



PUSH-PULL KONVERTOR 5V/40A

PUSH-PULL CONVERTER 5V/40A

S. Pavljašević*

Kratak sadržaj: U radu je opisan DC-DC push-pull konvertor sa programiranjem struje, snage 200W. Konvertor generiše izlazni napon od 5V pri nominalnoj vrednosti izlazne struje od 40A. Ulazni napon konvertora je 48V. Konvertor je predviđen da se koristi u sistemu za napajanje digitalne automatske telefonske centrale. Takva primena nameće visoke zahteve u pogledu električnih karakteristika i pouzdanosti konvertora. U radu su izloženi neki aspekti projektovanja i realizacije koji obezbeđuju da se realizuje konvertor visokih performansi. Diskutovani su sledeći problemi: parazitne oscilacije u kolu primara transformatora, subharmonijske oscilacije, kompenzacija i regulacione karakteristike konvertora. Opisani konvertor zadovoljava sve zahteve Zajednice jugoslovenskih pošta, telegrafa i telefona (ZJPTT) koji se odnose na ovakvu vrstu uredaja.

Ključne reči: Konvertor, DC-DC, parazitne oscilacije, subharmonijske oscilacije, regulacione karakteristike, kompenzacija.

Abstract: Described is a 200W DC-DC current-programmed push-pull converter. The converter delivers 40A of output current at 5V of output voltage. Converter input voltage is 48V. The converter is supposed to be used in a power supply system of a digital automatic telephone exchange system. Such an application requires high electrical characteristics and high reliability of a converter. In the paper are presented some aspects of design and implementation which enable to implement a high performance converter. Discussed are following problems: parasitic oscillations in transformer primary circuit, subharmonic oscillations, compensation and regulation characteristics of the converter. The converter described, complies to all requirements of Community of Yugoslavian Posts, Telegraphs and Telephones on such a kind of devices.

Key words: Converter, DC-DC, parasitic oscillations, subharmonic oscillations, regulation characteristics, compensation.

1. UVOD

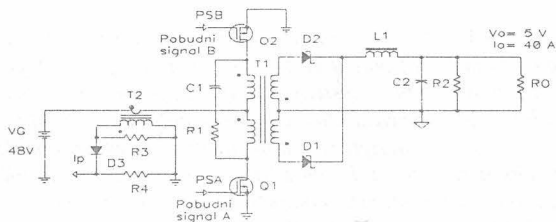
Jedan od prvih koraka kod projektovanja konvertora je izbor konfiguracije (topologije) i algoritma upravljanja, što se vrši na osnovu zadatih funkcionalnih zahteva. Izbor konfiguracije zavisi, u prvom redu, od snage konvertora i nivoa napona. Na izbor konfiguracije u većoj ili manjoj meri utiču i drugi zahtevi kao što su npr. zahtevi o regulacionim karakteristikama i elektromagnetnim smetnjama. Nominalna snaga konvertora opisanog u radu je 200W. Za ovu snagu i ulazni napon od

* Stjepan Pavljašević, Institut za fiziku, Pregrevica 118, 11080 Beograd - Zemun

48V, dobar izbor je push-pull konfiguracija. Izbor push-pull konfiguracije nameće primenu algoritma regulacije sa programiranjem struje. Osnovni razlog za to je što se time izbegavaju problemi sa ulaskom transformatora u zasićenje. Algoritam regulacije sa programiranjem struje takode ima prednost s obzirom na dinamičke karakteristike konvertora. Poznato je da se konvertori sa programiranjem struje na niskim učestanostima ponašaju kao da imaju jedan pol manje nego isti konvertori koji rade na bazi algoritma sa programiranjem odnosa impul-period ("voltage mode control") [1]. To omogućuje kompenzovanje svih osnovnih topologija konvertora (u kontinualnom režimu provođenja) tako da se obezbede i stabilnost i dobre dinamičke karakteristike.

2. STEPEN SNAGE KONVERTORA

Uprošćena šema stepena snage konvertora je data na Sl.1. Kao prekidači se koriste MOSFET tranzistori Q1, Q2. Signali PSA, PSB za pobudu prekidača se generišu u upravljačkom kolu konvertora (Sl. 4.). Učestanost prekidanja je $f = 50kHz$ ($T = 20\mu s$). Prenos energije od generatora VG do opterećenja (potrošača) RO se vrši preko glavnog (energetskog) transformatora T1. Sekundarni napon transformatora se ispravlja pomoću Schottky dioda D1, D2. Struja prekidača se meri pomoću strujnog transformatora T2; prenosni odnos transformatora je 1:100. Signal i_p proporcionalan struji prekidača se dobija na otporniku R4; otpornik R3 služi za demagnetizaciju strujnog transformatora. Maksimalni odnos impuls-period (duty ratio) sa kojim radi glavni transformator je $d_{max} = 0,9$ pa je maksimalni odnos impuls-period struje kroz primar strujnog transformatora takode 0,9. Demagnetizacija strujnog transformatora mora da se izvrši u vremenskom intervalu $T_D = (1 - d_{max}) \cdot T = 0,1 \cdot T$. Ovo je relativno kratak interval pa napon demagnetizacije mora da bude dovoljno visok. Odgovarajući napon demagnetizacije se postiže izborom vrednosti otpornika R3.



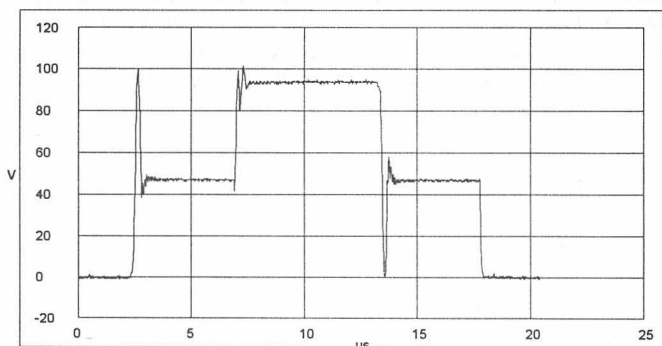
Sl. 1. Uprošćena šema stepena snage push-pull konvertora

Otpornost R2 predstavlja minimalno opterećenje konvertora. Kod konvertora kod kojih se koristi algoritam regulacije sa programiranjem struje, u praznom hodu može da se javi neregularnost koja se manifestuje karakterističnim audio šumom. Ova pojava je nepoželjna iz dva razloga. Prvo, naizmenična komponenta izlaznog napona može porasti toliko da prevaziđe maksimalno dozvoljenu vrednost. Drugo, intenzitet šuma može biti toliki da konvertor ne zadovoljava zahtev ZJPTT o dozvoljenom nivou audio šuma. Opisana neregularnost može da se otkloni odgovarajućim filtriranjem signala struje i_p i izborom odgovarajuće vrednosti minimalnog opterećenja R2. Smanjenje R2 povoljno utiče na sprečavanje opisane pojave međutim smanjenjem R2 se smanjuje iskorišćenje konvertora. Kao kompromis, može se usvojiti da disipacija na R2 bude 1% snage konvertora.

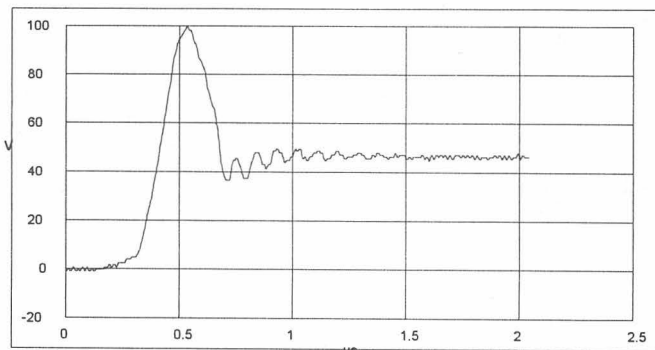
2.1 Parazitarne oscilacije u kolu primara glavnog transformatora

Parazitarne oscilacije u kolu primara glavnog transformatora se javljaju kao posledica rasipnih induktivnosti i parazitnih kapacitivnosti. Kod opisanog konvertora su parazitarne oscilacije više

izražene zbog relativno velikih rasipnih induktivnosti. Rasipne induktivnosti su velike iz dva razloga. Prvo, s obzirom na to da energetski transformator (T1) za push-pull konfiguraciju ima dva primarna namotaja, rasipne induktivnosti su veće nego kod transformatora za konfiguracije za koje je neophodan samo jedan primarni namotaj. Drugo, s obzirom na relativno veliku vrednost struje sekundara, sekundarni namotaj mora da bude realizovan ili bakarnom folijom ili višefilarnim motanjem. Posledica toga je da sekundarni namotaj ne može da se formira kompaktno, što dovodi do toga da je rasipna induktivnost primar-sekondar povećana. Rasipna induktivnost može u izvesnoj meri da se smanji stavljanjem sekundarnog namotaja u sendvič između slojeva primarnog namotaja ali i pored toga rasipna induktivnost je relativno velika. Parazitarne oscilacije moraju da se priguše iz više razloga. Osnovni razlog je što se može desiti da maksimalna vrednost napona na drejn priključku prekidača prevaziđe probojni napon prekidača. Značajan razlog je i što se samnjenjem parazitnih oscilacija smanjuju zračene i konduktivne elektromagnetske smetnje. Parazitarne oscilacije se prigušuju pomoću R1,C1 člana. Prigušenje oscilacija se povećava smanjenjem otpornosti R1 međutim to negativno utiče na stepen iskorišćenja konvertora. Orijentaciono se može usvojiti da disipacija na R1 bude 1% maksimalne izlazne snage konvertora. Izgled napona na drejn priključku prekidača je prikazan na Sl. 2. Na Sl. 3. je prikazan napon na drejn priključku u trenutku isključenja.



Sl. 2. Napon na drejn priključku prekidača



Sl. 3. Napon na drejn priključku prekidača u trenutku isključenja

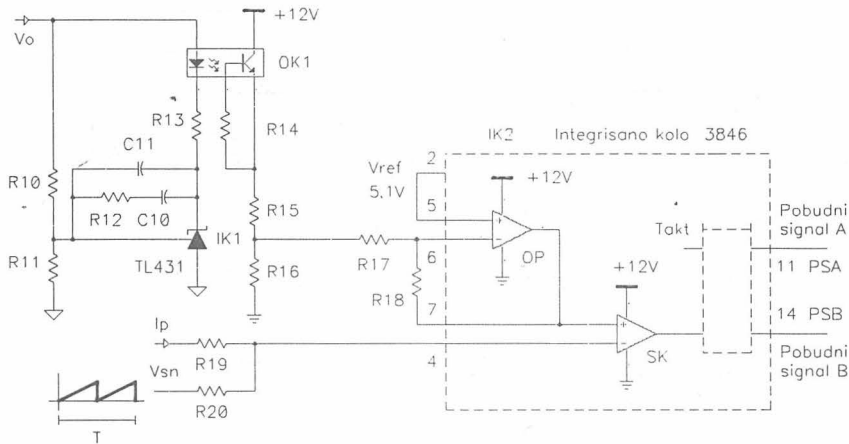
3. UPRAVLJAČKO KOLO

Uprošćena šema upravljačkog kola konvertora je prikazana na Sl. 4. Upravljačko kolo je bazirano na integrisanom kolu 3846 koje sadrži praktično sve upravljačke funkcije potrebne za rad

konvertora. S obzirom na zahtev o galvanskoj izolaciji primarnog i sekundarnog kola konvertora, upravljačko kolo je realizovano tako da se pojačavač greške nalazi na sekundarnoj strani a ostali deo upravljačkog kola na primarnoj strani. Prenos signala povratne sprege sa sekundarne strane na primarnu se vrši preko optokaplera OK1. Pojačavač greške je realizovan korišćenjem referentne diode TL431 [2]. Operacioni pojačavač u integrisanom kolu 3846 se koristi samo kao pojačavač sa pojačanjem – .

Integrisano kolo 3846 se napaja iz izvora +12V koji nije prikazan na Sl. 4. Na slici nije prikazano ni kolo za detekciju prenapona i podnapona na izlazu. Konvertor opisan u radu se koristi u sistemu za napajanje koji sadrži nekoliko DC-DC konvertora. Sistem je koncipiran tako da se upravljačka kola svih konvertora napajaju iz jednog izvora +12V. Takođe, detekcija stanja i signalizacija za sve konvertora se vrši posredstvom jednog zajedničkog kola.

Kod konvertora sa programiranjem struje (koji rade na konstantnoj učestanosti prekidanja) pri vrednosti odnosa impuls-period $D > 0,5$ mogu da se pojave subharmonijske oscilacije [1,3]. Subharmonijske oscilacije se mogu sprečiti dodavanjem stabilizacionog nagiba signalu struje [1,3]. Sabiranje signala struje I_p i stabilizacionog nagiba V_{sn} se vrši na otpornicima R19,R20. Egzaktna matematička analiza subharmonijskih oscilacija je veoma komplikovana, međutim postoje relativno proste metode pomoću kojih se može odrediti približna vrednost stabilizacionog nagiba koji obezbeđuje odsustvo subharmonijskih oscilacija [1]. Optimalna vrednost stabilizacionog nagiba se može odrediti eksperimentalno. Kao signal za stabilizaciju nagiba se koristi testerasti signal oscilatora integrisanog kola 3846.

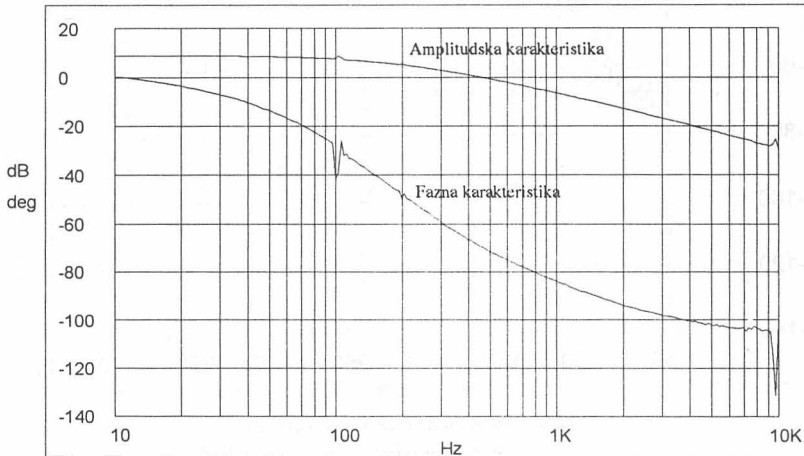


Sl.4 Uproscena sema upravljačkog kola konvertora

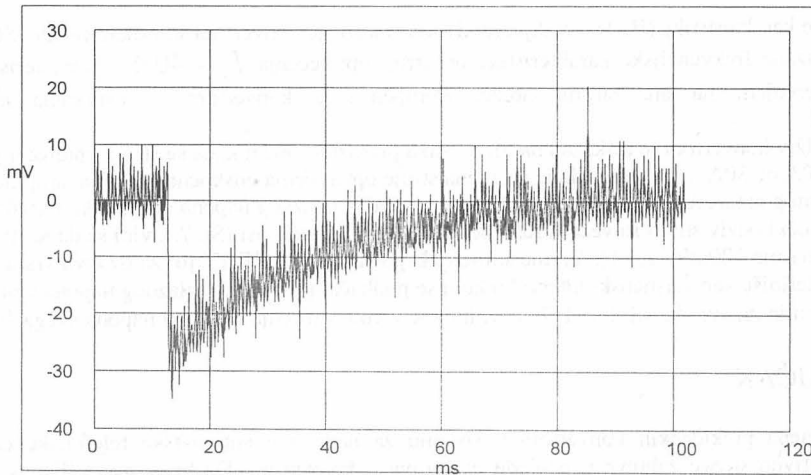
3.1 Regulatorne karakteristike konvertora

Regulatorne karakteristike konvertora se uglavnom izražavaju kroz dva pokazatelja, to su regulacija izlanog napona u stacionarnom režimu i dinamički odziv konvertora. Dinamički odziv predstavlja odziv konvertora pri promeni struje opterećenja u obliku odskočne (Heavyside-ove) funkcije. Dinamički odziv se izražava kroz dva parametra, podbačaj (premašaj) izlaznog napona i

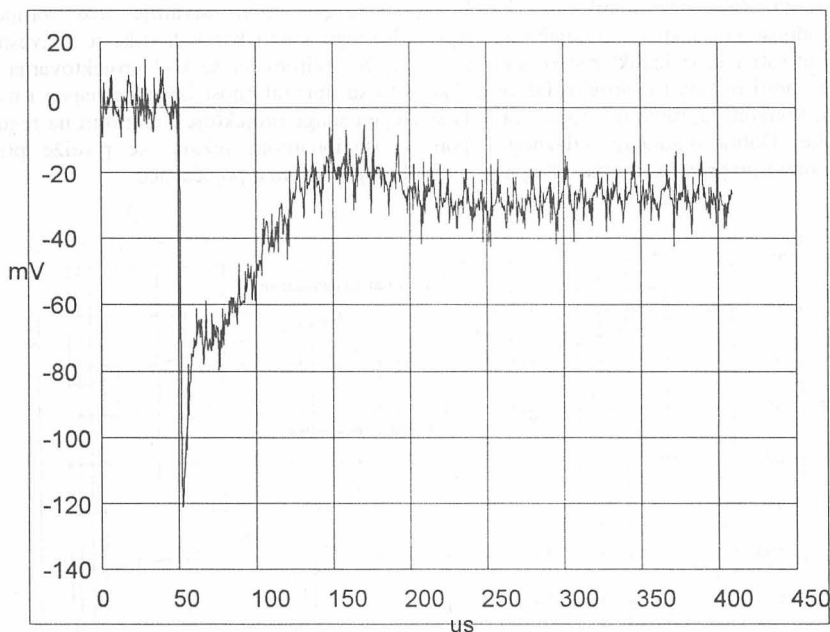
vreme smirenja. Zahtevane regulacione karakteristike se uglavnom ostvaruju kroz kompenzaciju konvertora odnosno projektovanje pojačavača greške. Na regulacione karakteristike se u izvesnoj meri može uticati i kroz karakteristike stepena snage. S obzirom da se kod projektovanja stepena snage mora voditi računa i o drugim faktorima kao što su npr. talasnost izlaznog napna i magnetne komponente konvretora, malo prostora ostaje da se stepen snage projektuje s obzirom na regulacione karakteristike. Dobra regulacija izlaznog napona u stacionarnom režimu se postiže primenom integralnog odnosno proporcionalno-integralnog (PI) kompenzatora u pojačavaču



Sl. 5. Frekvencijske karakteristike stepena snage konvertora.



Sl. 6. Dinamički odziv konvertora; (promena struje opterećenja 10A).



Sl. 7. Dinamički odziv konvertora;
(promena struje opterećenja 10A).

greške [4,5]. Parametri PI kompenzatora se biraju tako da se postigne željeni dinamički odziv konvertora.

Frekvencijske karakteristike (Bode-ovi dijagrami) stepena snage konvertora su prikazane na Sl. 5. Na slici su prikazane frekvencijske karakteristike pri struji opterećenja $I_o = 40A$. Karakteristike su dobijene merenjem na analizatoru mreže. Kompenzacija konvertora je ostvarena mrežom R12,C10,C11.

Dinamički odziv konvertora je prikazan na Sl. 6. Slika prikazuje slučaj kada se struja opterećenja promeni sa 20A na 30A, odnosno kada je promena struje opterećenja odskočna funkcija, amplitude 25% nominalnog opterećenja. Sa slike se vidi da je podbačaj izlaznog napona svega 30mV (0,6%). Ako se dinamički odziv snimi sa većom rezolucijom po vremenskoj osi (Sl. 7.), vidi se da je stvarna vrednost podbačaja 120mV (2,4%). Vreme smirenja^{el} po zahtevima ZJPTT [6] za ovakvu vrstu uređaja^{el} se definiše kao vremenski interval u kom se podbačaj (premašaj) izlaznog napona vrati u opseg "1% nominalne vrednosti. Sa Sl. 7. se vidi da je vreme smirenja izlaznog napona svega 60 μ s.

4. ZAKLJUČAK

Primena prekidačkih konvertora u sistemu za napajanje automatske telefonske centrale postavlja relativno stroge zahteve u pogledu performansi konvertora. Da bi se ostvarili postavljeni zahtevi, projektovanje i realizacija konvertora se moraju izvesti sa velikom pažnjom. U radu je opisan DC-DC prekidački konvertor baziran na push-pull konfiguraciji sa programiranjem struje. Diskutovani su neki aspekti projektovanja i realizacije koji omogućuju realizaciju konvertora visokih performansi.

Konvertor koji je opisan ima sledeće karakteristike:

Regulacija izlaznog napona u statičkom režimu (pri promeni opterećenja od 0-100%) $\pm 0,1\%$

Talasnost izlaznog napona na učestanosti prekidanja (u najgorem slučaju) $20mV_{pp}$

Naponski impulsi ("spikes", u najgorem slučaju)
 $50mV_{pp}$

Podbačaj izlaznog napona (pri odskočnoj promeni struje od 10A)
 $-2,5\%$

Vreme smirenja
 $60\mu s$

Iskorišćenje pri maksimalnom opterećenju
 80%

Tehničke karakteristike opisanog konvertora znatno prevazilaze zahteve koje postavlja ZJPTT za ovakvu vrstu uređaja.

5. LITERATURA

- [1] S. P. Hsu, A. Brown, L. Rensink and R. D. Middlebrook, "Modelling and Analysis of Switching DC-to-DC Converters in Constant-Frequency Current-Programmed Mode", *Advances in Switched-mode Power Conversion*, Volume I. TESLAcO, 1983, pp. 169-186.
- [2] *Linear/Switchmode Voltage Regulator Handbook*, Motorola Inc.: 1989, pp. 551-558.
- [3] A. R. Brown, and R. D. Middlebrook, "Sampled-data Modelling of Switching Regulators", *Advances in Switched-mode Power Conversion*, Volume III. TESLAcO, 1983, pp. 1-21.
- [4] M. R. Stojić, *Kontinualni sistemi automatskog upravljanja*. Beograd: Naučna knjiga, 1990.
- [5] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, *POWER ELECTRONICS: Converters, Applications and Design*. New York: John Willey & Sons, 1989, pp. 241-245.
- [6] *Zbirka propisa iz oblasti elektroenergetike i uređaja za napajanje i rezervno napajanje TT postrojenja, EN-1, Tehnički uslovi i uputstva*. Beograd: Zajednica jugoslovenskih pošta, telegrafa i telefona, 1987, pp. 89-94.