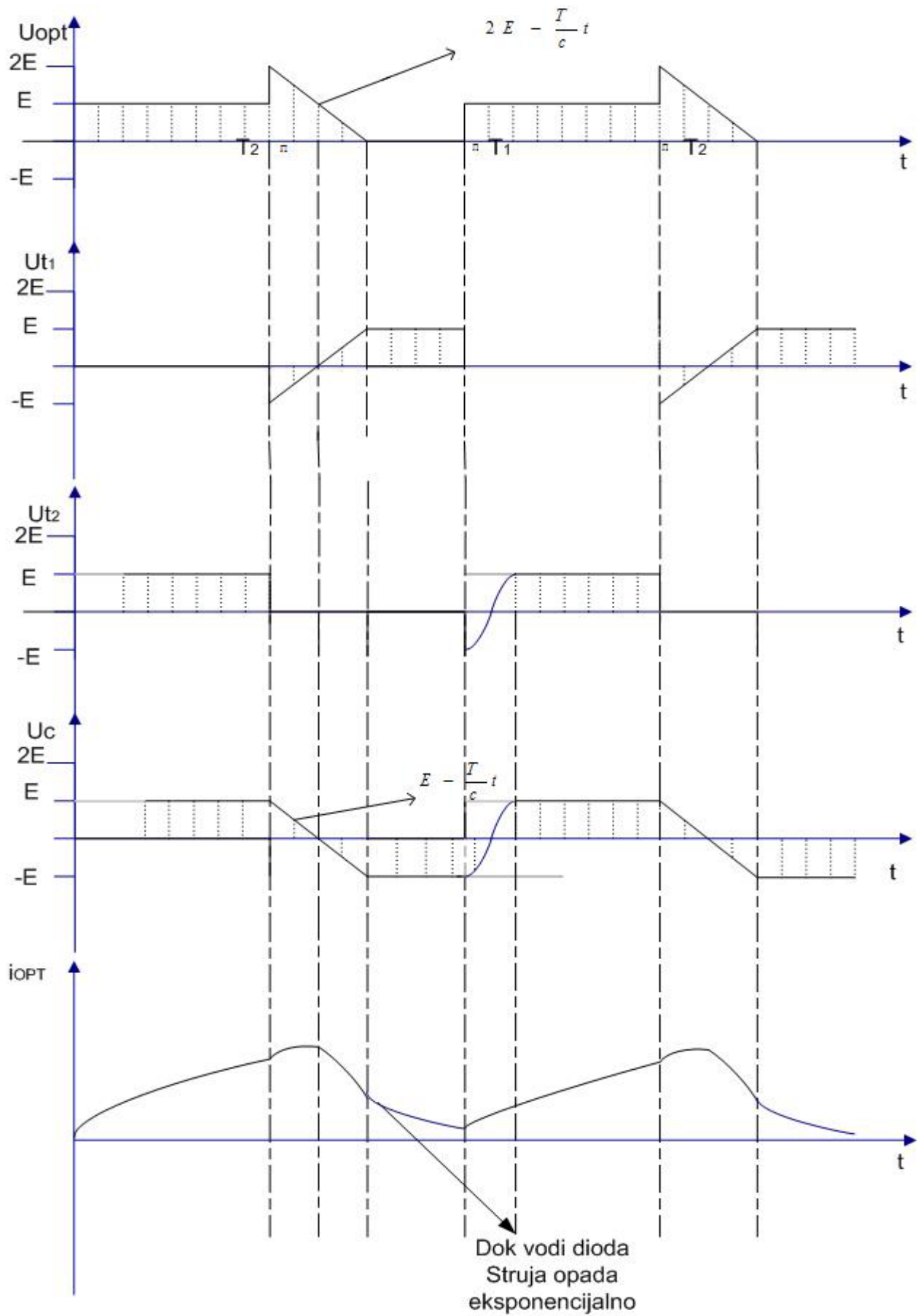
$$u_C(t) = -E \cos \omega_0 t$$

$$i_K(t) = \omega_0 C E \sin \omega_0 t = \sqrt{\frac{C}{L}} E \sin \omega_0 t$$

Zbog prisustva diode, postojaće samo prva poluperioda ove oscilacije, tj. kondenzator će se prevrnuti i ostati na naponu  $+E$ .



Ako sada uključimo  $T_2$ , kondenzator će početi da se prazni kroz  $T_1$  i  $D$  i  $T_1$  će se isključiti pri čemu će napon na kondenzatoru opasti neznatno. Primetićemo da će u trenutku uključivanja  $T_2$  napon na potrošaču postati jednak  $2E$ . Posle gašenja  $T_1$ , potrošač će nastaviti da prazni kondenzator linearno. Imamo da je:



$$C \frac{du_c}{dt} = -I \Rightarrow u_c(t) = E - \frac{I}{C}t \quad \left\langle u_c(0) + \int_0^t -\frac{I}{C} dt \right\rangle$$



$$u_{opt} = u_C + E = 2E - \frac{I}{C}t \Rightarrow 0$$

$T_{2ON}$  :

$$u_{T1} = -u_C = -E + \frac{I}{C}t$$

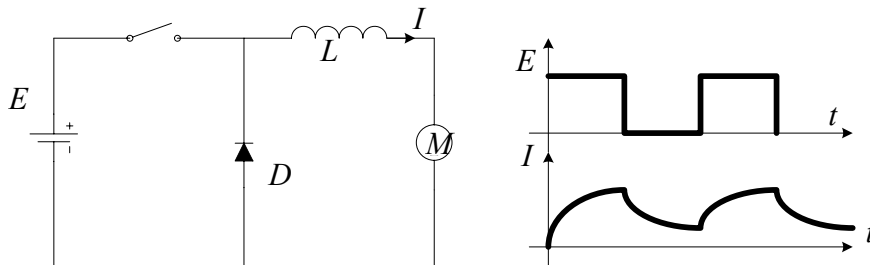
$T_{1ON}$  :

Vreme odmaranja  $T_1 : t_0$ . Kada postane  $E = \frac{I}{C}t_0$  onda je napon na tiristoru postao jednak nuli, a bio je negativan. Zato je:

$$t_0 = \frac{CE}{I} \geq 2t_q \text{ gde je:}$$

$t_q$  vreme gašenja  $T_1$  tj. Vreme isčezavanja akumuliranih naelektrisanja.

Principijalno, ovaj uređaj izgleda ovako:

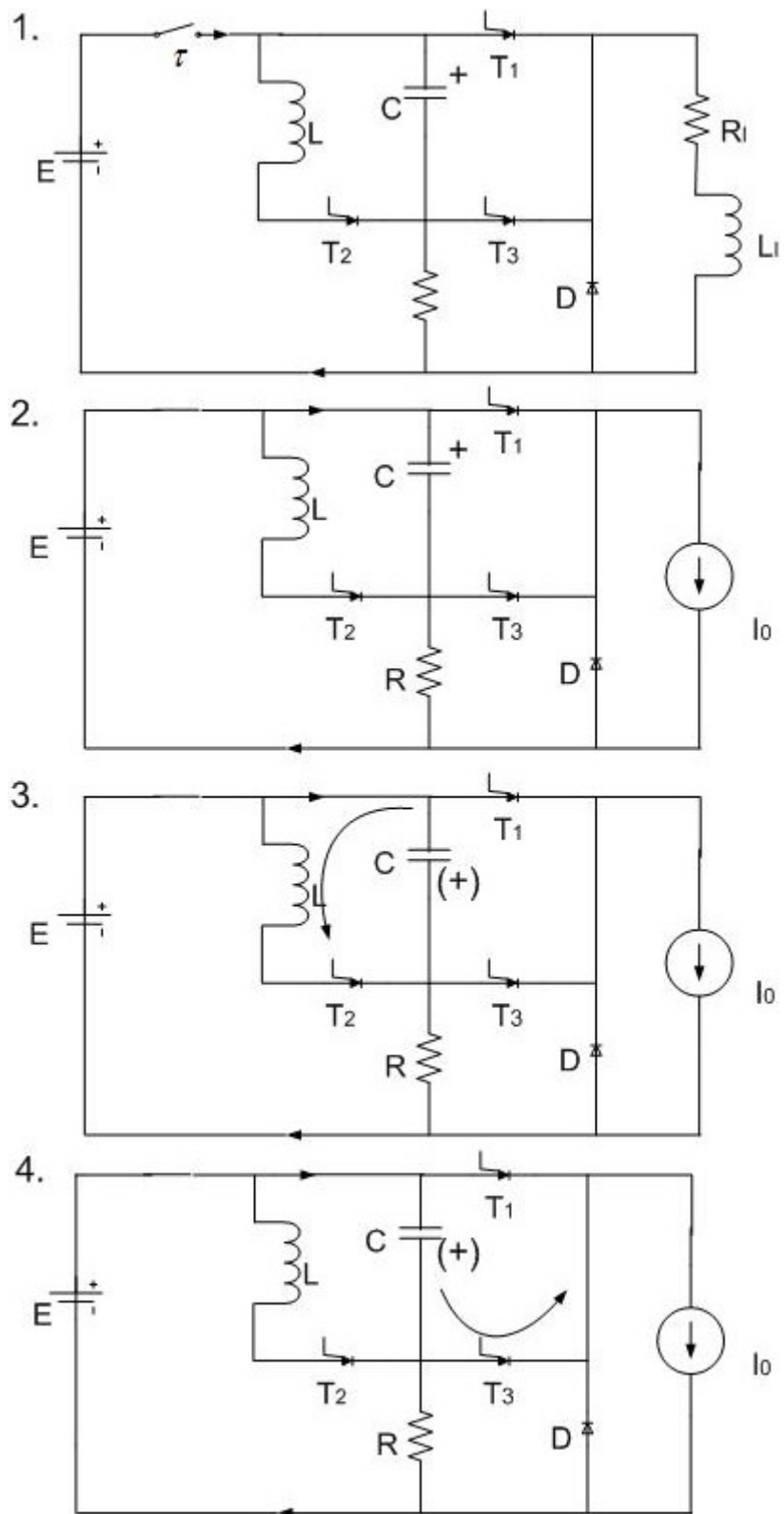


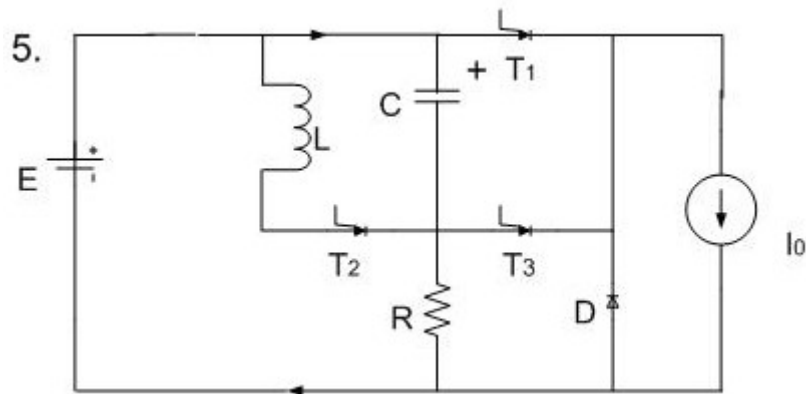
## 18. Čoper sa tri tiristora

Posle zatvaranja prekidača napunio bi se kondenzator  $C$  preko otpornika  $R$  na napon  $E$ . (Moguća je i varijanta kod koje bi se  $C$  punio i uključivanjem tiristora  $T_3$ , kroz opterećenje). Kada se upali tiristor  $T_1$ , uspostaviće se struja kroz potrošač. Kada se uključi tiristor  $T_2$ , isprazniće se kondenzator kroz kalem  $L$ , a pošto tiristor ne propušta struju u inverznom smeru kolo  $LC$  neće moći da osciluje, pa će kondenzator ostati napunjen sa suprotne strane na napon  $\cong E$ . Posle toga, kondenzator će se sporo prazniti kroz otpornik  $R$ , što je nepoželjno, ali na neki način neizbežno bar kod ove varijante.

Paljenjem tiristora  $T_3$  biće omogućeno pražnjenje kondenzatora kroz  $T_3$  i  $T_1$ , i  $T_1$  će se vrlo brzo (praktično trenutno,  $\approx \mu s$ ) ugasiti (jer je struja pražnjenja suprotnog smera od struje opterećenja a njena vrednost je  $\cong E/2R_T$ ). Tada će se nastaviti pražnjenje kondenzatora približno stalnom strujom i njegovo punjenje na drugu stranu. Kada se kondenzator isprazni tj. kada napon na kondenzatoru bude jednak nuli, tiristor  $T_1$  koji je uključivanjem  $T_3$  postao inverzno polarizovan postaje polarizovan direktno.

Kada se kondenzator isprazni strujom opterećenja nju prihvata zamajna dioda, a kondenzator se dalje puni preko otpora  $R$ .





Zatim se proces odvija kao na početku-paljenjem tiristora  $T_1$  nastupa komutacija između  $T_1$  i diode a struja nastavlja da teče kroz  $T_1$ .

### Vreme odmaranja tiristora i kriterijum za proračun $C$ :

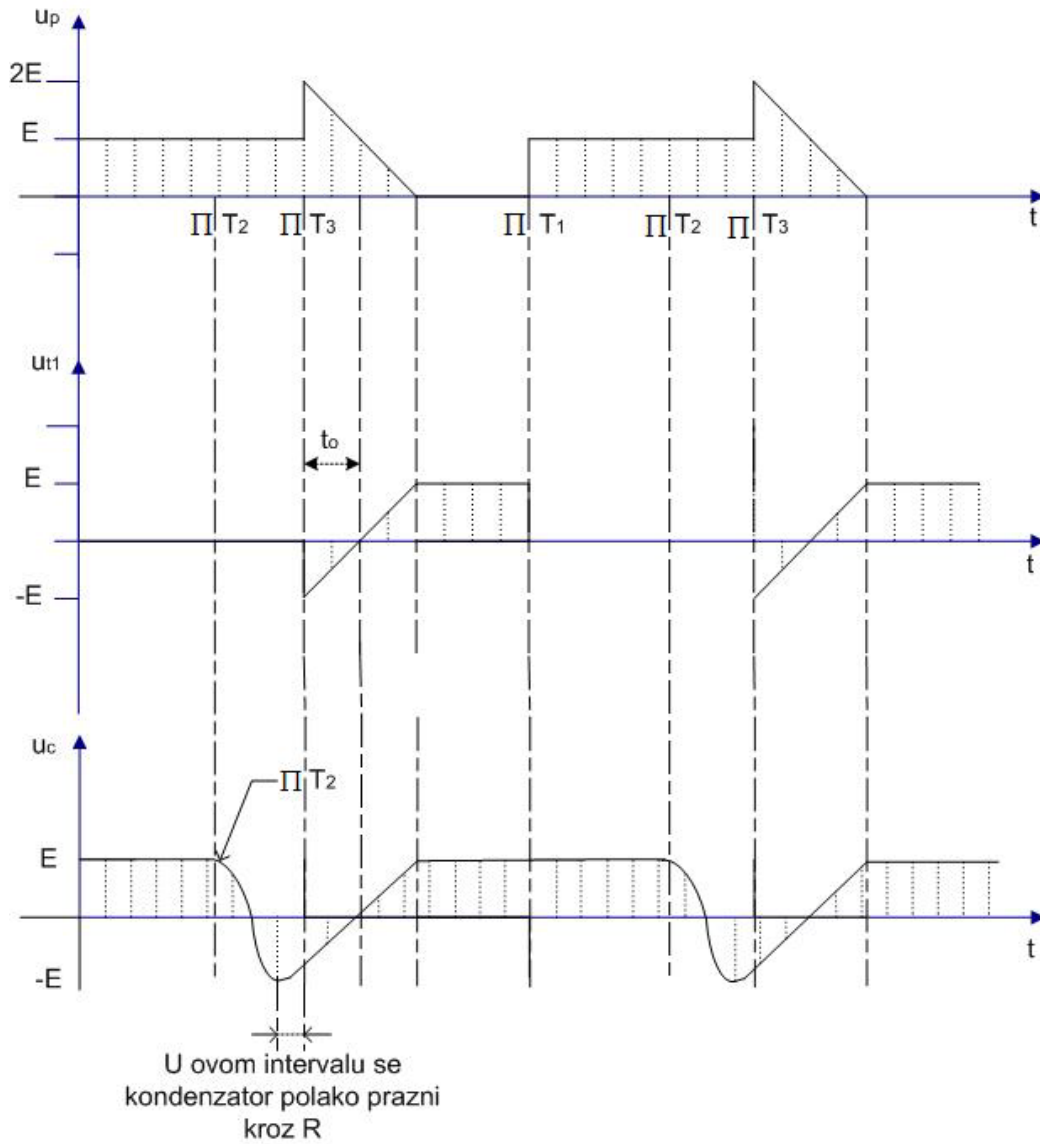
Da bi otišlo nagomilano opterećenje u tiristoru koji je bio provodan kada se on ugasi, potrebno je da protekne određeno vreme  $t_q$  koje kod brzih tiristora iznosi  $(10 \div 40)\mu s$  a kod sporih  $(100 \div 200)\mu s$  (Spori tiristori imaju manji pad napona i koriste se kod pretvarača sa mrežnom komutacijom, dok se brzi koriste kod pretvarača sa prinudnom komutacijom). Ukoliko tiristor dospe na direktan napon pre nego što istekne  $t_z$  on će se ponovo upaliti. Zbog toga vreme odmaranja tiristora tj. vreme inverzne polarizacije  $t_0$  mora biti bar dvostruko veće od  $t_q$ . Postoji se u kratkom intervalu pražnjenja  $t_0$  može smatrati da je struja opterećenja konstantna, važi:

$$CE = It_0 \Rightarrow C = \frac{It_0}{E}; \quad t_0 \geq 2t_q$$

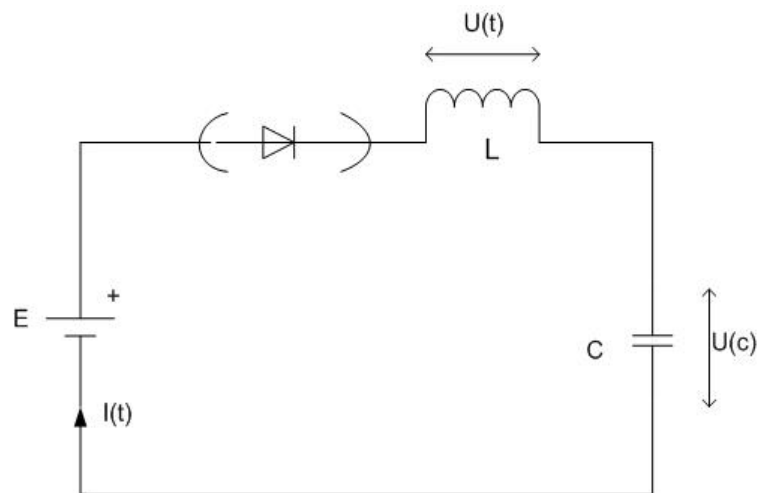
Kriterijumi za određivanje kondenzatora:

$$C \geq \frac{I \cdot t_q}{E}$$

Ovakav čoper se koristi uglavnom za održavanje srednje vrednosti napona na const. tj. ako pada  $E$ , sa pražnjenjem baterije, menja se odnos  $t_{on}/T$  itd.



### ANALIZA LC KOLA



$$E = L \frac{di}{dt} + u_c = LC \frac{d^2 u_c}{dt^2} + u_c \Rightarrow \frac{1}{LC} E = \frac{d^2 u_c}{dt^2} + \frac{1}{LC} u_c$$

$$s_{1/2} = \pm \frac{j}{LC} = \pm j\omega_0 \Rightarrow u_c(t) = E + A \cos \omega_0 t + B \sin \omega_0 t$$

Pretpostavimo za početak da su početni uslovi:  $u_c(0) = i_l(0) = 0$

Rešenje jednačine je:

$$u_c(t) = E(1 - \cos \omega_0 t); i(t) = +\sqrt{\frac{C}{L}} E \sin \omega_0 t$$

Očigledno kada dioda prestane da provodi ( $\omega_0 t \geq \pi$ ), napon na kondenzatoru biće jednak  $2E$ . U opštem slučaju, početni uslovi su:

$$u_c(0) = V_0 \text{ i } i_l(0) = I_0$$

Opšte rešenje dobijamo zamenom početnih uslova kao:

$$u_c(t) = E + (V_{c0} - E) \cos \omega_0 t + I_0 \sqrt{\frac{L}{C}} \sin \omega_0 t$$

$$i(t) = I_0 \cos \omega_0 t - \sqrt{\frac{C}{L}} (V_{c0} - E) \sin \omega_0 t$$

### ANALIZA RLC KOLA

Pošto kod realnih  $LC$  kola uvek postoji neki aktivan otpor, na primer kao otpor žice od koje je napravljen kalem, mora se i to vrlo često uzeti u obzir, jer amortizuje oscilacije. Jednačina  $RLC$  kola je :

$$E = Ri + L \frac{di}{dt} + u_c = RC \frac{du_c}{dt} + LC \frac{d^2 u_c}{dt^2} + u_c \quad /:LC$$

$$\frac{E}{LC} = \ddot{u}_c + \frac{R}{L} \dot{u}_c + \frac{1}{LC} u_c \Rightarrow s_{1/2} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \left(\frac{1}{\sqrt{LC}}\right)^2} = -\alpha \pm j\sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$$

Pošto se može smatrati da je  $\alpha \ll \omega_0$  sledi:

$$s_{1/2} = -\alpha \pm j\omega_0$$

Opšte rešenje jednačine biće:

$$u_c(t) = E + e^{-\alpha t} [A \cos \omega_0 t + B \sin \omega_0 t]$$

$$i(t) = c \frac{du_c}{dt} = -C\alpha e^{-\alpha t} [A \cos \omega_0 t + B \sin \omega_0 t] + C e^{-\alpha t} [-A\omega_0 \sin \omega_0 t + B\omega_0 \cos \omega_0 t]$$

Pošto ( $\alpha = \frac{CR}{2L}$ ) ima vrlo malu vrednost, pa se prvi član može zanemariti. Ako uzmemo u obzir početne uslove  $u_c(0) = V_0$  i  $i_l(0) = I_0$  biće:

$$V_0 = E + A \Rightarrow \{A = V_0 - E\}$$

$$I_0 = +C\omega_0 B = C \frac{1}{\sqrt{LC}} B = \sqrt{\frac{C}{L}} B \Rightarrow B = I_0 \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Sada imamo:

$$u_c(t) = e^{-\frac{R}{2L}t} [(V_0 - E) \cos \omega_0 t + I_0 \sqrt{\frac{L}{C}} \sin \omega_0 t] + E$$

$$i_l(t) = e^{-\frac{R}{2L}t} [I_0 \cos \omega_0 t - \sqrt{\frac{C}{L}} (U_{c0} - E) \sin \omega_0 t]$$

### Određivanje komutacione induktivnosti:

Prvi kriterijum je vezan sa vremenom koje treba da protekne dok kondenzator promeni polaritet tj. dok se „prevrne“. Lako se može utvrditi da je to polovina periode sopstvenog oscilovanja kola:

$$t_{pk} = \frac{1}{2}T_0 = \frac{1}{2} \frac{2\pi}{\omega_0} = \pi\sqrt{LC} < t_{pk\min}$$

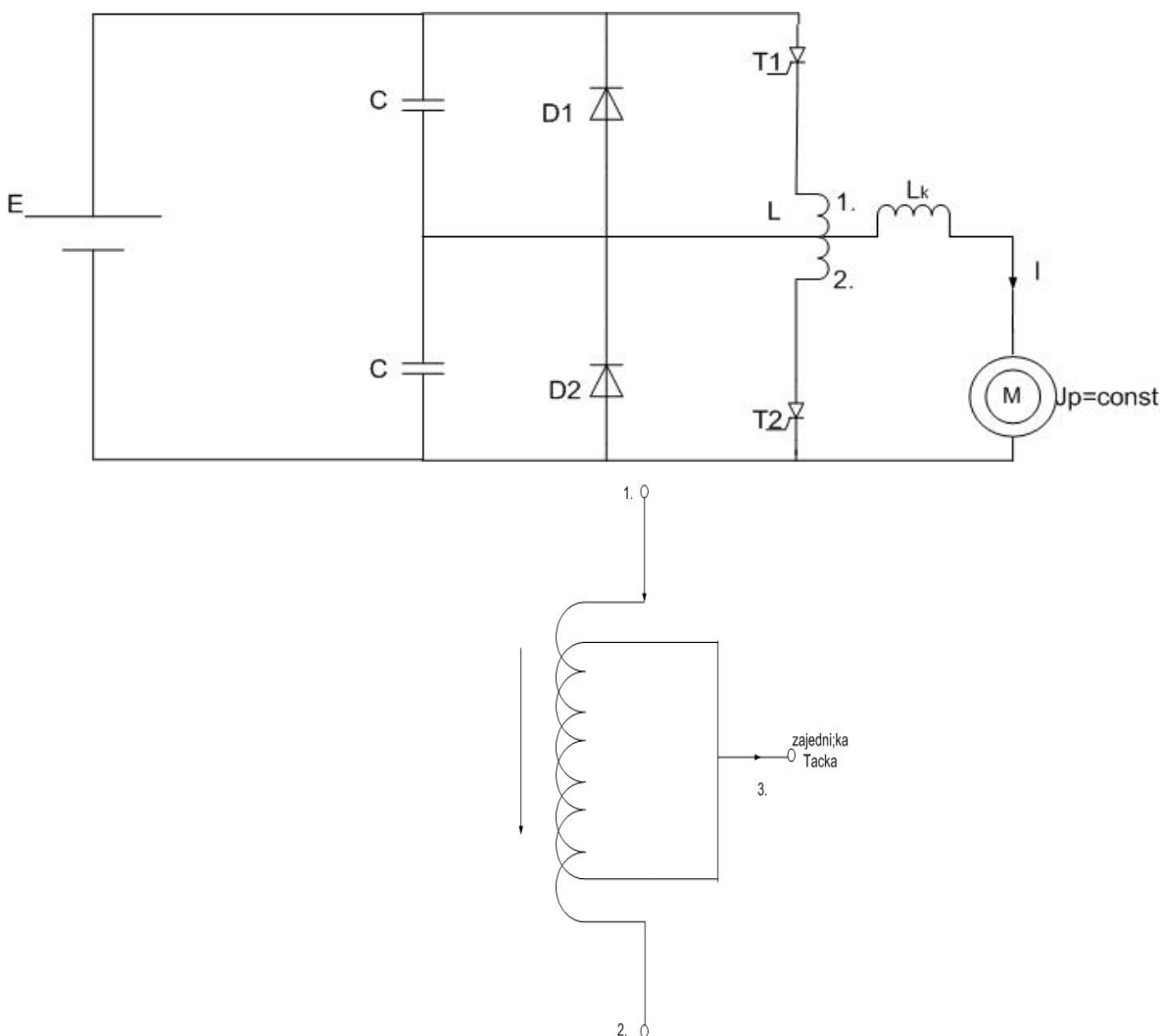
Drugi kriterijum se odnosi na maksimalnu jačinu struje koja teče kroz ovako LC kolo:

$$I_{\max LC} = \sqrt{\frac{C}{L}}E > I_{LCav} = \frac{2}{\pi} \sqrt{\frac{C}{L}}E$$

U toku jedne poluperiode ova struja mora biti ograničena prvenstveno zbog tiristora, ali i kalema.

## 19. ČOPER ZA AUTOMOBIL-spuštač i podizač napona

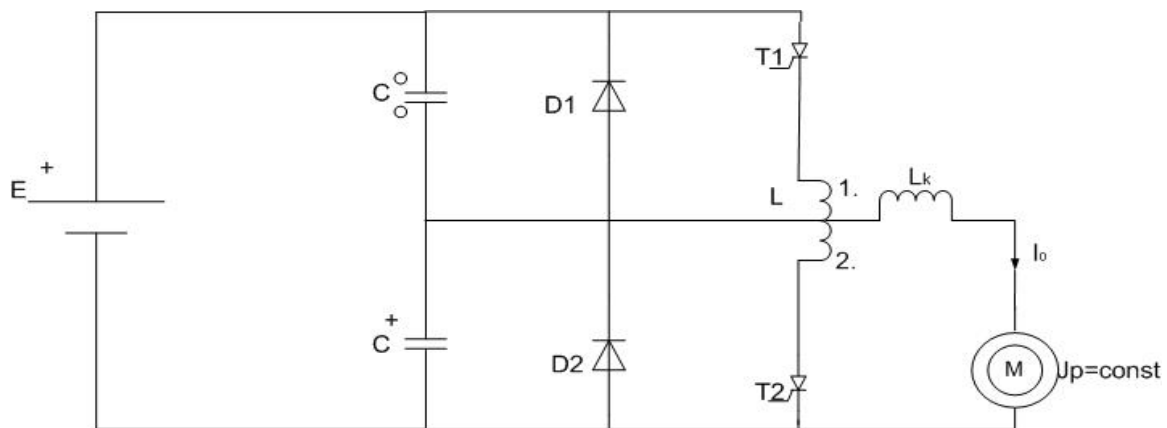
Može se koristiti i kao regulator brzine motora i za rekupelaciju energije iz motora u akumulator. Kao prigušnica  $L_k$  može da se iskoristi redni namotaj motora.



Najpre će biti reči o bifilarnoj prigušnici koja se koristi kao kalem  $L$  u ovom pretvaraču. Ako od kraja 1 teče struja  $I$  prema zajedničkoj tački i ako je ona stalna biće stalan i fluks:  $\Psi = LI$ . Svaka promena struje zahteva delovanje nekog napona,  $u = +\frac{d\Psi}{dt} = -e_{ind}$  tj. svaka promena struje dovela bi do promene energije. Međutim ako u istom trenutku kada ugasio struju  $I$  pustimo struju iste tolike jačinom kroz donji namotaj, neće se desiti promena fluksa, odnosno, struja u gornjoj polovini može nastati trenutno! Dakle, pri takvim uslovima neće se indukovati u kalemu nikakva EMS pa neće biti ni problema sa gašenjem struje-npr. električni luk itd. Treba reći još i to da ovaj kalem, pošto ima dva namotaja predstavlja autotransformator, a pošto je induktivnost obe polovine kalema podjednaka i iznosi  $L$  biće i naponi u odnosu 1:1.

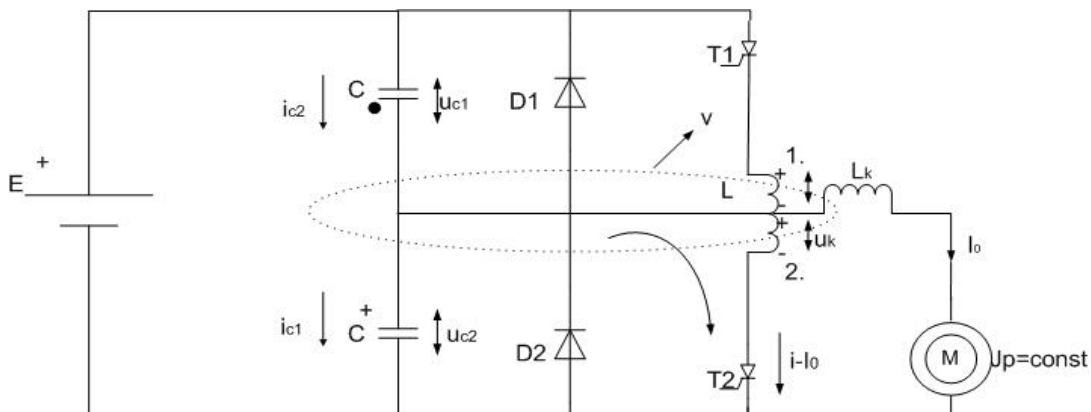
Kod idealnog transformatora nema akumulirane energije, a kod realnog, ta energija potiče od rasutih flukseva. Zato se struja kod idealnog transformatora može bez ikakvih posledica promeniti vrlo brzo.

A.



Predpostavimo da je upaljen tiristor T1 i da se kroz opterećene uspostavila stalna struja. Pošto je pri  $I=\text{const}$  napon na L jednak nuli, prvi kondenzator je kratko spojen, pa se napon  $E$  nalazi na kondenzatoru 2.

B.



Kada upalimo tiristor T2 ,u  $t=0$  će se celokupan napon kondenzatora 2,  $u_{c2} = E$  naći na kalem, čiji ćemo napon obeležiti sa  $u_k$ , a zbog autotransformatorskog efekta toliki napon će se naći i na gornjoj polovini kalema. Zato će se kroz T1 uspostaviti struja tiristora pa će se on skoro trenutno ugasio. Istovremeno kroz tiristor T2 će teći struja pražnjenja kondenzatora 2 pa će on biti otvoren za prolaz struje  $I$  opterećenja. Pošto je prigušnica bifilarna, ova komutacija neće biti praćena promenom frekfcenije. Pošto se ugasio T1 započće punjenje kondenzatora 1 ali i komutacija struje između diode D2 i T2.

### Analiza komutacionog procesa

Primenom I Kirhofovog pravila na presek  $\nu$  dobijamo:

$$+i - i_{c1} + i_{c2} + I = 0$$

Pišući jednačine po drugom Kirhofovom zakonu kao i jednačine za  $L, C...$  dobijamo:

$$E = u_{c1} + u_{c2} \Rightarrow 0 = \dot{u}_{c1} + \dot{u}_{c2} = \frac{i_{c1}}{C} + \frac{i_{c2}}{C} \Rightarrow i_{c1} = -i_{c2} = i_c \text{ pa važi:}$$

$$i = 2i_c - I$$

$$\text{Pošto je: } u_{c2} = u_k = L \frac{di}{dt} = 2L \frac{di_{c1}}{dt} = -2L \frac{di_{c2}}{dt}$$

Dalje je:

$$u_k = -2L \frac{di_{c2}}{dt} = -2L \frac{d}{dt} \left( C \frac{du_c}{dt} \right) = -2LC \frac{d^2 u_k}{dt^2}$$

$$\frac{1}{2LC} u_k + \frac{d^2 u_k}{dt^2} = 0$$

pa važi:

Prelazni proces koji se odvija dok traje struktura B opisan je jednačinama:

$$i = 2i_c - I$$

$$i_1 = -i_2 = i_c$$

$$u_c = u_k$$

$$i = L \frac{du_k}{dt}$$

$$\frac{1}{2LC} u_k(t) + \ddot{u}_k = 0$$

Opšte rešenje gornje diferencijalne jednačine je :

$$u_k(t) = A \cos \omega_0 t + B \sin \omega_0 t, \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{2LC}}$$

Početni uslovi: pošto se tiristor T1 ugasio vrlo brzo, kondenzator se nije nimalo ispraznio tako da se može uzeti da je:  $u_{c2}(0) = E$  a da je, zbog opisanih svojstava bifilarne prigušnice  $i_2(0) = I_0$  zanemarujući početne uslove dobijamo:

$$u_k(t) = E \cos \omega_0 t - \sqrt{\frac{2L}{C}} I_0 \sin \omega_0 t$$

$$i(t) = 2i_c - I = -2C \frac{du_c}{dt} - I = \sqrt{\frac{2C}{L}} E \sin \omega_0 t + 2I \cos \omega_0 t - I$$

Pošto je:

$$i_1 = i_c = \frac{i + I}{2} = I \cos \omega_0 t + \sqrt{\frac{C}{2L}} E \sin \omega_0 t$$

važi  $i_1 = C \frac{du_{c1}}{dt}$  pa sledi da je :



$$u_{c1}(t) = \frac{1}{C} \int i_1(t) dt + K = \sqrt{\frac{2L}{C}} I \sin \omega_0 t + E - E \cos \omega_0 t$$

Iz navedenih izraza vidi se da struje i naponi mogu da promene znak. Zbog same prirode tiristora struja  $i(t)$  će moći da teče samo dok bude pozitivna, i kada padne na nulu mora je preuzeti od T2 dioda D2 u komutacionom procesu.

Napon na tiristoru T1, u toku prelaznog stanja, naćićemo prema formuli:

$u_{t1} = V_{AT1} - u_{kT1} = u_{c1}(t) - u_k(t)$  jer se na gornjoj polovini kalema, zbog AT dejstva indukuje napon jednak onom na donjoj polovani. Dakle:

$$u_{t1} = 2\sqrt{\frac{2L}{C}} I_0 \sin \omega_0 t - 2E \cos \omega_0 t + E$$

Oćigledno, u  $t=0$  ovaj napon je jednak  $-E$  tj. Tiristor je inverzno polarizovan. Kada taj napon prođe kroz nulu, nastaje direktna polarizacija tiristora tj. završava se vreme njegovog odmaranja. Ovo vreme se može naći rešavanjem jednaćina:

$$u_{t1}|_{t_0=0} = 2\sqrt{\frac{2L}{C}} I_0 \sin \omega_0 t - 2E \cos \omega_0 t + E$$

$$\frac{E}{2} = E \cos \omega_0 t_0 - I_0 \sqrt{\frac{2L}{C}} \sin \omega_0 t_0 \Rightarrow t_0 = f(I_0, E, L, C)$$

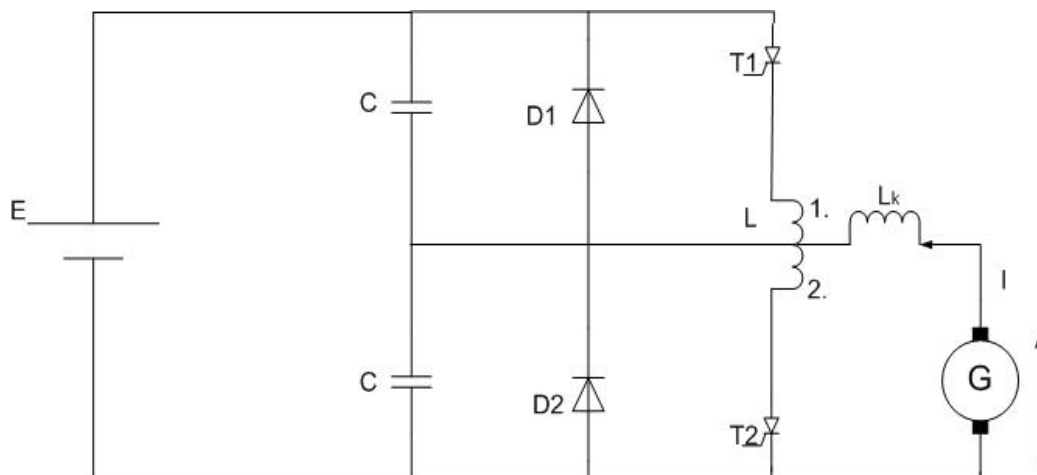
Takođe se može izračunati vreme u kome važi ove strukture. Naime pošto je napon na diodi:

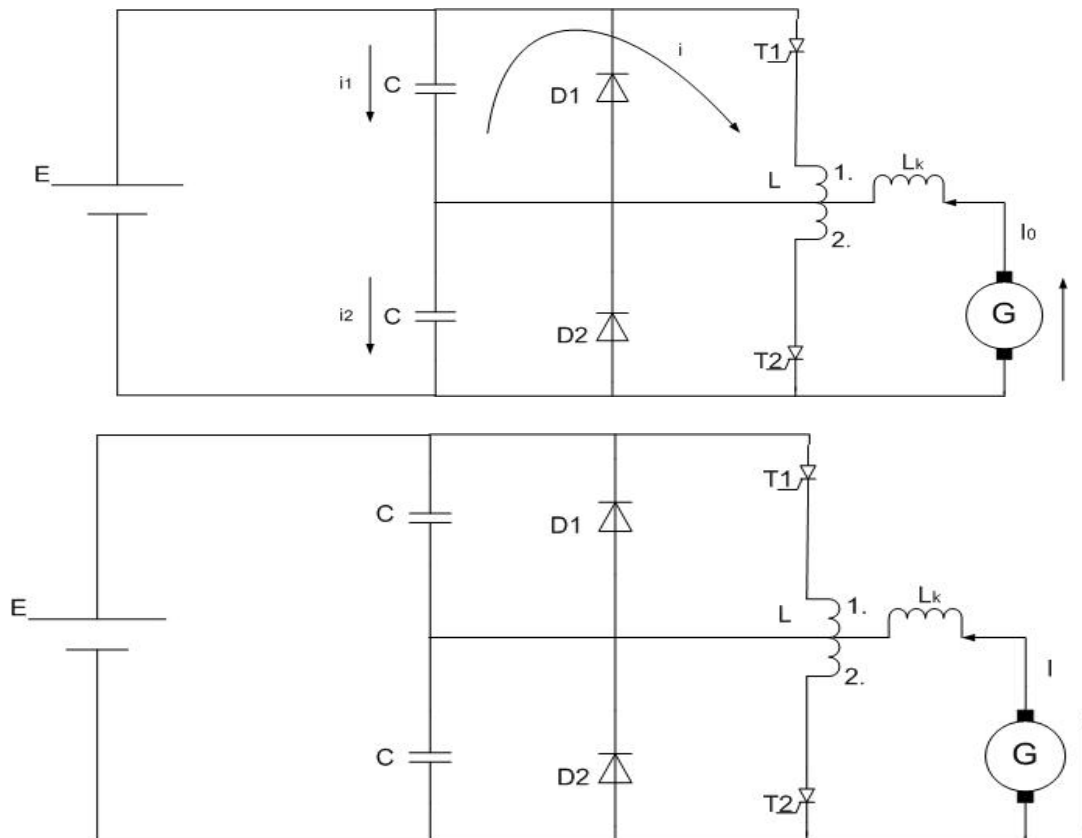
$V_d = -u_k(t)$  sledi da će dioda povesti u trenutku kada  $u_k(t)$  prođe kroz nulu. Tada će dioda preuzeti struju opterećenja. Trenutak  $t_b$  odnosno vreme trajanja strukture B izračunavamo iz uslova  $u_k(t) = 0$  :

$$\text{Vreme trajanja strukture „B“: } E \cos \omega_0 t_B = \sqrt{\frac{2L}{C}} I_0 \sin \omega_0 t_B \Rightarrow \text{tg} \omega_0 t_B = \frac{E\sqrt{C}}{I_0\sqrt{2L}}$$

### Rad ćopera kao podizaća napona

Radi se ustvari o rekuperaciji energije motora ili „rekuperativnom koćenju“. Da bi se izvršila rekuperacija, mora EMS motora (=generatora) imati vrednost veću od  $E$  baterije:



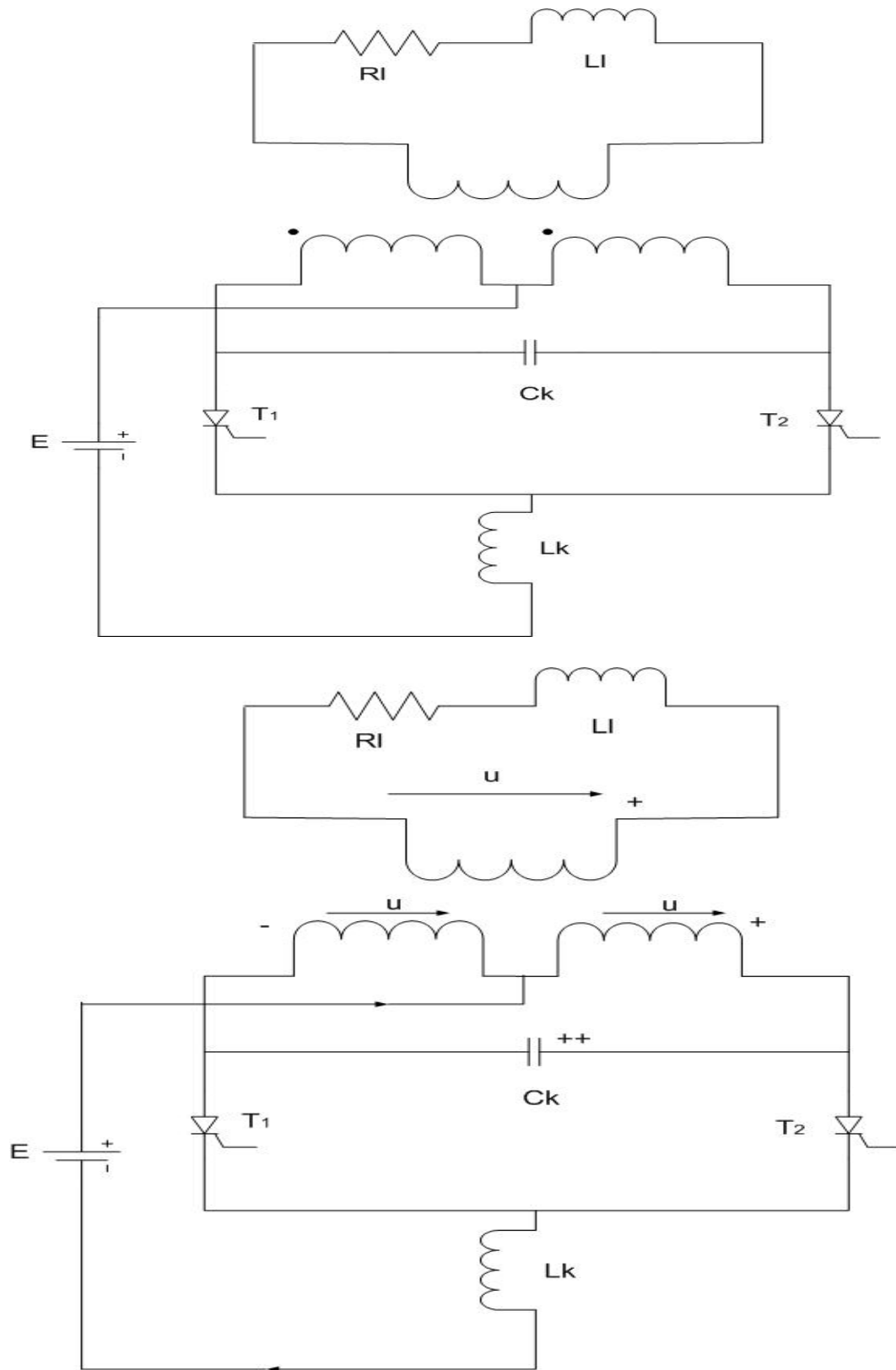


Kada uključimo T1 naćiće se napon kondenzatora C1 na gornjoj polovini kalema, isti toliki napon indukovaće se na donjoj polovini i ugasiće T2, a struja će se preseliti u gornju polovinu prigušnice i tećiće kroz T1 u E, ali u suprotnom smeru i vršiće se rekuperacija. Kada napon  $u_k$  na kalemu padne na nulu, neće mu dioda D1 dati da promeni smer pa će struja da krene kroz diodu, a T1 se gasi.

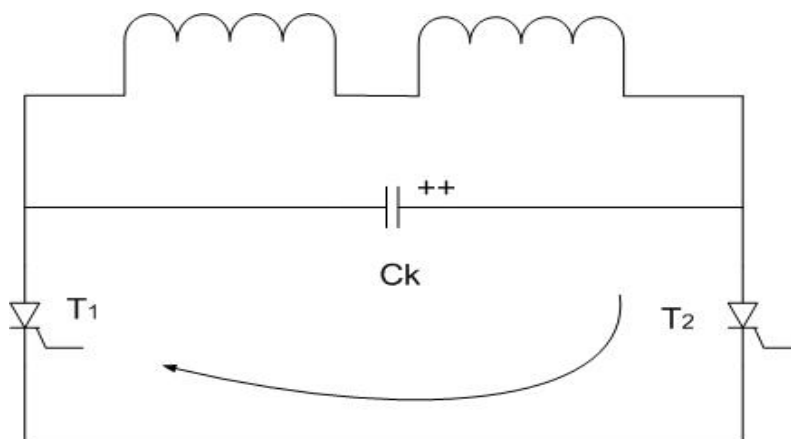
## 20. NEZAVISNI INVERTORI-UVOD

Zovu se nezavisni, jer za komunikaciju ne koriste mrežu. Teorijske postavke invertora obrađene su još neposredno posle I svetskog rata. Tiristora nije bilo i korišćeni su kao prekidački elementi tzv. tiratoni odnosno živine upravljačke cevi sa upravljačkom elektrodom.

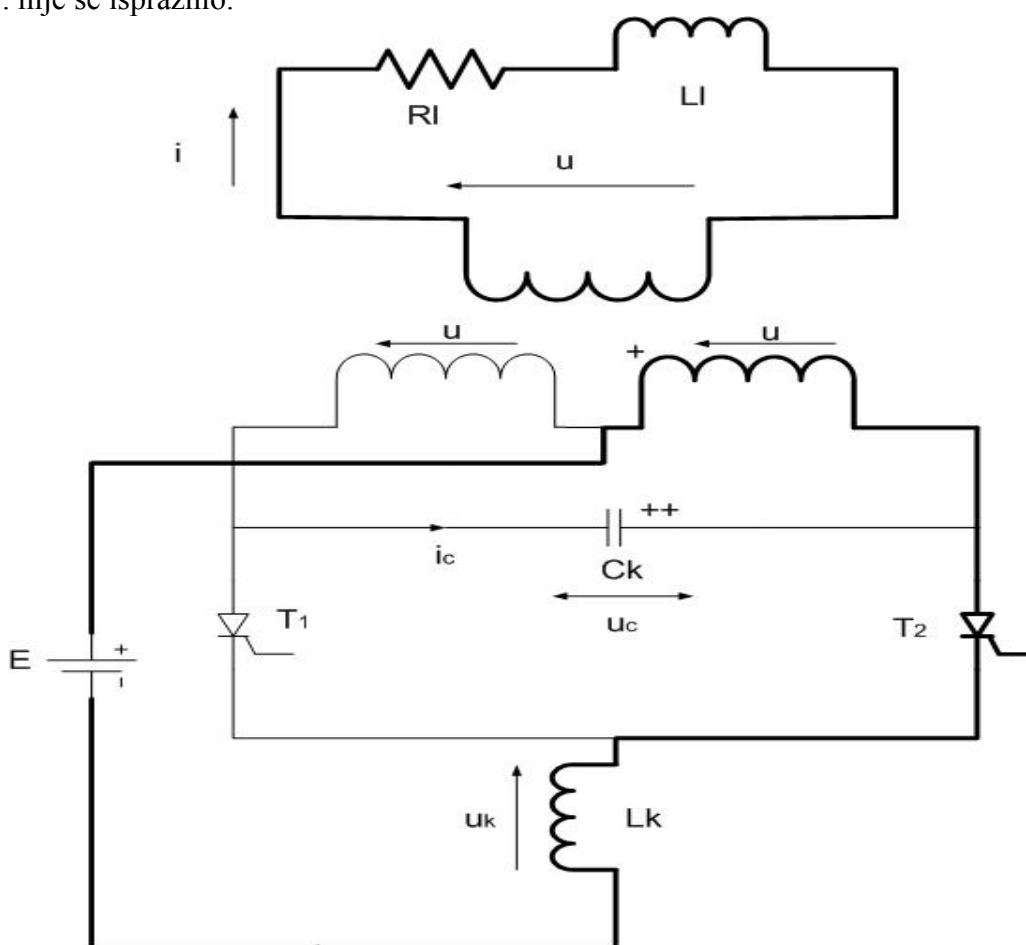
Uređaj koji će sada biti opisan predstavlja prvi od invertora koji je teorijski razmatran. Transformator koji se u njemu koristi ima bifilarno namotaj i odnos preobražaja 1:1:1. komutaciona induktivnost služi da ograniči struju kratkog spoja.



Kada uključimo  $T_1$  javiće se u srednjoj tački napon  $u$  pa će se zbog autotransformatorskog dejstva toliki napon naći i na desnom kraju, i kondenzator će se napuniti na  $2E$ . Istovremeno, uspostavlja se kroz sekundar struja opterećenja  $I_0$ .



Kada upalimo tiristor T2 doćiće do pražnjenja kondenzatora kroz T1 i T2 pri čemu će se T1 vrlo brzo ( $\sim 1\mu s$ ) ugasiti. Tada vođenje preuzima T2 a kondenzator ostaje praktično na istom naponu tj. nije se ispraznio.



Punom linijom na slici izvučene su konture kola u stacionarnom stanju, tj. kada se završi promena opterećenja transformatora i sekundara. Struja u sekundaru sada teče nasuprot indukovanom naponu tj. sekundar počinje da vraća energiju primaru a struja  $I_0$  se gasi. U primaru, ovu energiju prima kondenzator, i to je druga njegoova uloga u ovom pretvaraču.

#### Analiza prelaznog stanja:

Pošto predpostavimo da je transformator idealan ( $\mu \rightarrow \infty, R\mu \rightarrow 0$ ) sledi da je ukupna magnetopobudna sila:  $F = R_m \Phi = 0$  tj.  $\sum N_i i_i = 0$ . Drugo, u idealnom transformatoru nema

akumulirane energije. To znači da pošto u kolu postoje dva kalema,  $L$  i  $L_k$  i kondenzator  $C_k$  jednačina prelaznog stanja jeste jednačina trećeg reda.

Jednakost **MPS**:

$$Ni_2 - Ni_c - Ni = 0 \Rightarrow i_2 = i + i_c$$

$$i_2 + i_c = i_k$$

$$u = Ri + L \frac{di}{dt}$$

$$E = u + Lk \frac{di}{dt}$$

$$u_c = 2u$$

$$i_c = Ck \frac{di_k}{dt}$$

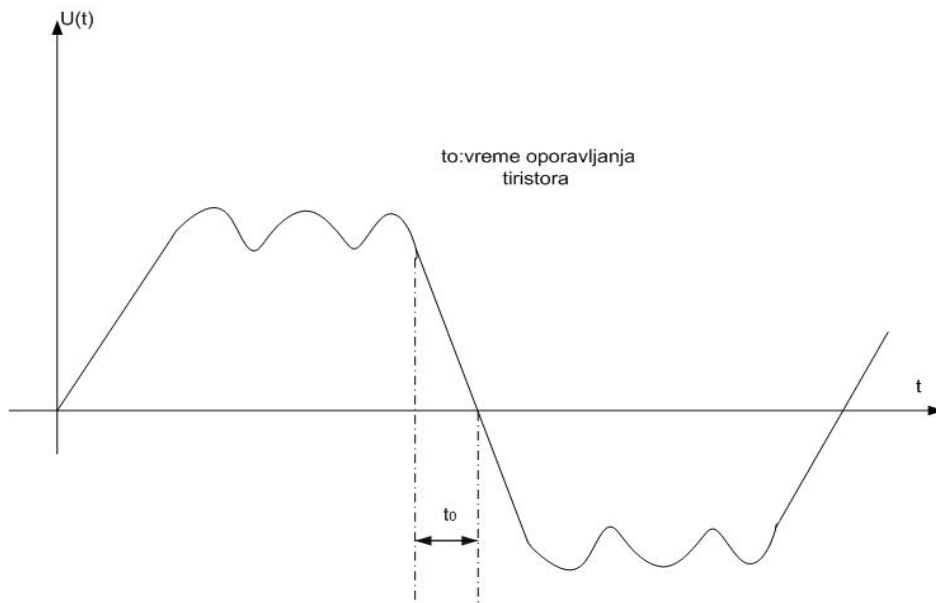
Na kraju, dobija se jednačina:

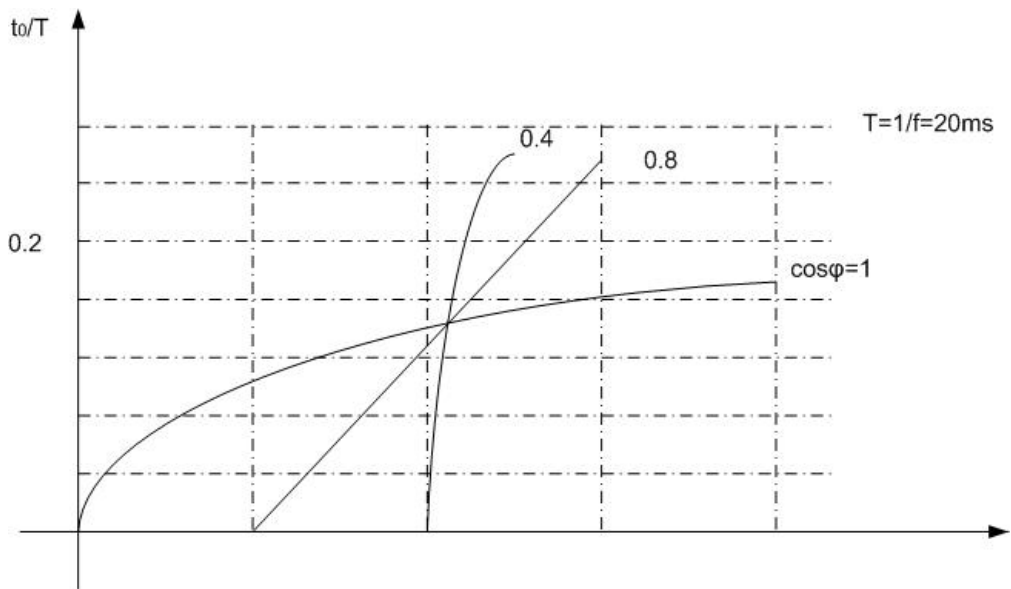
$$\frac{4LL_k C_k}{R} \frac{d^3 u}{dt^3} + 4L_k C \frac{d^2 u}{dt^2} + \frac{L + L_k}{R} \frac{du}{dt} + u = E_0$$

Početni uslovi su:

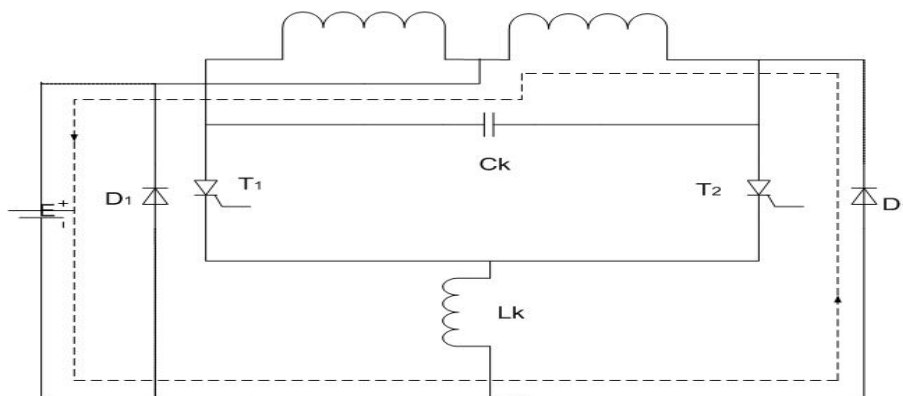
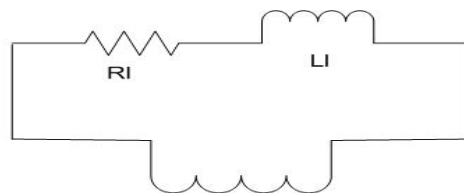
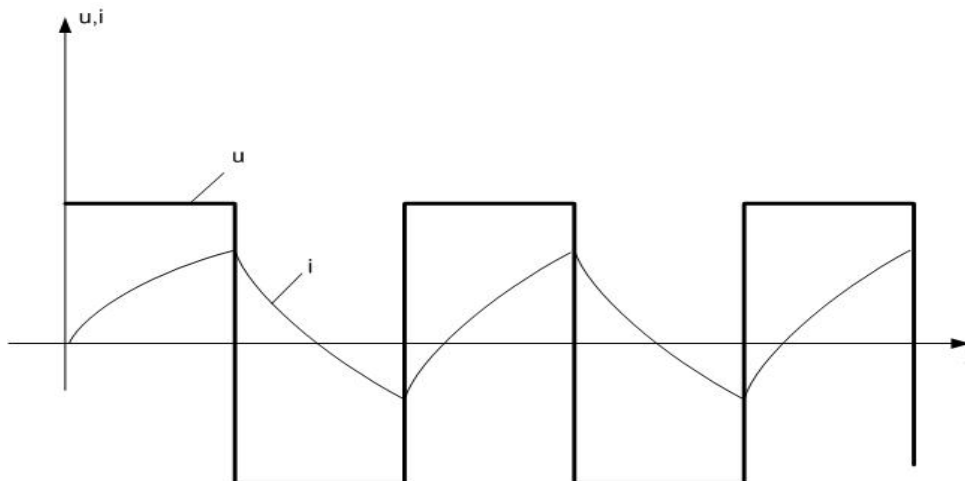
$$u_c(0) = -2E; \dots i(0) = -I; \dots u_k(0) = \dots itd.$$

Rezultati:





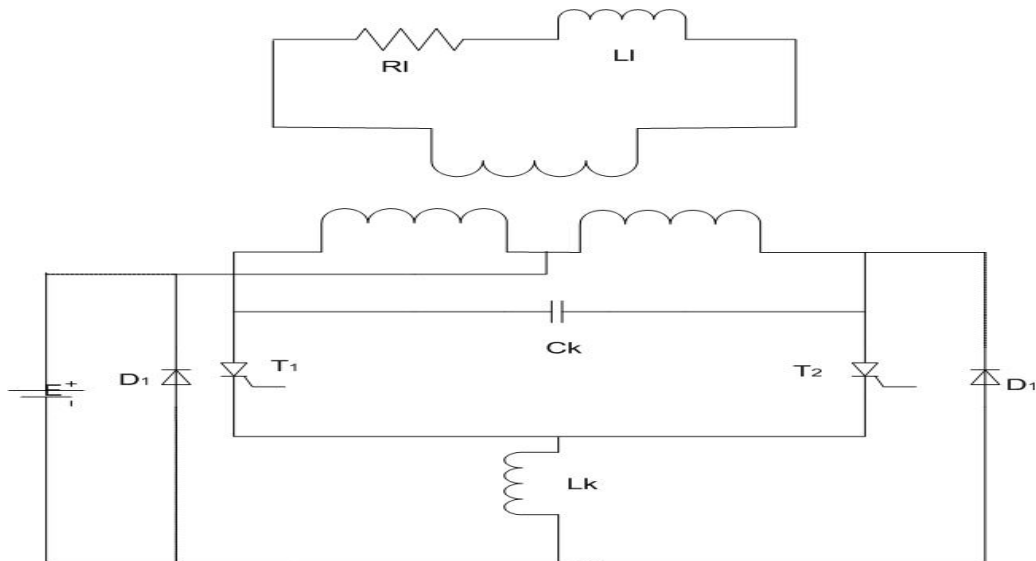
$$4\omega ZC_k, Z = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}$$



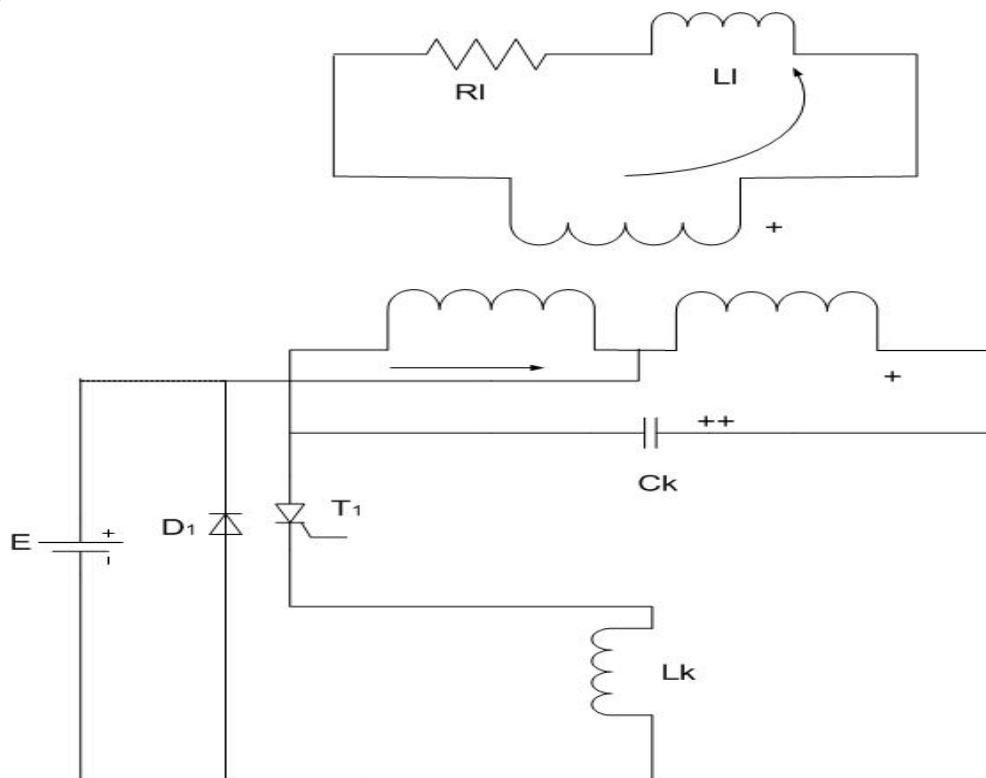
Na gornjoj slici prikazana je jedna poboljšana šema invertora sa povratnim diodama koje omogućavaju rekuperaciju odnosno vraćanje energije iz opterećenja u izvor.

Tiristori se u ovakvim pretvaračima ne pale odvojenim impulsima već „češljem“ impulsa (10kHz), ili kontinualnim signalom.

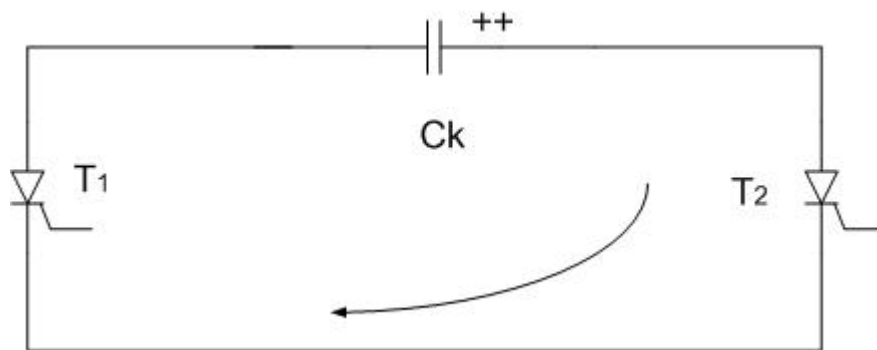
## 21. Invertor sa transformatorom sa srednjom tačkom i povratnim diodama



(A) vodi T1:

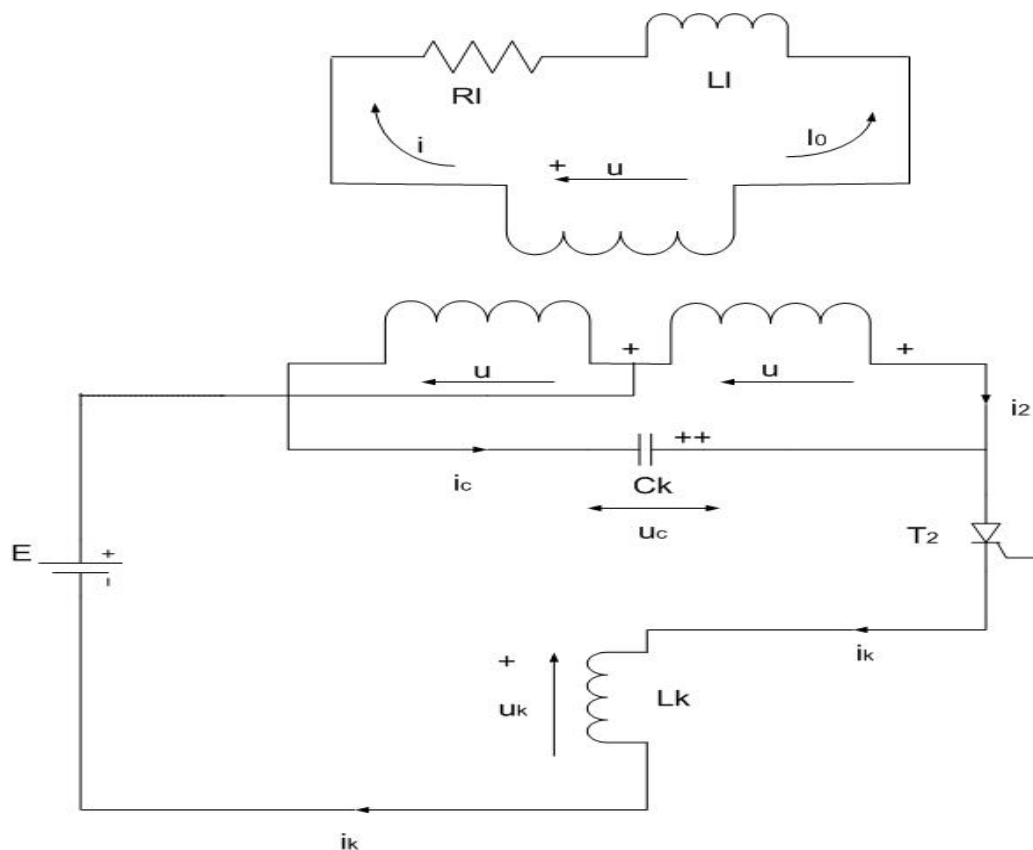


(B)



Kada upalimo T2, kondenzator se prazni i gasi T1, u toku  $1 \div 2 \mu s$ . Naelektrisanje kondenzatora se praktično neće promeniti.

(C)



U toku kratkotrajnog prelaznog perioda koji je vezan za strukturu C neće se struja u sekundaru mnogo promeniti jer je obično  $L \gg Lk$ , a zanemarićemo i uticaj otpora. Jednačine pisane po Kirhofovima zakonima, za idealan transformator itd. su:

$$N_{i_2} - N_{i_c} - N_i = 0$$

$$i_2 = i_c + i = i_c + (-I_0) = i_c - I_0$$

$$i_2 + i_c = i_k$$

sledi:

$$i_c = \frac{1}{2}(i_k - i) = \frac{1}{2}(i_k + I_0)$$

Jer se u toku komutacije može opterećenje zameniti strujnim generatorom. Dalje je i:



$$E = u + L_k \frac{di_k}{dt}$$

$$i_c = C_k \frac{du_c}{dt}$$

$$u_c = 2u.$$

$$i_k = 2i_c - I_0$$

$$E = u + 2L_k \frac{di_c}{dt}$$

$$E = \frac{u_c}{2} + 2L_k C \frac{d^2 u_c}{dt^2}$$

Diferencijalna jednačina ovog prelaznog perioda je:

$$u_c + 4L_k C \frac{d^2 u_c}{dt^2} = 2E \quad \omega_0 = \frac{1}{2\sqrt{L_k C_k}}$$

Opšte rešenje je:

$$u_c(t) = A \cos \omega_0 t + B \sin \omega_0 t + 2E$$

Početni uslovi su ovakvi:

$$u_c(0) = -2E; \quad i_k(0^+) = i_k(0^-) = I_0 \quad i_c(0^+) = \frac{1}{2}(i_k(0^+) + I_0)$$

Iz ovih početnih uslova, i formule za struju  $i_c(t)$  dobija se:

$$u_c(t) = -4E \cos \omega_0 t + 2I_0 \sqrt{\frac{L_k}{C_k}} \sin \omega_0 t + 2E$$

$$i_c(t) = +2 \sqrt{\frac{C_k}{L_k}} E \sin \omega_0 t + I_0 \cos \omega_0 t$$

$$u(t) = \frac{1}{2} u_c(t)$$

$$u_k(t) = E - u = 2E \cos \omega_0 t - I_0 \sqrt{\frac{L_k}{C_k}} \sin \omega_0 t$$

### Vreme odmaranja tiristora:

Treba da izračunamo vreme inverzne polarizacijetiristora T1. Sa slike C se vidi da je napon na ovom tiristoru, jednak naponu  $u_c$ , pa kada  $u_c$  proće kroz nulu, završava se vreme odmaranja  $t_0$ :

$$-4E \cos \omega_0 t_0 + 2I_0 \sqrt{\frac{L_k}{C_k}} \sin \omega_0 t_0 + 2E = 0$$

$$\cos \omega_0 t_{01/2} = + \frac{1}{2 + \frac{L}{2C} \left(\frac{I_0}{E}\right)^2} \pm \sqrt{\left[ \frac{1}{2 + \frac{L}{2C} \left(\frac{I_0}{E}\right)^2} \right]^2 - \frac{\frac{1}{2} - \frac{L}{2C} \left(\frac{I_0}{E}\right)^2}{2 + \frac{L}{2C} \left(\frac{I_0}{E}\right)^2}}$$

Vreme  $t_0 = f(E, I_0, L, C)$  raste sa porastom  $E$ , a opada sa porastom  $I_0$ .

Napon na diodi D2 je:

$$v_{d2} = -v_k = -2E \cos \omega_0 t + I_0 \sqrt{\frac{L}{C}} \sin \omega_0 t$$

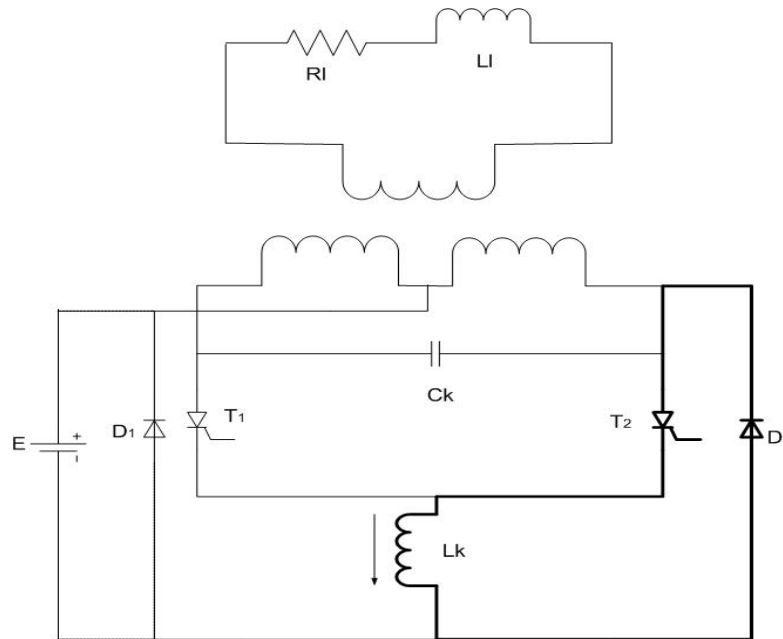
U jednom trenutku ova dioda će provesti, jer će  $u_k$  postati jednak nuli. U periodu koji tada nastupa biće formirana struktura D.

Vreme trajanja strukture C određeno je jednačinom  $u_k=0$ :

$$2E \cos \omega_0 t_c = I_0 \sqrt{\frac{L_k}{C_k}} \sin \omega_0 t_c$$

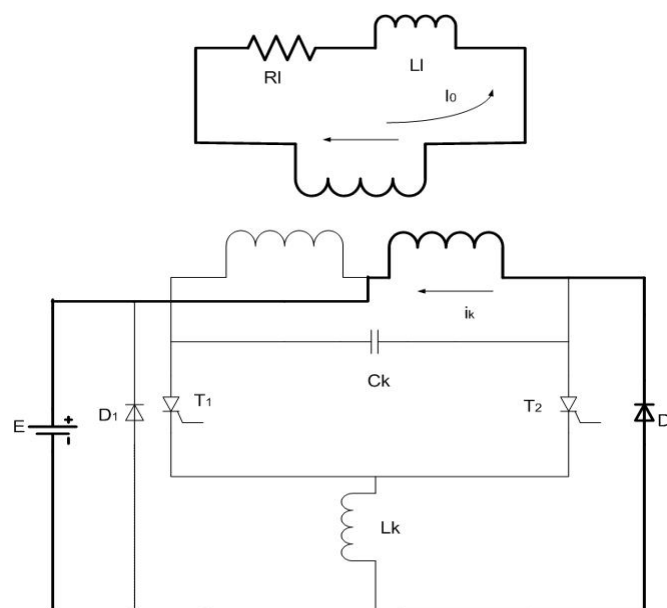
$$\operatorname{tg} \omega_0 t_c = \frac{2E \sqrt{C_k}}{I_0 \sqrt{L_k}}$$

(D)



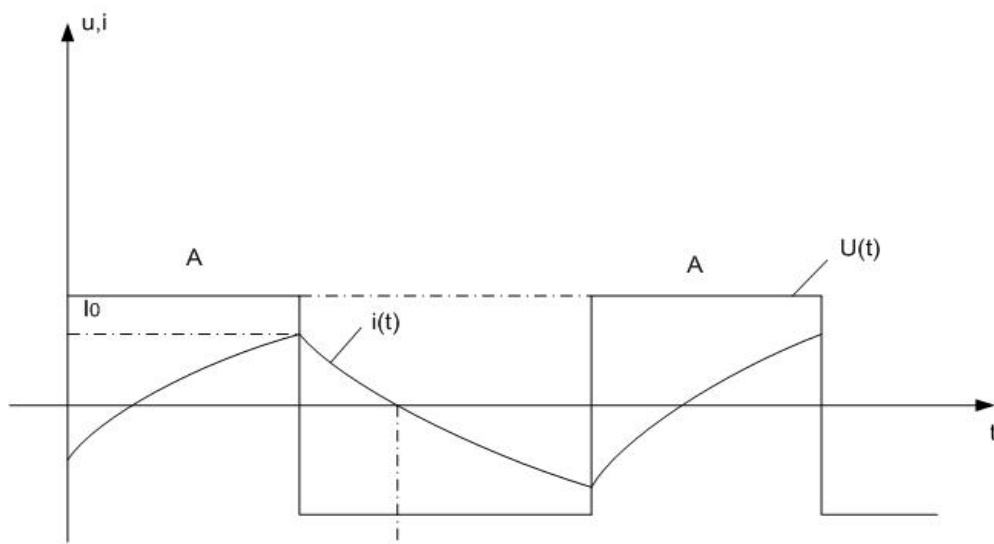
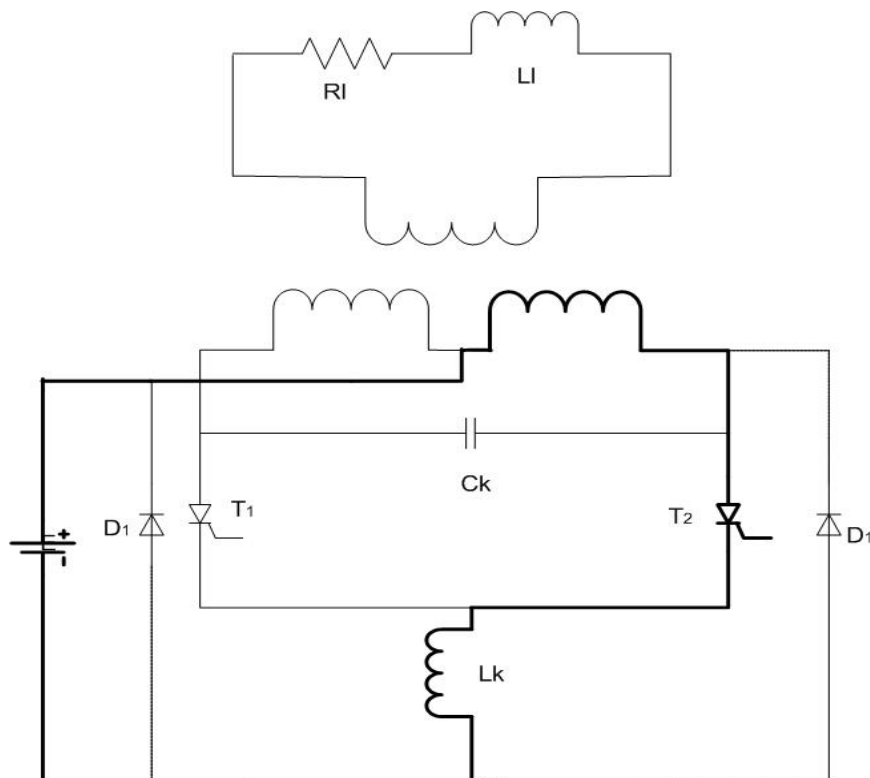
Energija koja je bila akumulirana u kalemu  $L_k$  prazni se tj. troši relativno brzo, i tiristor T2 se gasi. Tada vođenje preuzima dioda D2 i omogućava vraćanje energije iz opterećenja  $L_l$ . Treba još istaći da je napon na kondenzatoru, u trenutku kada provede dioda, jednak  $2E$  tj. kondenzator se „prevrnuo“.

(E)



Kada se isprazni energija nagomilana u indukcionom kalemu  $L_k$  nastaje struktura E. Struja koja nastavlja da teče kroz opterećenje indukuje istu toliku struju suprotnog smera u namotu sa srednjom tačkom koji se u toku trajanja „E“ ponaša se kao sekundar u kom se energija troši u bateriji  $E$ . Dakle, **dioda omogućuje vraćanje energije iz potrošača u bateriju**. Kada se opterećenje isprazni, tiristor T2 može da se upali, jer je direktno polarizovan. Tada nastupa struktura (A“).

(A“)

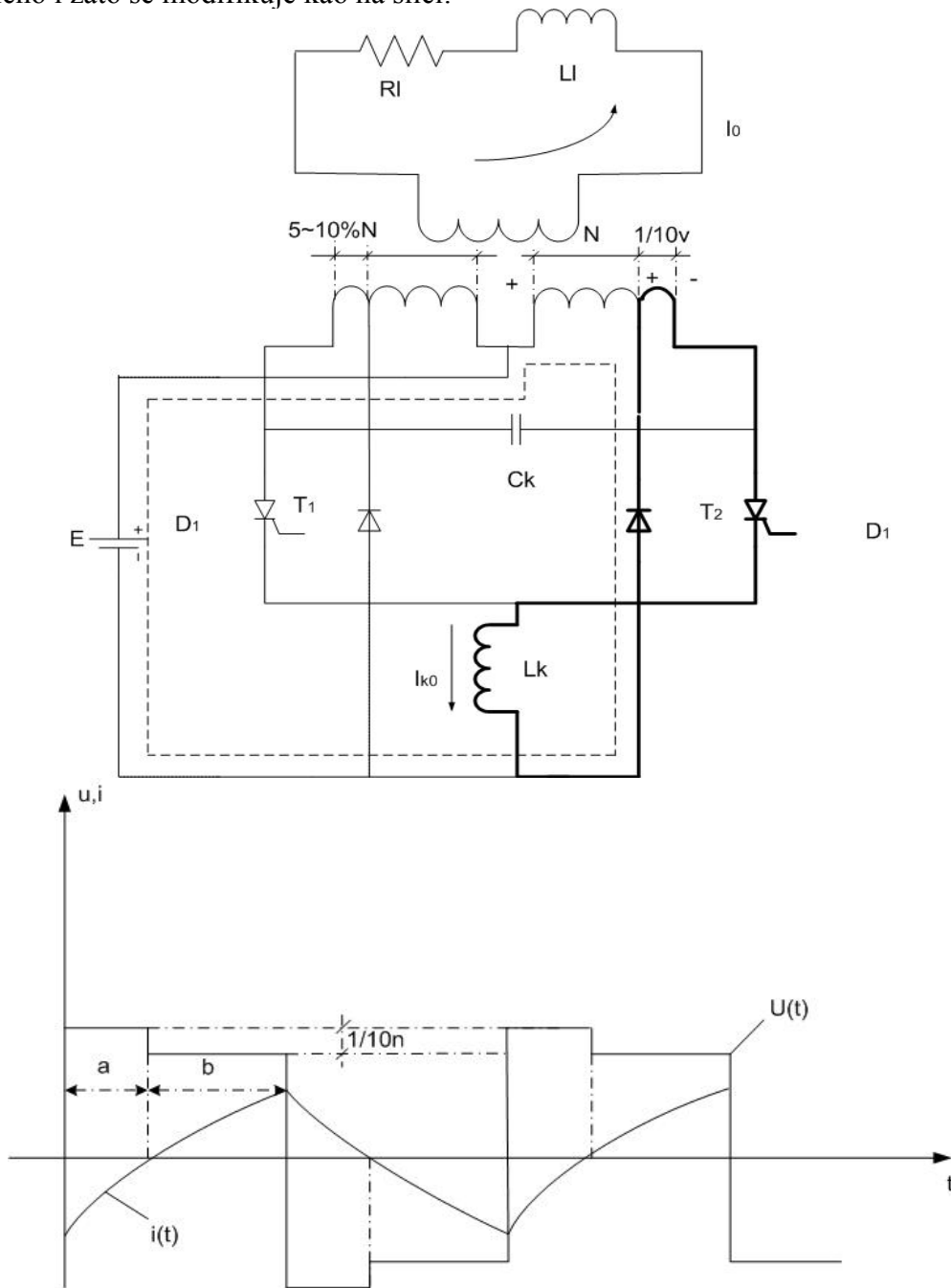


### Vraćanje energije iz opterećenja

Kod pretvarača malih snaga, reda  $\sim nx100$  W komutacioni kalem  $L_k$  redovno ima mali  $Q$ -faktor odnosno veliki otpor, energija koja je sadržana u tom kalemu prazni se tj. troši vrlo brzo, u toku trajanja strukture D.

Da bi se proces pražnjenja kalema  $L_k$  ubrzo kod invertora srednje snage  $\sim nx1kW$ , na red sa diodom se stavlja otpornik otpornosti dela  $\Omega$ .

Kod invertora velikih snaga, gubljenje energije iz kalema  $L_k$  na otporu bilo bi vrlo neekonomično i zato se modifikuje kao na slici:



Dioda se ne vezuje u istu tačku sa tiristorom, već na 10 % navojaka manje, tj. kao na slici, tako da se energija vraća u izvor u toku „pražnjenja“ kalema, što se lako može utvrditi po smerovima struje i napona.

Kada u slučaju ove modifikacije nastupa stanje E, napon na sekundaru biće povišen za 10% jer je odnos transformacije:

$$m_e = N_1 : N_2 = \frac{9}{10} N : N = 0.9$$

Odnos „perioda“  $a \sim b$  jako zavisi od prirode opterećenja, tako na primer, ako je opterećenje čisto induktivno ovaj odnos je  $\frac{1}{2} : \frac{1}{2}$ .

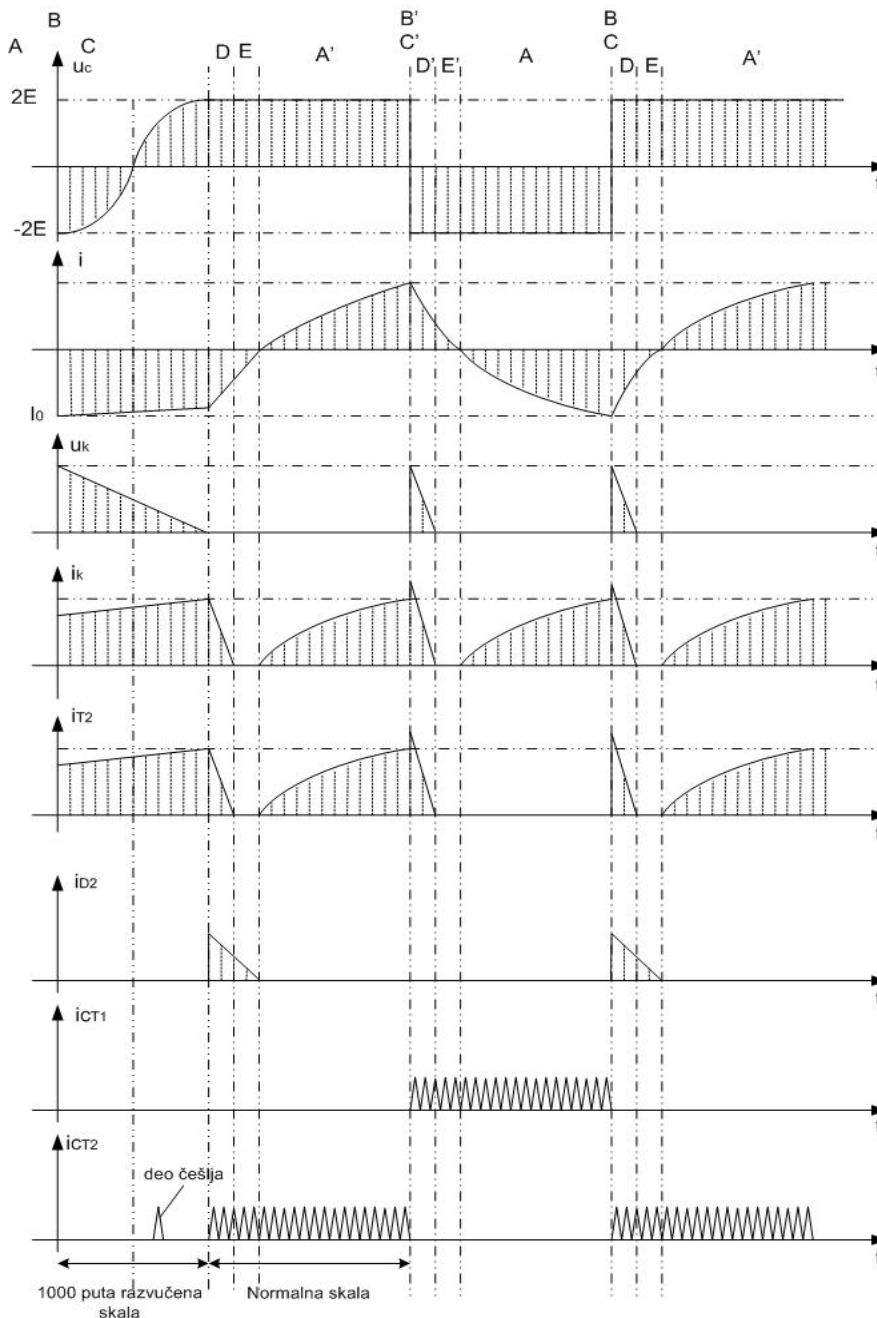
Sa dijagrama  $u$ ,  $i$  lepo se vidi da je u delu „a“ vremena snaga negativna tj. da se vrši „rekuperacija“ a u delu „b“ opterećenje troši snagu.

Kao što je to već utvrđeno, sa raznim parovima vrednosti  $C_k$  i  $L_k$  ostvaruju se različite vrednosti vremena odmaranja  $t_0$ . Prema računu koji se bazira na proučavanju gubitaka dobija se da su optimalne vrednosti  $L_k$  i  $C_k$ .

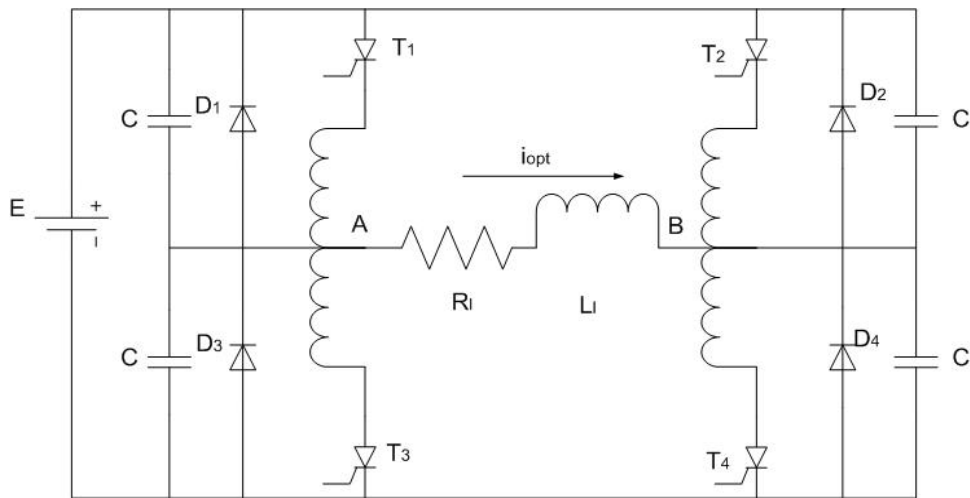
$$C_k = \frac{t_0 I_0}{E} (1.7)^{-1}$$

$$L_k = \frac{t_0 E}{I} (0.425)^{-1}$$

Paljene tiristora se vrši „češljem“ impulsa (10 kHz) i to u trajanju  $\frac{1}{2}T$  ( $180^\circ$ ). Kod ovog invertora se napon ne može regulisati već samo učestanost. Za regulaciju napona može se koristiti čoper spregnut redno sa invertorom.

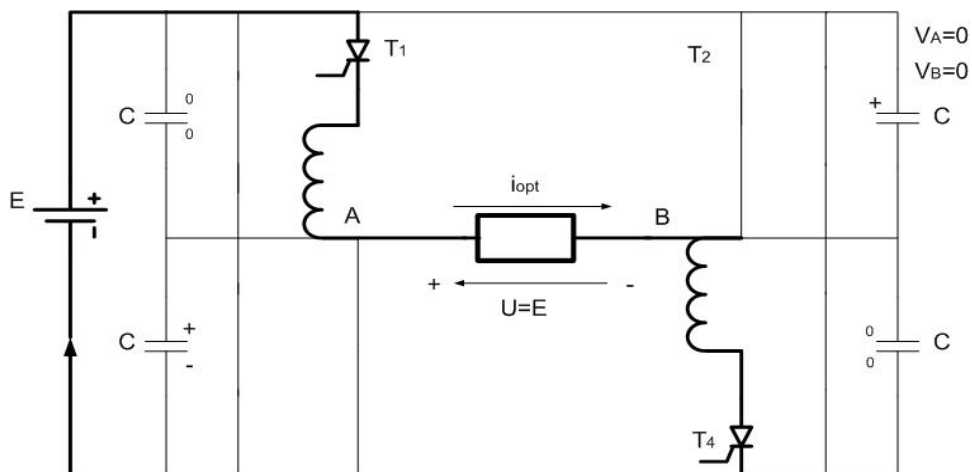


## 22. Invertor sa komplementarnom komutacijom

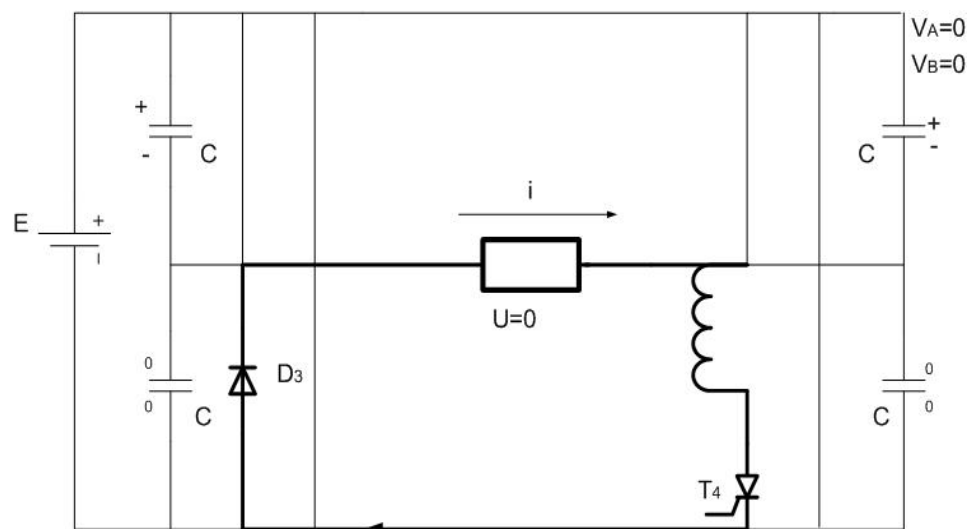


Matematički model-jednačine prelaznih procesa su obrađene kod čopera spuštača napona a i elementi su isti npr. bifilarne prigušnice.

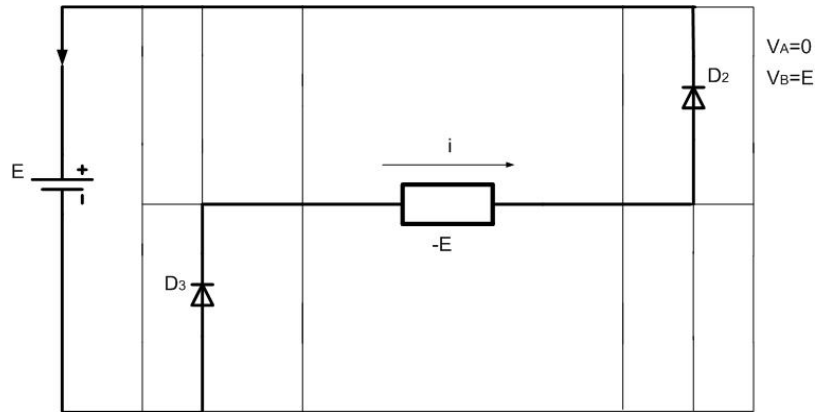
Princip rada: 1.



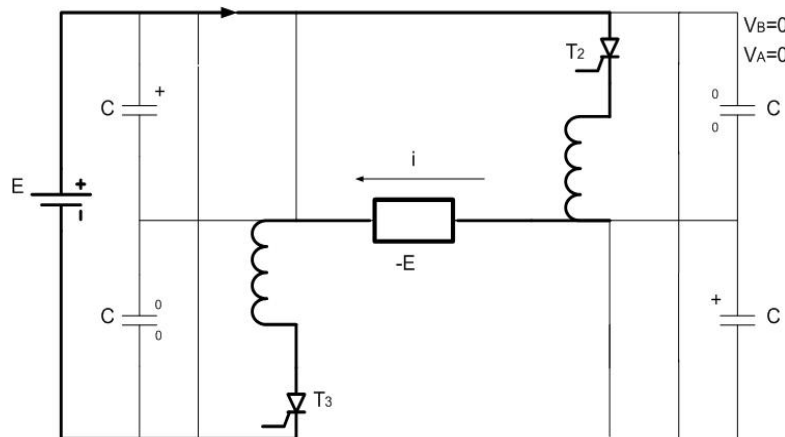
2.  $\Pi T_3$



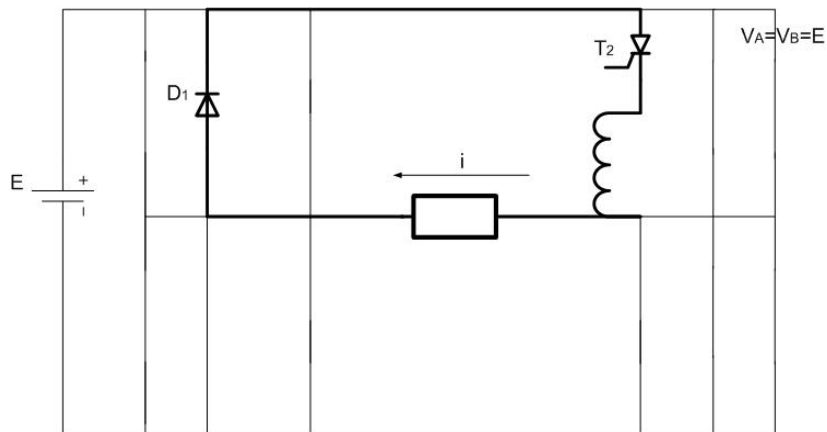
3.  $\Pi T_3$



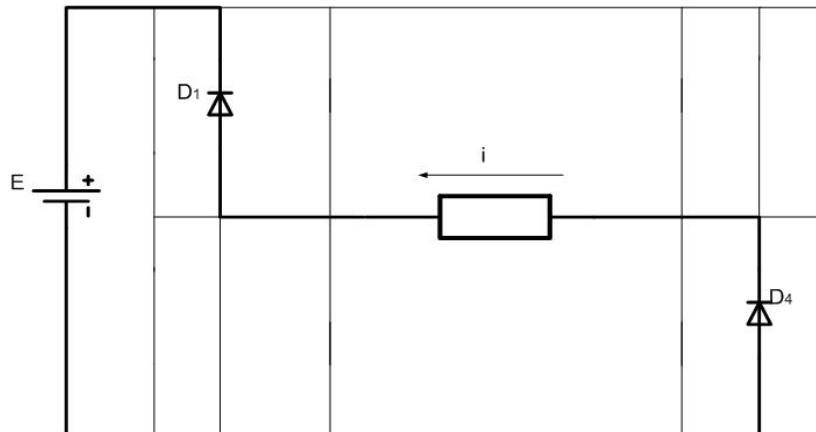
4.  $\Pi T_2$   $\Pi T_3$



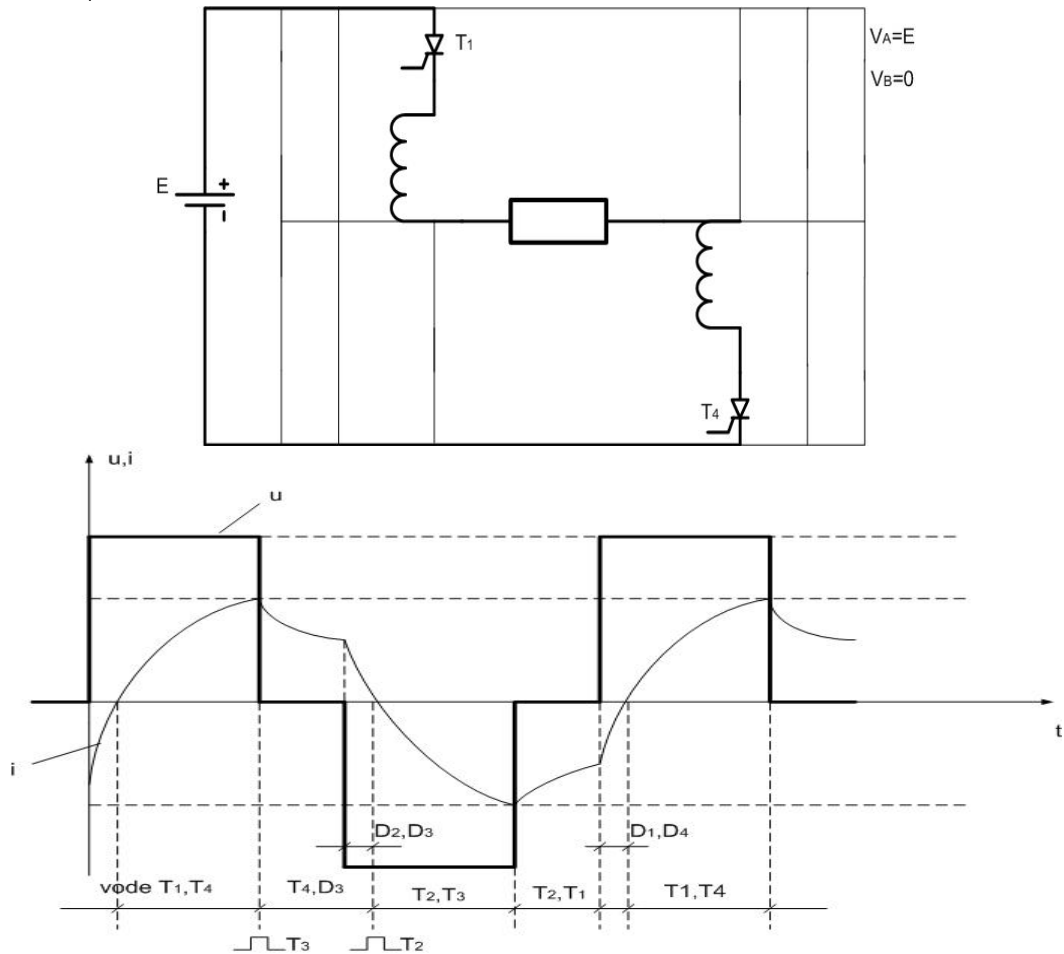
5.  $\Pi T_1$



6.  $\Pi T_4$



7.  $\Pi T_1$   $\Pi T_4$

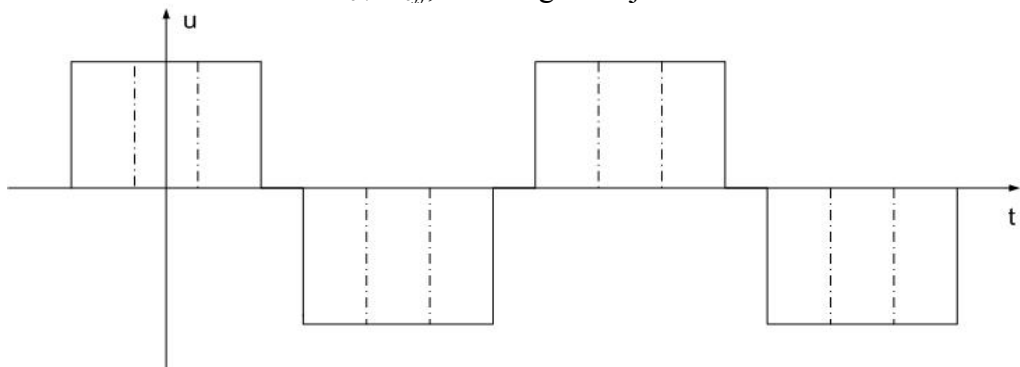


Par  $L_k, C_k$  računa se prema formulama:

$$L_k = \frac{t_0 E}{0.85 I_k}; \quad C_k = \frac{t_0 I_k}{0.425 E}$$

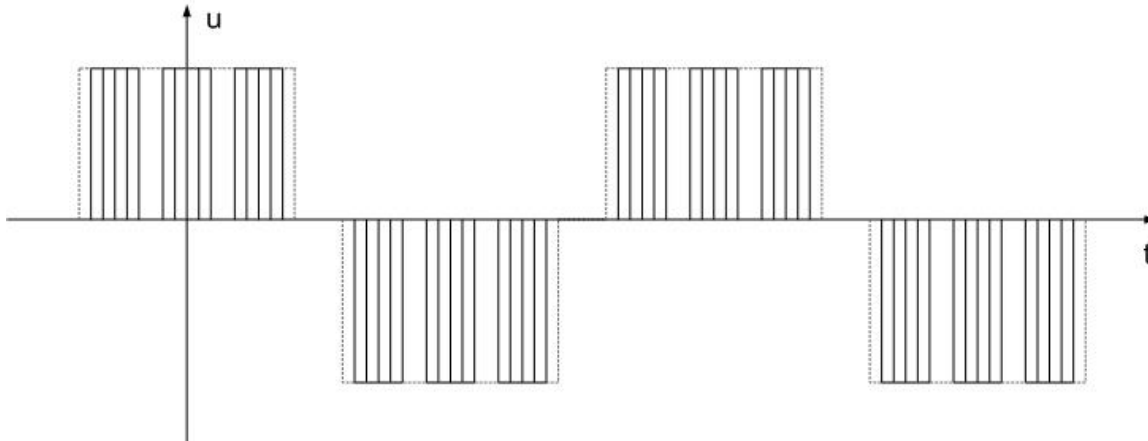
Kada su upaljeni T1 i T4 na opterećenju je napon  $V=E$  i uspostavlja se struja  $i$ . Kada upalimo T3 počće da se prazni  $C$  kroz T3, indukovaće se na drugom kraju bifilarnog kalema inverzan napon  $E$  (napon kondenzatora) i ugasiće struju kroz T1 a ona će nastaviti da teče kroz T3 ali kratkotrajno, dok napon na kalemu ne polarizuje diodu D3 direktno, kada će se T3 ugasi. U istom trenutku nestaće i inverzne polarizacije tiristora T1 pa se može desiti da se on upali ako nije proteklo vreme  $tq$  tj. ako se naelektrisanje u tiristoru nije rekombinovalo. Zatim palimo T2 pa se na sličan način ugasi T4, a zatim i sam T2 pri čemu struju prihvati D2. Sada se struja suprostavlja **ems**  $E$ , pa se energija vraća u bateriju. Pošto tiristori T3 i T2 imaju direktan napon, postaće provodni čim dobiju impuls itd.

Kod invertora sa komplementarnom komutacijom može se vršiti regulisanje vrednosti napona i to promenom vremena između  $t_{on}$  i  $t_{off}$ , kao i regulisanje učestanosti.





Takođe vršenjem tzv. širinsko-impulsne modulacije, može se izbeći pojava nekih harmonika napona: koliko „prstića“, toliko harmonika manje.



### Projektovanje transformatora za inverter, odnosno priključivanje transformatora na inverter

Ako zanemarimo omski otpor primara transformatora važi formula:

$$u(t) = -e = \frac{d\psi}{dt} \Rightarrow \psi(t) = \int_0^t u(t)dt + \psi(0)$$

Prilikom konstrukcije transformatora služimo se formulama:

$$\underline{V} = j\omega\underline{\psi} = j\omega \frac{1}{\sqrt{2}} \underline{\psi}_m = j \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f \underline{\psi}_m \Rightarrow \underline{V} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \underline{\psi}_m = 4.44 f \underline{\psi}_m$$

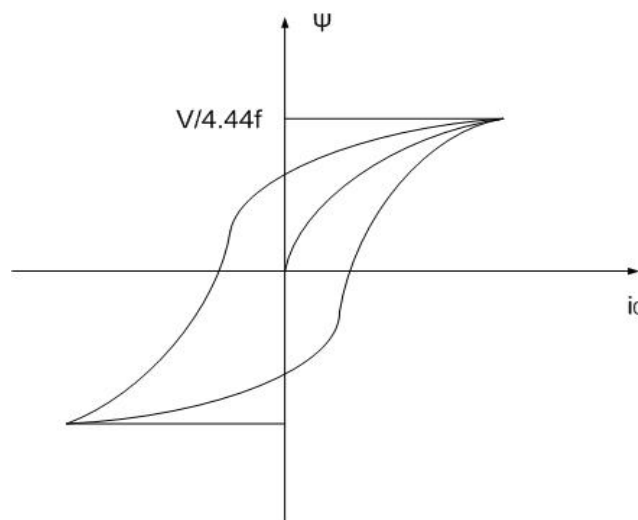
Dakle:

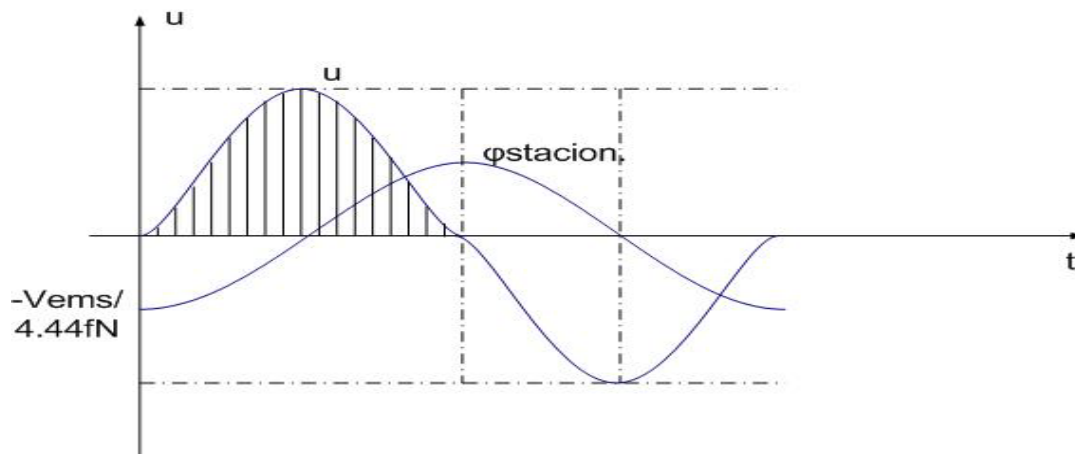
$$\psi_m = \frac{V_{ems}}{4.44 f}$$

Ako posmatramo vremensku funkciju napona, i izračunamo fluks na sledeći način:

$$\psi = \int_0^{\pi/\omega} u(t)dt = \frac{V_{ems} \sqrt{2}}{2\pi f} 2 = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{V_{ems}}{f} = \frac{V_{ems}}{2.22 f}$$

$$\psi = \int_0^{\pi/2\pi} u(t)dt = \dots = \frac{V_{ems}}{4.44 f}$$





Da bi se izbegli problemi za inverter, pri uključenju transformatora (struja praznog hoda u slučaju odlaska transformatora u zasićenje daleko je veća od  $i_{on}$  (nominalne struje) i npr.  $100i_{on}$  a to znači da premašuje  $I_m$  više puta, iz kog razloga transformator koji se priključuje na inverter projektujemo na  $V = 2.22 f\psi = 2.22 fN\phi$

### Analiza prelaznog procesa pri uključenju transformatora u prazan hod

Uzećemo u obzir i otpor primarnog namotaja.

$$u = Ri + \frac{d\psi}{dt} \Rightarrow \frac{u}{N} = \frac{R}{L}\varphi(t) + \frac{d\varphi(t)}{dt} \Rightarrow \frac{V\sqrt{2}\sin(\omega t + \psi)}{N} = \frac{R}{L}\varphi + \frac{d\varphi}{dt}$$

$$\varphi_{sopstiv}(t) = Ke^{-\frac{R}{L}t} - \text{sopstveni deo odziva}$$

$$\varphi_p(t) = \frac{V}{N\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \sin(\omega t + \psi - \xi_0), \xi_0 = \arctg \frac{\omega L}{R}$$

Dakle, rešenje je:

$$\varphi(t) = Ke^{-\frac{R}{L}t} + \phi_m \sin(\omega_0 t + \psi - \xi_0)$$

Početni uslov neka bude da je  $\varphi(0) = \pm\phi_{rem}$  -remanentni fluks

$\phi_{rem} = K + \phi_m \sin(\psi - \xi_0)$ . Uzimajući u obzir da je obično  $\omega L \gg R$ , važiće vrlo približno

$\xi_0 = \frac{\pi}{2}$  pa će se na kraju dobiti:

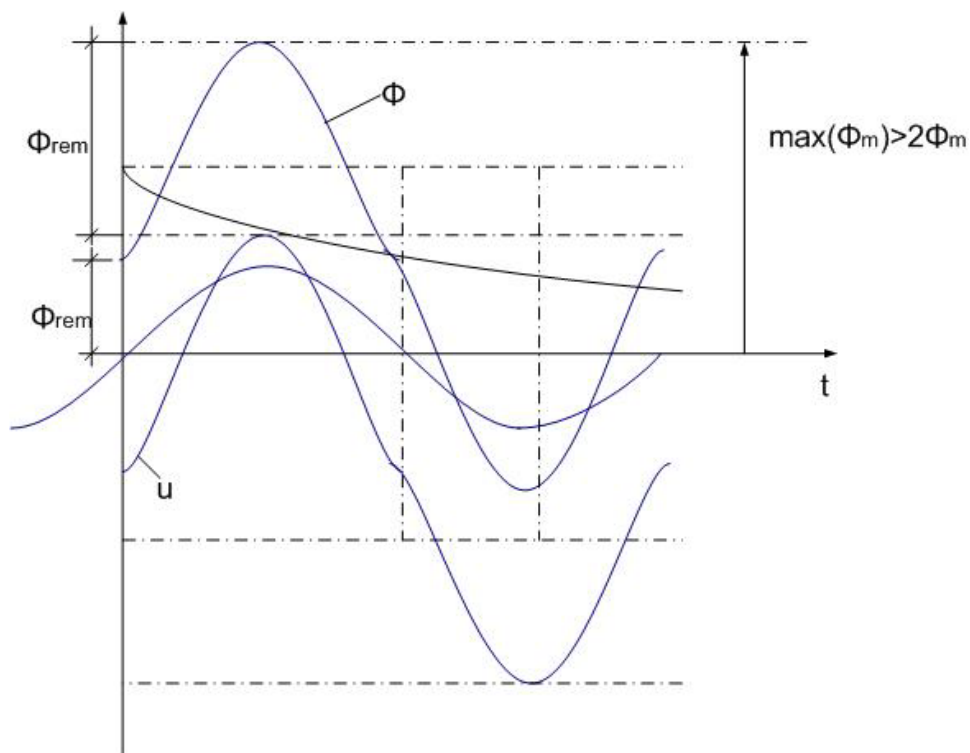
$$\varphi(t) = -\phi_m \cos(\omega t + \psi) + (\phi_m \cos\psi \pm \phi_{rem})e^{-\frac{R}{L}t}$$

Ugao  $\psi$  predstavlja početnu fazu fluksa: diskusijom uticaja  $\psi$  na vrednost fluksa pri uključenju utvrđujemo sledeće:

1.  $\psi = \frac{\pi}{2}$  tj. transformator uključujemo kada je  $u(t) = V\sqrt{2}$ , odmah se uspostavlja prinudna

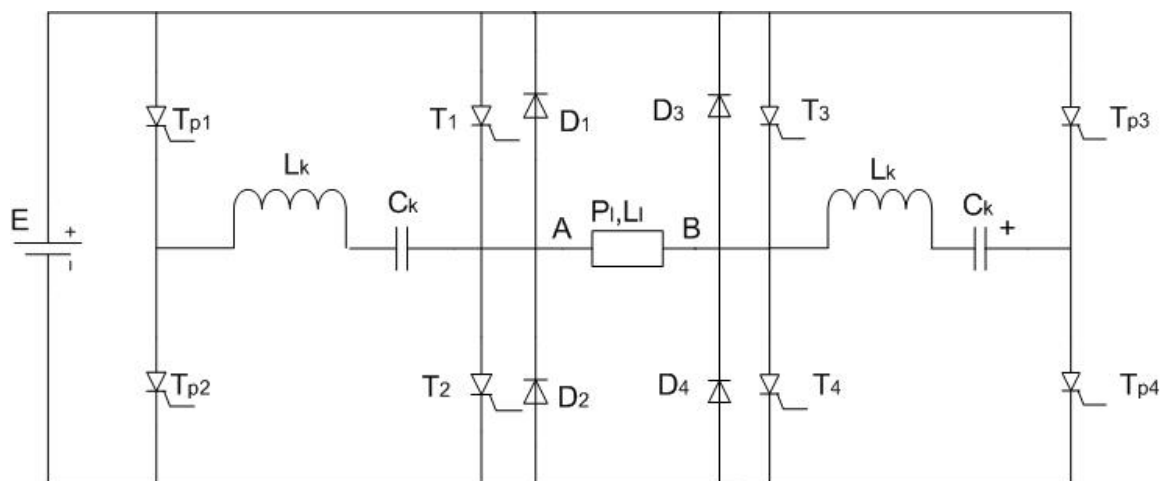
odnosno stacionarna komponenta fluksa, tako da je  $\phi_m = \frac{V_{ems}}{4.44 fN}$ ,  $R \ll \omega L$

2.  $\psi = 0$ , tj. transformator se uključuje kada je  $u=0$ , javlja se i prinudna i sopstvena komponenta, pa je najveći fluks koji može da se pojavi:  $\max(\phi_m) = 2\phi_m + \phi_{rem}$  što je daleko više od onog što transformator može da savlada u „linearnoj“ oblasti tj. van zasićenja!



### 23. MAK-MAREJOV INVERTOR

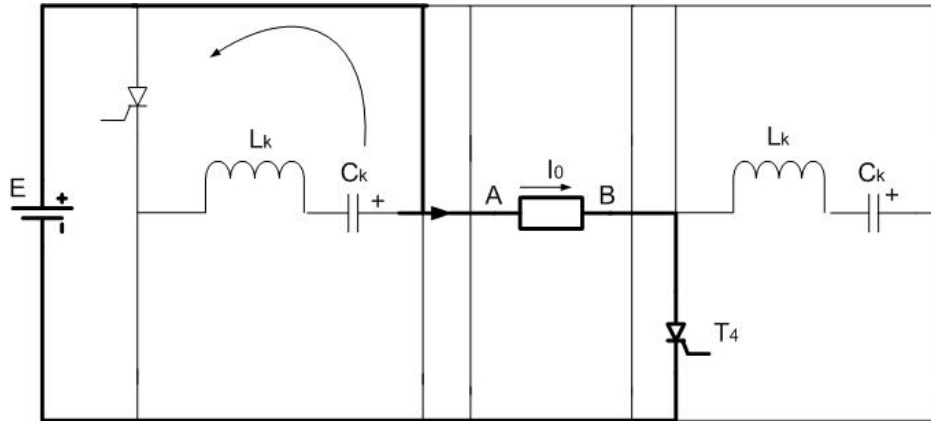
Za komutaciju koristi pomoćne tiristore, može biti 1~ i 3~, i danas se koristi najviše od svih invertora. Monofazna šema:



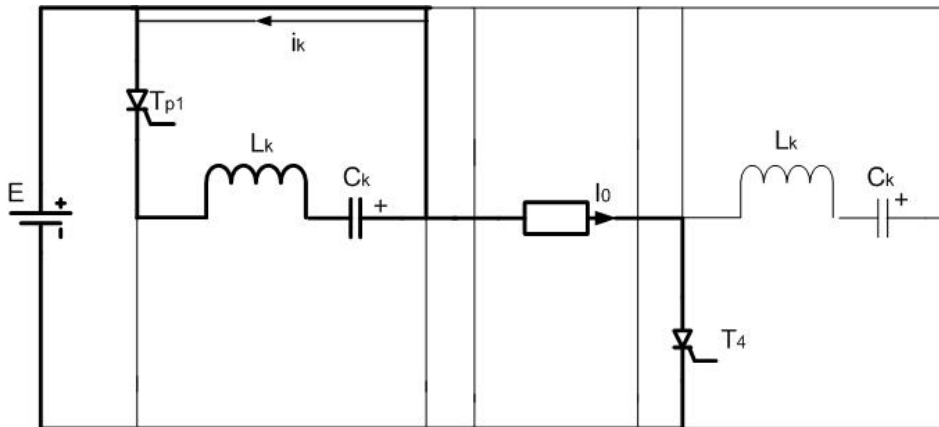
Pre puštanja invertora u rad napune se kondenzatori, paljenjem jednog glavnog i jednog pomoćnog tiristora, na napon od oko  $2E$ . [vidi LC kolo sa diodom].

Princip rada:

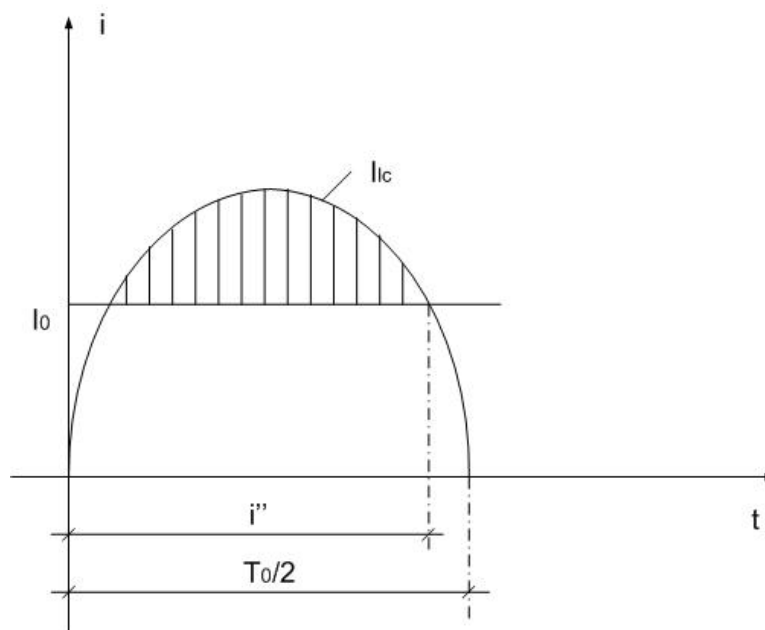
1. vode T1 i T4



2. II Tm i Ck se prazni kroz T1 i Tp1; struja komutacije je  $i_k = \sqrt{\frac{C}{L}} V_{cp} \sin \omega_0 t$ ,  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_k C_k}}$  i kada ona dostigne  $I$ , T1 se gasi.



A)

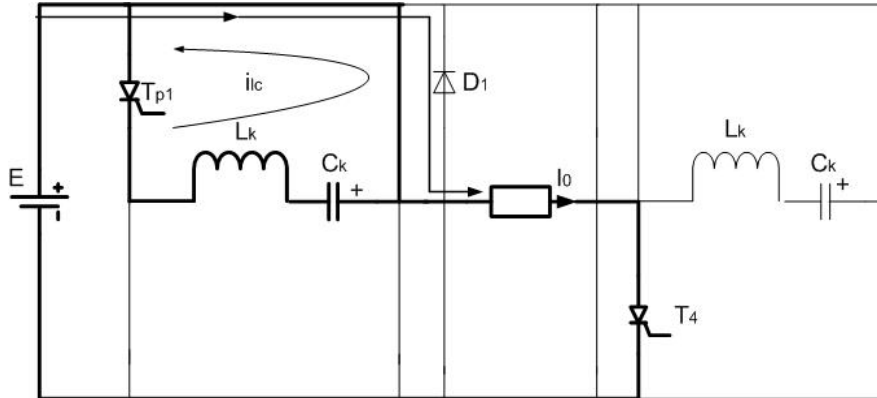


Kada struja  $i_{LC}$  prvi put dostigne  $I_0$ , ugasiće se tiristor T1, a pošto struja  $i_{LC}$  nastavlja da teče, krenuće kroz diodu D1, kuda će takođe, ali u suprotnom smeru, nastaviti da teče struja opterećenja. (slika 3)

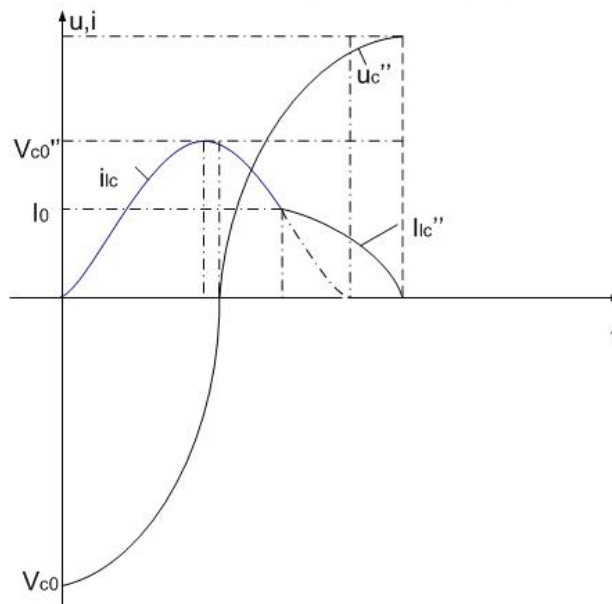
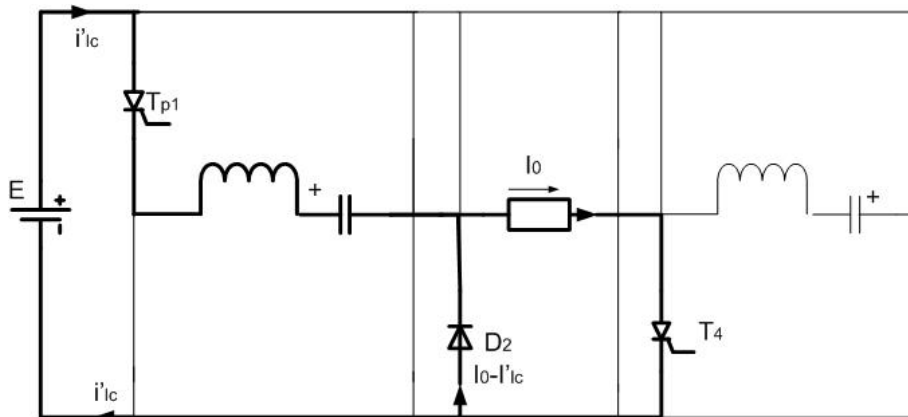
Ustvari, kroz diodu će stvarno teći  $i_{LC}=I_0$  odnosno šrafirana struja na dijagramu. Pretpostavimo da je u trenutku  $t''$   $u_c > E$ , (inače,  $u_c(t) = -E \cos \omega_0 t$ )

U trenutku  $t''$  postaće ponovo  $I_0=i_{LC}$  a zatim će  $i_{LC}$  ponovo da padne ispod  $I_0$ . Pitanje je kako će se, tj. dakle, pokrivati ta razlika? Jedinu mogućnost je da postane provodna dioda D2 i da se opterećenje polako „zaustavlja“ kroz D2 i T4. Tako će se otvoriti put kojim će nastaviti da opada struja  $i_{LC}$ , ali će se ta struja sada imati drugačiju promenu, pošto je počev od  $t''$  u LC kolo uključena i baterija. (sl.4.).

3.



4.



$$i_k^* = i_{lc}^* = I_0 \cos \omega_0 t - (V_{c0} - E) \sqrt{\frac{L}{C}} \sin \omega_k t, \text{ vreme se meri počev od } t^* \text{ tj. kao da je } t^* = 0.$$

$$u_c^*(t) = E + (V_{c0}^* - E) \cos \omega_k t + \sqrt{\frac{C}{L}} I_0 \sin \omega_k t$$

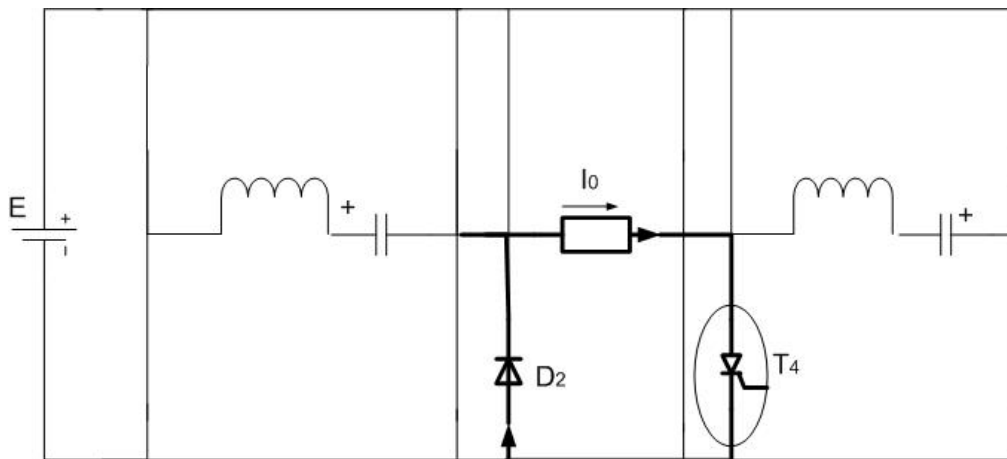
Može se pokazati da će pri sledećoj komutaciji koja se dešava „u minusu“ napon kondenzatora  $V_{c0}^{**}$  biti nešto veći od  $V_{c0}^*$ . To je rezultat uključivanja **ems**  $E$ , nešto slično kao kada bi ljuľašku pogurali još malo kada je u amplitudi, na svako  $T/2$  tj. i  $u_+$  i  $u_-$  amplitudi. Kada ne bi bilo gubitaka,  $u_c \rightarrow \infty$  posle  $\infty$  broja perioda, ali pošto postoje gubici u jednom trenutku se uspostavi ustaljeno stanje kada gubitke pokriva onaj dodatak napona koji daje **ems** a napon  $u_{c0}^* = const.$

Mak-Majerov inverter ima jednu vrlo značajnu inherentnu osobinu:

naime, „dodatak“ napona na kondenzatoru raste kada raste struja opterećenja, što je poželjno. Međutim, ovaj povišeni napon  $u_c$  dodatno opterećuje pomoćne tiristore, tako da oni moraju biti za 2x veći (inverzni napon nego glavni), što je problematično na naponima višim od 200-300 V.

Šta se dalje dešava?

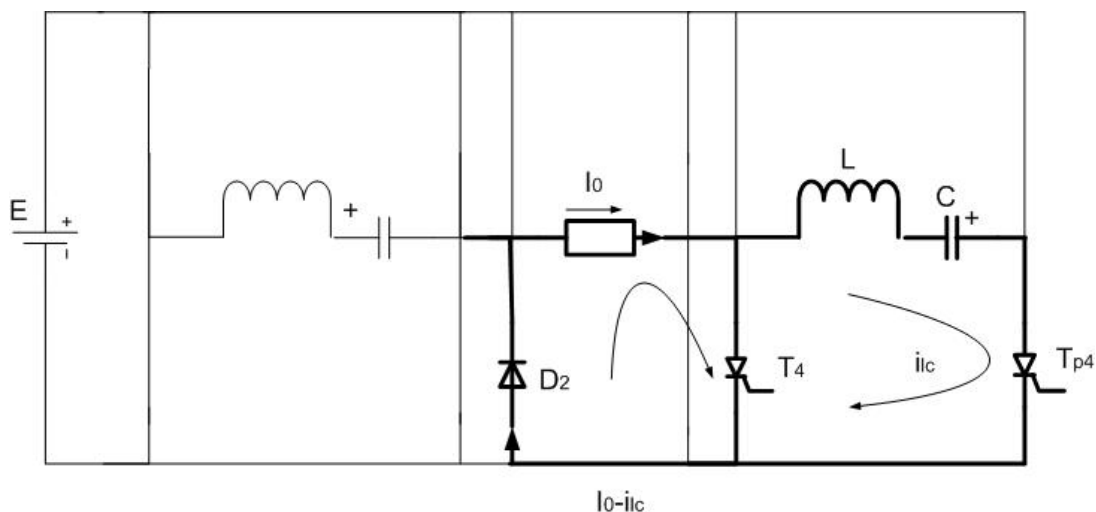
5.



Struja  $i_{lc}^*$  pada na nulu i gasi se Tp1 pa struja opterećenja ostaje da teče kroz D2 i T4. (slika

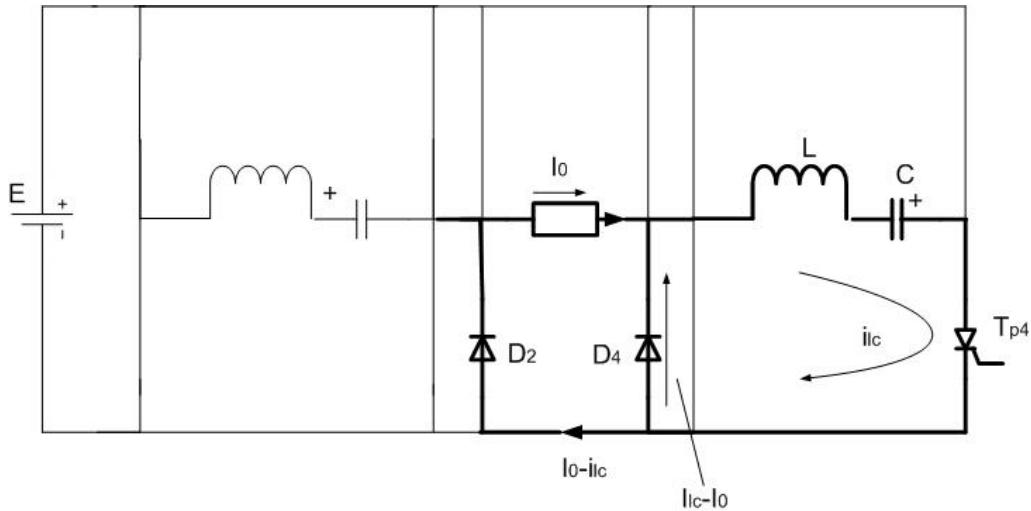
5).

6.



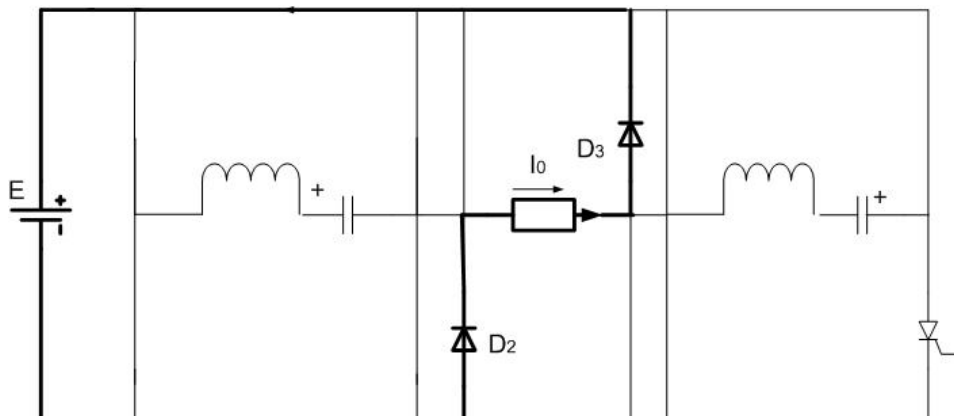
Sada se proces ponavlja sa gašenjem tiristora T4. Naime, kad upalimo pomoćni tiristor Tp4 doćiće do pražnjenja kondenzatora kroz tiristor T4. U toku komutacije, struja opterećenja će teći kroz D2 i T4.(slika 6).

7.



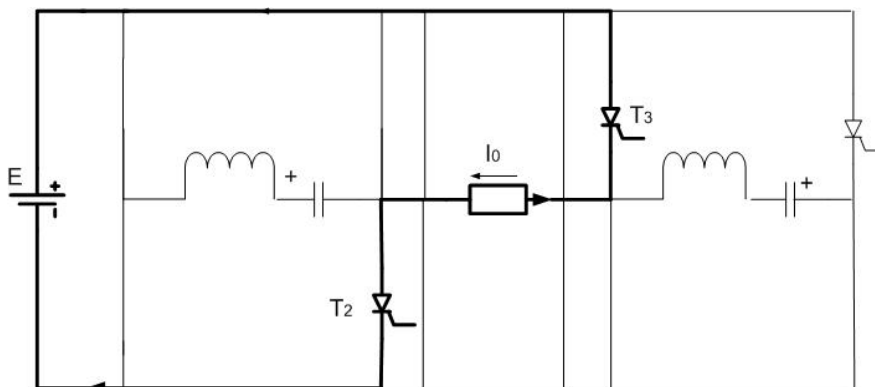
Kada struja  $i_{LC}$  prvi put postane jednaka struji, opterećenja gasi se tiristor T4 a struju  $i_{LC} - I_0$  prihvata dioda D4.(slika 7).

8.



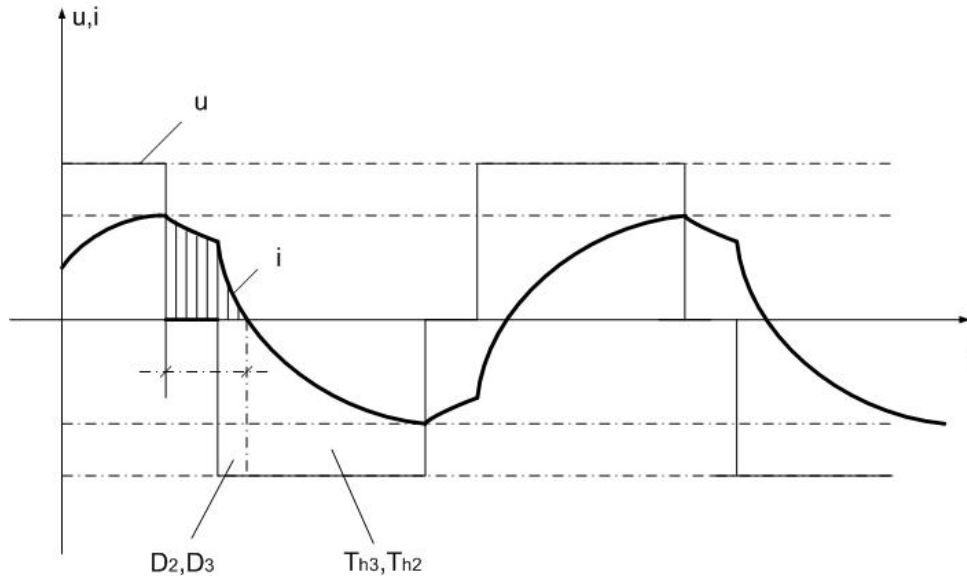
U trenutku  $t^*$ , kada komutaciona struja opadne i izjednači se ponovo sa  $I_0$  menja se struktura kola-naime, pošto postaje  $I_0 > i_{LC}$  a struja opterećenja mora negde da se zatvori, postace provodna dioda D3, a struja opterećenja ce se gasiti kroz elektromotornu silu (slika 8). Komutaciona struja  $i_{LC}$  se gasi.

9.



Struja opterećenja  $I_0$  će se gasiti brzo jer joj se suprotstavlja  $\text{ems } E$ , i pašće na nulu. Međutim, pošto mi stalno šaljem impulse na tiristore T2 i T3 ona će provesti i struja će krenuti na suprotnu stranu (slika 9).

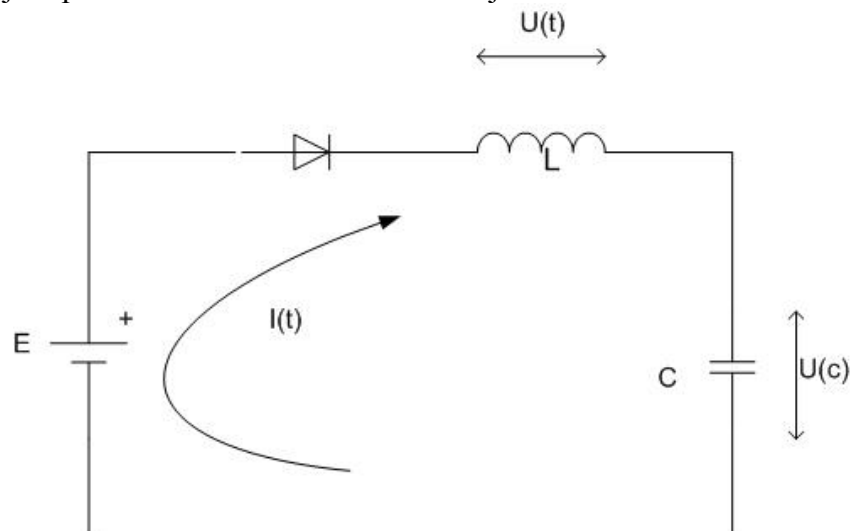
Posmatranje u „makroskopskoj“ razmeri, dijagrami struje i napona su:



Regulacija napona vrši se promenom pauze između + i - dela.

### Problem punjenja kondenzatora

Posmatrajmo prosto LC kola sa diodom i baterijom:



$$u_c + LC \frac{d^2 u_c}{dt^2} = E, \Rightarrow u_{cs} = A \cos \omega_0 t + B \sin \omega_0 t, u_{cp} = E,$$

$$u_c(t) = A \cos \omega_0 t + B \sin \omega_0 t + E, i(0) = I_0, u_c(0) = V_{co}$$

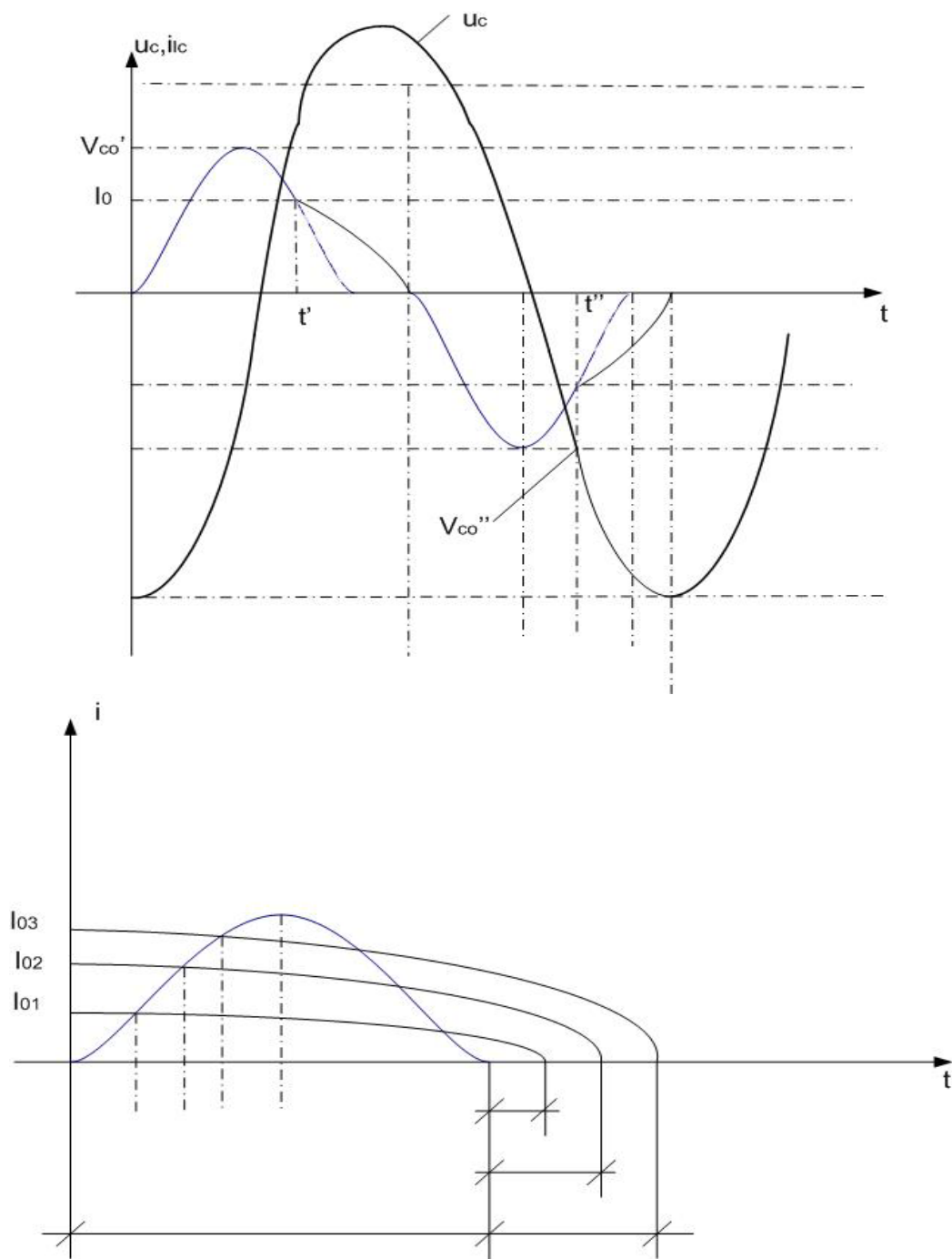
$$u_c(t) = E + (V_{co} - E) \cos \omega_0 t + I_0 \sqrt{\frac{L}{C}} \sin \omega_0 t$$

neka je  $u_c(0) = i_1(0) = 0$ , vazice :

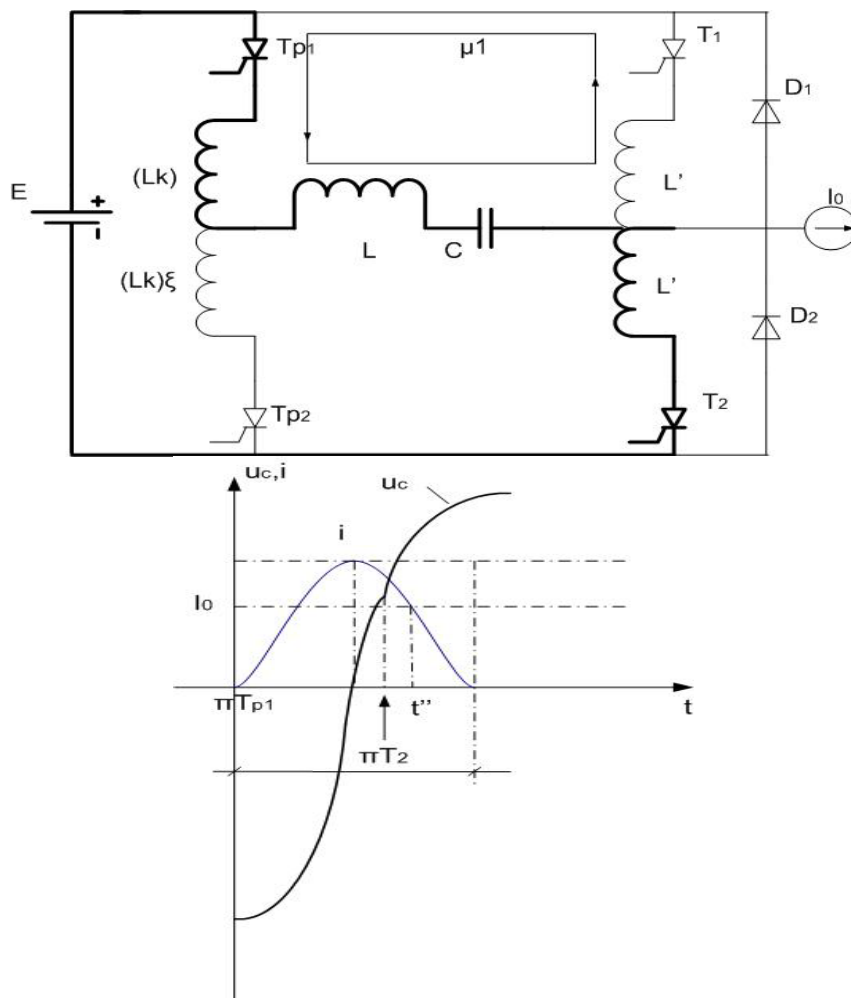
$$u_c(t) = E - E \cos \omega_0 t, \quad i(t) = CE \omega_0 \sin \omega_0 t$$

Kada dioda prestane da provodi, kondenzator će biti napunjen na  $2E$ . Uzimajući u obzir gornje jednačine sledi da će dijagram komutacione struje  $i_{LC}$  i napona  $u_c$  u toku uzastopnih komutacija imati ovakav izgled:





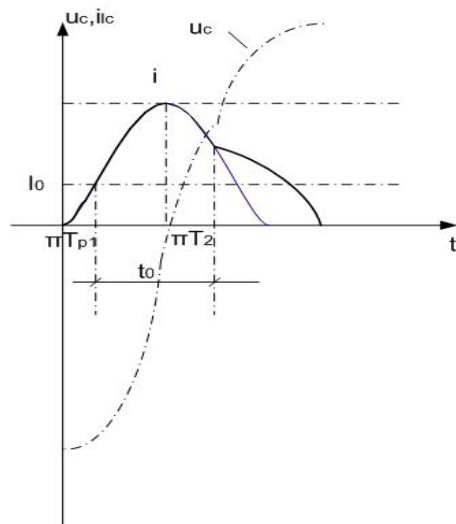
Posmatrajmo ovakav problem: inverter je u praznom hodu, tj. ima malu struju  $I_0$  a samim tim i malo prepunjavanje (prepunjavanje zavisi od struja iz dva razloga: Prvo, u izrazu za napon je član  $\sqrt{\frac{L}{C}}I_0 \sin \omega_0 t$  sa znakom plus, a drugo, što je struja opterećenja veća, duže vreme će biti potrebno da ona opadne na nulu). Ako se naglo na inverter priključi asinhroni motor ili transformator u praznom hodu (zasićenje) naglo će se povećati prepunjavanje, odnosno, može da se javi greška u komutaciji. Takvi problemi izbegavaju se sledećim postupkom:

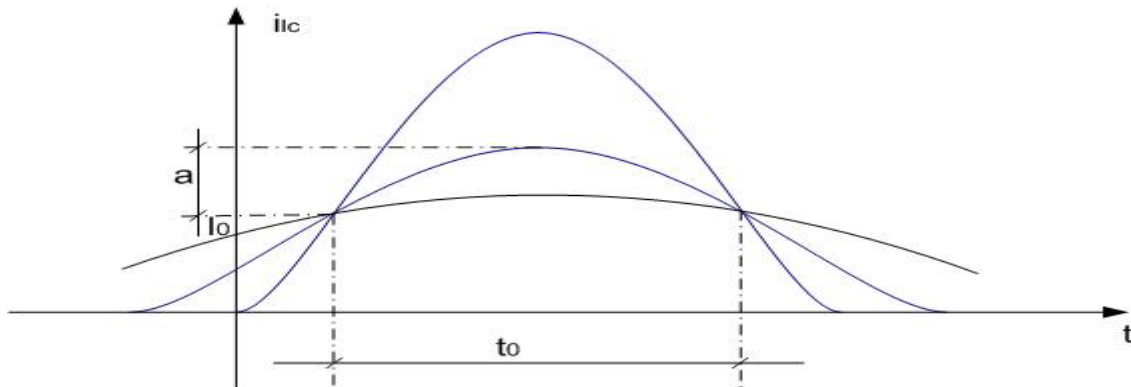


Sa dijagrama se vidi sledeće: pre nego što se završi struktura kratkog spoja  $LC$  para koji nastupa isključivanjem  $T_{p1}$  (kontura  $\mu_1$ ), uključi se  $T_2$ . Tada od strukture kratkog spoja nastaje struktura od  $E, L, C$  i  $T_{p1}$  i  $T_{p2}$  (naglašena linija). Očigledno je da takvom manipulacijom kraj A odlazi u minus i da nastaje kratak spoj izvora preko  $D_1$  i  $T_2$ .

Ovim postupkom omogućuje se da kondenzator uvek bude na povišenom naponu tj. da uvek ima dovoljno energije da iskomutuje i veliku struju opterećenja. Praktično, podešava se ugao paljenja  $T_2$  dok se ne dobije zadovoljavajući rezultat.

### Vreme odmaranja tiristora





$t_0$ -je vreme koje protekne od trenutka gašenja  $T_1$  do trenutka kada  $T_1$  dospe ponovo na direktan napon.

U trenutku kada struja  $i_{LC}$  prvi put postane veća od  $I_0$  glavni tiristor se gasi i tada je, inverzno polarizovan, što traje sve dok njegova katoda ne dođe na potencijal „mase“ odnosno na minus pol, za šta postoje dve mogućnosti:

1. da provede  $D_2$  (to se dešava kada drugi put postane  $i_{LC}=I_0$ ) i 2. da uključimo  $T_2$ .

Sa druge slike je očigledno da se odgovarajuće  $t_0$  može ostvariti sa raznim vrednostima komutacionih elemenata. Preporučuje se takva učestanost  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  i takva maksimalna vrednost

$i_{LC}, V_{c0} \sqrt{\frac{C}{L}}$  da razlika između  $i_{LCmax}$  i  $I_0$  bude  $a = \frac{1}{2} I_0$ , tj.

$$\sqrt{\frac{C}{L}} V_{c0} = 1.5 I_0$$

Za komutacione elemente preporučuju se vrednosti:

$$C_k = 0.9 \frac{t_0 I_0}{E}, \quad C_k = 0.893 \frac{t_0 I_0}{E}$$

$$L_k = 0.4 \frac{t_0 E}{I_0}, \quad L_k = 0.397 \frac{t_0 E}{I_0}$$

„Računski“ primer:

$$E = 220V; C_k = 10\mu F; L_k = 70\mu H; Q = 10; t_0 = 40\mu s; I_{max} = 50A;$$

Najpre ćemo napisati približne jednačine za struju i napon kondenzatora u prostom  $RLC$  kolu

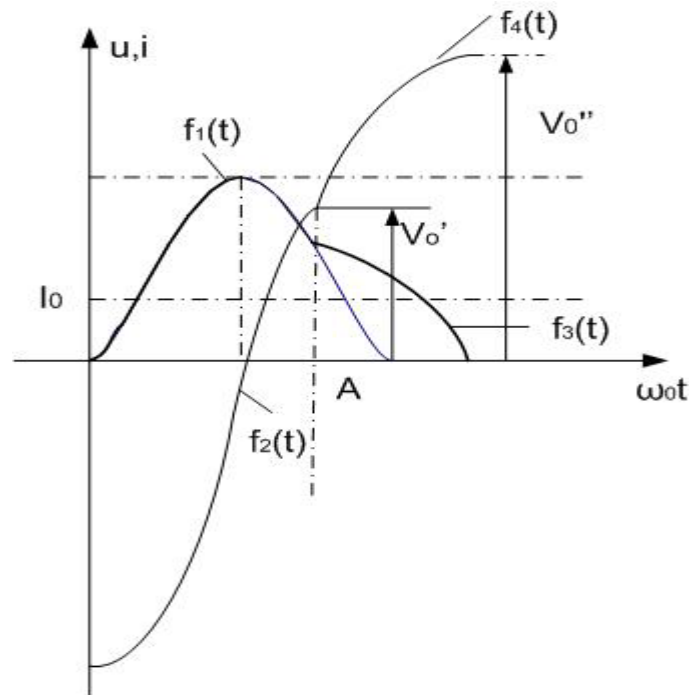
( $R$ -otpor kabela, pri čemu je  $Q$  faktor kabela:  $Q = \frac{\omega L}{R} \geq 10$ )

$$\omega_k = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2} \approx \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad Q \geq 10$$

$$u_c(t) = e^{-\frac{\omega_0 t}{2Q}} [I_0 \sin \omega_0 t + (V_{c0} - E) \cos \omega_0 t] + E$$

$$i(t) = \left[ \frac{I_0}{L} \cos \omega_0 t + \frac{E - V_{c0}}{X} \sin \omega_0 t \right] e^{-\frac{\omega_0 t}{2Q}} \quad , X = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \text{karakteristicna impedansa}$$

$I_{t0} \neq I_0$  u nasem slucaju je  $V_{c0} < 0$



$$f_1(t)? \quad i_{lc} = +\left(\frac{V_{c0}}{X} \sin \omega_0 t\right) e^{-\frac{\omega_0 t}{2Q}}; \quad V_{c0} < 0 \Rightarrow i > 0$$

$$f_2(t)? \quad u_c(t) = e^{-\frac{\omega_0 t}{2Q}} V_{c0} \cos \omega_0 t;$$

Kao  $\alpha = \omega_0 t_a$  tj. trenutak počev od kog za napon i struju važe drugačije promene, izračunaćemo iz jednačine:

$$i_{lc}(t_A) = -\frac{V_{c0}}{X} \sin \omega_0 t_A e^{-\frac{\omega_0 t_A}{2Q}} = I_0 \Rightarrow t_1 = f \dots$$

Zamenjujući ovu vrednost u gornju formulu za napon dobijamo početnu vrednost  $V'$  za funkciju  $f_4(t)$ .

Od trenutka „A“ važe sledeće formule:

$$f_4(t): \quad u_c(t) = e^{-\frac{\omega_0 t}{2Q}} [XI_0 \sin \omega_0 t + (V_0 - E) \cos \omega_0 t] + E$$

$$f_3(t): \quad i(t) = e^{-\frac{\omega_0 t}{2Q}} \left[ I_0 \cos \omega_0 t + \frac{E - V_0'}{X} \right]$$

Izjednačujući u formuli  $f_3(t) = \dots = i(t)$ , i rešavajući jednačinu po  $\omega_0 t_\beta$  dobićemo ugao  $\beta$  pri kome (počev od  $\alpha$ ) prestaje da teče ilc punjenje kondenzatora se završava.

$$I_0 \cos \beta = \frac{V_0' - E}{X} \sin \beta \Rightarrow \beta = \arctg \frac{XI_0}{V_0' - E}$$

Sada se može izračunati konačna vrednost napona na C:

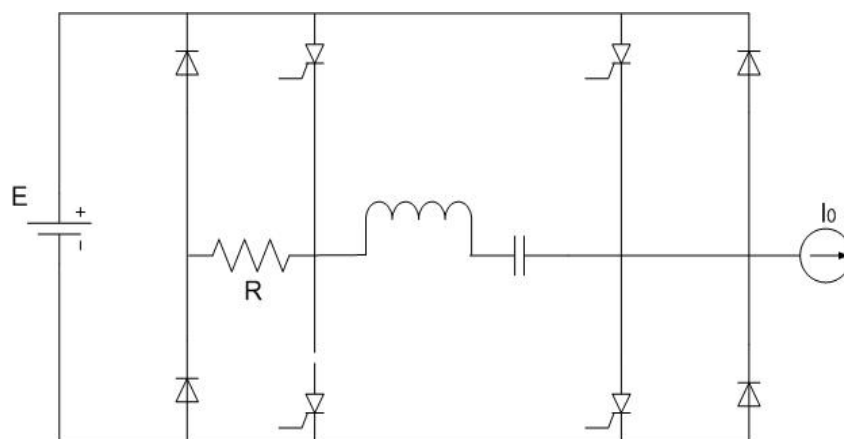
$$V_0'' = f_4(\beta) = e^{-\frac{\beta}{2Q}} [XI_0 \sin \beta + (V_0' - E) \cos \beta] + E$$

Može se izračunati i vreme odmaranja tiristora  $t_0$ . Preko jedne tablice prikazano je kako se menjaju pojedini uglovi i naponi sa promenom opterećenja.

Kao što je na početku rečeno, najpre se moraju napuniti kondenzatori, paljenjem jednog glavnog i jednog pomoćnog tiristora baterijom  $E$ , napon bi, u našem slučaju, pri  $Q=10$  bio:

$V_0=408\text{ V}$		$V_0[\text{V}]$	$\alpha [\text{o}]$	$V_{o'}$	$\beta$	$V_{o''}$
Prazan hod		408	179.9	349	0.4	349
		349	179.8	298	0.7	298
		298	..	..	..	..
Stacionarno stanje		235	179.7	202	177	235
		235	179.7	202	177	235
19A	235	168	..	225	85	267
	267	167	..	225	84	267
50A	267	..	..	..	..	..
	359	115	..	283	64	359

Dobra strana ovog invertora je što sa porastom opterećenja raste i prepunjavanje kondenzatora, posebno kod potrošača koji ne menjaju naglo potrošnju. Osim toga, vrlo je nezgodno prepunjavanje C zbog dioda, zbog naprezanja pomoćnih tiristora što može da bude veliki problem na npr. 100 V. Zato se modifikuje šema ovako:



## 24. Regulisanje i filtriranje izlaznog napona

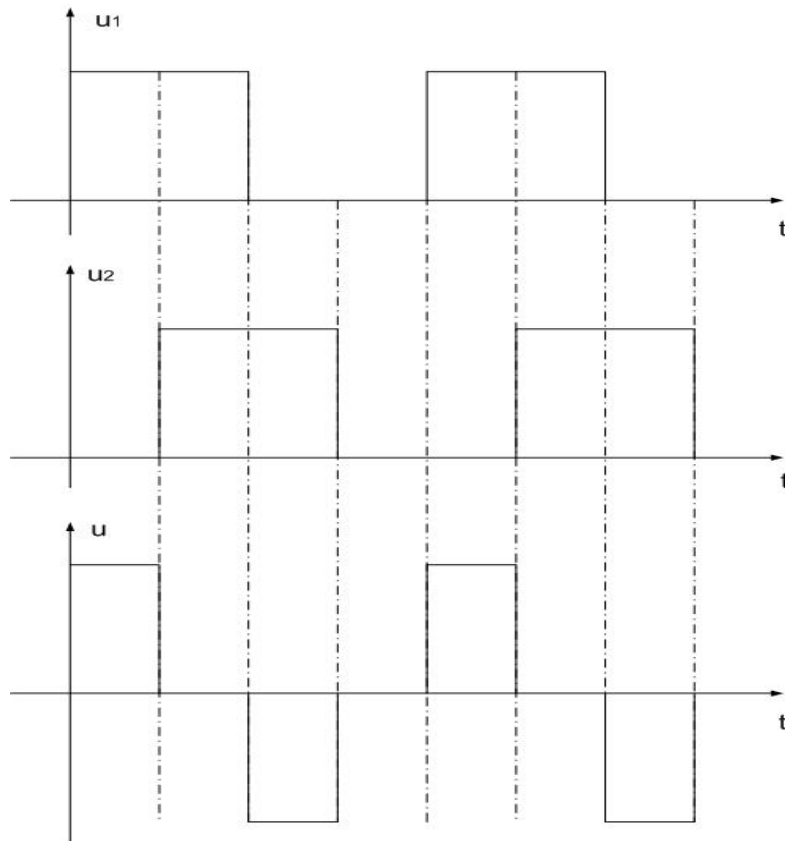
Većina korisnika zahteva da napon na izlazu invertora bude harmoničan, mada to često nije ni potrebno, npr. kada se radi o osvetljenju ili o elektronskim uređajima koji ionako imaju ispravljač. Zahtevi su uglavnom ovakvi:

Ulaz: napon (-15%-+10%)

Izlaz: napon ( $\pm 12\%$ ),  $k_r = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2}}{I_{rms}} \leq 5\%$ , klir faktor

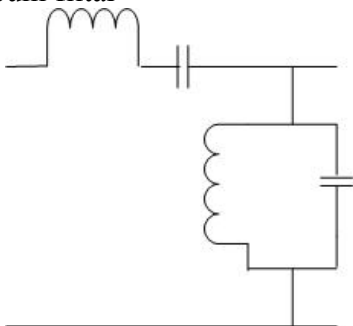
### Regulacija:

Kod nekih vrsta invertora može se menjati trajanje pauze u generisanom obliku napona, a kod nekih ne. Kod ovih drugih se može koristiti čoper, ili npr. dva monofazna invertora kod kojih se menja međusobni fazni pomeraj.

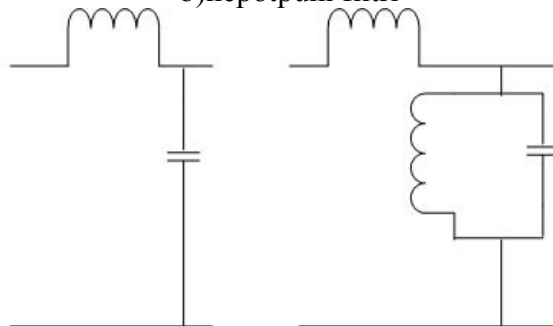


**Filtracija:**

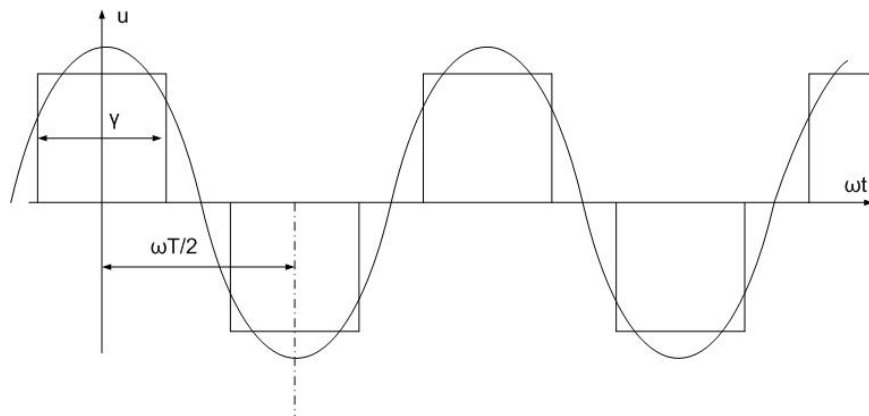
a) puni filter



b) nepotpuni filtri



**25. Viši harmonici**

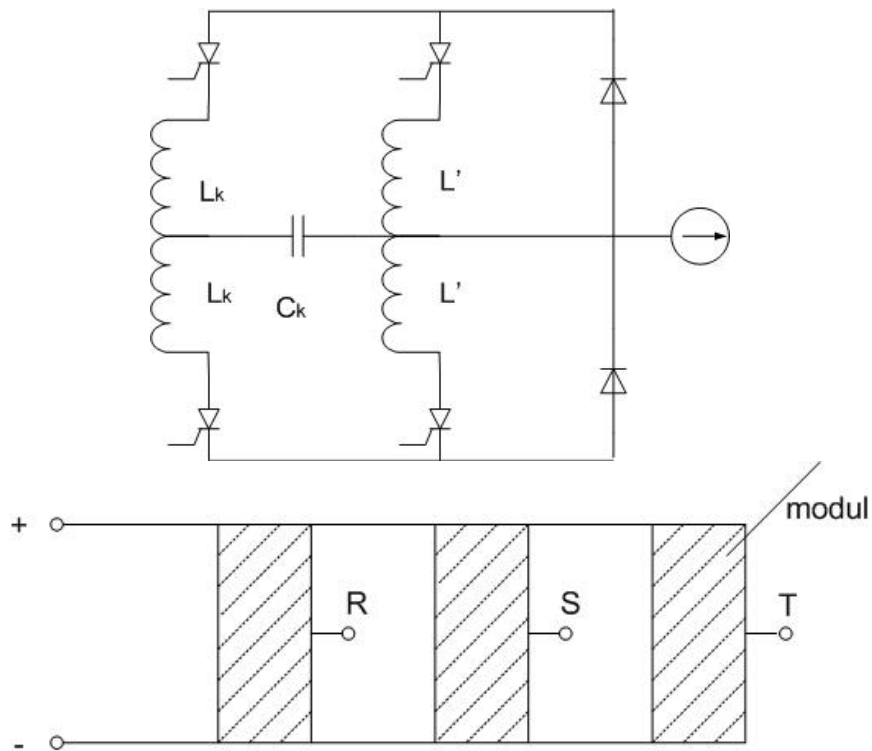


$$V_v = \frac{u\sqrt{2}E}{\pi} \left( \frac{\sin v \frac{\gamma}{2}}{v} \right)$$

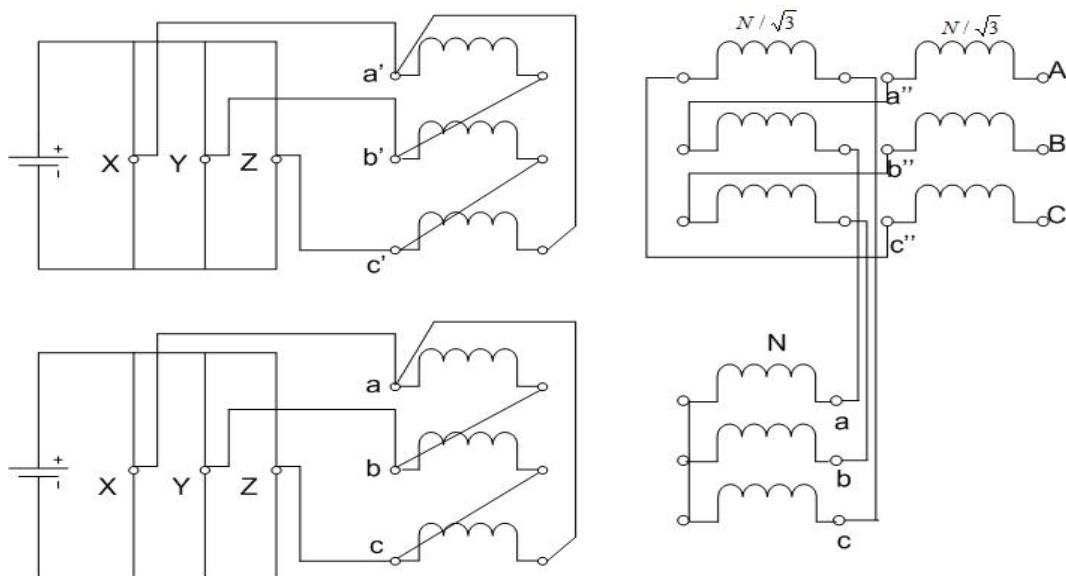
Iz izraza za napon tj. iz RMS vrednosti harmonika napona vidi se da uzimanjem npr.  $\gamma = 120^\circ \Rightarrow V_3=0$  tj. da se biranjem  $\gamma$  može izbeći neki harmonik.

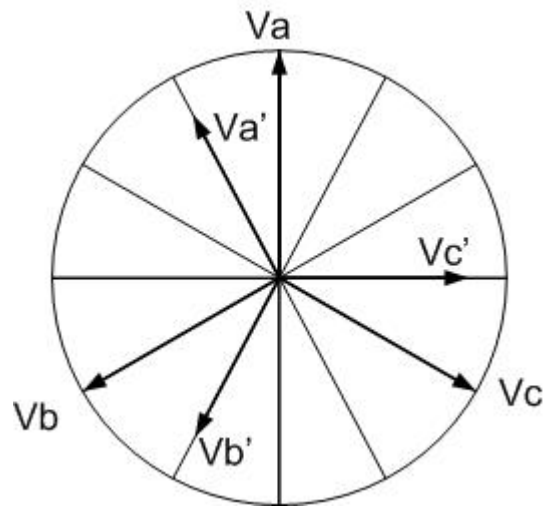
## 26. Praktične „izvedbe“ invertora

Invertori se određuju tako da su sastavljeni od modula:

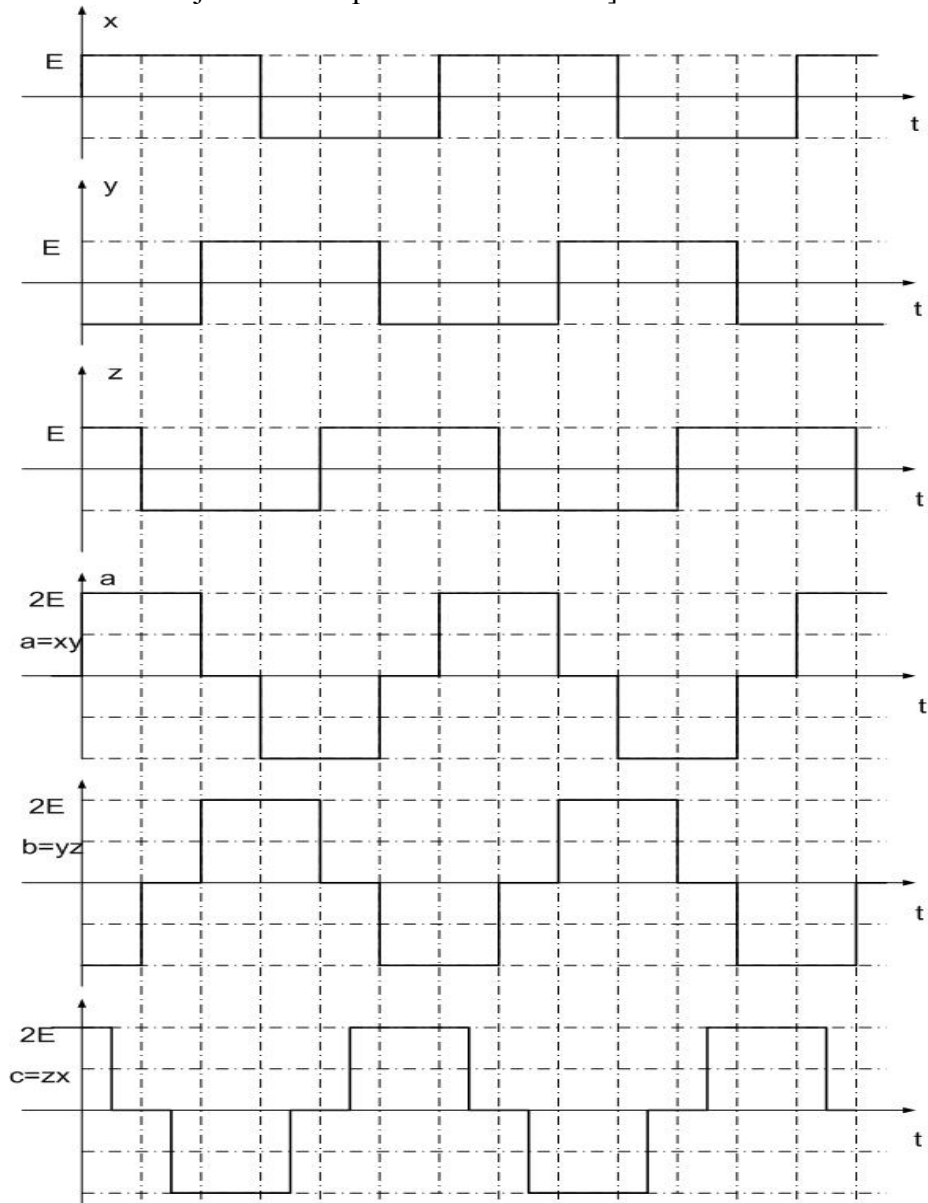


Danas se kod svakog proizvođača invertora snage 50 kW i više (3~) grade kao Mek-Marejevi, sa specijalnim izlaznim transformatorom: prave se ustvari dva klasična 3~ invertora i sprežu se kao na šemi:





[Trofazni sistemi dvaju invertora pomereni su za  $30^\circ$ ]



$$\gamma = 120^\circ, \nu = 3 \Rightarrow E_\nu = \frac{2}{\pi} \frac{E\sqrt{2}}{\nu} \left( \sin \nu \frac{\gamma}{2} \right)$$

$$\sin 3 \frac{120^\circ}{2} = 0$$



Dakle, neće biti trećeg harmonika u linijskim naponima, na koje su vezani primari oba transformatora. (Isto važi za bilo koji harmonik reda  $3k$  (3., 6., 9., ...)) jer su ti harmonici unifazni, a pošto se radi o linearnim naponima kod primara transformatora:  $V_l = V_{f1} - V_{f2}$ . Očigledno je da će se ti harmonici poništavati u linijskim naponima ( $\Delta$ ).

Napon bilo koje faze A, B, C dobija se kao:

$$\underline{V}_a = \underline{V}_{fa'} - \underline{V}_{fb'} + \underline{V}_{fa} \quad (A = a' - b' + a)$$

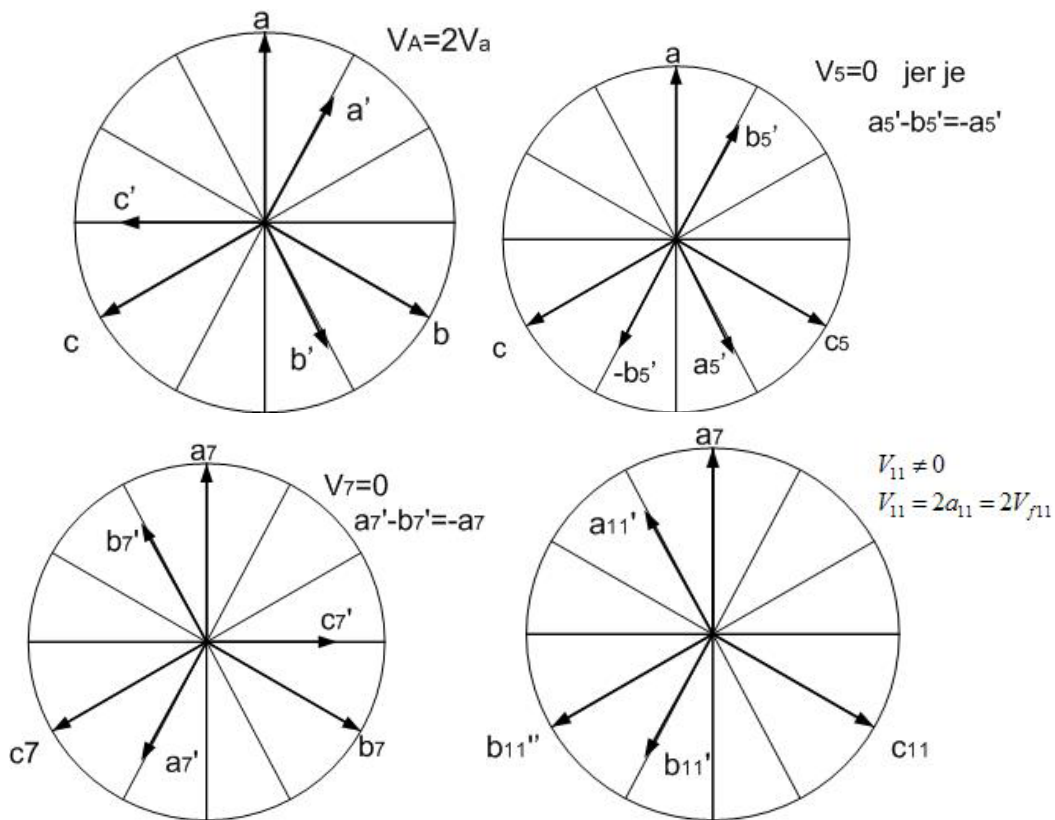
$$\underline{V}_b = \underline{V}_{fb'} - \underline{V}_{fc'} + \underline{V}_{fb} \quad (B = b' - c' + b)$$

$$\underline{V}_c = \underline{V}_{fc'} - \underline{V}_{fa'} + \underline{V}_{fc} \quad (C = c' - a' + c)$$

Pošto je  $V_{f0'} = \frac{1}{\sqrt{3}} V_a$  očigledno je da će biti uvek  $V_{A/B/C} = \left| \underline{V}_{fa'b'c'} - \underline{V}_{fb'c'a'} + \underline{V}_{abc} \right| = \left| \underline{V}_{b'} - \underline{V}_{f'} \right|$

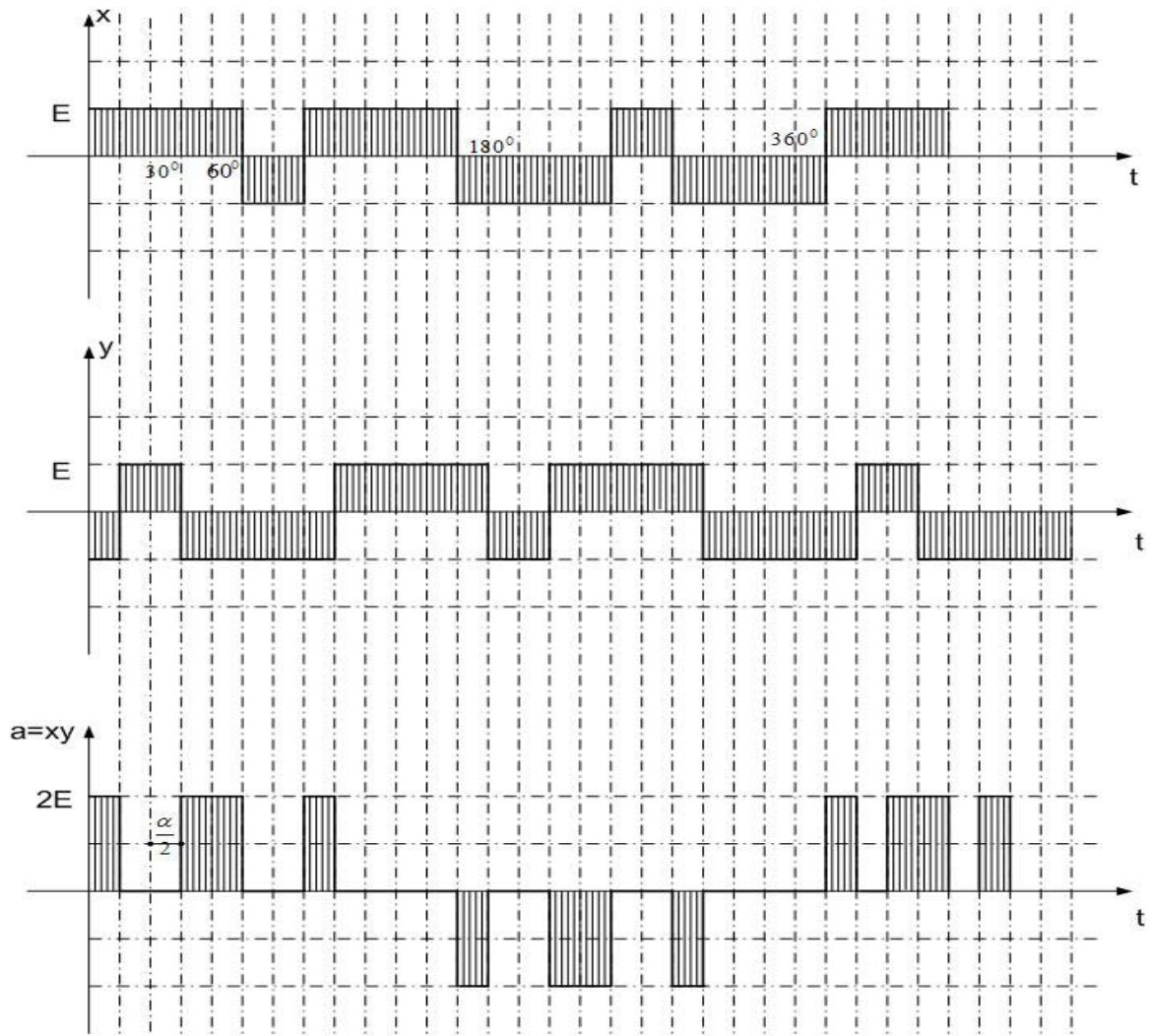
i  $V' = 2E$  ako je  $m_f = 1$  itd.

Ispitaćemo sada kako prikazana sprega utiče na pojedine harmonike:



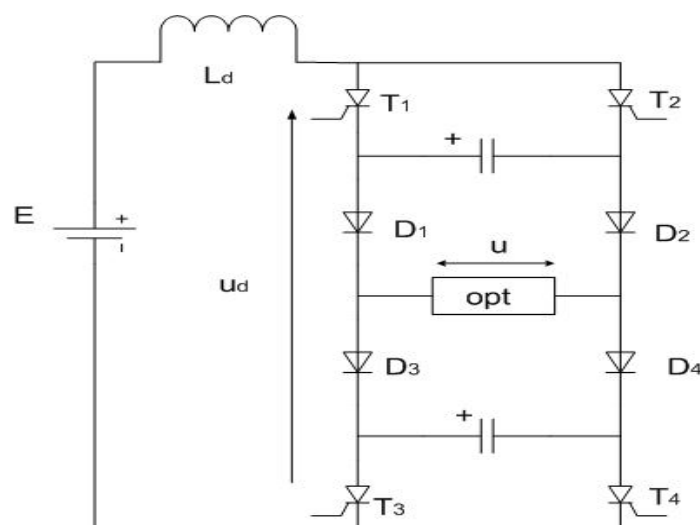
Ako se napravi filter koji je podešen na 12. harmonik, on će jako da oslabi 11. i 13. harmonike koji su ionako mali, tako da se na izlazu praktično dobija sinusoida.

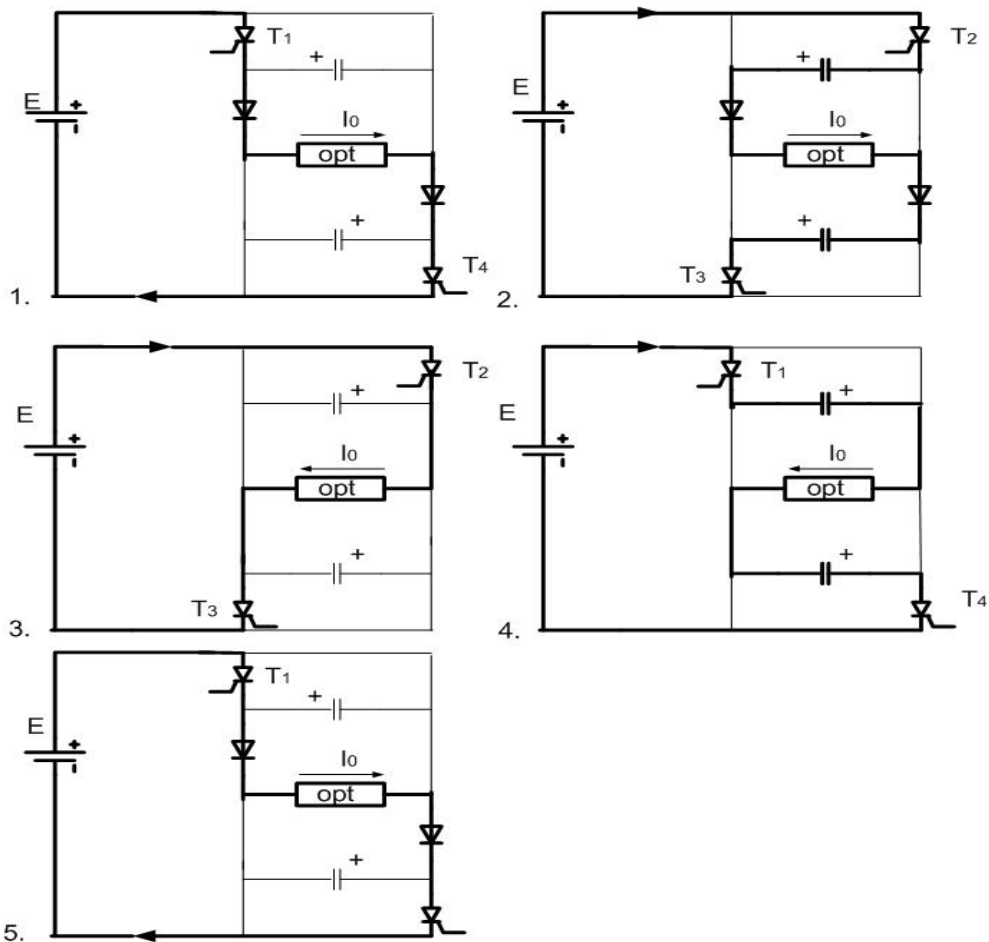
Regulacija napona: vrši se pravljenem “rupa” u faznim naponima invertora, kao što je prikazano na dijagramima.



## 27. Strujni inverter

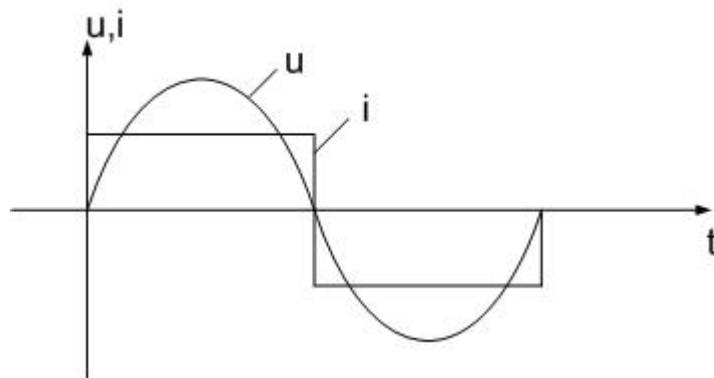
Pomoću velike priguđnice postiže se da je struja opterećenja stalna.





Ako se u nekom trenutku, u vreme kada su provodni T1 i T4, upale T2 i T3, doći će do pražnjenja kondenzatoda i gašenja T2 i T4 (u  $\mu s$ ) a struju će preuzeti T2 i T3. Struja će neko vreme teći kroz kondenzatore, dok se oni ne napune, a zatim će promeniti smer kroz opterećenje.

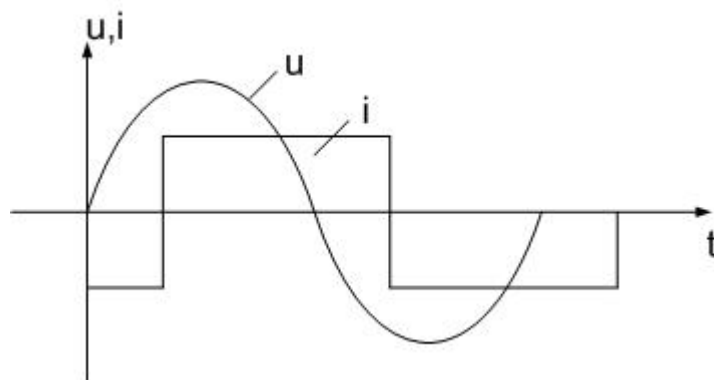
Pretpostavimo da je opterećenje omsko, napon će biti sinusoidan, a struja će biti četvrtasta, dakle, obrnuto u odnosu na struju naponskog invertora.



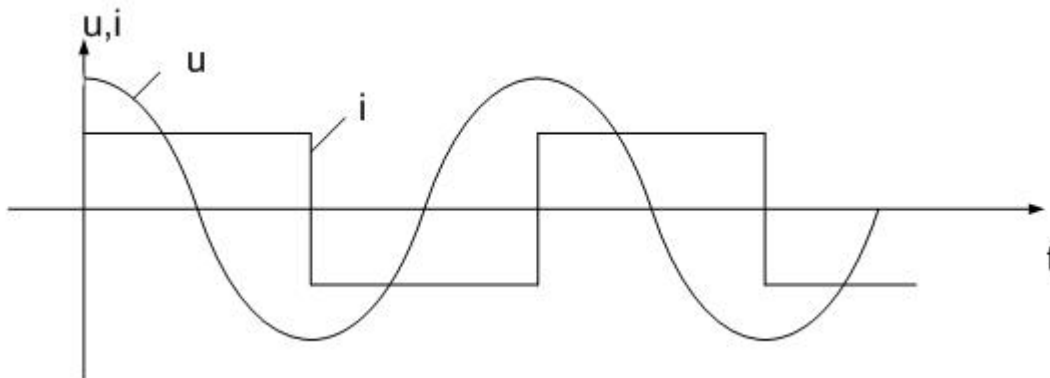
Srednja vrednost napona na potrošaču jednaka je nuli i srednja vrednost napona na kalemu, jer bi on inače otišao u duboko zasićenje. Zato važi:

$$\frac{1}{T} \int_0^T (E - u_{kalema}(t)) dt = \frac{1}{T} \int_0^T u_d(t) dt \Rightarrow \frac{1}{T} \int_0^T E dt - \frac{1}{T} \int_0^T u_k(t) dt = V_{dav} = E$$

Ako je opterećenje induktivno, važi:



Kada je potrošač induktivan odnos između maksimalne vrednosti napona na potrošaču i  $E$  je veći nego kada je čisto omsko opterećenje. To znači da napon na potrošaču raste ako  $\cos\varphi$  opada. Zato se mora predvideti regulator napona. Diode koje se koriste kod ovog pretvarača služe da obezbede stalan napon na  $C$ , i to su tzv. zaprečne diode.

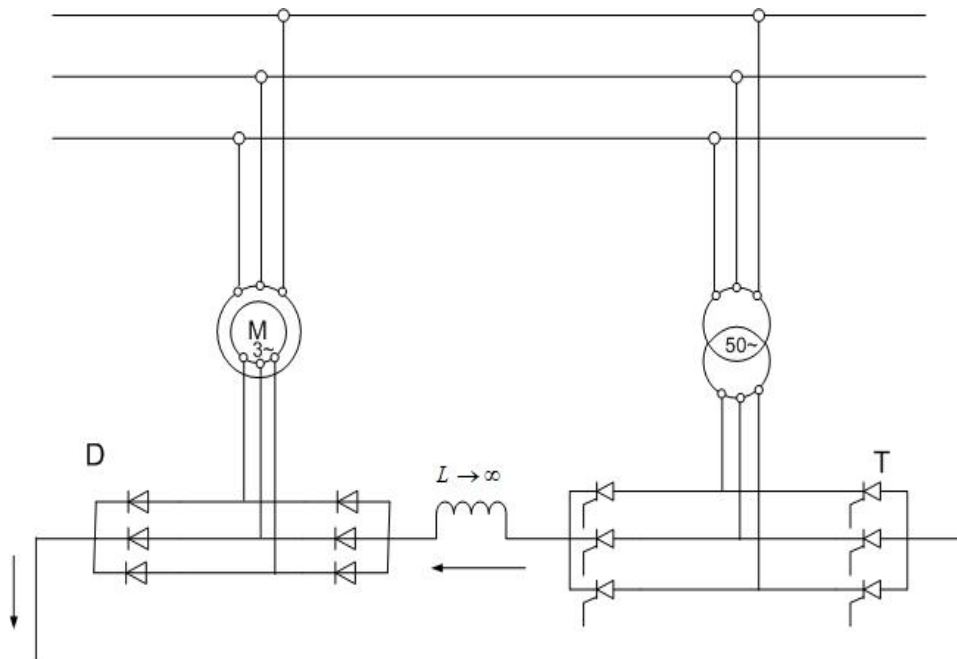


## 28. Primena invertora u regulaciji brzine obrtanja motora

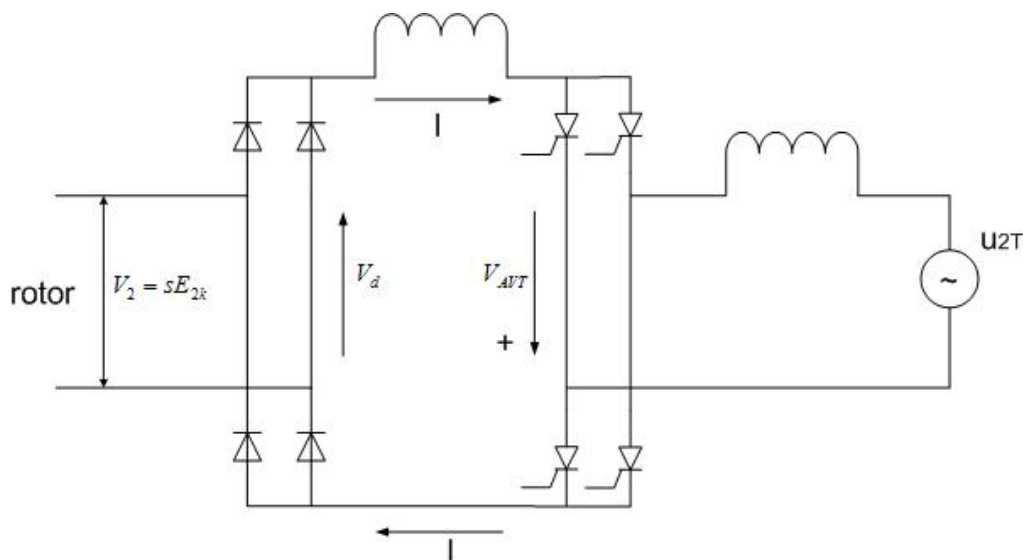
### Regulacija brzine AM

#### Podsinhrona kaskada (specijalni slučaj asinhronie kaskade)

Koristi se kod motora sa namotanim rotorom. Na klizne prstenove rotora vezuje se diodni most a na red sa njim regulisani punoupravljivi pretvarač koji radi kao mrežom komutovani inverter, i koji je na mrežu vezan preko transformatora zbog naponskog prilagođavanja. Diodni most služi da eliminiše nisku rotorsku učestanost  $sf$  a inverter ima ulogu da služi kao posrednik između mreže kao opterećenja i rotora kao generatora-prilagođava učestanost. Na krajevima namotanog rotora javlja se napon koji raste sa porastom klizanja i za koji se može smatrati da je srazmeran klizanju.  $\underline{E}_2 = (l_2 + y_2)\underline{I} + \underline{V}_2$



Monofazna šema ove sprege je:



Napon  $V_d$  koji se dobija na krajevima diodnog mosta je:

$$V_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_2 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} s V_{2k} = As \text{ dakle srazmeran je klizanju.}$$

$$\text{Napon na kraju tiristorskog mosta je : } V_{AVT} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{2T} \cos \alpha .$$

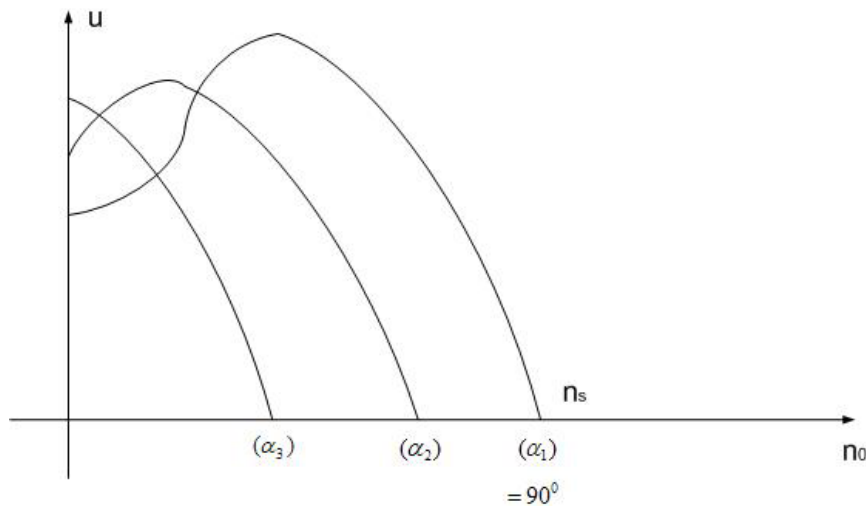
Ako preko ugla paljenja tiristora  $\alpha$  podesimo da srednja vrednost napona  $V_{AV}$  bude negativna, time ćemo vezati (tj. prevezati) taj napon u opoziciju sa naponom koji daje rotor, pa će inverter trošiti energiju odnosno vratiti je u mrežu. Pošto je po II. Kirhhovom zakonu:  $|V_d| = |V_{AVT}|$ , sledi da ćemo promenom napona  $V_{AVT}$  odnosno promenom  $\alpha$  moći da menjamo napon na krajevima rotora. Ovaj napon je direktno srazmeran klizanju i to znači da promenom  $\alpha$  menjamo klizanje.

Moguće je ovaj problem posmatrati i sa stanovišta bilansa snaga. Naime, snaga koju troši rotor je  $P_2 = sP_{ob}$  a snaga obrtnog polja je, pri stalnom momentu na primer  $\approx const$ , jer ako je  $M = const \Rightarrow I \cos \varphi = const \Rightarrow P_1 = qVI \cos \varphi = const$  a  $P_{ob} = P_1 - (P_{em1} + P_{fe})$

Dakle, ako na neki način menjamo  $P_2$  možemo da menjamo klizanje.

Jasno je da se ovakvim načinom regulacije menja mehanička snaga motora tj. njegova korisna snaga. Stepenn iskorišćenja, međutim, ne menja se znatno, jer se vrši regeneracija viška snage.

Ovaj način regulisanja pogodan je posebno za pumpe i ventilatore, kada je sasvim dovoljno regulisanje brzine u opsegu 15~20%.



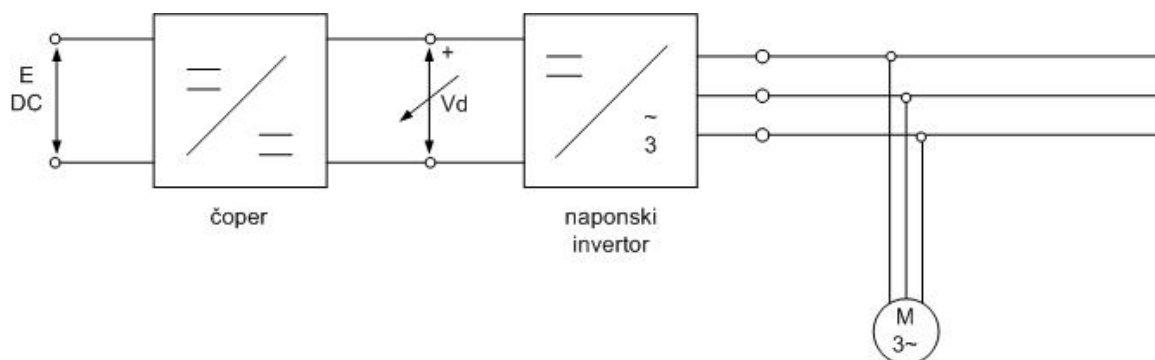
Snaga samog regulatora je reda 25%  $P_{mot}$ , jer se reguliše snaga rotora:

$P_2 = sP_{op} = s(P - P_{em1} - P_{fe1})$  a klizanje, kao što smo videli ne mora da varira više od 10~25%).

## 29. Pretvarači učestanosti

Koriste se u slučaju da ne raspolažemo mrežom, i tada je regulacija mnogo složenija. Moguće su u principu, dve varijante:

1.



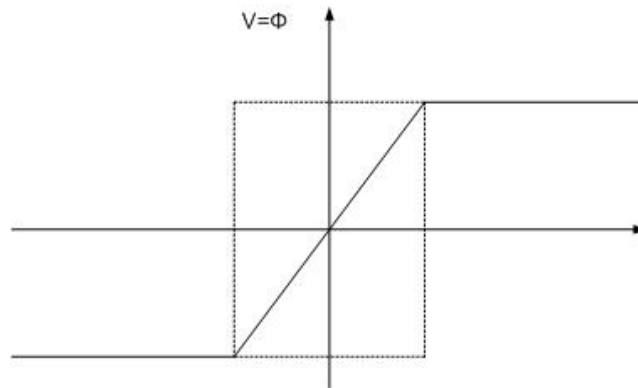
Princip regulacijesastoji je u tome da se pri promeni brzine motora, menjanjem neke od veličina ne pogoršaju radne osobine. Praktično, ako se menja učestanost menjaće se na isti način i napon jer tada ostaje stalan fluks odnosno-ne menja se magnetno zasićenje mašine:

$$\Phi = \frac{V}{f} = const$$

Napon se može menjati čoperom, a učestanost na invertoru. Ovde se, međutim, javljaju problemi u pogledu komutacionih elemenata  $L, C...$  jer njihove vrednosti zavise od napona. Ovo je akutan problem posebno na učestanostima ispod 10 kHz.



$$\frac{V}{f} = c' \left[ \int u dt \rightarrow Vs \right]$$



**Radne karakteristike:**

Posmatrajmo samo maksimalan, ili „prevalni“ moment: ovaj moment je:

$$M_{pr} = \frac{q}{2\Omega_1} \frac{V_1'}{R_1' + \sqrt{R_1^2 + (X_{\sigma 1} + X_{\sigma 2})^2}} = \frac{2 * 60 p}{2\pi * 60 f} \frac{V_1^2}{2\pi f (L_{\sigma 1} + L_{\sigma 2})}$$

$$M_{pr} = k \left( \frac{V}{f} \right)$$

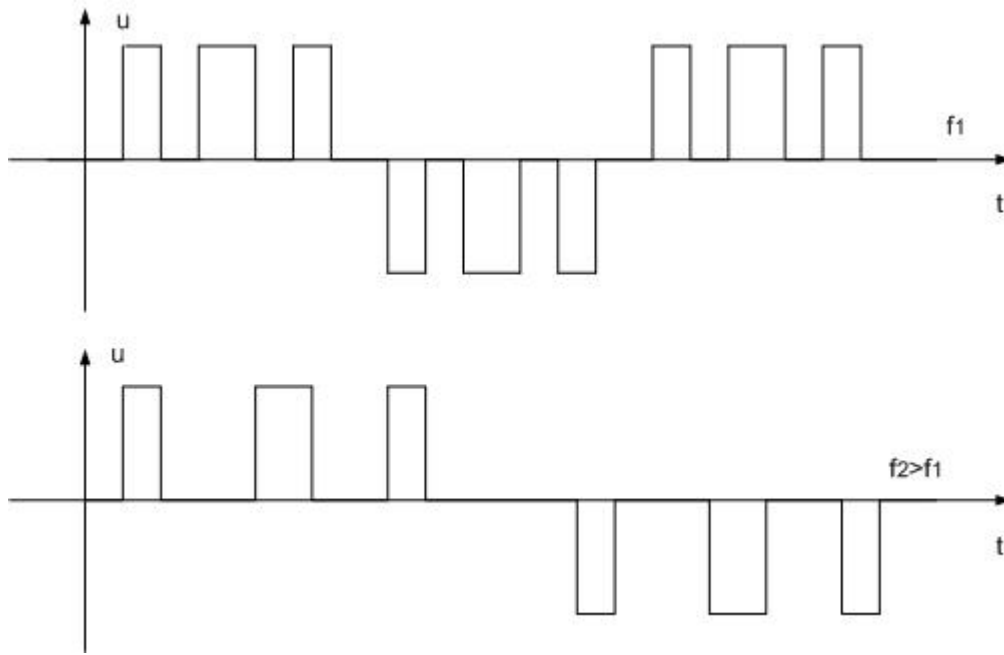
Slično se može pisati i:

$$M = \frac{60q}{2\pi m_s'} V'^2 \frac{\frac{R_1}{s}}{(R_1^2 + \frac{R_2'}{s})^2 + (X_{\sigma}^2 + X_{\sigma''}^2)} = \frac{pq}{2\pi f} \frac{V_1^2 \frac{R_2}{s}}{(\frac{R_2}{s})^2 + X^2}$$

$$M = \frac{pq}{2pf} \frac{V_1' \frac{R_2'}{s}}{(\frac{R_1'}{s}) + (2\pi f L_k)^2}$$

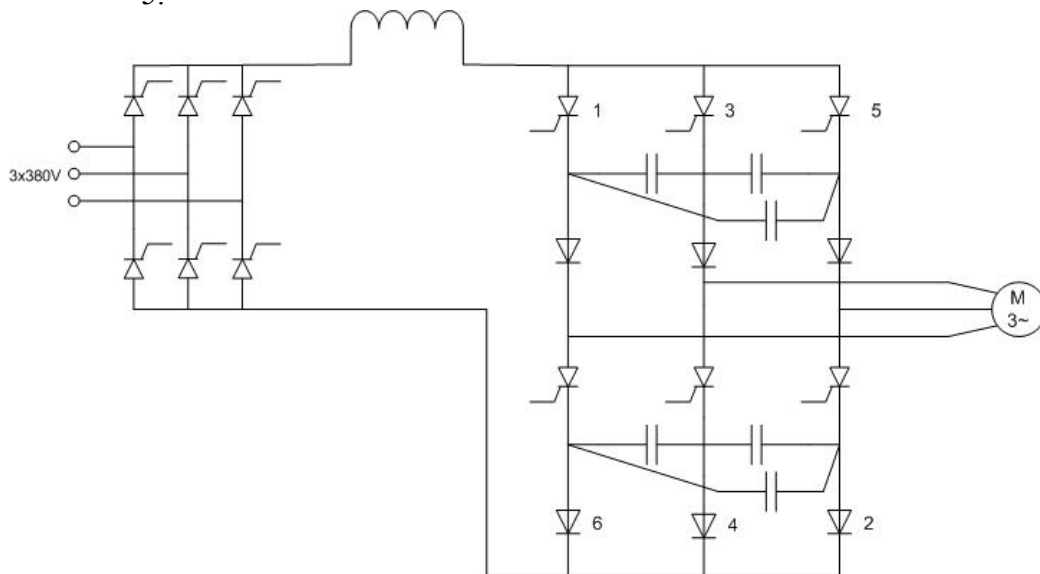
Dakle, situacija će biti kao na slici-smanjena je sinhrona brzina, ali je zbog smanjenja napona ostao isti prevalni moment pa se kriva translatorno pomera.

2. Ako regulaciju vršimo širinsko-impulsnom modulacijom, možemo istovremeno smanjivati napon i učestanost pri  $\Phi = c'$  jednostavnim razmicanjem „prstiju“. U ovom slučaju se međutim jako izobličuje napon, ali to za asinhroni motor nije veliki problem.



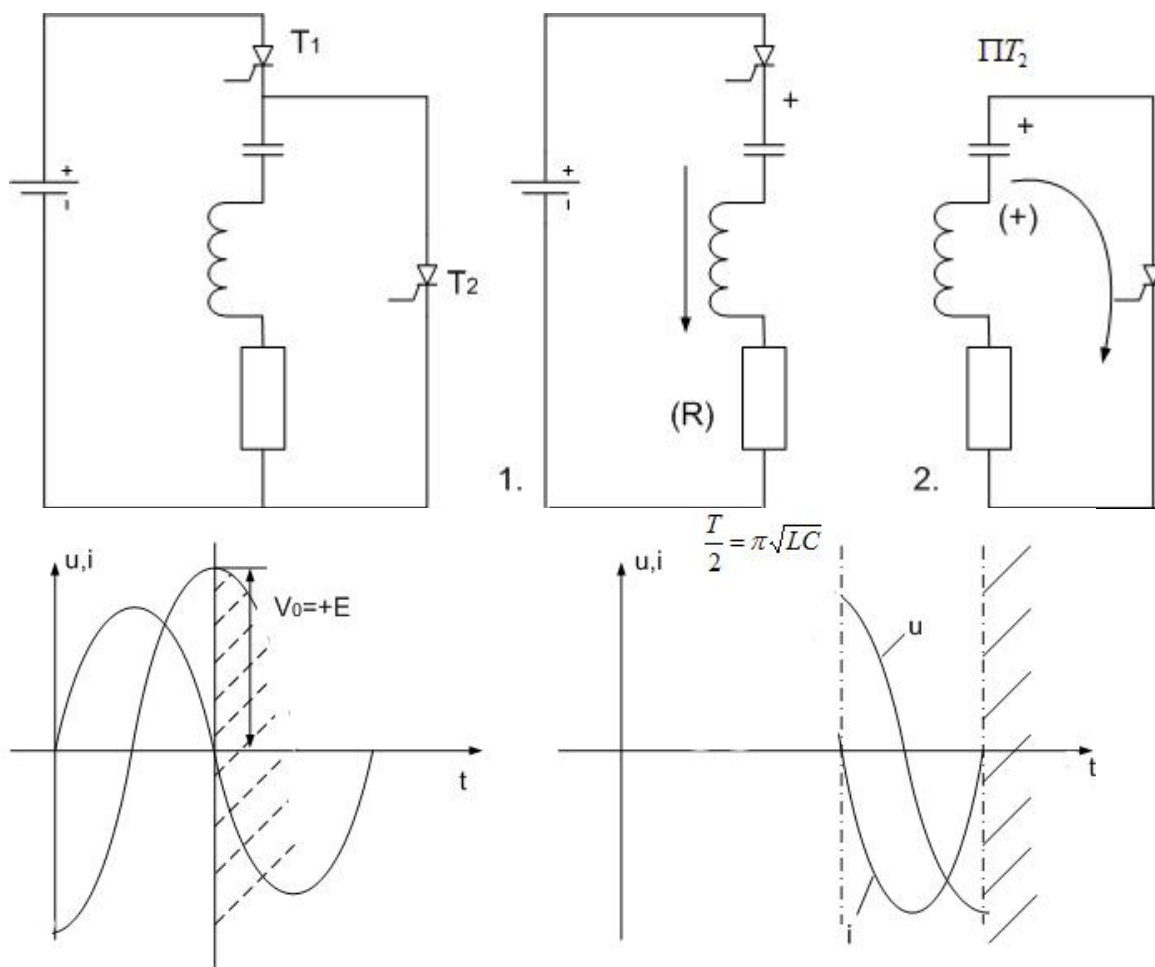
$$\Phi_{1/2} = \int_0^{T/2} u_{1/2} dt = const. \text{ Očigledno, pošto širinu prstiju nismo promenili, } \Phi = const.$$

4. Ako se vrši regulacija brzine samo jednog motora, onda se može koristiti umesto naponskog-strujni inverter.
- 5.





## 30. Rezonantni invertori


**Struktura 1.**

$$E = RC\dot{u}_c + u_c + LC\ddot{u}_c \quad u_c(0) = 0, i(0) = 0 \Rightarrow$$

$$u_c(t) = -e^{-\frac{R}{L}t} E \cos \omega_0 t + E \quad \omega_0 = 1/\sqrt{LC}$$

$$Ri(t) = +e^{-\frac{R}{L}t} \sqrt{\frac{C}{L}} E \sin \omega_0 t$$

**Struktura 2.**

$$\text{Početni uslovi: } I(0) = 0 \quad u_c'(0) = E(1 + e^{-\frac{R}{L}\pi\sqrt{LC}})$$

$$u_c(t) = e^{-\frac{R}{L}t} E(1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}) \cos \omega_0 t$$

$$i_c(t) = -\sqrt{\frac{C}{L}} e^{-\frac{t}{\tau}} E(1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}) \sin \omega_0 t$$

Na kraju strukture 2. napon na kondenzatoru je:

$$u_c^{(1)} = -E(1 + e^{-\frac{R}{L}\pi\sqrt{LC}}) = -E(1 + e^{-\frac{T}{2\tau}})$$

Struktura 1. Pošto se na kondenzatoru ima napon  $u_c^{(1)}(t) \Rightarrow$

$$u_c(t) = -(E + E(1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}))e^{-\frac{t}{\tau}} \cos \omega_0 t + E$$

Pa će na kraju strukture 1. da se uspostavi:

$$u_c = [E + E(1 + e^{-\frac{T}{2\tau}})]e^{-\frac{T}{2\tau}} + E = E[1 + 1 - e^{-\frac{T}{2\tau}}]e^{-\frac{T}{2\tau}} + E = E[2e^{-\frac{T}{2\tau}} - e^{-\frac{2T}{2\tau}} + 1]$$

Dakle, stalno se vrši prepunjavanje kondenzatora. Naravno, pošto u kolu ima gubitaka, uspostaviće se stacionarno stanje u kom će energija prepunjavanja kondenzatora biti jednaka sa energijom izgubljenim u opterećenju. Gornje formule su sasvim približne, jer važe praktično za slučaj kada je  $\frac{\omega L}{R} > 10$ , a to ovde ne mora da važi, jer se rezonantni invertori primenjuju kod VF grejanja.