

PROJEKTOVANJE I ANALIZA KOREKTORA FAKTORA SNAGE NA BAZI BOOST REZONANTNOG KONVERTORA

Alksandar Prodić, *EPS JP Elektrovojvodina ED "Novi Sad" u Novom Sadu*
Predrag Pejović, *Elektrotehnički fakultet u Beogradu*

Sadržaj: U radu je prikazan ispravljač sa jediničnim faktorom snage zanovan na rezonantnom boost konvertoru. Izvršena je detaljna analiza rada rezonantnog boost konvertora posmatranjem trajektorije stanja u faznoj ravni. Prikazana je primena navedenog pretvarača u aktivnom korektoru faktora snage. Teorijski rezultati su verifikovani simulacijom na PSpice-u.

Ključne reči: harmonijska izobličenja, rezonantni boost konvertor, prekidanje pri nultom naponu, aktivna korekcija faktora snage, ispravljač sa jediničnim faktorom snage.

1. UVOD

Poslednjih godina je primećen trend povećanja učešća nelinearnih potrošača u ukupnom opterećenju elektroenergetskog sistema. Zbog svoje prirode oni iz mreže uzimaju struju koja nije sinusoidalnog oblika i predstavljaju značajan izvor harmonijskog zagadjenja mreže [1]. Smetnje uzrokovane harmonicima struje nelinearnih potrošača utiču na elektroenergetski sistem, kao i na druge sisteme sa kojima ne postoji galvanska veza (telekomunikacione i računarske). Usled navedenih negativnih uticaja nametnula se potreba za formiranjem propisa koji limitiraju sadržaj viših harmonika u struji potrošača.

Eliminacija harmonijskih izobličenja kod ispravljača je moguća primenom korektora faktora snage. Najčešće se koriste korektori faktora snage na bazi boost konvertora, pošto oni imaju kontinualnu ulaznu struju, čime se znatno smanjuje zahtev za prefiltriranjem ulazne struje.

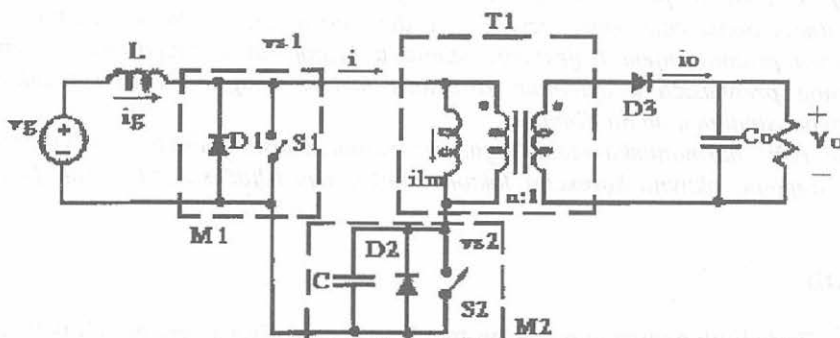
Pri projektovanju aktivnih korektora faktora snage, posebnu pažnju treba obratiti na kvalitet ulaznih struja i elektromagnetnu interferenciju. Poželjno je da se koriste vrlo visoke učestanosti kako bi se smanjile veličine i težine komponenata, naročito prigušnica [2].

Snaga prekidačkih gubitaka kod nerezonantnih konvertora je linearno zavisna od učestanosti prekidanja. Prekidanje pri nultom naponu ili pri nultoj struji moguće je postići primenom rezonantne modifikacije konvertora. U poređenju sa nerezonantnim konvertorima rezonantni konvertori imaju prednosti kao što su: manji prekidački gubici, manje dimenzije, manje zagadjenje mreže, tačnije modelovanje, rad na većini učestanostima. Sa druge strane, ovi konvertori zahtevaju znatno složenije upravljanje i projektovanje. Mana boost koncepcije je što ne omogućava snižavanje ulaznog napona.

2. REZONANTNE MODIFIKACIJE BOOST KONVERTORA

Prethodna analiza navodi na zaključak da je uspešnu korekciju faktora snage moguće postići primenom modifikacije boost konvertora [3], koja se bazira na rezonantnoj koncepciji prekidačkog elementa i ima mogućnost spuštanja izlaznog napona primenom galvanске izolacije izlaza (Sl.1).

Rezonantno kolo se formira preko parazitne kapacitivnosti pomoćnog prekidača M_2 i induktivnosti magnocćenja transformatora L_m . Rezonantno kolo omogućava uključanje prekidača M_2 pri čemu se znatno smanjuju prekidački gubici. S_1 i D_1 predstavljaju glavni prekidač, mosfet M_1 . Prekidač S_2 i dioda D_2 čine pomoćni prekidač, mosfet M_2 . Kondenzator C i kalem L_m predstavljaju parazitnu kapacitivnost pomoćnog mosfet-a i induktivnost magnocćenja razdvojnog transformatora, respektivno.



Sl.1. Modifikacija boost rezonantnog konvertora sa galvanским razdvajanjem.

Pretpostavka je da konvertor radi u kontinualnom režimu. Neka je u trenutku t_0 prekidač M_1 uključen a prekidač M_2 isključen. Tada dolazi do linearnog porasta struje i_g sa nagibom V_g/L i formiranja oscilatornog kola (L_m, C), tako da se i_{Lm} i $v_{C_{M2}}$ menjaju po sinusoidalnom zakonu. Ovakvo stanje traje do trenutka $t_1 = t_0 + T_0/2$, tj. do trenutka pozitivne polarizacije diode D_2 (T_0 -perioda oscilatornog kola). Napon diode D_2 zadržava struju i_{Lm} na njenoj minimalnoj vrednosti, $-I_{Lm, max}$, sve do trenutka $t_2 = t_0 - DT_s$, kada se isključuje M_1 , neposredno nakon uključanja prekidača M_2 gde je T_s perioda preklapanja. Preklapanje je neophodno i omogućava kontinualno proticanje struje. Nakon prelaznog režima dolazi do uspostavljanja napona nV_o na prekidaču S_1 . Struja i_g počinje da opada sa nagibom $-(nV_o - V_{in})/L$, za to vreme i_{Lm} raste sa nagibom nV_o/L_m . Ovakvo stanje traje sve do ponovnog uključanja M_1 a zatim i isključenja M_2 . Veoma je bitno napomenuti da je ovom koncepcijom moguće postići preklapanje pri nulatom naponu za oba prekidača ukoliko je brzina porasta struje magnocćenja veća od brzine pada struje ulazne induktivnosti.

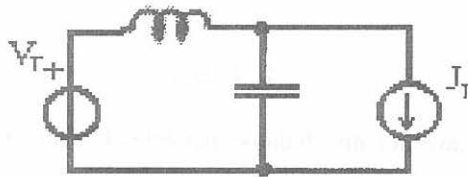
2.1 ANALIZA RADA KONVERTORA

Potpunu analizu rada konvertora moguće je izvršiti kombinovanjem klasičnih metoda i analize u faznoj ravni.

Metoda analize u faznoj ravni zahteva uvođenje normalizovanih parametara. Normalizacija se vrši na osnovu baznih veličina, u ovom slučaju su kao bazne veličine uzete sledeće vrednosti:

- | | |
|--|--|
| $R_{base} = \sqrt{L/C}$ - otpornost rezonantnog kola | $V_{base} = nV_o$ - bazni napon |
| $I_{base} = V_{base}/R_n$ - bazna struja | $P_{base} = I_{base} V_{base}$ - bazna snaga |
| $M = V/V_{base}$ - normalizovani napon | $\omega_n = 1/\sqrt{LC}$ - učestanost oscilatornog kola |
| $I = I/I_{base}$ - normalizovana struja | $\omega_{ns} = \omega_s/\omega_n$ - normalizovana učestanost |
| $\alpha_s = \omega_s t_s$ - normal. trajanje intervala t_s | $\gamma = \omega_n t_s/2$ - normal. trajanje periode |

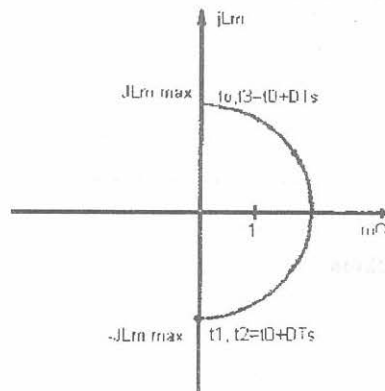
Vremena provodenja diode odnosno tranzistora definisana uglovima α i β . Osnov analize predstavlja oscilatorno kolo sledećeg oblika:



Sl.2. Osnovno rezonantno kolo.

Rešenje jednačina kola predstavlja kružnicu sa centrom u tački (M_T, I_T) .

Primenom ove metode analize, napon na mosfetu M_2 i struja induktivnosti magnetečenja mogu biti opisane sledećim faznim dijagramom:



Sl.3. Fazni dijagram.

Na osnovu dobijenog dijagrama u faznoj ravni moguće je analizirati naponska i strujna opterećenja prekidača M_2 . Sa Sl.3. je jasno da su apsolutne vrednosti minimalne i maksimalne struje induktivnosti magnetečenja jednake. Isto tako se vidi da je period od

t_2 do t_3 karakterisan linearnim porastom struje od vrednosti $I_{l,m \min}$ do maksimalne vrednosti $I_{l,m \max}$. Na osnovu navedenog važi da je $I_{l,m \max} = \frac{1}{2} \Delta I_{l,m}$. Promena struje tokom tog perioda $\Delta I_{l,m}$ je određena vremenom isključenja prekidačkog elementa M_1 , tako da je maksimalnu vrednost struje u normalizovanoj formi moguće izraziti kao

$$I_{l,m} - 0.5 M_{l,m} I_{l,base} = 0.5 (nV_o / I_{l,m}) (1-D) T_s (R_o / nV_o) = (1-D) \pi f_{osc} \quad (1)$$

Dijagram u faznoj ravni pokazuje da je u normalizovanoj formi vrednost maksimalnog napona prekidača M_2 jednaka, maksimalnoj vrednosti struje induktivnosti magnetećenja

$$M_{C_{max}} = (1-D) \pi / \omega_{ms} \quad (2)$$

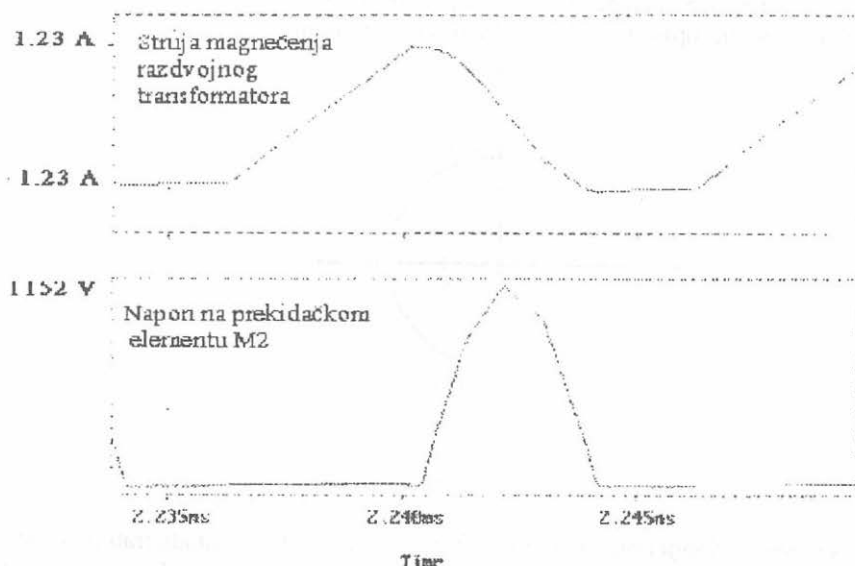
Rezultati (sl.3. i sl.4.) pokazuju da je naponsko opterećenje prekidača prilično izraženo. Jedini parametar na koji se u ovom slučaju može uticati je paralelna kapacitivnost prekidačkog elementa. Povećanjem vrednosti paralelne kapacitivnosti se postižu manja naponska opterećenja prekidača ali se istovremeno povećava perioda oscilatornog kola. Povećanje periode oscilatornog kola je ograničeno periodom rada prekidača, tj. graničnom frekvencijom na kojoj se još uvek postiže prekidanje pri nultom naponu:

$$T_{off} < DT_s \quad (3)$$

Granična vrednost dodatne dodatne, paralelne kapacitivnosti je

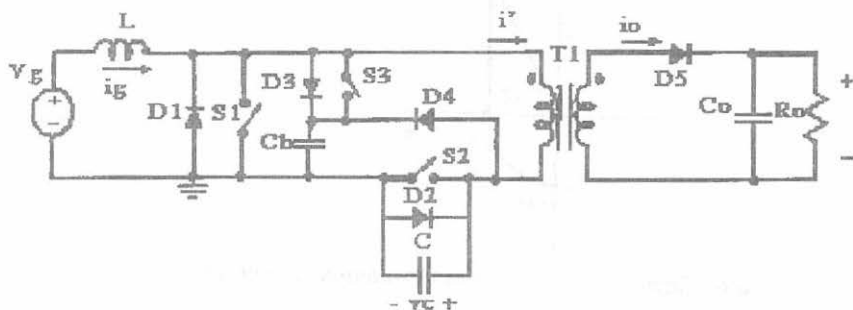
$$C_{max} < D^2 T_s^2 I_{l,m} / \pi^2 - C_{par} \quad (4)$$

Gde je C_{par} , parazitna kapacitivnost samog prekidačkog elementa.



Sl.4. Rezultati simulacije.

Očito je da povećanje paralelne kapacitivnosti prekidača ograničava vršnu frekvenciju rada samog konvertora. Neostatak je moguće otkloniti izmenom kola čija je shema prikazana (Sl.5.).



Sl.5. Modifikovana verzija sa ugrađenim snaber kolom.

Diode D_1 , D_3 , prekidač S_3 i kondenzator C_b formiraju snaber kolo bez gubitaka. Neka je u trenutku $t = t_0$ prekidač S_2 isključen, neposredno nakon uključivanja prekidača S_1 , a prekidač S_3 isključen. Ovakvo stanje omogućava formiranje rezonantnog kola ($Lm.C$) koje izaziva porast napona i pad struje po sinusoidalnom zakonu. Takvo stanje traje do trenutka $t = t_1$ u kome napon v_c dostiže vrednost napona na kondenzatoru C_b , što dovodi do provođenja diode D_4 . Dioda D_4 u provodnom stanju ograničava vrednost napona kapacitivnosti C na vrednost $-nV_g$ i izaziva linearno opadanje struje induktivnosti. U trenutku kada ta struja padne ispod nule dolazi do "mekog" isključenja diode D_4 . Novostvorene prilike izazivaju ponovno uspostavljanje rezonantnog kola praćeno sinusoidalnim opadanjem napona i struje. U trenutku $t=t_2$ napon kondenzatora pada do nule vrednosti i uključuje diodu D_2 koja održava nulti napon i struju konstantne negativne vrednosti. Stanje traje do trenutka uključivanja prekidača S_2 i naknadnog isključenja prekidača S_1 u $(t=t_0+T)/s$. Ovakvo stanje izaziva uspostavljanje struje kroz oba namota transformatora. Preslikavanje izlaznog napona na ulaznoj strani izaziva linearni porast struje magnetčenja do njene maksimalne vrednosti ograničene ponovnim uključanjem prekidača S_1 , a nakon toga i isključenja prekidača S_2 u trenutku t_0+T/s . Prekidač S_1 je uključen tokom intervala u kome je uključen S_2 , radi postavljanja napona v_{cB} na vrednost nV_g .

2.2 ANALIZA RADA MODIFIKOVANE VERZIJE

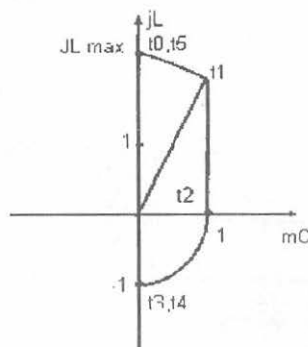
Analiza se vrši kombinovanjem klasičnih metoda i analize u faznoj ravni.

Sa faznog dijagrama (Sl.6) vidi se da je maksimalna vrednost normalizovane struje

$$J_{i,m}max = \Delta J_{i,m} - 1, \quad (5)$$

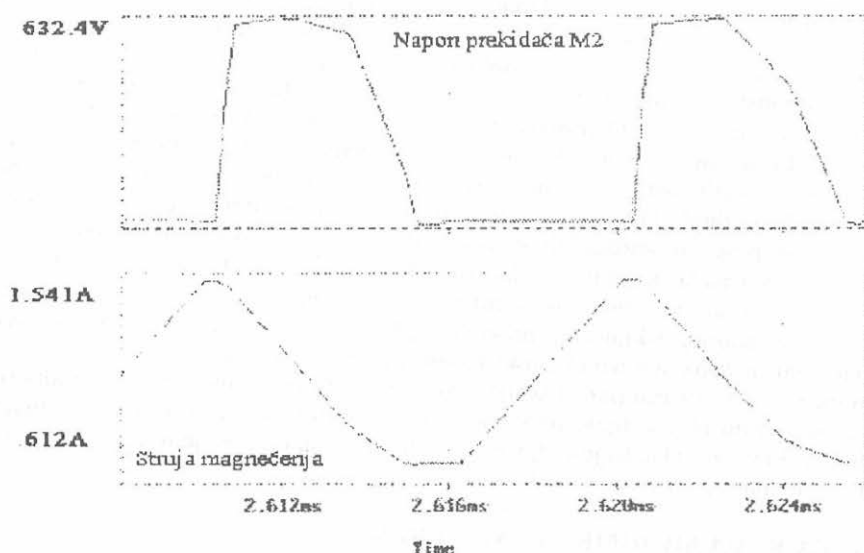
$$\Delta J_{i,m} = \Delta I_{i,m} / I_{base} - 2\pi(1-D) / \omega_{ms} \quad (6)$$

$$J_{i,m}max = 2\pi(1-D) / \omega_{ms} - 1, \quad (7)$$



Sl.6. Fazni dijagram kola sa ugrađenim snabermom

Fazni dijagram (Sl.6) i rezultati simulacije prikazani na Sl.7. pokazuju da je maksimalna vrednost normalizovanog napona postavljanjem snaber kola ograničena na jediničnu vrednost. Ovom koncepcijom je postignuto ograničenje naponskih opterećenja prekidača. Postignuta je zaštita prekidača uz povećanje učestanosti rada konvertora.



Sl. 7. Rezultati simulacije za verziju sa ugrađenim snabermom.

2.3 OGRANIČENJA FAKTORA ISPUNE

Postoje dva ograničavajuća elementa za faktora ispunje. Donja granica je određena minimalnim trajanjem intervala potrebnim za prekidanje pri nultom naponu. Sa druge strane vrednost faktora ispunje ograničena zahtevom da je srednja vrednost napona na transformatoru jednaka nuli.

Minimalna vrednost fatora ispunje je određena vremnom potrebnim da napona na kondenzatoru padne na nulu.

$$D_{\min} = (t_3 - t_0) / T_s \quad (8)$$

$$t_3 - t_0 = (t_1 - t_0) + (t_2 - t_1) + (t_3 - t_2) \quad (9)$$

Sa faznog dijagrama je moguće odrediti normalizovanu vrednost intervala $(t_1 - t_0)$, vremena potrebnog da napon na kondenzatoru dostigne vrednost nU_0 ,

$$(t_1 - t_0)_{\text{normal}} = \varphi + \arcsin(1 / J_{i,m} \max) \quad (10)$$

$$t_1 - t_0 = (\varphi + \arcsin(1 / J_{i,m} \max)) / \omega_0 \quad (11)$$

Interval $(t_2 - t_1)$ je vreme za koje struja $i_{i,m}$ padne na nulu počev od trenutka t_1 . Da bi se odredio navedeni interval neophodno je odrediti vrednost te struje u trenutku t_2 . Struja je data sa

$$i_{i,m}(t_2) = J_{i,m} \max \cos(\varphi) \quad (12)$$

$$t_2 - t_1 = i_{i,m}(t_2) \cdot nU_0 \quad (13)$$

Zamenom vrednosti dobija se

$$t_2 - t_1 = J_{i,m} \max \cos(\varphi) \cdot \omega_0 \quad (14)$$

Očito je da je normalizovano trajanje vremenskog intervala tokom kojeg napon na kondenzatoru opadne sa vrednosti nU_0 na nulu, $\pi/2$ tako da važi

$$t_3 - t_2 = \pi / (2\omega_0) \quad (15)$$

Uvrštavanjem vrednosti (15) se dobija transcendentni izraz za minimalnu vrednost faktora ispunje

$$D_{\min} = \omega_0 / 4 + (\omega_0 / 2\pi) \arcsin(2\pi(1 - D_{\min}) / \omega_0 - 1) - D_{\min} \cos(\arcsin(2\pi(1 - D_{\min}) / \omega_0 - 1)) \quad (16)$$

Zahtev za nulom srednjom vrednošću transformatora može se prikazati kao

$$v_{i,m} sr - 1/T_s \int_0^{T_s} v_{i,m}(t) dt = 0 \quad (17)$$

$$i \cdot v_{i,m} sr + 1/T_s \int_0^{T_s} v_{S1}(t) dt - \int_0^{T_s} v_{S2}(t) dt - v_{S1} sr - v_{S2} sr = 0 \quad (18)$$

$$v_{S1} sr = (1 - D) nU_0 \quad (19)$$

Na osnovu izraza (18) i (19) važi da je:

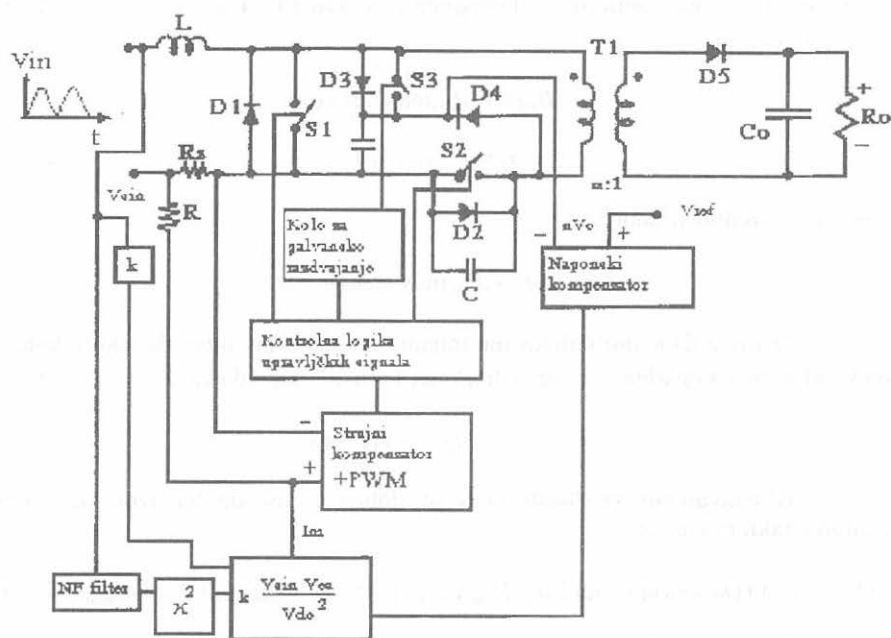
$$v_{S2} sr = nU_0 T_s (1 / (t_2 - t_1)) \cdot (1 / \omega_0 + 1 - \cos(\omega_0(t_1 - t_0))) \quad (20)$$

$$(1 - D) = 1/T_s ((2\pi(1 - D) / \omega_0 - 1) \cos(\varphi) / \omega_0)^2 + 1 / \omega_0 + 1 - \cos(\omega_0(\arcsin(1 / (2\pi(1 - D) / \omega_0 - 1)) / \omega_0)) \quad (21)$$

Izraz (21) jasno pokazuje da postoji ograničenje srednje vrednosti faktora ispunje kod ovakve koncepcije konvertora, tako da je opseg vrednosti izlaznog napona veoma ograničen.

3. PRIMENA REZONANTNOG BOOST KONVERTORA U KOREKTORU FAKTORA SNAGE

Na Sl.8. je prikazan blok dijagram moguće aplikacije navedene modifikacije konvertora u aktivnom korektoru faktora snage.



Sl.8. Blok dijagram aplikacije navedene koncepcije u aktivnom korektoru faktora snage.

Modelovanje se može svesti na modelovanje klasične koncepcije pošto su rezonantne pojave vezane samo za prekidački element M_2 , koji ne utiče na ulaznu struju niti na vrednost izlaznog napona, tako da su krajnja stanja potrebna za postavku modela identična klasičnoj koncepciji konvertora.

Upravljanje prekidačkim elementima je složenije u odnosu na klasičnu koncepciju. Zahteva se obezbeđivanje tri kontrolna signala. Kontrolna logika mora biti takva da omogući gotovo komplementarne napone v_{g1} i v_{g2} za upravljanje prekidačkim elementima M_1 i M_2 , respektivno. Zbog specifičnog rada kola zahtevaju se delimična preklapanja navedenih kontrolnih napona koja omogućavaju uključivanje prekidača M_2 , neposredno pre isključenja prekidača M_1 , kao i ponovno uključivanje prekidača M_1 neposredno pre isključenja prekidačkog elementa M_2 . Upravljanje prekidačkim elementom M_3 se vrši putem signala v_{g3} , tako da se on nalazi u provodnom stanju tokom vremena uključivanja prekidača M_2 , bez preklapanja sa periodom uključivanja

prekidačkog elementa M_1 . Potrebno je obezbediti galvansko odvajanje upravljačkog signala v_{g3} .

Realizacija samog upravljačkog kola može biti izvedena na bazi već razvijenih integrisanih kola poput UC3854N uz dodatak kontrolne logike koja bi zadovoljila specifičnosti ovakve modifikacije ili primenom posebnih regulatora.

4. ZAKLJUČAK

U radu je analiziran ispravljač sa jediničnim faktorom snage baziran na rezonantnom boost konvertoru.

Primenom rezonantne tehnike se postiže prekidanje pri nultom naponu, što omogućava znatno povišavanje prekidačke učestanosti. Primenom odgovarajućeg snaber kola se eliminišu frekvencijska ograničenja uz istovremenu prenaponsku zaštitu prekidačkih komponenti. Analizirana koncepcija ima dosta stroga ograničenja vezana za vrednost faktora ispunje. Navedeni nedostatak se u potpunosti nadoknadjuje mogućnošću rada oba prekidačka elementa sa nultim naponom prekidanja. Teorijski dobijeni rezultati su verifikovani simulacijom na PSpice-u.

5. LITERATURA

[1] V. Katić, Viši harmonici u savremenim distributivnim mrežama, Časopis "Elektrodistribucija" br.2 1992., JP "Elektrodistribucija Beograd", Beograd 1992, str.97-108.

[2] D.Borojević, H. Mao, S. Hiti, F.C.Lee, Trofazni ispravljači sa impulsno širinskom modulacijom za popravku faktora snage, Zbornik radova sa VIII Simpozijuma Energetska elektronika (Ee 95), Novi Sad, sept. 1995, str.73-84.

[3] Kasemans Siri, Issa Batarseh, Vahe Caliskan, Peter Kornetzky, PWM Zero-Voltage Switching Boost-Derived Converters with Output Isolations, IEEE Transaction on Power Electronics, vol.11. No. 3, May 1996.

Abstract: In this paper a unity power factor rectifier based on a resonant boost converter is presented. Detailed analysis of the converter is performed applying the phase-plane analysis technique. Application of the analyzed converter in a power factor correction system is described. Analytically obtained results are verified on a PSpice simulation.

DESIGN AND ANALYSIS OF A UNITY POWER FACTOR RECTIFIER BASED ON A RESONANT BOOST CONVERTER

Aleksandar Prodić, Predrag Pejović