

MODELOVANJE I UPRAVLJANJE TROFAZNIM BOOST ISPRAVLJAČEM**MODELING AND CONTROL OF THREE-PHASE BOOST RECTIFIER**Marija Zečar, Vladimir Katić, *Fakultet tehničkih nauka, Novi Sad***Oblast – ENERGETSKA ELEKTRONIKA**

Kratak sadržaj – U radu je predstavljen model trofaznog boost ispravljača, i njegovo upravljanje. Korišćena je sinusna impulsno-širinska modulacija. Upravljanje se sastoji od strujno-naponske petlje. Prikazan je dq model ispravljača, određene su prenosne funkcije i proračunati parametri PI regulatora. Model je kreiran i emuliran u programskom paketu Typhoon HIL.

Ključne reči: trofazni Boost ispravljač, impulsno širinska modulacija, Typhoon HIL emulacija.

Abstract – In this paper modeling and control of a Three Phase Boost rectifier is presented. Sinusoidal pulse width modulation is used. The control consists of a current-voltage loop. The dq model of the rectifier is shown and transfer functions and parameters of PI regulators are calculated. Model is created and emulated in Typhoon HIL software.

Keywords: Three-phase Boost rectifier, sinusoidal pulse width modulation, Typhoon HIL emulation.

1. UVOD

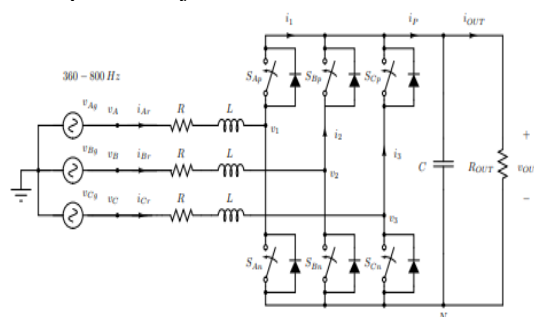
Trofazni boost ispravljač (TBI) vrsta je aktivnog AC/DC pretvarača, koji u poslednje vreme sve više nalazi primenu, posebno u domenu korišćenja obnovljivih izvora energije. Sastoji se od šest punoupravljivih prekidačkih elemenata, koji formiraju tri grane povezane u trofazni most (slika 1). Pretvarač je bidirekciono prirode, što znači da može da prenosi energiju u oba smera. tj. može da radi i kao ispravljač i kao inverter. Sa mrežne (AC) strane obično je potrebno dodati prigušnice, dok sa izlazne (DC) strane povezuje se filtarski kondenzator. Osnovni zahtev je da jednosmerni (DC) izlazni napon mora biti veći od maksimalnog međufaznog naizmeničnog (AC) napona na ulazu. Ispravljač je visoke efikasnosti i ima faktor snage blizak jedinici, a upravljanje je nekom od tehnika impulsno-širinske modulacije (engl. *PWM - Pulse Width Modulation*). Međutim, glavni nedostatak je osetljivost na proboj u prekidačkim granama, što dovodi do kratkog spoja i pregorevanja ispravljača. Da bi se ispitali svi scenariji i opasnosti u radu ovog pretvarača važno je razviti adekvatne simulacione modele. Obično se vrši matematičko modelovanje primenom metoda usrednjavanja u prostoru stanja analizom malih signala ili računarsko modelovanje u Matlab/Simulink softverskom

NAPOMENA:

Ovaj rad proistekao je iz master rada čiji mentor je bio dr Vladimir Katić, red.prof.

alatu [1, 2]. Međutim, realniji prikaz dobija se primenom digitalnih simulatora u realnom vremenu (engl. *RTDS - Real Time Digital Simulators*) od kojih je jedan od najpoznatijih Typhoon HIL [3].

Cilj rada je da se prikaže model ovog ispravljača u Typhoon HIL tehnologiji i ispita razne načine upravljanja za frekvencije prekidanja 10 kHz. Model je napravljen u *Schematic Editor*-u, koji je jedan od osnovnih alata, dizajniran tako da omogućava grafičko programiranje. Pomoću prenosnih funkcija proračunati su parametri regulatora funkcija. Rezultati su na kraju dati u vidu simulacija rada ispravljača kroz odgovarajuće talasne oblike napona i struja.



Sl.1. Prikaz Trofaznog boost ispravljača [5]

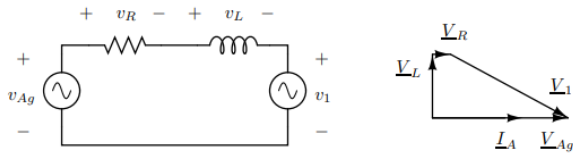
2. MODELOVANJE I PRIMENA SPWM TEHNIKE

Typhoon HIL tehnologija sadrži tri glavne komponente: Kontrolni centar (u kojem se odvijaju sva modeliranja i testiranja), brzi kompajler i procesor sa ultra niskim kašnjenjem (latencijom). Modelovanje TBI urađeno je u Typhoon HIL kontrolnom centru [4].

Modelovanje i upravljanje TBI vrši se pod pretpostavkom da je sistem stabilan i uravnotežen. Primenjena je naponski orijentisana kaskadna kontrola (*VOC- Voltage Oriented Control*), koja zahteva različite regulatore za različite petlje (dve petlje, unutrašnje strujne i spoljašnje naponske), gde su veličine orijentisane u odnosu na napon. Za svaku od ovih petlji potreban je odgovarajući PI regulator.

Modulaciona strategija koja je izabrana za upravljanje je sinusna impulsno-širinska modulacija, sa nosećim simetričnim trouglastim signalom (engl. *SPWM - Sinusoidal Pulse Width Modulation*). Razlog izbora ove modulacije je njena jednostavna implementacija u digitalnom signalnom procesoru, kao i brojne primene u upravljanju elektromotornim pogonima i kod pretvarača u obnovljivim izvorima energije.

Na slici 2 prikazano je ekvivalentno kolo TBI, ali samo za prvu, "a" fazu. Pošto je sistem simetričan i uravnotežen, svi zaključci izvedeni za ovu fazu, važe i za preostale dve.



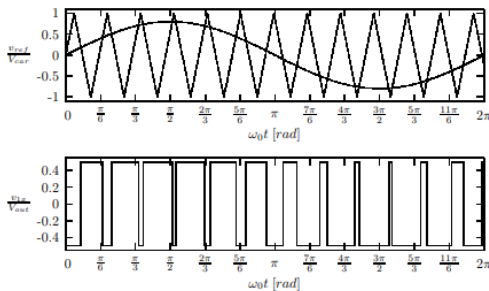
Sl.2. Ekvivalentno kolo TBI za fazu "a" i prikaz fazorskog dijagrama [5]

Napon v_1 (slike 1 i 2) je napon tačke između dva prekidača S_{Ap} , S_{An} faze "a" (prve faze) i neutralne tačke generatora. Ideja je da se prekidačima S_{Ap} , S_{An} upravlja na taj način da se na kraju dobije sinusni oblik napona v_1 . Pretvarač treba da radi kao ispravljač, što dovodi do toga da je poželjno da faktor snage bude jednak jedinici, što znači da struja i_{Ar} i napon v_{Ag} , sa slike 1, moraju biti u fazi. U ovoj modulaciji referentni signal, koji je sinusoidalan i manje frekvencije, poredi se sa nosećim trouglastim signalom koji je veće učestanosti. Ako je referentni signal veći od nosećeg signala, gornji prekidač je zatvoren (ON), a donji otvoren (OFF), a ukoliko je manji rad prekidača je obrnut. Kao rezultat se dobija napon v_{1x} koji pulsira između $\frac{V_{out}}{2}$ i $-\frac{V_{out}}{2}$, kao što je prikazano na slici 3. Indeks modulacije dobija se na sledeći način:

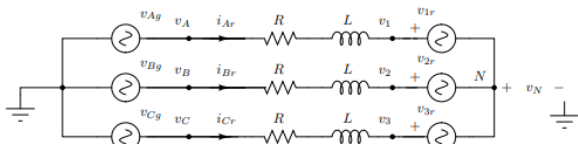
$$\frac{V_{ref}}{V_{noseći}} = \frac{V_{1x}}{\frac{V_{out}}{2}} \quad (1)$$

$$V_{1x} = \frac{V_{out}}{2} \frac{V_{ref}}{V_{noseći}} \quad (2)$$

gde su V_{ref} , $V_{noseći}$ i V_{1x} amplitude referentnog, nosećeg i dobijenog PWM signala, respektivno. Sad se model može predstaviti ekvivalentnom šemom datom na slici 4.



Sl.3. Prikaz referentnog signala, nosećeg signala i generisanog PWM napona [5]



Sl.4. Ekvivalentno kolo TBI [5]

3. DQ MODEL I UPRAVLJANJE

3.1. DQ model TBI

Kako bi prekidački konvertori obezbeđivali zadati izlazni napon bez obzira na prisustvo poremećaja poput varijacija mrežnog napona i varijacija izlazne struje, potrebno je projektovati regulatore. PI regulatori nisu u mogućnosti da daju nultu grešku ako je referentni signal sinusoidalan,

već samo ako je konstantan. Pravilno dizajniranje regulatora podrazumeva precizno određivanje njihovih parametara. Za to je potrebno razviti odgovarajući dq model (Clark-ovom transformacijom), koje se ponaša kao jednosmerno (DC) kolo, kao i naći prenosne funkcije za svaku petlju [6]. Međutim dq model pored toga što je u ustaljenom vremenu i što promenljive ne zavise od vremena, je nelinearan. Pošto je potreban linearan model, primenjuje se linearizacija oko tačke R (opterećenje). Jednačine u vremenskom domenu koje su dobijene iz prikazanog ekvivalentnog kola sa slike 4 su :

$$v_{Ag} = Ri_{Ar} + L \frac{di_{Ar}}{dt} + v_{1r} + v_N \quad (3)$$

$$v_{Bg} = Ri_{Br} + L \frac{di_{Br}}{dt} + v_{2r} + v_N \quad (4)$$

$$v_{Cg} = Ri_{Cr} + L \frac{di_{Cr}}{dt} + v_{3r} + v_N \quad (5)$$

Ovaj sistem jednačina predstavlja prekidački model :

$$L \frac{d\vec{i}_r}{dt} = \vec{v}_g - R\vec{i}_r - \vec{s}v_{OUT} - \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \vec{s}v_{OUT} \quad (6)$$

$$C \frac{dv_{OUT}}{dt} = \vec{s}^T \vec{i}_p - i_{OUT} \quad (7)$$

Iz prekidačkog dolazi se do usrednjenog modela:

$$L \frac{d\vec{i}_r}{dt} = \vec{v}_g - R\vec{i}_r - \vec{d}\vec{v}_{OUT} \quad (8)$$

$$C \frac{d\vec{v}_{OUT}}{dt} = \vec{d}^T \vec{i}_r - \vec{v}_{OUT} \quad (9)$$

Iz usrednjenog modela prelazi se u dq model. Pošto je dq sistem obrtni, potrebno je vektore iz usrednjenog modela pomnožiti sa transponovanom matricom T^T . Posle sređivanja modela dobija se dq model TBI (slika 5) definisan sledećim jednačinama:

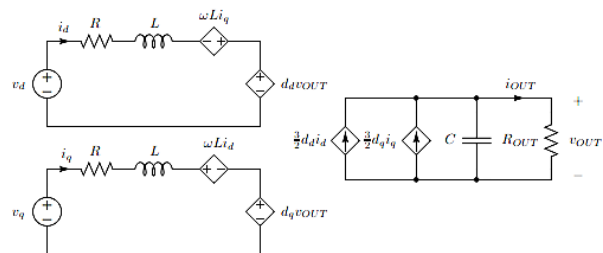
$$L \frac{di_d}{dt} = v_d - Ri_d + \omega Li_q - d_d \vec{v}_{OUT} \quad (10)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = v_q - Ri_q + \omega Li_d - d_q \vec{v}_{OUT} \quad (11)$$

$$C \frac{d\vec{v}_{OUT}}{dt} = \frac{3}{2} (d_d i_d + d_q i_q) - \frac{\vec{v}_{OUT}}{R_{OUT}} \quad (12)$$

Izveden dq model ponaša se kao DC kolo i time pojednostavljuje analizu i kreiranje regulatora. Takođe, obezbeđuje nezavisno upravljanje aktivnog i reaktivnog toka snage, tako što je d osa zadužena za aktivan tok snage, a q osa za reaktivan.

Međutim, iz modela se može zaključiti da svaka promena u d osi, ima direktan uticaj na q osu, i obrnuto. U naponskom izvoru u d osi (ωLi_q) je prisutna struja i_q , a u naponskom izvoru u q osi (ωLi_d) prisutna je struja i_d .



Sl.5. Prikaz dq modela TBI [5]

Ose d i q zavisne su jedna od druge i model je spregnut. Ovaj efekat negativno utičena sistem, jer povećava tranzijentni odziv. Zato se teži njegovom eliminisanju. Da biseovo postiglo, promenljive d_d i d_q predstavljaju se kao funkcije novih promenljivih d_d' i d_q' :

$$d_d = d_d' + \frac{\omega L}{v_{OUT}} i_q \quad (13)$$

$$d_q = d_q' - \frac{\omega L}{v_{OUT}} i_d \quad (14)$$

Kada se (13) i (14) uvrste u (10), (11) i (12), dobija se sledeći sistem jednačina:

$$L \frac{di_d}{dt} = v_d - R i_d - d_d' \overline{v_{OUT}} \quad (15)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = v_q - R i_q - d_q' \overline{v_{OUT}} \quad (16)$$

$$C \frac{d\overline{v_{OUT}}}{dt} = \frac{3}{2} (d_d' i_d + d_q' i_q) - \frac{\overline{v_{OUT}}}{R_{OUT}} \quad (17)$$

Iz njih se dobija novi raspregnut dq model TDI (slika 6).

3.2. Prenosne funkcije i parametri PI regulatora

Sledeći korak je linearizacija oko radne tačke u ustaljenom stanju (otpor R). Dobija se linearni stacionarni model konvertora u okolini mirne radne tačke (R), iz kog se mogu izvoditi funkcije prenosa povoljne za regulatore u frekvencijskom domenu. Posle linearizacije oko radne tačke R, prenosna funkcija od \vec{d}_d' do \vec{i}_d je dobijena kao :

$$T_{i_dR}(s) = \frac{3R_{OUT}(1-D_d)I_d + v_{OUT}(2R_{OUT}Cs + 2)}{2R_{OUT}LCs^2 + 2Ls + 3R_{OUT}(1-D_d)^2} \quad (18)$$

a od \vec{d}_q' do \vec{i}_q kao :

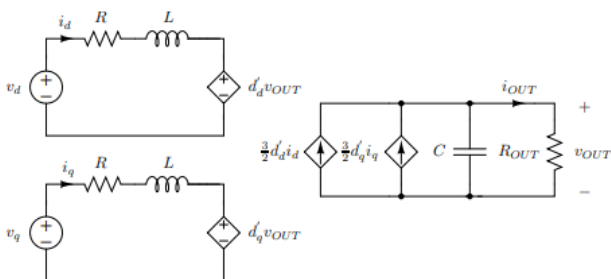
$$T_{i_qR}(s) = \frac{v_{OUT}(2R_{OUT}Cs + 2)}{2R_{OUT}LCs^2 + 2Ls + 3R_{OUT}(1-D_d)^2} \quad (19)$$

Spoljna naponska petlja zatvorena je na frekvenciji 100 Hz, sporija je od strujne petlje 10 puta i data je sa:

$$T_{V_{dCR}} = \frac{3R_{OUT}(1-D_d)}{2 + 2R_{OUT}Cs} \quad (20)$$

Ispitivanjem Bodeovih dijagrama ove funkcije utvrđeno je da je sistem stabilan.

Parametri PI regulatora za strujnu i naponsku petlju dobijeni su iz prenosnih funkcija, a proračuni su izvršeni uprogramskom paketu *Matlab*. Prikaz svih parametara regulatora se nalazi u tabeli 1.



Sl. 6. Raspregnuti dq model [5]

4. REZULTATI SIMULACIJE

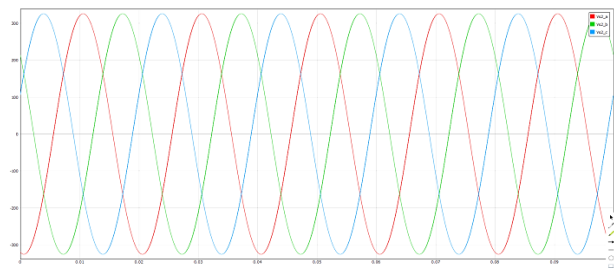
Rezultati ovog rada, dati su u vidu simulacija. Vrednosti parametara, koji su korišćeni u radu prikazani su u tabeli 2. Na slikama 7 i 8 dati su talasni oblici ulaznog napona i ulazne struje, respektivno.

Tabela1. Vrednosti parametara PI regulatora za unutrašnju strujnu i spoljašnju naponsku petlju

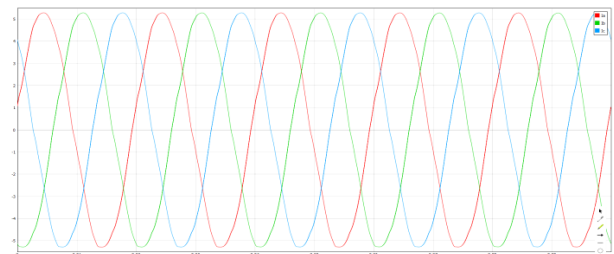
Parametri PI regulatora za strujnu petlju u d osi :	
Kp_d	0.0387 [A ⁻¹]
Ki_d	24.3182 [A ⁻¹]
Parametri PI regulatora za strujnu petlju u q osi :	
Kp_q	0.0337 [A ⁻¹]
Ki_q	23.6921 [A ⁻¹]
Parametri PI regulatora za naponsku petlju :	
Kp_v	0.1412 [A ⁻¹]
Kq_v	88.6586 [A ⁻¹]

Tabela 2. Prikaz karakteristika TBI koje su korišćene u modelovanju i upravljanju

VREDNOSTI PROMENLJIVIH	
Izlazna snaga	$P_{out} = 10$ [kW]
Frekvencija prekidanja	$f_s = 10$ [kHz]
DC-link – napon na izlazu	$V_{out} = 800$ [V]
Otpornost na izlazu	$R_{out} = 250$ [Ω]
Ulazni napon	$V_{in} = 230$ [V]
Frekvencija ulaznog napona	$f = 50$ [Hz]
Kondenzator na izlazu	$C_{out} = 100$ [μF]

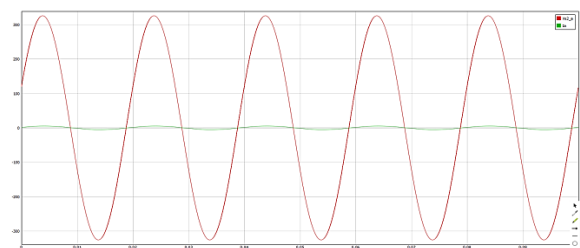


Sl.7. Prikaz faznih napona na ulazu

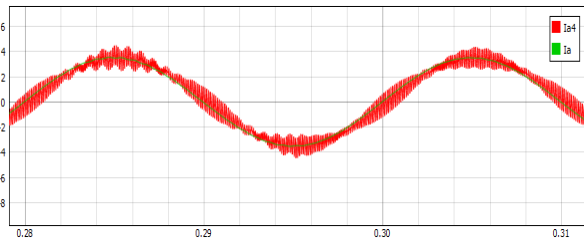


Sl.8. Prikaz faznih struja na ulazu

Posle zatvaranja naponske i strujne petlje, najbolja provera da li je upravljanje uspešno ili nije, je prikaz napona i struje sa ulaza. Ako su napon i struja u fazi, to znači da su petlje uspešno zatvorene. Na slici 9 vidi se da su napon i struja u fazi, što je potvrda da je upravljanje TBI uspešno urađeno. Radi smanjenja linijskih šumova korišćen je EMI filter, čiji učinak se vidi na slici 10.



Sl.9. Prikaz ulaznog napona i ulazne struje jedne faze



Sl.10. Prikaz nefiltrirane (i_{a4}) i filtrirane (i_a) struje jedne faze

Kako u realnim situacijama obično nisu idealni uslovi, odrađene su simulacije za slučaj nagle promene opterećenja i promene ulaznog napona.

4.1. Nagla promene opterećenja

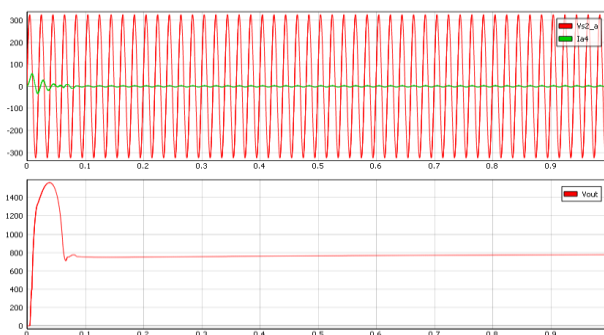
Nagla promene opterećenja na DC strani ispravljača je urađena povećanjem opterećenje za 100Ω , koje sada iznosi 350Ω . Prikaz izlaznog DC napona, ulazne struje i napona, pri ovoj promeni nalazi se na slici 11. Vidi se da posle kratkog tranzijenta od dve periode, struja se ustaljuje, kao i izlazni DC napon.

4.2. Promena ulaznog napona

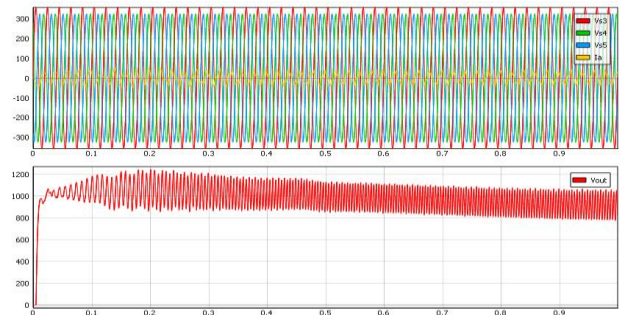
Promena vrednosti ulaznog napona faze a , dok ostale dve faze ne menjaju vrednost urađena je tako da je vrednost napona faze a sada 253 V . Na slici 12 prikazane su sve tri faze ulaznog napona, kao i ulazna struja faze a . Dat je prikaz i izlaznog DC napona, pri ovom disbalansu. Vidi se da struja i izlazni napon imaju dodat drugi harmonik (što je očekivano i posledica je nesimetrije) i da tranzijentni period traje duže.

5. ZAKLJUČAK

U radu je predstavljen model TDI u Typhoon HIL softveru. Upravljanje je zasnovano na SPWM tehnici i PI regulatorima, čiji su parametri proračunati u programskom paketu *Matlab*. Da bi mogli da se proračunaju parametri regulatora izvršena je transformacija u dq sistem i izvedene su prenosne funkcije. Upravljanje i modelovanje ispravljača je rađeno pod pretpostavkom da je sistem stabilan i uravnotežen, a ulazni naponi simetrični i sinusoidalni. U takvom sistemu, odzivi modela, odnosno ulazne struje takođe su prostoperiodične i u fazi sa naponom, a izlazni napon je jednosmeran, bez većih oscilacija. Korišćen je EMI filter radi smanjenja šumova kao posledice SPWM prekidačke (noseće) učestanosti.



Sl. 11. Prikaz ulaznog napona i struje, faze a i izlaznog DC napona kada je opterećenje povećano na 350Ω .



Sl. 12. Prikaz odziva u slučaju povećanja napona faze a : AC napon i struja (gore) i DC napon (dole).

U praksi, često uslovi u mreži nisu idealni. Za sistem u debalansu, rezultati simulacija pokazali su da ulazne struje imaju oscilacije i nisu u potpunosti u fazi sa ulaznim naponom. Isto važi i za izlazni (DC) napon, gde se javlja parazitni drugi harmonik. Ovo je očekivano, pa to potvrđuje adekvatnost razvijenog modela u Typhoon HIL okruženju, kao i opravdanost daljeg korišćenja, uz dodatno fino doterivanje parametara regulatora.

6. LITERATURA

- [1] Y. Chang et al., "Small-signal modeling of three-phase boost rectifier under non-sinusoidal condition", APEC 2008, pp.1195-1199.
- [2] <https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/62334-three-phase-spwm-boost-rectifier-with-closed-loop-control>
- [3] <https://www.typhoon-hil.com/>
- [4] <https://www.typhoon-hil.com/products/hil-software/>
- [5] http://www.cei.upm.es/media/TFM/Borovic_Uros_TFM_2014.pdf
- [6] K.N. Areerak et al., "DQ-transformation approach for modelling and stability analysis of AC-DC power system with controlled PWM rectifier and constant power loads", PEMC, Poznan, 2008.

Kratka biografija:



Marija Zečar rođena je 1994. godine u Zrenjaninu. Fakultet tehničkih nauka, studijski program Energetika, elektronika i telekomunikacije upisala je školske 2013/2014 godine. Na studijama se opredelila za smer Elektroenergetika – Elektroenergetski sistemi i diplomirala 13.07.2018. god. Master studije je upisala školske 2018/2019. godine na studijskom programu Energetika, elektronika i telekomunikacije, modul Elektroenergetika – Distribuirani elektroenergetski resursi (MAS).



Vladimir Katić rođen je 1954. godine u Novom Sadu. Doktorirao je na Univerzitetu u Beogradu 1991. godine. Od 2002. godine je redovni profesor Univerziteta u Novom Sadu. Na Fakultetu tehničkih nauka sada je Prodekan za finansije i razvoj (od 1998 god.). Oblasti interesovanja su energetska elektronika, obnovljivi izvori električne energije, električna vozila i kvalitet električne energije.