

## ELEMENTI DC-DC PRETVARAČA ZA SMPS

Mihajlović Nebojša, dipl.inž.

Properties of d.c.-to - d.c. converters for switched - mode power supplies

Rezime

Ovaj rad razmatra tri osnovna tipa pretvarača: flyback, forward i push-pull. Kvantitativnom analizom dan je uvid u veličinu induktivnih elemenata. Drugi aspekt u izboru pretvarača je broj potrebnih komponenti i kompleksnost upravljačkog kruga tranzistora. Flyback je ograničen na niže snage (do 200W), push-pull je povoljniji za više snage, a forward se upotrebljava za šire područje izlaznih snaga.

Synopsis

This paper discusses the features of the three fundamental converter circuits: flyback, forward and push-pull. A quantitative analysis gives an insight into the size of the inductive elements. Other aspects governing converter choice are the number of components needed and the complexity of the transistor drive circuit. Flybyck converters are limited to low output powers (roughly 200 W) push-pull converters are the best choice for high output powers, and forward converters have the widest application range.

## 1. UVOD

SMPS (switched - mode power supplies - pretvarači snage u prekidačkom modu) danas su vrlo popularni zbog malih težina i dimenzija. Osnov ovih uređaja čini DC-DC pretvarač, koji ulazni istosmjerni napon pretvara na željeni izlazni istosmjerni nivo. U ovom radu su upoređena tri osnovna tipa pretvarača (flyback, forward i push-pull). Pretvarači su napajani istosmjernim ulaznim naponom, izlaz im je galvanski odvojen od ulaza i rade na frekvenciji od 20-300kHz, što je izvan čujnog područja, ali još uvijek ne i previsoka frekvencija, tako da gubici tranzistora u prekidačkom modu nisu veliki. Izlazna snaga im je do 1000W. Najvažniji zahtjevi pri projektiranju pretvarača su definirani njegovim izlaznim naponom i strujom (odnosno snagom), stabilnošću i regulacijom izlaznog napona, te vrstom opterećenja, odnosno njihovom namjenom. Zahtijevano područje opterećenja može biti od 0% do 100% za laboratorijske izvore, 10% do 100% općenito za šire namjene, 50% do 100% kod manjih pretvarača za napajanje kompjutera i 80% do 100% za napajanje manjih instrumenata konstantne potrošnje. Rad završava kvantitativnom komparacijom sva tri pretvarača unutar različitih opterećenja.

### 2.1. FLYBACK PRETVARAČ

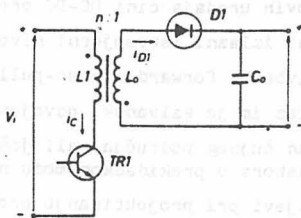
Blok shema flyback pretvarača s galvanski odvojenim izlazom od ulaza, odnosno dvostrukom prigušnicom, dana je na sl. 1a., a valni oblik struje induktiviteta svedene na sekundar na sl. 1b. Način rada pretvarača je slijedeći. Za vrijeme vodenja tranzistora TR1 dioda D1 je zakočena i sva prispjela energija ostaje pohranjena u prigušnici. Struja na primaru prigušnice raste. Kada se tranzistor TR1 zakoči na sekundaru prigušnice ( $L_0$ ) promjeni se polaritet napona i dioda D1 provede i sva prethodno pohranjena energija prelazi na potrošač. Struja na sekundaru opada. U dijagramu (sl. 1b)  $i_L$  je struja promatrana na sekundaru. U stvari struja teče naizmjenično na primaru i sekundaru tako da prigušnica ne vrši kontinuirani prijenos energije, kao transformator, već u prvom intervalu ( $0$  do  $\delta T$ ) akumulira energiju da bi u drugom ( $\delta T$  do  $T$ ) tu energiju predala potrošaču. Kad tranzistor TR1 provede napon na sekundaru je  $V_i/n$ , tako i struja raste s  $V_i/(nI_0)$  (sl. 2). Kad tranzistor TR1 zakoči napon na sekundaru  $V_0$  se prepolarizira i struja pada s  $-V_0/L_0$ . Za manje vrijednosti induktiviteta  $L_0$  nagibi rasta i pada struje su strmiji kao što se to vidi na sl. 2 b.

Ukoliko se struja primara svede na sekundar, za struju sekundara može se napisati

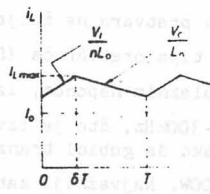
$$i_L = I_{Lmin} + V_i/nL \cdot t \quad 0 \leq t \leq \delta T, \quad (1)$$

$$i_L = I_{Lmax} - V_0/L_0 (t - \delta T), \quad \delta T \leq t \leq T, \quad (2)$$

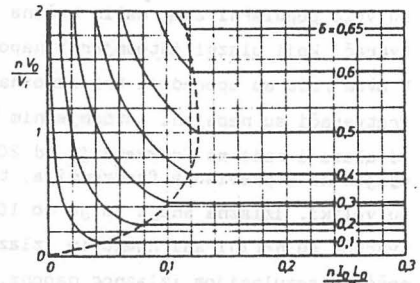
gdje je  $L_o$  induktivitet sekundara prigušnice. Rast struje u periodu od 0 do  $T$  je  $V_i \delta T / (nL_o)$ , a padanje struje u periodu  $T$  do  $T$  je  $V_o T (1-\delta) / L_o$ .



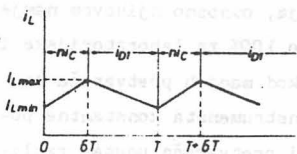
Sl.1a



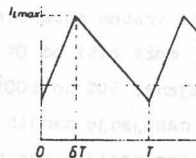
Sl.2a



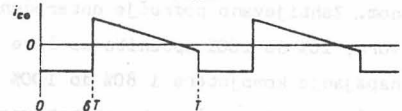
Sl.3



Sl.1b



Sl.2b



Sl.4

U stabilnom radu pretvarača porast struje je jednak padu, iz čega slijedi da je izlazni istosmjerni napon:

$$V_o = V_i / n (1 - \delta) \quad (3)$$

Kao što se vidi,  $V_o$  je neovisan o struji potrošača. Ukoliko je konstantno  $V_o$  je proporcionalan ulaznom naponu  $V_i$ . Želi li se dobiti konstantan izlazni napon  $V_o$ , promjenu ulaznog napona  $V_i$  potrebno je kompenzirati promjenom intervala. Istosmjerna izlazna struja (struja potrošača) predstavlja struju kroz diodu  $D1$  ( $i_{D1}$ ) (sl.1b)

$$I_o = 1/2 (I_{Lmax} + I_{Lmin}) (1 - \delta) \quad (4)$$

Kako se porast i pad struje prigušnice ne održava na izlaznu struju  $I_o$ , ona ovisi samo o veličini potrošača. Ukoliko se želi zadržati konstantan izlazni napon  $V_o$  potrebno je vršiti regulaciju perioda vodenja tranzistora TR1. Granična vrijednost struje kod koje je  $V_o$  još uvijek nepromijenjen je određena strujom  $I_{Lmin}$ . U momentu kad je struja prigušnice  $I_{Lmin}$  tranzistor TR1 provede i energija na prigušnici počinje rasti.

Koliko će ta energija rasti ovisi o potrošnji (potrošaču).

Kod većih snaga, veće struje potrošača, veća je i kolektorska struja tranzistora TR1 i frekvencija prekidanja (kao posljedica regulacije) što uvjetuje i veće gubitke na tranzistoru TR1 i potrebu za filterima većeg frekventnog opsega (10-75 kHz).

Ukoliko se smanji struja potrošača  $I_o$ , a pri tome se smanji interval, energija koja pristiže u prigušnicu ostaje ista, pa i energija koja prelazi na potrošač

ostaje ista, što uvjetuje podizanje izlaznog napona  $V_o$ .

Kada tranzistor TR1 prestaje voditi i energija pohranjena u prigušnici je  $1/2 (L_o I_{Lmax})$ . Sva ta energija prelazi na potrošač pa je  $P_o = 1/2 (L_o I_{Lmax}) T$ , gdje je  $I_{Lmax} = V_o T / (n L_o)$ , tako da je  $P_o V_1^2 \delta^2 T / (2n^2 L_o)$ . Iz navedenog je vidljivo da je izlazna snaga  $P_o$  funkcija perioda vodenja i frekvencije prekidanja tranzistora. Dakle ukoliko se smanji struja potrošača  $I_o$ , a ulazni napon  $V_1$ , period vodenja i frekvencija  $1/T$  ostaju nepromjenjeni, neminovno dolazi do porasta  $V_o$ .

Na slici 3 prikazane su izlazne karakteristike standardnog pretvarača. Isprekidana linija (dio hiperbole) označava konstantnu izlaznu snagu  $P_o$  do koje se preporučuje smanjivanje izlazne struje  $I_o$  bez naglog skoka napona  $V_o$ , jer je na lijevoj strani krivulje vrlo teško ostvariti regulaciju izlaznog napona. U desnoj strani krivulja praktično se regulacijom vrši samo kompenzacija promjene ulaznog napona  $V_1$ . Da sličnog zaključka doći će se i kod razmatranja forward i push-pull pretvarača.

### 2.1.1. Prigušnica

Veličina induktiviteta prigušnice  $L_o$  ovisi o struji potrošača i odabranoj frekvenciji rada pretvarača:

$$L_o = 1/2 (V_i T I_{Omin} \delta) (1 - \delta), \quad (5)$$

gdje je  $I_{Omin}$  minimalna struja pretvarača. Kako je galvanska odvojenost izlaza od ulaza čest zahtjev prigušnica uključuje dva različita namotaja.

Efektivni volumen jezgre dan je relacijom:

$$V_{ep} = \mu_o \mu_e I_{Lmax}^2 L_o / B_{max}^2 \quad (6)$$

gdje je  $I_{Lmax}$  određen strujom potrošača, a  $\mu_e$  i  $B_{max}$  ovise o magnetskom materijalu jezgre. Između ostalog volumen jezgre treba odabrati tako da i gubici u bakru budu mali, jer u protivnom dolazi do povećanja temperature jezgre što slabi magnetska svojstva materijala i izrokuje još veće gubitke. Maksimalna magnetska indukcija  $B_{max}$  uvjetovana je s  $I_{Lmax}$ , a promjena indukcije  $\Delta B$  s  $I_{Lmax} - I_{Lmin}$ :  $\Delta B = (I_{Lmax} - I_{Lmin}) B_{max} / I_{Lmax}$ . Gubici u jezgri ovise o efektiv. volumenu  $V_{ep}$  i promjeni magnetske indukcije  $\Delta B^2$ . Ukoliko je  $\Delta B$  mala, gubici u jezgri su zanemarivi.

### 2.1.2. Tranzistor

Karakteristike upotrijebljenog tranzistora diktirane su karakteristikama pretvarača: istosmjernim ulaznim naponom, snagom i frekvencijom rada. Maksimalna struja tranzistora  $I_{Cmax}$  i maksimalni kolektorski napon  $V_{CEmax}$  dani su relacijama:

$$I_{Cmax} = I_{Lmax} / n \quad (7)$$

$$V_{CEmax} = V_i (1 - \delta) \quad (8)$$

Da kolektorski napon ne bude suviše velik, period vodenja tranzistora ne smije biti

previše dug. Za SMPS  $\delta_{\max}$  je obično 0,45 tako da je kolektorski napon ograničen na približno dvostruku vrijednost ulaznog napona  $V_1$ . Kod projektiranja pretvarača mora se voditi računa da gubici na tranzistoru uslijed prekidanja budu unutar dozvoljenih granica danih za upotrijebljeni tranzistor. U momentu gašenja tranzistora induktivno opterećenje uzrokuje nagli skok kolektorskog napona prije no što struja kolektora padne na nulu. Da bi se obezbijedio siguran rad potrebno je da kolektorska struja padne na nulu prije no što kolektorski napon dostigne kritičnu vrijednost.

### 2.1.3. Izlazni kondenzator

Veličina kapaciteta izlaznog kondenzatora određena je dozvoljenom valovitošću izlaznog napona i dozvoljenim skokom izlazne struje. Valni oblik struje kondenzatora prikazan je na sl. 4. U periodu od 0 do  $\delta T$  kondenzator se preko potrošača prazni konstantnom strujom, a od  $\delta T$  do  $T$  kondenzator se preko diode  $D_1$  puni dijelom energije namjenjene potrošaču. Ukoliko je  $\delta_{\max}$  0,45 tada je srednja struja kroz kondenzator  $I_{COs} \approx I_o$ .

### 2.2. FORWARD PRETVARAČ

Na sl. 5 prikazan je forward pretvarač sa galvaniski odvojenim izlazom od ulaza, a na sl.6 dijagram valnih oblika. Ovdje je sekundar transformatora obrnuto spojen no što je to slučaj kod flyback pretvarača na sl. 1. Kao što se vidi potrebne su i dvije magnetske komponente: transformator za galvanisko odvajanje i prigušnica za pohranjivanje energije. Kada provede tranzistor  $TR_1$  vodi i dioda  $D_1$  i energija iz izvora, preko transformatora dolazi dijelom na potrošač, a dijelom se pohranjuje u prigušnici  $L_o$ . Kada tranzistor  $TR_1$  ne vodi napon na sekundaru transformatora promijenjen polaritet i dioda  $D_1$  prestaje voditi. Tada provede dioda  $D_2$  i pohranjena energija u prigušnici  $L_o$  prelazi na potrošač. Dioda  $D_3$  i dodatni namotaj transformatora imaju ulogu da izvrše demagnetiziranje jezgre transformatora. U periodu dok tranzistor  $TR_1$  vodi struja magnetiziranja raste do vrijednosti  $\delta TV_1/L_1$ . Kada tranzistor  $TR_1$  ne vodi struja magnetiziranja se transformira na dodatni namotaj i energija magnetiziranja transformatora, preko diode  $D_3$  vraća se na izvor. Broj zavoja dodatnog namotaja jednaka je broju zavoja na primaru čime se eliminira veći porast kolektorskog napona u periodu kad tranzistor  $TR_1$  ne vodi.

Kolektorski napon je ograničen na dvostruku vrijednost ulaznog napona  $V_1$  a da ne dode do zasićenja jezgre ne smije biti veći od 0,5.

Kao što se vidi iz valnog oblika struje prigušnice sl. 6, rast struje

$\delta T \left[ (V_1/n) - V_o \right] / L_o$  jednak je struji opadanja  $T(1-\delta)V_o/L_o$  iz čega slijedi da je izlazni napon:

$$V_o = \delta V_i / n \quad (9)$$

Izlazna struja slijedi valni oblik struje prigušnice  $i_L$  iz čega slijedi da je izlazna struja:

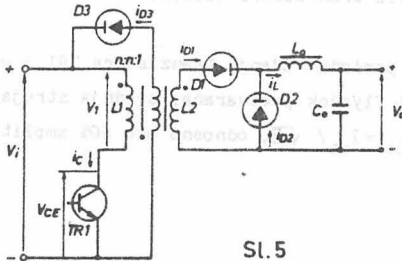
$$I_o = 1/2 (I_{Lmax} + I_{Lmin}) \quad (10)$$

Valni oblik struje prigušnice, njena valovitost i skokovita promjena  $I_{Lmax} - I_{Lmin}$  na prigušnici i izlaznom kondenzatoru ne utječu na  $I_o$ .

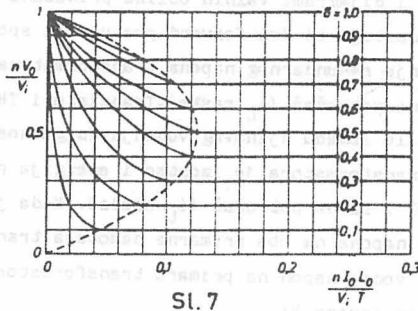
Na sl. 7 prikazane su izlazne karakteristike standardnog forward pretvarača. Kao i kod flyback pretvarača, isprekidana linija označava konstantnu izlaznu snagu  $P_o$ . Razmatranje koje je provedeno kod flyback pretvarača primjenjivo je i ovdje.

2.2.1. Prigušnica

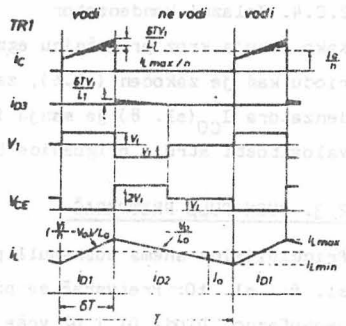
Veličina induktiviteta prigušnice  $L_o$  ovisi o struji potrošača  $I_o$  i frekvenciji rada pretvarača. Sve ono što je prikazano za flyback pretvarač primjenjivo je i ovdje.



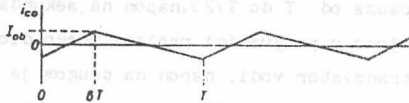
Sl. 5



Sl. 7



Sl. 6



Sl. 8

2.2.2. Transformator

Minimalni efektivni volumen transformatora je:

$$V_{eTmin} = \sqrt{u_o / u_a} I_{mlmax} L_1 / B^2 \max \quad (11)$$

gdje je maksimalna struja magnetiziranja  $I_{mlmax} = nV_o T / L_1$ .

Volumen transformatora mora biti veći no što je to dano u relaciji (11), jer se time smanjuje i temperatura odnosno gubici u jezgri i gubici u bakru, te se povećava

va efikasnost transformatora. Ujedno, pretvarač postaje manje osjetljiv na nagle promjene opterećenja.

### 2.2.3. Tranzistor

Valni oblici struje kolektora i kolektorskog napona prikazani su na sl. 6 iz čega slijedi:

$$I_{Cmax} = I_{Lmax}/n + nV_o T/L_1 \quad (12)$$

$$V_{CEmax} = 2V_i \quad (13)$$

Maksimalni kolektorski napon od  $2V_i$  egzistira tako dugo dok postoji i  $i_{D3}$  praktično u intervalu od  $\delta T$  do  $2\delta T$ .

U momentu gašenja tranzistora, kao i kod flyback pretvarača, kolektorski napon postiže visoku vrijednost prije no što je kolektorska struja pala na nulu pa je i kod forward pretvarača potrebno izvršiti zaštitu tranzistora (C,R,D).

### 2.2.4. Izlazni kondenzator

Kako struja kroz prigušnicu egzistira i u periodu vodenja tranzistora  $TR_1$  i u periodu kad je zakočen (sl.6), za razliku od flyback pretvarača, srednja struja kondenzatora  $I_{CO}$  (sl. 8) je manja i iznosi  $I_{COsr} = I_{ob} / \sqrt{3}$ , odnosno oko 60% amplitude valovitosti struje prigušnice  $L_o$ .

## 2.3. PUSH-PULL PRETVARAČ

Principijelna shema push-pull pretvarača i dijagrami valnih oblika prikazani su na sl. 9 i sl. 10. Pretvarač se praktično, sastoji od dva forward pretvarača spojenih protufazno. Dioda  $D_1$  i  $D_2$  vrše ispravljanje sekundarnog napona transformatora i prenose energiju na prigušnicu  $L_o$ , odnosno potrošač ( $i_L$  raste). Tranzistori  $TR_1$  i  $TR_2$  naizmjenično vode i u kratkom intervalu između njihovog vodenja (sigurnosna pauza od  $T$  do  $T/2$ ), napon na sekundaru transformatora je izostao i energija pohranjena u prigušnici prelazi preko dioda  $D_1$  i  $D_2$  na potrošač ( $i_L$  opada). Kada jedan tranzistor vodi, napon na drugom je suma napona na oba primarna namotaja transformatora i iznosi  $2V_i$ . Kada tranzistori ne vode, napon na primaru transformatora je nula, pa na svakom od njih egzistira napon izvora  $V_i$ .

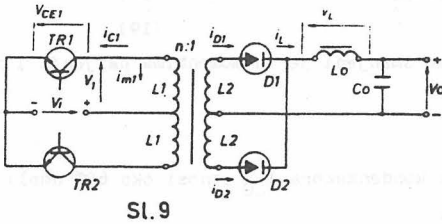
Kako je porast struje prigušnice jednak njenom opadanju (sl.10) izlazni istosmejni napon je:

$$V_o = 2\delta V_i / n \quad (14)$$

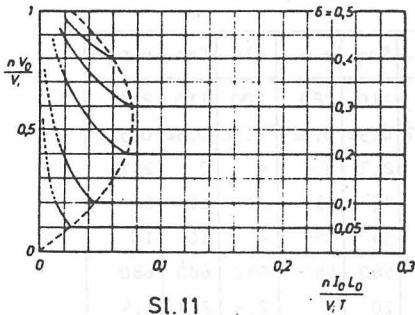
gdje mora biti manji od 0,5tj. tranzistor  $TR_1$  i  $TR_2$  ne smiju istovremeno provesti da ne dode do kratkog spoja izvora. Izlazna struja pretvarača jednaka je srednjoj vrijednosti struje kroz prigušnicu (sl.10):

$$I_o = 1/2 (I_{Lmax} + I_{Lmin}) \quad (15)$$

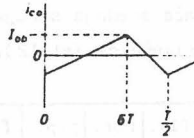
Na sl. 10 prikazana je struja magnetiziranja (iscrtkano) i njen efekt na valne oblike struja tranzistora i dioda. U periodu dok tranzistor vodi struja magnetiziranja se linearno mijenja od  $-(\delta TV_i)/(2L_1)$  do  $+(\delta TV_i)/(2L_1)$ . Kada tranzistor ne vodi, primar transformatora je otvoren i struja magnetiziranja prolazi kroz diode (iscrtkani dio na valnim oblicima  $i_{D1}$  i  $i_{D2}$ ). Struja kroz prigušnicu  $i_L$  odnosno struja potrošača je zborj struja  $i_{D1}$  i  $i_{D2}$  tako da se iscrtkana područja ponište. Kod malih struja potrošača jedna od dioda može ranije provesti, pa struja magnetiziraju na D1 i D2 nisu simetrične što dovodi do povećanja napona na izlaznom kondenzatoru  $C_o$ . Ukoliko je izlazna struja vrlo mala diode nisu u stanju odvesti svu struju magnetiziranja, tako da se dio te struje vraća na izvor reverznom strujom tranzistora, ili dioda makoje im se ponekad stavljaju paralelno. Na slici 11 prikazane su izlazne karakteristike push-pull pretvarača. Razmatranje provedeno za prethodna dva tipa pretvarača važi i ovdje.



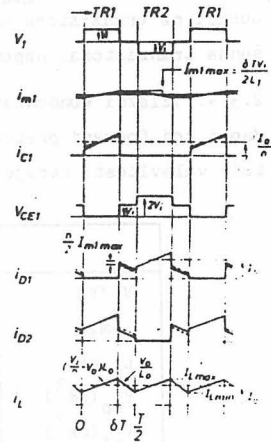
Sl. 9



Sl. 11



Sl. 12



Sl. 10

### 2.3.1. Prigušnica

Efektivni volumen prigušnice definiran je sa:

$$V_{eP} = \frac{1}{\rho} \frac{1}{\mu_a} I^2 L_{max} L_o / B^2_{max} \quad (16)$$

Ovdje prigušnica radi na dvostruko većoj frekvenciji pa su i gubici u njoj dvostruko veći.

### 2.3.2. Transformator

Kod flyback i forward pretvarača koristi se samo pola BH krivulje, dok se kod push-

pull pretvarača koriste obe polovine, pa bi se moglo očekivati da je potreban i dvostruko manji volumen jezgre transformatora. Međutim to nije tako jer je povećana struja magnetiziranja kod malih struja potrošača i pojave asimetričnog magnetiziranja uslijed, na primjer, nejednakog vodenja tranzistora. Obično je moguće izmjeriti promjenu struje magnetiziranja ( $-I_{ml \max}$  do  $+I_{ml \max}$  za pretvarače visokih performansi, a  $\pm 1/2 B_{\max}$  do  $\pm B_{\max}$  za ostale).

Iz navedenog slijedi da je efektivni volumen jezgre (za  $1/2 B_{\max}$ ):

$$V_{eT} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{1}{\mu_a} \cdot I_{ml \max}^2 \cdot L_1 / B_{\max}^2 \quad (17)$$

gdje je  $I_{ml \max} = (nV_{OT}) / nL_1$ .

### 2.3.3. Tranzistori

Valni oblici struje kolektora i kolektorskog napona prikazani su na sl. 11 iz čega slijedi:

$$I_{Cmax} = I_{Lmax} / n + nV_{OT} / 4L_1 \quad (18)$$

$$V_{CEmax} = 2V_i \quad (19)$$

Gubici na tranzistoru uslijed prekidanja su smanjeni jer u momentima paljenja i gašenja tranzistora, napon nije veći od  $V_i$ .

### 2.3.4. Izlazni kondenzator

Kao i kod forward pretvarača srednja struja kondenzatora  $I_{CO}$  iznosi oko 60% amplitude valovitosti struje prigušnice (sl.12).

	fly.	for.	p.p.	fly.	for.	p.p.	fly.	for.	p.p.
$V_o$ (V)	200	110	220	200	110	220	200	110	220
$\delta_{min}$	0,37	0,32	0,32	0,37	0,32	0,32	0,32	0,32	0,32
$L_o$ (mH)	8	4	6,7	3	2,3	3,4	4	2	2,7
$V_{ep}$ (cm <sup>3</sup> )	165	82	37	68	49	21	21	14	6
$V_{eT}$ (cm <sup>3</sup> )	-	35	35	-	35	35	-	10	10
$V_{CE \max}$ (V)	540	680	680	540	680	680	540	680	680
$I_{Cmax}$ (A)	9,5	6	6	10	10	5	2,4	2,8	1,4
TABELA:	1			2			3		

## 3. KVANTITATIVNA KOMPARACIJA PRETVARAČA

Ovdje je dan prikaz za tri konkretna tipa pretvarača (flyback, forward, i push-pull) u tri različita područja snage. Svima je zajedničko slijedeće:

-ulazni istosmjerni napon je 240V do 340V (ispravljeni mrežni napon)