

SRPSKA AKADEMIJA NAUKA I UMETNOSTI I  
ELEKTROTEHNIČKI INSTITUT "NIKOLA TESLA" - BEOGRAD  
DRUGO SAVETOVANJE O ENERGETSKOJ ELEKTRONICI

Ivan FLEGAR, dipl.ing.  
"Rađe Končar" - OOUR Elektrotehnički institut, Zagreb

TIRISTORSKI STABILIZATOR ISTOSMJERNOG NAPONA S  
MORGANOVIM KOMUTACIJSKIM KRUGOM



BEOGRAD

novembra 1975.

TIRISTORSKI STABILIZATOR ISTOSMJERNOG NAPONA S  
MORGANOVIM KOMUTACIJSKIM KRUGOM

Ivan Flegar

Ođ niza pretvarača s Morganovim komutacijskim krugom analizirani su naponsko strujni odnosi po intervalima za jednu karakterističnu shemu i nje-  
nu modifikaciju. Dobiveni su izrazi pomoću kojih  
je moguće procijeniti utjecaj osnovnih parametara  
sheme na stabilnost izlaznog istosmjernog napona,  
te dotaknuti neki problemi projektiranja stabili-  
zatora.

POPIS OZNAKA

- C - kapacitet komutacijskog kondenzatora
- E - napon napajanja
- f - frekvencija pretvarača
- $f_o$  - rezonantna frekvencija komutacijskog kruga
- $I_o$  - struja tereta
- L - induktivitet zasitljive prigušnice u području zasićenja
- R - otpor zasitljive prigušnice
- $S_{Fe}$  - neto presjek jezgre zasitljive prigušnice
- $t_{odm}$  - vrijeme odmaranja
- w - broj zavoja zasitljive prigušnice
- X -  $\frac{1}{I_o} \cdot \frac{E}{\omega_o L}$  normirana tjemena vrijednost struje komuta-  
cijskog kruga
- $\bar{X}$  -  $\frac{1}{I_o} \cdot \frac{E_N}{\omega_o L}$  normirana tjemena vrijednost struje komuta-  
cijskog kruga kod nazivnog napona
- $\alpha$  - faktor gušenja

- $\Delta U_d$  - promjena izlaznog napona  
 $\Delta E$  - promjena napona napajanja  
 $\phi_z$  - tok zasićenja  
 $\omega_0$  - rezonantna kružna frekvencija komutacijskog kruga

## POPIS INDEKSA

- C - komutacijski kondenzator  
 L - zasitljiva prigušnica  
 m - minimalan  
 M - maksimalan  
 N - nazivan  
 Ti - tiristor

## 1. UVOD

Tiristorski pretvarači s Morganovim komutacijskim krugom sadrže u komutacijskom krugu serijski spoj kondenzatora i zasitljive prigušnice /1/.

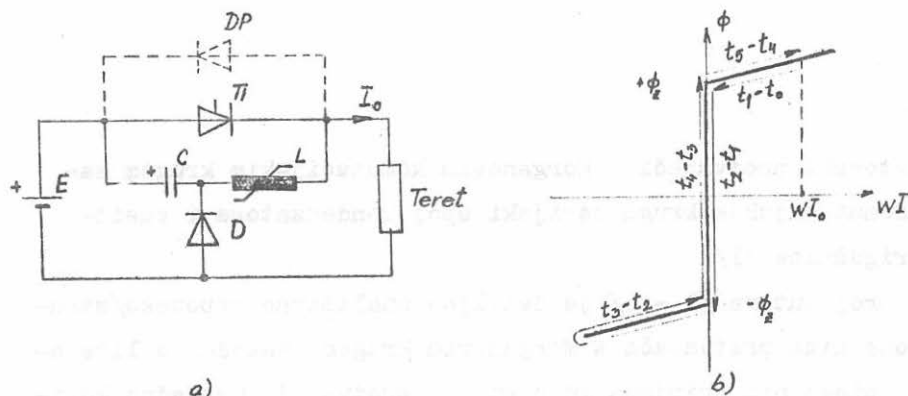
Veći broj autora /1 - 6/ je detaljno analizirao naponsko/strujne odnose niza pretvarača s Morganovim krugom. Također u literaturi je opisan niz primjena gdje su ovi pretvarači uspješno korišteni /3/, /6 - 8/.

U ovom članku je opisana shema pretvarača (sl. 1a) prikladnog za primjenu u stabilizatorima istosmjernog napona kao i njena modifikacija. Ako se na stabilizator ne postavljaju oštri zahtjevi na stabilnost izlaznog napona ( $\leq \pm 2\%$ ), stabilizator ne treba posjedovati sklopove automatske regulacije što ga čini atraktivnim u primjenama gdje odlučuje cijena i pouzdanost.

## 2. ANALIZA RADA

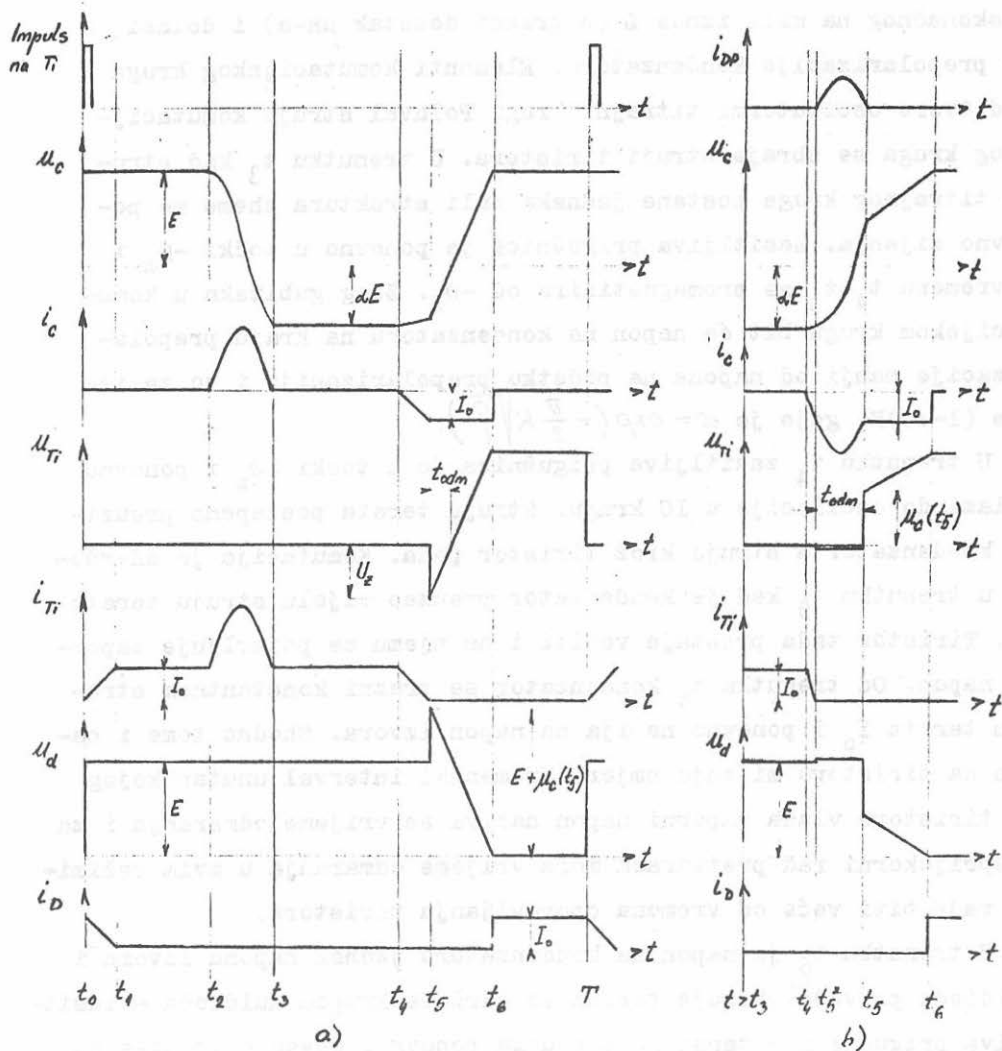
Pri analizi naponsko/strujnih odnosa pretpostavljamo da je

- impedancija izvora jednaka nuli,
- komutacijski kondenzator je idealni element,
- tiristor i dioda su idealni elementi, s time da je za tiristor uzeto u obzir vrijeme oporavljanja,
- zasitljiva prigušnica (sl. 1b) ima u zasićenju konstantni induktivitet  $L, H$ ; u intervalu kad nije zasićena beskonačni induktivitet. Djelatni otpor zasitljive prigušnice je uzet u obzir, i
- struja tereta  $I_0$  je konstantna unutar periode.



Sl. 1 a) Shema energetskog dijela pretvarača  
b) Karakteristika zasitljive prigušnice

Do trenutka  $t_0$  teče struja tereta  $I_0$  kroz nuldiodu i zasitljivu prigušnicu  $L$  držeći je pri tome u zasićenju. Kondenzator  $C$  je nabijen na napon izvora. U trenutku  $t_0$  dat je impuls na geit tiristora i dolazi do komutacije, između nuldiode i tiristora. Struja kroz nuldiodu pada a struju tereta preuzima tiris-



Sl. 2 Vremenski dijagram rada pretvarača  
 a) bez povratne diode  
 b) s povratnom diodom

tor (sl.2a).

U trenutku kad je tiristor preuzeo vođenje struje tereta  $I_0$ , zasitljiva prigušnica je u točki  $+\phi_z$  i u vremenu  $t_2 - t_1$  se preamagnetizira od  $+\phi_z$  na  $-\phi_z$ .

U trenutku  $t_2$  kad zasitljiva prigušnica dođe u točki  $-\phi_z$ , trenutno se mijenja induktivitet zasitljive prigušnice od teoretski

beskonačnog na mali iznos  $L$  (u praksi desetak  $\mu\text{H}$ -a) i dolazi do prepolarizacije kondenzatora. Elementi komutacijskog kruga sad tvore oscilatorni titrajni krug. Poluval struje komutacijskog kruga se zbraja struji tiristora. U trenutku  $t_3$  kad struja titrajnog kruga postane jednaka nuli struktura sheme se ponovno mijenja. Zasitljiva prigušnica je ponovno u točki  $-\phi_z$  i u vremenu  $t_4 - t_3$  se promagnetizira od  $-\phi_z$ . Zbog gubitaka u komutacijskom krugu bit će napon na kondenzatoru na kraju prepolarizacije manji od napona na početku prepolarizacije i to za iznos  $(1-\alpha)E$ , gdje je  $\alpha = \exp\left(-\frac{\pi}{2} R \sqrt{\frac{C}{L}}\right)$ .

U trenutku  $t_4$  zasitljiva prigušnica je u točki  $+\phi_z$  i ponovno dolazi do oscilacije u IC krugu. Struju tereta postepeno preuzima kondenzator a struja kroz tiristor pada. Komutacija je završena u trenutku  $t_5$  kad je kondenzator preuzeo cijelu struju tereta  $I_0$ . Tiristor tada prestaje voditi i na njemu se pojavljuje zaporni napon. Od trenutka  $t_5$  kondenzator se prazni konstantnom strujom tereta  $I_0$  i ponovno nabija na napon izvora. Shodno tome i napon na tiristoru mijenja smjer. Vremenski interval unutar kojeg na tiristoru vlada zaporni napon naziva se vrijeme odmaranja i za bespriječni rad pretvarača mora vrijeme odmaranja u svim režimima rada biti veće od vremena oporavljanja tiristora.

U trenutku  $t_6$  je napon na kondenzatoru jednak naponu izvora i nulodiode provede. Struja tereta se održava krugom nulodiode - zasitljiva prigušnica - teret do trenutka ponovnog davanja impulsa na geit tiristora. Od tog trenutka se cijeli ciklus ponavlja.

Rezultati proračuna svih karakterističnih veličina u pojedinim intervalima su dani u tablici 1.

Na temelju dobivene fizikalne slike rada razmotrit ćemo uvjete uz koje se analizirani pretvarač može koristiti kao stabilizator istosmjernog napona.

tablica 1

| Interval   | Shema | Jednadžbe krugova   | Karakteristične veličine   |
|--|-------|---|--|
| Komutacija dioda - tiristor (DT-komutacija)                |       | $-E = L \frac{di_D}{dt} + Ri_D$ $I_o = i_{Ti} + i_D$ $i_D(t_0) = I_o$   | $t_1 - t_0 \approx \frac{1}{\omega_0 X}$   |
| Premagne-<br>tiziranje<br>zasitljive<br>prigušnice<br>(I)  |       | $E \int_{t_1}^t dt = -w \int_{\phi_2}^{\phi} d\phi$   | $t_2 - t_1 = \frac{2w\phi_2}{E}$   |
| Prepolari-<br>zacija<br>kondenza-<br>tora<br>(I)           |       | $L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + \frac{1}{C} \int_{t_2}^t i_c dt = 0$ $i_c + i_{Ti} = I_o$ $u_c(t_2) = E ; i_c(t_2) = 0$   | $t_3 - t_2 \approx \frac{\pi}{\omega_0}$ $u_c(t_3) \approx -\omega E$ $(i_{Ti})_M \approx I_o(1+X)$  |
| Premagne-<br>tiziranje<br>zasitljive<br>prigušnice<br>(II) |       | $-dE \int_{t_3}^t dt = -w \int_{-\phi_2}^{\phi} d\phi$  | $t_4 - t_3 = \frac{2w\phi_2}{dE}$  |
| Prepolari-<br>zacija<br>kondenza-<br>tora<br>(II)          |       | $L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + \frac{1}{C} \int_{t_4}^t i_c dt = 0$ $i_c + i_{Ti} = I_o$ $u_c(t_4) = -dE ; i_c(t_4) = 0$ | $t_5 - t_4 \approx \frac{1}{\omega_0} \arcsin \frac{1}{dX}$ $u_c(t_5) \approx dE \sqrt{1 - \left(\frac{1}{dX}\right)^2}$   |
| Nabijanje<br>kondenza-<br>tora<br>strujom<br>tereta        |       | $i_c = I_o$   | $t_{odn} = \frac{dX}{\omega_0} \sqrt{1 - \left(\frac{1}{dX}\right)^2}$ $t_6 - t_5 \approx \frac{X}{\omega_0} \left(1 + \frac{ u_c(t_5) }{E}\right)$ $u_c(t_6) = E$ |
| Vođenje<br>nulte diode                                     |       | $i_D = I_o$   | $u_D = E$  |

Prema sl. 2a jest srednja vrijednost napona na teretu  $U_d$  jednaka:

$$U_d = \frac{t_s - t_o}{T} E + \frac{t_b - t_s}{T} \cdot \frac{E + |u_c(t_s)|}{2}. \quad (1)$$

Koristeći izraze za trajanje pojedinih intervala danih u tablici 1 dobiva se

$$U_d = \left(1 + \frac{1}{\alpha}\right) \frac{2\omega\phi_z}{T} + \frac{E}{\omega_0 T} \left[ \frac{1}{x} + \pi + \arcsin \frac{1}{\alpha x} + \right. \\ \left. + \frac{x}{2} \left(1 + \alpha \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\alpha x}\right)^2}\right)^2 \right]. \quad (2)$$

Da se postigne što veća neovisnost izlaznog napona  $U_d$  o promjeni napona napajanja i promjeni struje tereta mora biti ispunjen slijedeći uvjet:

$$\left(1 + \frac{1}{\alpha}\right) \frac{2\omega\phi_z}{T} \gg \frac{E}{\omega_0 T} \left[ \frac{1}{x} + \pi + \arcsin \frac{1}{\alpha x} + \frac{x}{2} \left(1 + \alpha \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\alpha x}\right)^2}\right)^2 \right],$$

tj. intervali u kojima se vrši komutacija nulidioda - tiristor, prepolarizacija kondenzatora (bilo u komutacijskom krugu ili strujom tereta) moraju biti ukupno tek djelić intervala u kojima se vrše premagnetiziranja zasitljive prigušnice.

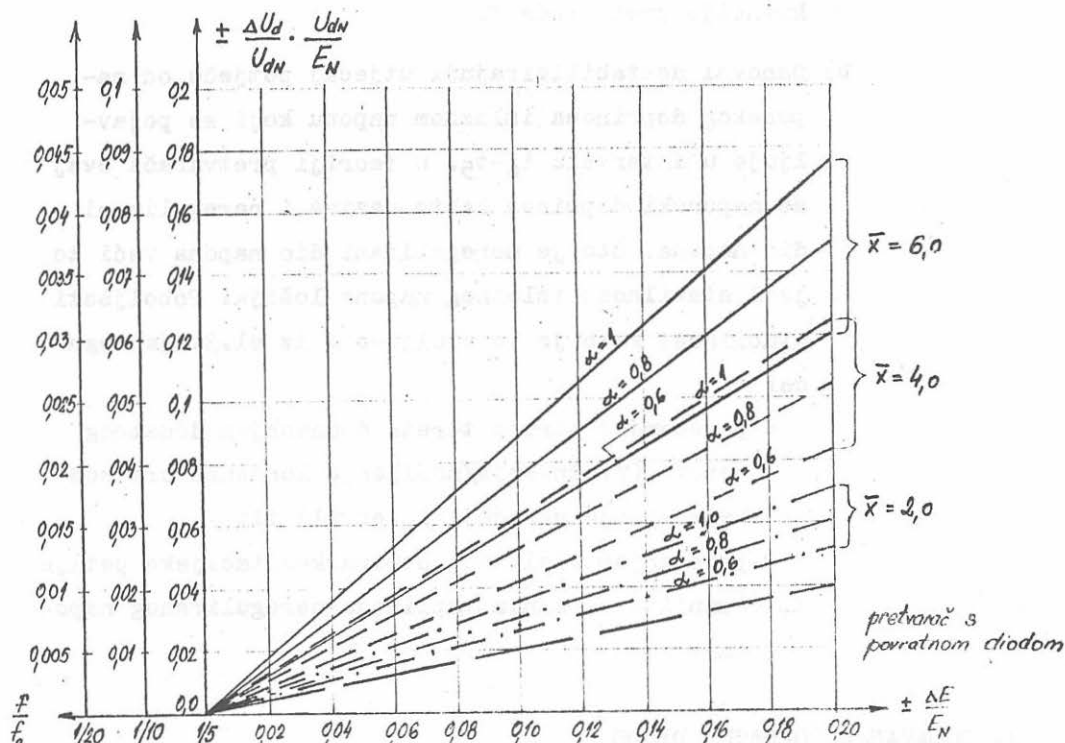
U cilju kvantitativnog obuhvaćanja utjecaja "destabilizirajućih" intervala na stabilnost izlaznog napona definirajmo:

$$\pm \Delta U_d = U_d(E_N \pm \Delta E) - U_d(E_N). \quad (3)$$

Primijenimo li (3) na (2) i nakon sređivanja dobiva se konačni izraz:

$$\pm \frac{\Delta U_d}{U_{dN}} = \frac{E_N}{U_{dN}} \frac{f}{f_0} \left\{ \pm \frac{\Delta E}{2E_N} + \frac{1}{2\pi} \left[ \left(1 \pm \frac{\Delta E}{E_N}\right) \arcsin \frac{1}{\alpha \bar{x} \left(1 \pm \frac{\Delta E}{E_N}\right)} - \right. \right. \\ \left. \left. - \arcsin \frac{1}{\alpha \bar{x}} \right] + \frac{\bar{x}}{4\pi} \left[ \left(1 \pm \frac{\Delta E}{E_N}\right)^2 \cdot \left(1 + \alpha \sqrt{1 - \left[\frac{1}{\alpha \bar{x} \left(1 \pm \frac{\Delta E}{E_N}\right)}\right]^2}\right)^2 - \right. \right. \\ \left. \left. - \left(1 + \alpha \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\alpha \bar{x}}\right)^2}\right)^2 \right] \right\}, \quad (4)$$

odakle se može izračunati za svaku radnu točku stabilizatora statičko odstupanje izlaznog napona obzirom na zadane točeri-  
 ranje napona napajanja. Na sl. 3 dan je grafički prikaz izraza  
 (4) za nekoliko karakterističnih vrijednosti argumenta  $\bar{x}$  te tri  
 u praksi moguće vrijednosti faktora gušenja  $\alpha = 1; 0,8; 0,6$ .



Sl. 3. Stabilnost izlaznog napona se poboljšava

- a) smanjenjem odnosa  $f/f_0$ ,
- b) povećanjem struje tereta i
- c) povećanjem djelatnog otpora komutacijske petlje

Ne uzimajući u obzir dodatna ograničenja koja se javljaju pri projektiranju pretvarača (odsječak 4) detaljnija analiza izraza (4) vodi na slijedeće zaključke:

- a) Stabilnost izlaznog napona je to bolja što je frekvencija komutacijskog kruga  $f_0$  veća od frekvencije pretvarača  $f$ .
- b) Osnovni destabilizirajući utjecaj potječe od naponskog doprinosa izlaznom naponu koji se pojavljuje u intervalu  $t_6-t_5$ . U teoriji pretvarača ovaj se naponski doprinos često naziva i neregulirani dio napona. Što je neregulirani dio napona veći to je i stabilnost izlaznog napona lošija. Poboljšati stabilnost kako je to vidljivo i iz sl.3. je moguće:
  - povećanjem struje tereta dodavanjem dodatnog tereta (pražnjenje/nabijanje kondenzatora kod veće struje skraćuje interval) ili
  - povećanjem djelatnog otpora komutacijske petlje (manji  $\epsilon \rightarrow$  manja amplituda nereguliranog napona).

### 3. DODAVANJE POVRATNE DIODE

Provedena analiza pokazuje da bi se stabilnost izlaznog napona bitno poboljšala ako bi se eliminirao ili barem znatnije smanjio destabilizirajući utjecaj nereguliranog dijela napona u intervalu  $t_6-t_5$ . Unutar tog intervala postoji čvrsta veza između komutacijskog kruga i kruga tereta (protjecani su istom strujom). Uobičajeni postupak za odvajanje komutacijskog kruga od kruga tereta jest dodavanje povratne diode DP (sl.1a).

Analizirajući li se shema pretvarača s povratnom diodom prema sl. 1a po intervalima lako se uviđa da su do trenutka  $t_4$  svi

intervali identični onim za pretvarač bez povratne diode.

U trenutku  $t_4$  zasitljiva prigušnica je u točki  $+\phi_z$  i dolazi do oscilacije u LC krugu. Porast struje kroz titrajni krug prati pad struje kroz tiristor i u trenutku  $t_5^*$  (sl. 2b) tiristor preštaje voditi. Za razliku od pretvarača bez povratne diode oscilatorni proces se nastavlja jer struju titrajnog kruga od trenutka  $t_5^*$  počinje voditi povratna dioda. Povratna dioda vodi struju titrajnog kruga sve dok struja titrajnog kruga ponovno ne postane jednaka struji tereta  $I_0$  (trenutak  $t_5$ ). Kroz to vrijeme se komutacijski kondenzator prepolarizira i u trenutku kad povratna dioda prestane voditi, na tiristoru se trenutno javlja skok blokirnog napona. Da tiristor ne bi ponovno proveo mora vrijeme odmaranja, koje je jednako trajanju vođenja povratne diode, biti veće od vremena oporavljanja tiristora.

Od trenutka  $t_5$  ponovno se kondenzator nabija konstantnom strujom na napon izvora (trenutak  $t_6$ ). Ovaj je međutim interval znatno kraći od korespondentnog mu intervala kod pretvarača bez povratne diode, pa je i neregulirani dio napona znatno manji.

U tablici 2 su dani rezultati proračuna svih karakterističnih veličina u intervalu  $t_6 - t_4$  za pretvarač s povratnom diodom.

Analogno kao u odsječku 2 razmotrimo utjecaje destabilizirajućih intervala na stabilnost izlaznog napona.

Prema sl. 2b jest srednja vrijednost napona na teretu  $U_d$  jednaka:

$$U_d = \frac{t_5 - t_0}{T} E + \frac{t_6 - t_5}{T} \cdot \frac{E - U_c(t_5)}{2} \quad (5)$$

Koristeći izraze za trajanje pojedinih intervala danih u tablici 2 dobiva se

$$U_d = \left(1 + \frac{1}{\alpha}\right) \frac{2W\phi_z}{T} + \frac{E}{\omega_0 T} \left[ \frac{1}{x} + 2\pi - \arcsin \frac{1}{\alpha x} + \right. \\ \left. + \frac{x}{2} \left(1 - \alpha^2 \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\alpha^2 x}\right)^2} \right)^2 \right]$$

Tablica 2

| Interval                              | Shema | Jednadžbe krugova  | Karakteristične veličine   |
|---------------------------------------|-------|--|--|
| Preparizacija kondenzatora (II)       |       | $L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + \frac{1}{C} \int_{t_4}^t i_c dt = 0$ $i_c + i_{Ti} = I_o$ $u_c(t_4) = -\omega E; i_c(t_4) = 0$   | $t_5^* - t_4 \approx \frac{1}{\omega_0} \arcsin \frac{1}{\omega X}$ $u_c(t_5^*) \approx -\omega E \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\omega X}\right)^2}$            |
|                                       |       | $L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + \frac{1}{C} \int_{t_5^*}^t i_c dt = 0$ $i_c - i_{DP} = I_o$ $u_c(t_5^*) = -\omega E \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\omega X}\right)^2}$ $i_c(t_5^*) = I_o$ | $t_5 - t_5^* = t_{odm} \approx \frac{2}{\omega_0} \arccos \frac{1}{\omega X}$ $u_c(t_5) \approx \omega^2 E \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\omega^2 X}\right)^2}$ |
| Nabijanje kondenzatora strujom tereta |       | $i_c = I_o$  | $t_6 - t_5 \approx \frac{X}{\omega_0} \left(1 - \frac{u_c(t_5)}{E}\right)$ $u_c(t_6) = E$  |

Primijenimo li (3) na (6) i nakon sređivanja dobiva se konačni izraz:

$$\begin{aligned}
 \pm \frac{\Delta U_d}{U_{dN}} = & \frac{E_N}{U_{dN}} \frac{f}{f_0} \left\{ \pm \frac{\Delta E}{E_N} - \frac{1}{2\pi} \left[ \left(1 \pm \frac{\Delta E}{E_N}\right) \arcsin \frac{1}{\omega X \left(1 \pm \frac{\Delta E}{E_N}\right)} - \right. \right. \\
 & \left. \left. - \arcsin \frac{1}{\omega X} \right] + \frac{X}{4\pi} \left[ \left(1 \pm \frac{\Delta E}{E_N}\right)^2 \left(1 - \omega^2 \sqrt{1 - \left[\frac{1}{\omega^2 X \left(1 \pm \frac{\Delta E}{E_N}\right)}\right]^2}\right)^2 - \right. \right. \\
 & \left. \left. - \left(1 - \omega^2 \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\omega^2 X}\right)^2}\right)^2 \right] \right\} \quad (7)
 \end{aligned}$$

Detaljnija analiza izraza (7) pokazuje da je za praktičke vrijednosti  $x \in (2,0-6,0)$  te faktora gušenja  $\alpha \in (1,0-0,6)$  moguće sasvim pojednostaviti izraz (7) te se dobiva:

$$\pm \frac{\Delta U_d}{U_{dN}} = \pm \frac{E_N}{U_{dN}} \cdot \frac{f}{f_0} \cdot \frac{\Delta E}{E_N} \quad (8)$$

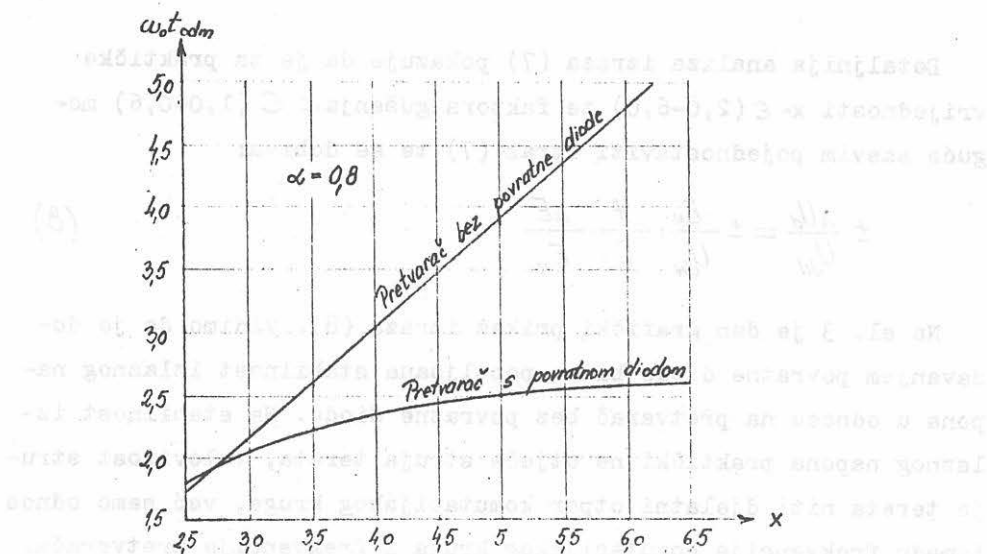
Na sl. 3 je dan grafički prikaz izraza (8). Vidimo da je dodavanjem povratne diode bitno poboljšana stabilnost izlaznog napona u odnosu na pretvarač bez povratne diode. Na stabilnost izlaznog napona praktički ne utječe struja tereta, valovitost struje tereta niti djelatni otpor komutacijskog kruga, već samo odnos između frekvencije komutacijskog kruga i frekvencije pretvarača.

#### 4. NEKI PROBLEMI PROJEKTIRANJA

##### 4.1. IZBOR SCHEME

Obzirom na stabilnost izlaznog napona evidentno je da je shema pretvarača s povratnom diodom znatno povoljnija od sheme pretvarača bez povratne diode uz pretpostavku istog odnosa  $\frac{f}{f_0}$ . S druge strane kod iste pretpostavljene struje tereta koju treba iskomutirati  $I_0 \rightarrow x_0$  bit će pretvarač bez povratne diode povoljniji (sl. 4).

S druge strane uvjeti za oporavljanje tiristora u obje sheme su bitno različiti. U shemi bez povratne diode nakon prekida vođenja tiristora na tiristoru postoji zaporni napon. U shemi s povratnom diodom na tiristoru nakon prekida vođenja postoji samo zaporni napon iznosa jednakog padu napona na povratnoj diodi ( $\approx 1V$ ). Vrijeme oporavljanja je u ovom slučaju znatno duže (i do dva puta) nego u prethodnom slučaju pa i unaprijed odabrano vrijeme odmaranja ko-



Sl. 4. Uz isti  $\omega_0$  vrijeme odmaranja za pretvarač bez povratne diode je veće nego za pretvarač s povratnom diodom

je treba garantirati sigurnu komutaciju treba biti barem dva puta duže nego u slučaju pretvarača bez povratne diode. Odatle slijedi da se kod pretvarača bez povratne diode može bez poteškoća odabrati barem dva puta veća rezonantna frekvencija nego kod pretvarača s povratnom diodom što znači da je  $\frac{f}{f_0}$  povoljniji. Usprkos tome destabilizirajući utjecaj nereguliranog dijela napona na stabilizator je takav da treba ipak prijeći na pretvarač s povratnom diodom. Dodatno kod niskih ulaznih napona napajanja ( $\leq 50V$ ) utjecaj zapornog napona na trajanje oporavljanja se rapidno gubi te je ova prividna prednost pretvarača bez povratne diode posve anulirana. Slijedi: da za primjene u stabilizaciji istosmjernog napona treba koristiti pretvarač s povratnom diodom.

#### 4.2. IZBOR ELEMENATA KOMUTACIJSKOG KRUGA

Da bi se izabrali elementi komutacijskog kruga potrebno je prethodno odabrati vrijeme odmaranja  $t_{00}$  za najnepovoljniji slučaj.

Najnepovoljniji slučaj obzirom na komutacijski krug jest komutacija najveće pretpostavljene struje tereta  $I_{00}$  ( $I_{00}$  je trenutna vrijednost struje tereta!) kod minimalnog ulaznog napona  $E_m = E_N - \Delta E_2$ . Iskustvo pokazuje da je razumno uzeti:

$$\begin{aligned} \alpha X_m &= A \geq 2, \\ \alpha &\approx 0,8. \end{aligned} \quad (9)$$

Koristeći relaciju (9) te uvrstivši u izraz za vrijeme odmarnja iz tablice 2 granične vrijednosti tj.

$$t_{00} \doteq \frac{1}{\pi f_0} \arccos \frac{1}{\alpha \cdot (\alpha X_m)}, \quad (10)$$

slijede izrazi za induktivitet zasitljive prigušnice

$$L = \frac{\alpha}{2A \arccos \frac{1}{\alpha A}} \cdot \frac{E_m \cdot t_{00}}{I_{00}} \quad (11)$$

te kapacitet komutacijskog kondenzatora

$$C = \frac{A}{2\alpha \arccos \frac{1}{\alpha A}} \cdot \frac{I_{00} \cdot t_{00}}{E_m} \quad (12)$$

Iz (10) izravno slijedi tražena rezonantna frekvencija komutacijskog kruga:

$$f_0 = \frac{1}{\pi t_{00}} \arccos \frac{1}{\alpha A} \quad (13)$$

Na osnovu tražene stabilnosti izlaznog napona te zadane varijacije napona napajanja, koristeći izraz (8), dobivaju se izrazi za radnu frekvenciju pretvarača:

$$f \leq \frac{\Delta U_{d1}}{\Delta E_1} f_0 \quad ; \quad f \leq \frac{\Delta U_{d2}}{\Delta E_2} f_0 \quad (14)$$

Za radnu frekvenciju treba odabrati manju izračunatu vrijednost.

Odredivši frekvenciju pretvarača, iz izraza (5) slijedi:

$$W_{Fe}^S \doteq \frac{U_{dN}}{\left(1 + \frac{1}{\alpha}\right) 2f B_z} \quad (15)$$

Poznavajući produkt  $wS_{FE}$  i traženi induktivitet  $L$  zasitljive prigušnice može se lako odrediti broj zavoja  $w$  i neto presjek željeza  $S_{FE}$ , za odabrani oblik jezgre.

Za vrijeme ispitivanja na modelu došlo je do značajnih razlika između mjernog i računatog induktiviteta zasitljive prigušnice. Za jezgru zasitljive prigušnice bila je korištena toroidna jezgra proizvodnje Vacuumschmelze kvalitete lima PERMENORM 5000Z. Prema naputku iz literature /2/ računali smo s relativnim permeabilitetom  $\mu_r=1$ , međutim su ispitivanja pokazala da je induktivitet znatno veći te da smo trebali računati s  $\mu_r \approx 2$ . Budući da su sva mjerenja bila provedena samo na tom tipu jezgre ne mogu se donositi dalekosežniji zaključci, ali ovi rezultati upućuju na oprez pri korištenju jezgara različitih proizvođača.

#### 4.3. Dodatni utjecaji na stabilnost

Djelatni otpor prigušnice izlaznog filtera dodatno kvari stabilnost izlaznog napona. Obilnijim dimenzioniranjem prigušnice te uzevši u obzir nešto manju vrijednost odnosa  $f/f_0$  nego što bi bila potrebna može se ova poteškoća djelomice ukloniti.

Značajan dodatni utjecaj na stabilnost je i frekventna nestabilnost generatora impulsa. Promjenom frekvencije pretvarača mijenja se i izlazni napon. Kao generator impulsa najjednostavnije je koristiti relaksacioni oscilator s jednim UJ-transformatorom /9/. Uz pretpostavku nestabiliziranog napajanja ( $\pm 20\%$ ) generatora impulsa te u temperaturnom dijapazonu  $20-100^\circ\text{C}$  je tipična frekventna stabilnost u granicama  $\pm 1\%$  /10/.

#### 4.4. Realno postiziva statička stabilnost izlaznog napona

Na osnovu izložene analize u ETI "Rade Končar" izrađen je model stabilizatora istosmjernog napona 24V/10A. Stabilizator je napajan iz nestabilizirane istosmjerne mreže 48V  $\pm 15\%$ . Energetski dio she-

me se sastajao od Morganovog pretvarača s povratnom diodom. Za vrijeme ispitivanja korišten je oscilator koji se normalno koristi u generatorima impulsa za tiristorske izmjenjivače s deklariranom točnošću održavanja stabilne frekvencije u granicama manjim od  $\pm 0,5\%$ . Pad napona na prigušnici izlaznog filtera je kod 10 A bio manji od 0,2 V ( $<1\%$ ).

Uz promjene ulaznog napona za  $\pm 15\%$  i promjene tereta od 0-10A dobiveno je statičko odstupanje izlaznog napona od cca  $\pm 2,5\%$ . Pri tome je odnos između frekvencije pretvarača i frekvencije komutacijskog kruga bio približno 1:20.

Zanemarimo li dodatne utjecaje na stabilnost (odsječak 4.3) prema izrazu (8), slijedi:

$$\pm \frac{\Delta U_o}{U_{oN}} = \pm \frac{48}{24} \cdot \frac{1}{20} \cdot 0,15 = \pm 0,015 = \pm 1,5\%$$

Razlika između mjerenog i računski dobivenog rezultata se objašnjava utjecajem dodatnih destabilizirajućih faktora. Provedena ispitivanja pokazuju da dodatni destabilizirajući utjecaj na stabilnost predstavljaju limitirajući faktor u postizanju većih stabilnosti.

Smanjivanje istosmjernog pada napona na prigušnici izlaznog filtera je opravdano samo do neke mjere (rastu dimenzije prigušnice izlaznog filtera), dok su generatori impulsa s još boljom frekventnom stabilnošću znatno složeniji.

Procijenimo li destabilizirajući utjecaj istosmjernog pada napona na prigušnici izlaznog filtera te frekventnu stabilnost generatora impulsa ukupno na cca  $\pm 2\%$  smatram da je realno postiziva statička stabilnost izlaznog napona  $> \pm 3\%$ . Želimo li bolju stabilnost izlaznog napona (primjerice:  $\leq \pm 2\%$ ) ispravnije je dodati automatski regulator napona koji djelujući na frekvenciju generatora impulsa može bez poteškoća održavati zahtijevanu stabilnost izlaznog napona.

## 5. ZAKLJUČAK

- a) Minimalni broj komponenti u energetsom i elektroničkom dijelu, jest osnovna odlika predložene sheme stabilizatora i čine ga jeftinijim i pouzdanijim rješenjem pred ostalim tiristorskim i tranzistorskim rješenjem.
- b) Realno postizivo statičko odstupanje izlaznog napona jest  $> \pm 3\%$  zbog utjecaja dodatnih destabilizirajućih faktora. U slučajevima gdje se traži manje statičko odstupanje treba dodati automatski regulator napona po frekvenciji. U tom je slučaju bliže odabrati shemu pretvarača bez povratne diode (odsječak 4.1).
- c) U zajednici s diodnim ispravljačem i istosmjernim međukrugom tiristorski pretvarač s Morganovim krugom može zamijeniti tiristorske regulirane ispravljače, u odnosu na koje ima niz prednosti. Birajući frekvenciju pretvarača znatno višom od frekvencija viših harmoničkih članova reguliranih ispravljača (reda veličine 1 kHz i više) znatno se mogu smanjiti elementi izlaznog filtera, kao i postići brži odziv. Sa staništa izmjenične mreže ovakav stabilizator također djeluje kao potrošač s faktorom snage približno jednakim jedinici što predstavlja izuzetnu prednost pred klasičnim reguliranim tiristorskim ispravljačima.

## 6. LITERATURA

- /1/ Morgan, R, E.: A new magnetic-controlled rectifier power amplifier with a saturable reactor controlling on-time, AIEE Transactions pt I (Comm. and Electronics) Vol. 80, May 1961, str. 152-55.

- /2/ Mc Murray, W.: Silicon controlled rectifier dc to dc power converters,  
IEEE Transactions (Comm. and Electronics) Vol. 83, March 1964.  
str. 198-203.
- /3/ Gutzwiller, F. W.; Jones, D. V.; Lowry, H.R.; Sylvan, T. P.;  
Von Zastrow, E. E.: Controlled rectifier manual,  
General Electric Company, first Edition 1960. str. 119-26.
- /4/ Morgan, R.E.: Time ratio control with combined SCR and SR  
commutation,  
IEEE Transactions (Comm. and Electronics) Vol. 83., July 1964.  
str. 366-71.
- /5/ Baumanis, V. Ja.; Ran'kis, I. Ja.; Tesel', M. A.; Hramuškin,  
G. M.: Ispož'zovanije odnooperacionn'ih tiristorn'ih  
prer'ivatelej postojannogo toka v niskovol'tn'ih akumul'jatorn'ih  
tjagov'ih privodah  
Poluprovodniki i ih primenenie v elektrotehnike, VI, Riga 1973  
str. 89-98.
- /6/ Topel'berg, V. V.: Tiristorn'ij stabilizator postojannogo  
naprjaženija s nas'isčajusčimsja drossjeljem v cjepe kommutacii,  
Tiristorn'ije preobrazovateli, Moskva, 1970. str. 32-41.
- /7/ Knapp, P.; Löcker, J.: Stromsteller für Gleichstrom-Triebfahrzeuge  
E und M, Jg 85, Heft 3. str. 110-7
- /8/ Däther, K.; Faust, W.: Elektronischer Gleichstromsteller für  
einen Trolleybus,  
Brown Boveri Mitteilungen, Bd. 53, Nr. 10 str. 715-21, 1966.
- /9/ Morgan, R. E.; Hoft, R. G.: Magnetic-SCR amplifier with lock-  
out controls for synchronizing and protection,  
IEE Transactions (Comm. and Electronics) Vol. 83, July 1964.  
str. 371-3.

**/10/ Sylvan, T. P.: The unijunction transistor characteristics  
and applications**

**GE Application Note Nr. 90.10,5/65**

**ADRESA AUTORA:**

**Ivan Flegar, dipl. inž.**

**Rade Končar - Zagreb**

**OOOR Elektrotehnički institut**