

Dizajn i analiza performansi rezonantnog energetskog pretvarača

Lazar Lukić

*Katedra za energetske pretvarače i pogone
Elektrotehnički fakultet, Univerzitet u Beogradu
Beograd, Srbija
lazar.lukic@etf.bg.ac.rs, 0009-0007-6425-0497*

Milovan Majstorović

*Katedra za energetske pretvarače i pogone
Elektrotehnički fakultet, Univerzitet u Beogradu
Beograd, Srbija
majstorovic@etf.bg.ac.rs, 0000-0002-0548-5399*

Bogdan Brković

*Katedra za energetske pretvarače i pogone
Elektrotehnički fakultet, Univerzitet u Beogradu
Beograd, Srbija
brkovic@etf.bg.ac.rs, 0000-0001-6827-4989*

Mladen Terzić

*Katedra za energetske pretvarače i pogone
Elektrotehnički fakultet, Univerzitet u Beogradu
Beograd, Srbija
terzic@etf.bg.ac.rs, 0000-0001-7222-6816*

Sažetak—U ovom radu se analizira sistem za prenos energije primenom rezonantnog pretvarača sa galvanskom izolacijom kao deo uređaja za besprekidno napajanje. Prikazani su principi funkcionisanja rezonantnih pretvarača i izvedeni su analitički izrazi za analizu njihovih performansi u ustaljenom stanju. Demonstriran je i postupak određivanja parametara konkretne topologije rezonantnog pretvarača za prenos definisane vrednosti snage pri zadatim vrednostima ulaznog i izlaznog napona. Provera proračunatih parametara izvršena je pomoću simulacija u softverskom alatu za računarsku analizu električnih kola.

Ključne reči—rezonantni pretvarač, dizajn, analiza

I. UVOD

Rezonantni pretvarači pripadaju grupi DC-DC topologija kojima je moguće ostvariti efikasnost prenosa energije od preko 95% na veoma visokim učestanostima prekidanja (reda veličine par stotina kHz). Ono što obezbeđuje tako visoku efikasnost na visokim učestanostima je prekidanje pri nultom naponu (eng. *Zero Voltage Switching* - ZVS). Kao izvor napajanja ovi pretvarači koriste naponske DC izvore. Prenos energije se odvija preko polumosnog ili mosnog invertora, rezonantnog kola i najčešće pasivnog ispravljača. Iako postoji više opcija za izbor kako invertora, tako i ispravljača, rezonantni pretvarači se dominantno razlikuju po tipu rezonantnog kola.

U ovom radu je analiziran LLC rezonantni pretvarač. U nazivu „LLC” je sadržan podatak o rezonantnom kolu, što u ovom slučaju znači da rezonantno kolo čine dve induktivnosti (LL) i jedna kapacitivnost (C). Osim visoke efikasnosti, LLC pretvarač obezbeđuje i galvansku izolaciju između opterećenja i izvora napajanja, što je za određene primene neophodno. Ono što je interesantno kod ove topologije je da prekidači invertora rade sa konstantnom vrednošću radnog ciklusa (eng. *Duty Cycle*) čija vrednost iznosi 50%, ukoliko se zanemari mrtvo vreme, [1]. Kao kontrolna varijabla se koristi učestanost prekidanja prekidača. Promenom učestanosti prekidanja u određenom opsegu ispod i iznad rezonantne učestanosti, na

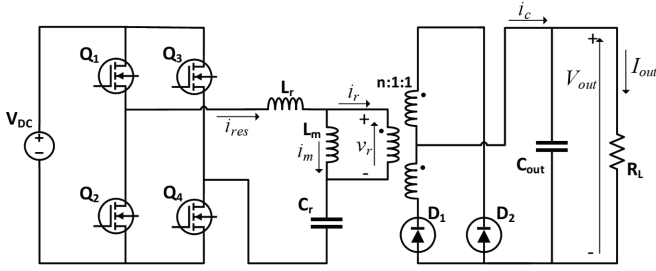
opterećenju je moguće ostvariti širok opseg izlaznog napona uz ostvarenu visoku efikasnost.

U drugom poglavlju je izveden analitički model za ustaljena stanja i objašnjeni su principi funkcionisanja LLC rezonantnog pretvarača sa mosnim invertorom i pasivnim dvofaznim ispravljačem. U trećem poglavlju je prikazan postupak za određivanje parametara pomenute topologije za prenos određene snage uz definisane nivoe ulaznog i izlaznog napona. Četvrto poglavlje prikazuje rezultate simulacija sa proračunatim parametrima. U zaključku su navedene prednosti i mane izabrane topologije, kao i potencijalne aplikacije ove topologije.

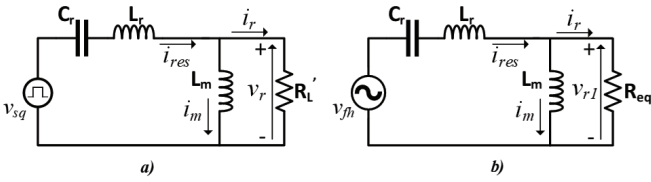
II. LLC REZONANTNI PRETVARAČ

A. Topologija

Na Slici 1 je prikazana analizirana topologija. Na levoj strani se može uočiti naponski DC izvor V_{DC} i invertorski most (tranzistori $Q_1 - Q_4$). Sa desne strane se može uočiti opterećenje (R_L), izlazni kondenzator za filtriranje viših harmonika (C_{out}) i pasivni dvofazni ispravljač (diode $D_1 - D_2$). Između invertora i ispravljača se nalazi rezonantno kolo koje čine rezonantni kondenzator (C_r) i dve induktivnosti. Prigušnice rezonantnog kola zapravo predstavljaju rasipnu (L_r) i magnetizacionu (L_m) induktivnost transformatora kojim je omogućen prenos AC napona sa izlaza invertora i obezbeđena galvanska izolacija. Zbog dvofaznog ispravljača na sekundaru postoje dva namotaja (idealni transformator $n : 1 : 1$). Iako često posmatrana kao nedostatak, rasipna induktivnost transformatora je jako korisna u slučaju LLC pretvarača. Ukoliko je transformator adekvatno projektovan i kvalitetno izrađen moguće je ostvariti da vrednost induktivnosti rasipanja transformatora bude takva da sa odabranim rezonantnim kondenzatorom formira željenu rezonantnu učestanost. Na ovaj način izbegava se upotreba dodatne rezonantne prigušnice, jer njenu ulogu obavlja rasipna induktivnost transformatora.



Slika 1. LLC pretvarač sa mosnim invertorom i dvofaznim ispravljačem



Slika 2. Uprošćene šeme

B. Analitički model za ustaljena stanja

Kako bi se izveo analitički model pretvarača prikazanog na Slici 1, neophodno je uvesti određena uprošćenja. Sa leve strane izvor napajanja i invertorski most se mogu ekvivalentirati izvorom napona pravougaonog oblika $v_{sq}(t)$, [2]. Sa desne strane se opterećenje, ispravljač i sekundar transformatora mogu ekvivalentirati nekom otpornošću R'_L čija je vrednost svedena na stranu primara. Ovako uprošćenja šema je prikazana na Slici 2a. Tu šemu je potrebno dalje prilagoditi da bi bilo moguće sprovesti analizu u Laplasovom, odnosno s-domenu. U sličnim analizama poput ove često se pribegava aproksimaciji prvog harmonika (eng. *First Harmonic Approximation - FHA*) koja podrazumeva da se sve složenoperiodične veličine aproksimiraju njihovom komponentom osnovnog harmonika, [3]. Konkretno u ovom slučaju to podrazumeva da se izvor napona $v_{sq}(t)$ aproksimira sinusoidalnim izvorom napona $v_{fh}(t)$ čija amplituda i učestanost odgovaraju komponenti osnovnog harmonika napona $v_{sq}(t)$. Takođe, napon $v_r(t)$ se ekvivalentira svojim osnovnim harmonikom. S obzirom na ove aproksimacije vrednost R'_L se takođe mora prilagoditi novodobijenom linearnom kolu. Uprošćena šema prema kojoj se izvodi analitički model je prikazana na Slici 2b. Identična šema se koristi u [4]. Ovim uprošćenjem je zanemaren uticaj viših harmonika i uticaj izlaznog kondenzatora, a sve veličine sa sekundarne strane su svedene na stranu primara.

Veličine i parametre sa uprošćene šeme treba dovesti u vezu sa elementima originalne šeme. Razvojem u Furijeov red može se dobiti komponenta osnovnog harmonika napona $v_{sq}(t)$. Taj napon je povorka pravougaonih impulsa sa amplitudom $\pm V_{DC}$ koji se smenjuju na učestanosti prekidanja tranzistora invertorskog mosta (f_s), pa je prvi harmonik napona $v_{sq}(t)$ dat jednačinom (1).

$$v_{fh}(t) = \frac{4}{\pi} V_{DC} \sin(2\pi f_s t) \quad (1)$$

Složeniji zadatak je odrediti vrednost R_{eq} sa Slike 2b. Pretpostavka koja se ovde uvodi je da su sve struje čisto sinusoidalne. Potrebno je na Slici 1 uočiti struju i_c na izlazu ispravljača, struju I_{out} i napon V_{out} na opterećenju, struju i_r koja se prenosi ka sekundaru i napon v_r na induktivnosti magnetčenja. Napon $v_r(t)$ je povorka pravougaonih impulsa sa amplitudom $\pm nV_{out}$ koji se smenjuju na učestanosti prekidanja, pa je njegov prvi harmonik $v_{r1}(t)$ dat je jednačinom (2), gde je n prenosni odnos transformatora.

$$v_{r1}(t) = \frac{4n}{\pi} V_{out} \sin(2\pi f_s t) \quad (2)$$

Amplituda struje i_c je n puta veća od amplitude struje i_r zbog prenosnog odnosa transformatora, a zbog postojanja dvofaznog ispravljača učestanost struje i_c je dvostruko veća od učestanosti struje i_r . Za struju I_{out} važi:

$$\begin{aligned} I_{out} &= \frac{1}{T_s/2} \int_0^{T_s/2} i_c(t) dt \\ &= \frac{1}{T_s/2} \int_0^{T_s/2} n I_r \sin(2\pi f_s t) dt \\ &= \frac{2n}{\pi} I_r, \end{aligned} \quad (3)$$

gde je $T_s = \frac{1}{f_s}$ perioda prekidanja tranzistora. Talasni oblik struje i_r je onda definisan sledećim izrazom:

$$i_r(t) = \frac{\pi}{2n} I_{out} \sin(2\pi f_s t). \quad (4)$$

Vrednost ekvivalentne otpornosti R_{eq} na uprošćenoj šemi sa Slike 2b data je jednačinom (5), a dobijena je tako što je jednačina (2) podeljena jednačinom (4).

$$R_{eq} = \frac{\frac{4n}{\pi} V_{out}}{\frac{\pi}{2n} I_{out}} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_L \quad (5)$$

Pre određivanja funkcije pojačanja sistema, od značaja je analizirati uprošćeno kolo za dve ekstremne vrednosti ekvivalentne otpornosti. Kada vrednost R_{eq} teži beskonačnosti, može se smatrati da su krajevi na opterećenju otvoreni, pa kolo sa Slike 2b postaje redna veza C_r , L_r i L_m . Rezonantni pik funkcije pojačanja takvog kola se javlja pri učestanosti koja je definisana izrazom (6).

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_r + L_m)C_r}} \quad (6)$$

Za slučaj kada vrednost R_{eq} teži nuli, može se smatrati da su krajevi opterećenja kratko spojeni, odnosno da je induktivnost magnetčenja kratko spojena, pa kolo sa Slike 2b postaje redna veza C_r i L_r . Rezonantni pik funkcije pojačanja takvog kola se javlja pri učestanosti koja je definisana izrazom (7).

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}} \quad (7)$$

U realnosti vrednost ekvivalentne otpornosti je neka konačna nenulta vrednost, pa se rezonantni pik funkcije pojačanja javlja pri nekoj učestanosti f^* za koju važi $f_p < f^* < f_0$. Kako učestanost raste preko vrednosti f^* , vrednost funkcije

pojačanja opada. Bitno je naglasiti da kada je kolo pobuđeno učestanošću koja jednaka vrednosti f_0 , funkcija pojačanja uvek ima jediničnu vrednost. To se dešava zato što rezonantni kondenzator i rezonantna prigušnica stupaju u rezonansu nezavisno od opterećenja. Iz tog razloga se u kontekstu LLC pretvarača, vrednost f_0 naziva rezonantnom učestanošću.

U opštem slučaju, funkcija pojačanja od naponskog izvora $v_{fh}(t)$ do napona na ekvivalentnoj otpornosti $v_{r1}(t)$ jednaka je odnosu impedanse paralelne veze induktivnosti magnećenja i ekvivalentne otpornosti i ukupne impedanse uprošćenog linearnog kola i data je izrazom (8).

$$M(s) = \frac{s^2 L_m C_r R_{eq}}{s^3 L_m L_r C_r + s^2 C_r R_{eq} (L_m + L_r) + s L_m + R_{eq}} \quad (8)$$

Promenom učestanosti prekidanja tranzistora f_s utiče se na vrednost pojačanja sistema. Međutim, oblik krive pojačanja dominantno zavisi od parametara kola. Sa ciljem da se što lakše utvrdi kako koji parametar utiče na krivu pojačanja, analizu je pogodno sprovesti u relativnim jedinicama, pa se stoga uvode definicije sledećih promenljivih od kojih su prve tri bezdimenzione:

- f_n - normalizovana vrednost učestanosti prekidanja prema rezonantnoj učestanošći

$$f_n = \frac{f_s}{f_0}, \quad (9)$$

- L_n - odnos induktivnost magnećenja i rasipne induktivnosti transformatora

$$L_n = \frac{L_m}{L_r}, \quad (10)$$

- Q_e - faktor dobrote rezonantnog kola

$$Q_e = \frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{R_{eq}}, \quad (11)$$

- w_0 - kružna rezonantna učestanost (drugačiji zapis jednačine (7))

$$w_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}. \quad (12)$$

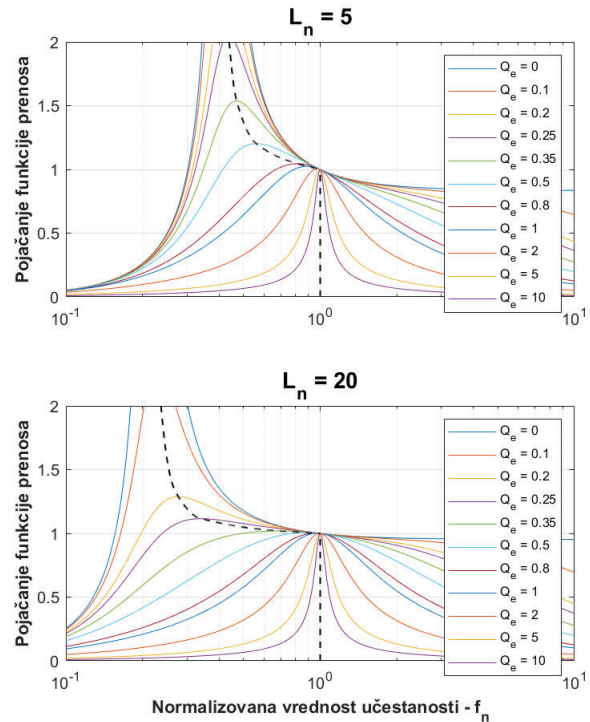
Korišćenjem izraza (10)-(12), izraz (8) se može transformisati u sledeći oblik:

$$M(s) = \frac{\frac{s^2}{w_0^2} L_n}{1 + \frac{s^2}{w_0^2} (L_n + 1) + \frac{s}{w_0} L_n Q_e \left(1 + \frac{s^2}{w_0^2}\right)}. \quad (13)$$

Prelaskom u frekventni domen za $s = jw_s$, gde je $j = \sqrt{-1}$ i $w_s = 2\pi f_s$, moduo prethodnog izraza je dat jednačinom (14).

$$|M(jw_s)| = \frac{f_n^2 L_n}{\sqrt{\left(1 - f_n^2 (L_n + 1)\right)^2 + f_n^2 L_n^2 Q_e^2 \left(1 - f_n^2\right)^2}} \quad (14)$$

U jednačini (14) ulogu kontrolne promenljive preuzima promenljiva f_n . Uticaj induktivnosti magnećenja i rasipanja se uvažava kroz promenljivu L_n , dok se uticaj rezonantnog



Slika 3. Funkcije pojačanja

kola i opterećenja uvažava kroz promenljivu Q_e . Vrednosti L_n i Q_e su za neki konkretni sistem fiksne vrednosti i određene su parametrima kola. Dodeljivanjem različitih vrednosti ovim promenljivama dobijaju se različite krive funkcije pojačanja sistema. Na Slici 3 su prikazana 2 grafika i svaki od njih je određen naznačenom vrednošću promenljive L_n . U okviru pojedinačnih grafika krive se razlikuju po dodeljenim vrednostima promenljive Q_e . Ono što se može primetiti sa svakog grafika je da sa porastom vrednosti promenljive Q_e vrednost maksimalnog pojačanja opada i konvergira ka tački jediničnog pojačanja pri rezonantnoj učestanošći. To za rezultat ima smanjenje ostvarivog opsega pojačanja kada je vrednost Q_e veća. Sa porastom vrednosti L_n (za neko posmatrano Q_e), maksimalno pojačanje se takođe smanjuje, ali se smanjuje i strmina prikazanih krivih. Posledica toga je da se za istu promenu učestanosti ostvaruje manja promena pojačanja kada je vrednost L_n veća, odnosno da sistem postaje manje osetljiv na promenu učestanosti. Imajući u vidu sve prethodno navedeno, vrednost napona na opterećenju sa Slike 1 se može proceniti prema sledećem izrazu:

$$V_{out} = M(f_n, L_n, Q_e) \frac{V_{DC}}{n}. \quad (15)$$

Prekidanje pri nultom naponu, odnosno ZVS, manifestuje se pri uključenju tranzistora. Ukoliko se pretpostavi da prekidajući Q_1 i Q_4 sa Slike 1 provode, tada je napon koji blokira svaki od prekidača Q_2 i Q_3 približno jednak naponu V_{DC} . Nakon isključenja Q_1 i Q_4 , a pre uključenja Q_2 i Q_3 , prenos energije ka sekundarnoj strani ne postoji, odnosno struja i_r sa

Slike 1 je jednaka nuli. U tom periodu je struja rezonantnog kola i_{res} jednaka struji magnetizacije i_m , koja je induktivna i koja se mora negde zatvoriti. Unutrašnje diode (eng. *Body Diode*) koje poseduju prekidači, tokom mrtvog vremena provode magnetizacionu struju na takav način da se protok struje preko prekidača Q_1 i Q_4 postepeno prebacuje na prekidače Q_2 i Q_3 . Napon koji su Q_2 i Q_3 blokirali smanjen je na nulu, pa su komutacioni gubici prilikom nešto kasnijeg uključanja tih prekidača jednaki nuli. Preduslov za ostvarivanje ZVS je da je ukupna impedansa kola pretežno induktivna. Rezonantni pikovi funkcija pojačanja sa Slike 3 odgovaraju uslovima kada je impedansa čisto rezistivna, tako da je oblast u kojoj se može ostvariti ZVS sa desne strane prikazanih isprekidanih linija koje prolaze kroz maksimume prikazanih funkcija pojačanja. To praktično znači da su dozvoljene učestanosti prekidanja one koje su veće od učestanosti f^* posmatranog sistema.

III. PRORAČUN PARAMETARA LLC PRETVARAČA

U ovom poglavlju se prikazuje „korak po korak” postupak za proračun parametara LLC pretvarača, formiran modifikacijom prikazanih postupaka u [5] i [6]. Pretvarač koji se dizajnira deo je uređaja za besprekidno napajanje sa galvanskom izolacijom (eng. *Uninterruptible Power Supply* - UPS). Na ulazu je baterija nominalnog napona $V_{DCnom} = 450V$, a na izlazu inverter preko kog se napajaju potrošači. Od ulaznih parametara je potrebno definisati sledeće:

- minimalna i maksimalna vrednost ulaznog napona: $V_{DCmin} = 435V$ i $V_{DCmax} = 465V$,
- izlazna snaga koju treba ostvariti: $P_{out} = 10kW$,
- nivo izlaznog napona: $V_{out} = 400V$,
- oscilacije izlaznog napona: $\Delta V_{out} = 1\%$,
- vrednost izlazne struje: $V_{out} = 25A$,
- broj dioda koje jednovremeno provode: $n_D = 1$,
- pad napona na diodama ispravljača: $V_F = 0,7V$,
- minimalna efikasnost sistema $\eta > 90\%$.

Korak 1: Određivanje prenosnog odnosa transformatora. U ovom koraku se smatra da je pojačanje sistema jedinično, odnosno važi $M = 1$.

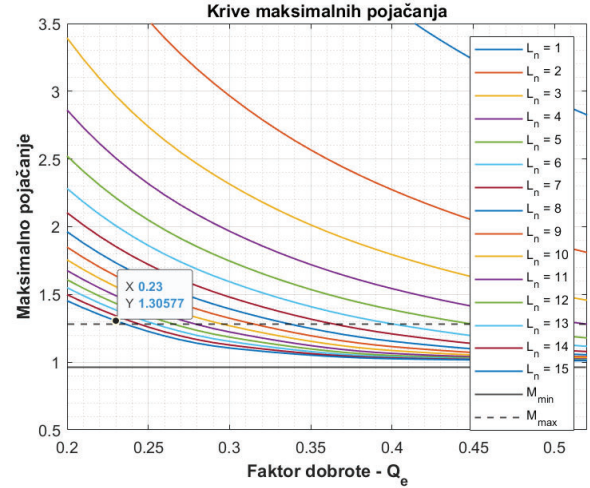
$$n = \frac{M \frac{V_{DCmin} + V_{DCmax}}{2}}{V_{out}} = 1,13 \quad (16)$$

Korak 2: Određivanje minimalnog i maksimalnog pojačanja sistema. U ovom koraku se određuju vrednosti pojačanja koje projektovani sistem mora ostvariti tako da se za sve vrednosti ulaznog napona iz opsega $\{V_{DCmin}, V_{DCmax}\}$ na izlazu može dobiti vrednost V_{out} . Ovde se uvažava pad napona na diodama ispravljača i pad napona usled gubitaka snage.

$$M_{min} = \frac{n (V_{out}(1 - \frac{\Delta V_{out}}{100}) + n_D V_F)}{V_{DCmax}} = 0,96 \quad (17)$$

Pad napona usled gubitaka snage se određuje prema jednačini (18), a uvažava se u proračunu maksimalnog pojačanja koje treba ostvariti. Preporuka je da se proračunska vrednost maksimalnog pojačanja uveća za 10%.

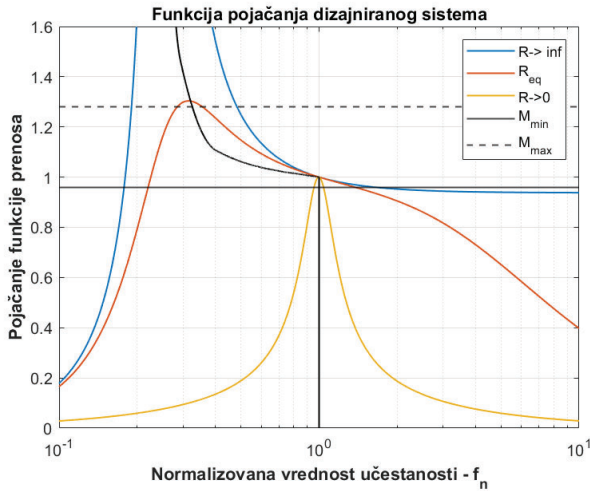
$$V_{loss} = \frac{P_{out} \frac{100-\eta}{\eta}}{I_{out}} = 44,44V \quad (18)$$



Slika 4. Odabir L_n i Q_e

$$M_{max} = \frac{n (V_{out}(1 + \frac{\Delta V_{out}}{100}) + n_D V_F + V_{loss})}{V_{DCmax}} \quad 1, 1 = 1, 28 \quad (19)$$

Korak 3: Određivanje parametara L_n i Q_e . Sistem je adekvatno projektovan ukoliko je u stanju da dostigne vrednost M_{max} , pa se prema tom kriterijumu biraju vrednosti L_n i Q_e . Vrednosti L_n i Q_e se određuju sa grafika i to je najčešće iterativna procedura. Najpre je potrebno proračunati maksimalne vrednosti funkcija pojačanja za različite kombinacije parova vrednosti L_n i Q_e , a zatim te maksimalne vrednosti prikazati kao zavisnost parametra Q_e . Na istom grafiku je potrebno prikazati i vrednosti M_{min} i M_{max} koje ne zavise od Q_e . Primer familija ovih karakteristika je dat na Slici 4. Krive na ovoj slici prikazuju promenu vrednosti maksimalnog pojačanja sa promenom vrednosti parametra Q_e . Krive se međusobno razlikuju po vrednostima parametra L_n koje su prikazane u legendi. Krive su dobijene tako što je određena maksimalna vrednost izraza (14) za svaki par vrednosti L_n i Q_e . Vrednosti parametra L_n su iz opsega od 1 do 15 sa korakom promene od 1, dok su vrednosti parametra Q_e iz opsega od 0 do 2 sa korakom promene od 0,01. Opseg parametra f_n na kom se određuju maksimalne vrednosti je isti kao sa Slike 3, od 0,1 do 10. Svaka tačka sa Slike 4 koja ima vrednost pojačanja veće od M_{max} (isprekidana horizontalna linija) je adekvatna u pogledu mogućnosti sistema da ostvari vrednost M_{max} , ali u obzir treba uzeti i druge aspekte. Analiza iz prethodnog poglavlja je pokazala da sa porastom Q_e vrednost maksimalnog pojačanja opada, pa bi se moglo pretpostaviti da je dobro razmatrati tačke sa malom vrednošću Q_e . Međutim, mala vrednost Q_e , na osnovu koraka 5, implicitno znači veliku vrednost rezonantnog kondenzatora, a posledično i malu vrednost rezonantne prigušnice kao i malu vrednost induktivnosti magnećenja. Mala vrednost induktivnosti magnećenja dalje znači veliku magnetizacionu struju (i_m , Slika 1), odnosno velike kondukcione gubitke, što nepovoljno utiče na efikasnost. Induktivnost magnećenja se može povećati izborom veće vrednosti L_n , ali analiza iz prethodnog poglavlja je pokazala da je sistem sa



Slika 5. Provera odabranih vrednosti

velikom vrednošću L_n manje osetljiv na promenu učestanosti, pa se opseg ostvarivih pojačanja na taj način sužava. Potrebno je dakle sa Slike 4 odabrati tačku koja obezbeđuje maksimalno potrebno pojačanje, a da ujedno obezbeđuje parametre rezonantnog kola kojima je magnetizaciona struja ograničena, a strmina krive pojačanja takva da obezbeđuje prihvatljivo širok opseg pojačanja. Nakon nekoliko iteracija, odabrana je tačka sa krive $L_n = 15$ sa vrednošću $Q_e = 0,23$, prikazana na Slici 4.

Korak 4: Određivanje vrednosti R_{eq} . Vrednost ekvivalentne otpornosti se određuje prema jednačini (5).

$$R_{eq} = \frac{8n^2 V_{out}}{\pi^2 I_{out}} = 16,56\Omega \quad (20)$$

Korak 5: Određivanje vrednosti parametara rezonantnog kola C_r , L_r i L_m . U ovom koraku je najpre potrebno odabrati vrednost rezonantne učestanosti, a ovde je odabrano $f_0 = 200kHz$, što je tipična vrednost kada je reč o ovim pretvaračima. U nastavku su prikazani izrazi kojima se redom izračunavaju vrednosti rezonantne kapacitivnosti, rezonantne induktivnosti i induktivnosti magnećenja.

$$C_r = \frac{1}{2\pi Q_e f_0 R_{eq}} = 0,21\mu F \quad (21)$$

$$L_r = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C_r} = 3,03\mu H \quad (22)$$

$$L_m = L_n L_r = 45,46\mu H \quad (23)$$

Može se desiti da su proračunate vrednosti parametara takve da ih je teško ostvariti u realnosti, pa se stoga proračunate vrednosti najčešće zaokružuju. U ovom slučaju odabrane su sledeće vrednosti $C_r = 0,2\mu F$, $L_r = 3\mu H$ i $L_m = 45\mu H$. Primititi da je ovakvim izborom očuvan odnos L_n .

Korak 6: Provera odabranih vrednosti. Svako zaokruživanje proračunatih vrednosti parametara može dovesti do promene vrednosti rezonantne učestanosti i faktora dobrote, koji sa ovako zaokruženim vrednostima, iznose $f_0 = 205,5kHz$ i

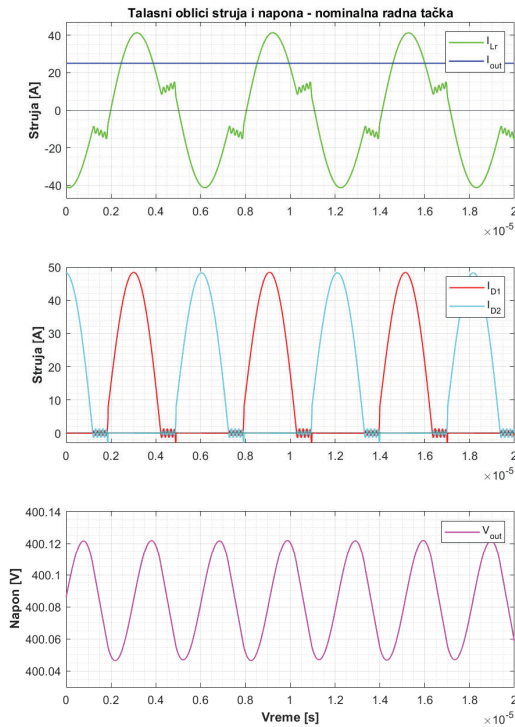
$Q_e = 0,23$. Funkcija pojačanja sistema sa $C_r = 0,2\mu F$, $L_r = 3\mu H$ i $L_m = 45\mu H$ je crvenom bojom prikazana na Slici 5. Može se konstatovati da su parametri adekvatno odabrani, s obzirom na to da je maksimalno ostvarivo pojačanje veće od vrednosti date izrazom (19). Iako se sa Slike 5 vidi da sa porastom vrednosti f_n vrednost funkcije pojačanja može opasti i ispod 0,5, u realnosti to nije moguće. Osim toga što visokoj efikasnosti u velikoj meri doprinosi ZVS uslov prekidanja tranzistora sa primarne strane, njoj doprinosi i meka komutacija dioda sa sekundarne strane. Za jako velike vrednosti parametra f_n , vreme trajanja poluperiode tokom koje jedna dioda treba da provodi je jako kratko, što znači da je inverzna polarizacija diode koja provodi forsirana usled jako brze direktne polarizacije one druge diode. Na taj način komutacioni gubici sa sekundarne strane rastu. Osim toga, na jako visokim učestanostima do izražaja mogu doći i neki paraziti efekti koji se inače zanemaruju. Sa druge strane, za niske učestanosti pri kojima je i dalje moguće ostvariti ZVS, trajanje poluperiode tokom koje jedna dioda treba da provodi može biti relativno dugo, pa može doći do toga da tokom većeg dela periode ne provodi nijedna dioda usled inverzne polarizacije koja se dešava prirodno. Dioda su tada u prekidnom režimu rada, pa je potrebna veća vrednost struje u rezonantnom kolu kako bi ista količina energije mogla da se prenese do opterećenja. Time se povećavaju kondukcion gubici. Uzimajući pomenuta ograničenja učestanosti, prema proceni autora ovog rada, vrednosti učestanosti prekidanja, kojima su obezbeđene veoma visoke performanse projektovnog sistema, su u opsegu od $0,8f_0$ do $1,4f_0$. Data procena je na strani sigurnosti i svako proširenje pomenutog opsega bi bilo dobro proveriti simulacijama.

IV. REZULTATI SIMULACIJA

Za proveru proračunatih parametara LLC pretvarača korišćen je program za simuliranje električnih kola LTspice. Kolo sa Slike 1 je modelovano u pomenutom programu sa prethodno proračunatim vrednostima. Mrtvo vreme između uključenja prekidača jedne grane invertora je oko $450ns$, dok je vrednost izlaznog kondenzatora $330\mu F$ što je dovoljno da struja opterećenja bude gotovo konstantne vrednosti.

Granične vrednosti ulaznog napona. Rezultati simulacija su pokazali da se pri minimalnoj vrednosti ulaznog napona $V_{DCmin} = 435V$ na opterećenju može ostvariti napon $V_{out} = 401V$ pri učestanosti prekidanja od $f_s = 138kHz$ i prenos snage od $P_{out} = 10,05kW$ uz ostvarenu efikasnost od 95,49%. Takođe, pri maksimalnoj vrednosti ulaznog napona $V_{DCmax} = 465V$ na opterećenju se može ostvariti napon $V_{out} = 401,05V$ pri učestanosti prekidanja od $f_s = 202kHz$ i prenos snage od $P_{out} = 10,05kW$ uz ostvarenu efikasnost od 96,3%. Efikasnosti su određene na osnovu ostvarene snage na opterećenju i snage izvora napajanja. Na taj način su uvaženi gubici snage svih elemenata kola između izvora napajanja i opterećenja.

Nominalna radna tačka. Za nominalnu vrednost ulaznog napona $V_{DCnom} = 450V$ pri učestanosti prekidanja od $165kHz$ na opterećenju je ostvaren napon od $400,08V$ i



Slika 6. Talasni oblici struja i napona pri $V_{DC} = 450V$ i $f_s = 165kHz$

prenos snage od $10kW$ uz ostvarenu efikasnost od 95,91%. S obzirom na to da su na izlazu ostvarene vrednosti koje su definisane ulaznim parametrima, ova radna tačka je nazvana nominalnom. Na Slici 6 su redom prikazani talasni oblici struje rezonantne prigušnice (I_{Lr}) i struje opterećenja (I_{out}), struje dioda ispravljača (I_{D1} i I_{D2}) i napon na opterećenju (V_{out}).

Opseg ostvarivih pojačanja. Opseg učestanosti prekidanja na kojem su ispitivane performanse dizajniranog sistema je u odnosu na inicijalnu procenu datu na kraju prethodnog poglavlja proširen na opseg od $0,6f_0$ do $1,55f_0$, što je u ovom slučaju od $125kHz$ do $320kHz$. Za ulazni napon $V_{DC} = 450V$, pri učestanosti prekidanja od $125kHz$ na opterećenju je ostvaren napon od $424,99V$ i prenos snage od $11,29kW$ uz ostvarenu efikasnost od 95,18%, a pri učestanosti prekidanja od $320kHz$ na opterećenju je ostvaren napon od $361,17V$ i prenos snage od $8,15kW$ uz efikasnost od 93,95%.

V. ZAKLJUČAK

Pored ostvarenih veoma visokih efikasnosti prenosa, simulacijama je pokazano da je izabranom topologijom moguće preneti širok opseg snage, od 81,5% do 112,9% u odnosu na snagu za koju je topologija projektovana. Takođe je pokazano da je snagu za koju je topologija projektovana moguće ostvariti pri bilo kojoj vrednosti ulaznog napona iz definisanog opsega. Prethodne konstatacije LLC topologiju svrstavaju u grupu veoma fleksibilnih rešenja kako u pogledu potreba opterećenja, tako i u pogledu varijacija izvora napajanja.

Gotovo u svakom sistemu, tokom eksploatacije dolazi do povećanja otpornosti opterećenja usled zagrevanja, što može

umanjiti prenetu snagu. Korišćenjem LLC topologije, takav problem se može prevazići. U sistemima koji se napajaju iz baterija, tokom praznjenja baterija nivo napona na njenim krajevima opada, što potencijalno može prouzrokovati probleme u funkcionisanju. I ova vrsta problema se može prevazići korišćenjem LLC topologije, s obzirom na to da se može ostvariti prenos zahtevane snage pri različitim nivoima ulaznog napona. Osim što povećava bezbednost, postojanje galvanske izolacije ovu topologiju može kandidovati kao potencijalno rešenje za beskontaktno napajanje obrtnih delova mašina. U takvim aplikacijama bi napajanje, inverter i rezonantno kolo bili na stacionarnim delovima, dok bi sekundar transformatora, ispravljač i opterećenje bili na obrtnim delovima mašine.

Visoke radne učestanosti ovih pretvarača mogu izazvati elektromagnetske smetnje koje potencijalno ugrožavaju ispravno funkcionisanje drugih uređaja u okolini. Stoga je, pre početka daljih faza realizacije projekta, potrebno konsultovati odgovarajuće standarde i proveriti da li ih odabrani dizaj ispunjava. Za ispravno funkcionisanje ove topologije, neophodno je projektovati i konstruisati transformator čije bi induktivnosti magnetčenja i rasipanja odgovarale proračunatim vrednostima, što može biti jako teško. Ovo se može klasifikovati kao jedan od nedostataka ove topologije. S tim u vezi, korisno bi bilo u budućim radovima ispitati u kojoj meri odstupanje realnih parametara od onih proračunatih utiče na ispravnost funkcionisanja pomenute topologije.

LITERATURA

- [1] Sen-Tung Wu, Chi-Hsuan Han, "Design and Implementation of a Full-Bridge LLC Converter with Wireless Power Transfer for Dual Mode Output Load," IEEE Access, vol. 9, pp. 120392 - 120406, August 2021.
- [2] S. Abdel-Rahman, "Resonant LLC Converter: Operation and Design," Infineon Technologies North America (IFNA) Corp., Application Note, vol. 1, pp. 4-19, September 2012.
- [3] P. Wang, C. Liu, L. Guo, "Modeling and Simulation of Full-bridge Series Resonant Converter Based on Generalized State Space Averaging," Atlantis Press, ICCSEE 2013, pp. 2263-2266, March 2013.
- [4] Veera Venkata Subrahmanya Kumar Bhajana, P. Drabek, M. Jara, "Design and analysis of a full bridge LLC DC-DC converter for auxiliary power supplies in traction," Indian Academy of Sciences, June 2018.
- [5] X. Zhang, X. Wei, X. Wu, X. Yu, "Design of a Digitally Controlled Full-Bridge LLC Resonant Converter," Atlantis Press, NCCE 2018, pp. 978-984, May 2018.
- [6] Hong Huang, "Designing an LLC Resonant Half-Bridge Power Converter," Texas Instruments Incorporated, Texas Instruments Power Supply Design Seminar 2010, Topic 3, Literature Number: SLUP263

DESIGN AND PERFORMANCE ANALYSIS OF A RESONANT POWER CONVERTER

Lazar Lukić, Bogdan Brković, Milovan Majstorović, Mladen Terzić

Abstract—This paper analyzes an energy transfer system using a resonant converter with galvanic isolation as a part of an uninterruptible power supply device. The operating principles of resonant converters are presented, and analytical expressions are derived for analyzing their steady-state performance. The procedure for determining the parameters of a specific resonant converter topology for transferring a defined power value at given input and output voltages is also demonstrated. The calculated parameters were verified through simulations using a software tool for circuit analysis.

Index Terms—resonant converter, design, analysis