

# ANALIZA PRIMENE ENERGETSKIH FILTARA I DIGITALNE OBRADNE SIGNALA KOD AKTIVNOG ISPRAVLJAČA

Nemanja MILOŠEVIĆ, Jelena ĆERTIĆ, Leposava RISTIĆ

*Univerzitet u Beogradu, Elektrotehnički fakultet  
Bulevar kralja Aleksandra 73, 11120 Beograd*

**Sažetak:** U ovom radu je modelovan aktivni ispravljač koji se napaja iz realnog izvora koji u sebi sadrži više harmonike (prevashodno 5. i 7.). Motivacija za rad je sve veći porast zaprljanosti mreže u industriji, a samim tim i porast neželjenih uticaja viših harmonika na potrošače. Cilj je da se analizira rad aktivnog ispravljača i da se uz pravilno projektovanje energetskog i digitalnog filtra postigne da ulazna struja u ispravljač bude što približnija sinusoidi, bez obzira na to koliko je izobličen napon na ulazu, ali u standardom definisanim granicama. U radu su prikazani rezultati simulacija na detaljno razvijenom matematičkom modelu aktivnog ispravljača sa naponski orjentisanim upravljanjem. Na osnovu analize rezultata simulacija sa primenjenim energetskim i digitalnim filtrima izvedeni su odgovarajući zaključci.

**Ključne reči:** aktivni ispravljač, *LCL* filtar, *PWM* modulacija, harmonijska analiza, digitalni filtri

## 1. UVOD

Kvalitet električne energije predstavlja jednu od značajnijih oblasti u elektro-energetici, koja je postala naročito aktuelna sa naglim porastom zastupljenosti energetskih pretvarača u industriji i domaćinstvima. Ovi uređaji predstavljaju nelinearne potrošače koji unose neželjeni sadržaj viših harmonika u sastav mrežne struje i napona. Aktivni ispravljač, kao energetski pretvarač, u sebi sadrži tranzistore koji svojim komutacijama dovode do negativnih efekata u harmonijskom sastavu mrežne struje, a koji postaju još izraženiji ukoliko se aktivni ispravljač napaja mrežnim naponom koji nije prostoperiodičan. Visok sadržaj harmonika u linijskoj struji stvara niz problema u distributivnim sistemima, poput:

- izobličenja napona i elektromagnetne interferencije (*EMI*), koji utiču na druge uređaje u distributivnom sistemu;
- smanjene vrednosti faktora snage potrošača;

Rad je organizovan tako da je u prvom delu dat teorijski uvod o aktivnom ispravljaču i *LCL* filtru, nakon toga su prikazana ograničenja pri projektovanju *LCL* filtra, kao i proračun parametara ovog filtra. U razvijeni matematički model aktivnog ispravljača sa naponski orjentisanim upravljanjem implemetiran je prethodno proračunati *LCL* filtar i izvedeni su zaključci o ostvarenim rezultatima. Na osnovu sažete teorijske analize, izvršena je implementacija izabranih tipova digitalnih filtara u upravljačku strukturu aktivnog ispravljača i diskutovana su poboljšanja koja se mogu dodatno ostvariti u pogledu smanjenja viših harmonika u talasnom obliku mrežne struje.

## 2. AKTIVNI ISPRAVLJAČ

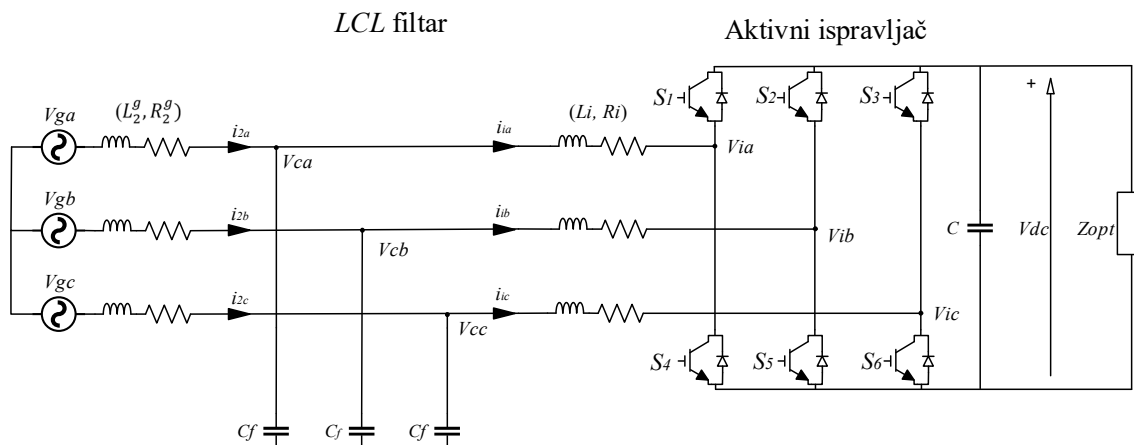
Aktivni ispravljač je energetski pretvarač koji koristi tehniku impulsno širinske modulacije (*Pulse Width Modulation, PWM*), kako bi na izlazu generisao jednosmerni napon. Upravljanje komutacionim elementima u energetskom delu ispravljača nije uslovljeno amplitudom i frekvencijom mrežnog napona već se vrši direktno preko upravljačke strukture [1].

Suprotno standardnim ispravljačima koji prenose energiju u jednom smeru, upotreba aktivnog ispravljača koji je bidirekcionni ima nekoliko prednosti, a to su:

- Rad sa ukupnim (pravim) faktorom snage vrlo bliskim jedinici;

- Mogućnost rekuperacije celokupne generisane energije u toku kočenja u elektromotornom pogonu;
- Prostoperiodični talasni oblik ulazne (mrežne) struje i u motornom i u generatorskom (regenerativnom, rekuperatorskom) režimu rada.

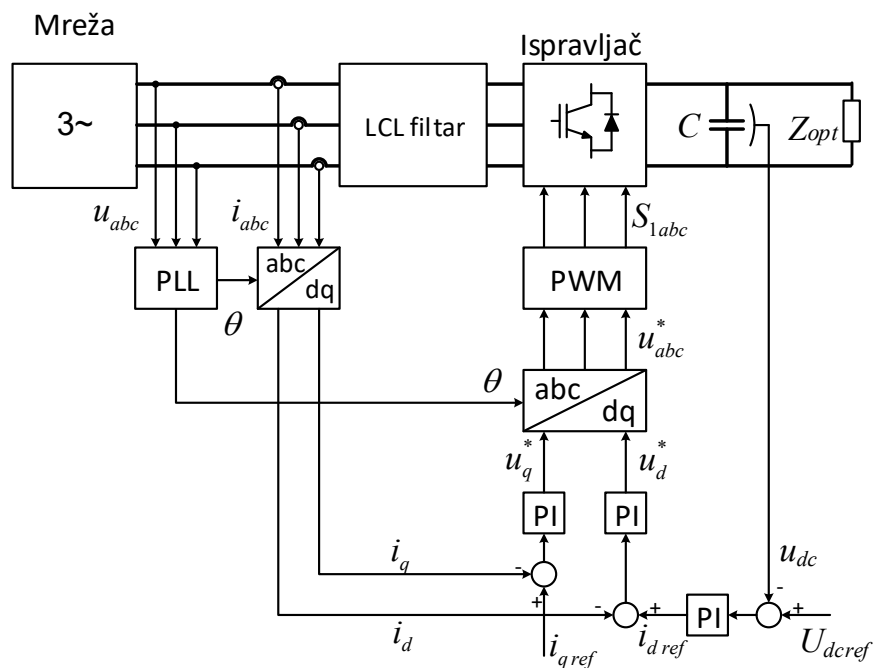
Tipska topologija aktivnog ispravljača sa ulaznim pasivnim energetskim filtrom prikazana je na slici 1.



Slika 1. Tipska topologija aktivnog ispravljača sa ulaznim pasivnim filtrom

Na Slici 1.  $C_f$  je kapacitivnost kondenzatora u *LCL* filtru,  $L_2^g$  je induktivnost koja obuhvata induktivnost filtra između kondenzatora i mreže, ali i induktivnost transformatora i mreže na koju je filter priključen, dok je  $L_i$  induktivnost filtra između kondenzatora i ispravljača. Mrežna struja i napon imaju oznake  $i_{2n}$  i  $V_{gn}$ .

Najčešće korišćena metoda upravljanja aktivnim ispravljačima je upravljanje zasnovano na naponu (eng. *Voltage Oriented Control - VOC*). Upravljački blok dijagram *VOC* načina upravljanja aktivnim ispravljačem prikazan je na Slici 2. Ova metoda se temelji na transformaciji koordinata iz trofaznog *abc* koordinatnog sistema u dvofazni stacionarni  $\alpha\beta$  i rotirajući *dq* koordinatni sistem. Osigurava visoku efikasnost u stacionarnim i dinamičkim stanjima zahvaljujući brznoj unutrašnjoj regulacionoj petlji po struji [2].



Slika 2. Upravljačka šema *VOC* načina upravljanja aktivnim ispravljačem

## 2.1. LCL filter

Aktivni ispravljači u svojoj strukturi zahtevaju pasivne filtre koji se postavljaju između mreže i ispravljača da bi kompenzovali više harmonike na učestanosti komutacija u mrežnoj struji. Oni mogu biti realizovani prigušnicom dovoljne induktivnosti  $L$ . Međutim, danas se koriste  $LCL$  filtri manjih gabarita prigušnica u odnosu na pasivni  $L$  filter za priključenje aktivnog ispravljača na mrežu, jer u području visokih frekvencija osiguravaju veće prigušenje strujnih harmonika. Glavni nedostatak upotrebe  $LCL$  filtera jeste mogućnost pobuđivanja rezonancije struje u filteru, što predstavlja potencijalnu opasnost za nestabilnost celokupnog sistema upravljanja. Da bi prikazali kriterijume po kojima se određuju parametri  $LCL$  filtera, potrebno je izvesti matematički model.

Na osnovu električnog kola sa Slike 1. mogu se izvesti jednačine za struju filtera na strani ispravljača ( $\hat{i}_i$ ), struju filtera na strani mreže ( $\hat{i}_2$ ) i napon na kondenzatoru filtera ( $V_c$ ), kao što je dato u izrazu (1).

$$i_i = \frac{V_i - V_c}{sL_i + R_i}, i_2 = \frac{V_c - V_g}{sL_2^g + R_2^g}, V_c = \frac{i_c}{sC_f} \quad (1)$$

### 2.1.1. Kriterijumi za izbor parametara $LCL$ filtera

Da bi se dobili parametri  $LCL$  filtera polazi se od nekoliko ograničenja, a to su:

- Rezonantna frekvencija  $LCL$  filtera;
- Pad napona na prigušnicama filtera;
- Maksimalni nivo strujnog ripla ispravljača;
- Maksimalna reaktivna komponenta snage osnovnog harmonika kondenzatora filtera;
- Dozvoljeni nivo izobličenja struje na mestu povezivanja na mrežu.

#### *Rezonantna frekvencija $LCL$ filtera*

Prilikom projektovanja  $LCL$  filtera ne sme doći do pobuđivanja rezonancije u njemu usled harmonijskog sastava napona, a samim time i struje. To se postiže ukoliko je zadovoljen sledeći uslov [3],

$$\frac{f_{pwm}}{4} \text{ ili } 10f_n < f_{rez} < \frac{f_{pwm}}{2}, \quad (2)$$

gde je  $f_n$  nazivna frekvencija mreže,  $f_{pwm}$  frekvencija signala nosioca, a  $f_{rez}$  rezonantna frekvencija  $LCL$  filtera.

#### *Pad napona na prigušnicama filtera*

Pad napona na prigušnicama filtera ne sme uticati na karakteristike pretvarača. Naime, preveliki pad napona bi ograničio iznos osnovnog harmonika napona pretvarača u linearnom području  $PWM$ -a. Stoga se ukupna vrednost induktivnosti prigušnica filtera određuje prema maksimalnom padu napona pri nazivnoj struji pretvarača uz jedinični faktor snage. Za maksimalnu vrednost pada napona na prigušnicama uzima se [3],

$$0.05V_{gf} < 2\pi f \cdot I_2 \cdot (L_2 + L_i) < 0.2V_{gf}, \quad (3)$$

gde su  $L_2$  induktivnost na strani mreže  $LCL$  filtra,  $L_i$  induktivnost na strani ispravljača  $LCL$  filtra,  $I_2$  efektivna vrednost struje na mrežnoj strani,  $f$  nazivna frekvencija mreže,  $V_{gf}$  nazivni fazni napon mreže.

### ***Maksimalni nivo strujnog ripla ispravljača***

Ukoliko je  $LCL$  filter ispravno projektovan, vrednost harmonijskog izobličenja struje u tački priključenja biće unutar granica koje propisuju standardi. Minimalni iznos induktivnosti prigušnice na strani pretvarača ( $L$ ) određen je maksimalnim stujnim riplom naizmjenične struje ispravljača ( $\Delta I$ ), te se uz zanemarenje radnog otpora prigušnice može napisati [3],

$$L = \frac{V_{dc}}{k f_{pwm} \Delta I} \quad (4)$$

gde je  $U_{dc}$  napon u jednosmernom kolu,  $f_{pwm}$  frekvencija učestanosti komutacija,  $k$  koeficijent koji zavisi od indeksa modulacije i u analiziranom slučaju iznosi 8, dok je  $\Delta I$  dozvoljen nivo stujnog ripla na izlazu iz ispravljača.

### ***Maksimalna reaktivna komponenta snage osnovnog harmonika kondenzatora filtra***

Za prigušenje viših harmonika struje u najvećoj meri odgovorna je  $LC$  kombinacija prigušnice na strani ispravljača i kondenzatora filtra. Teorijski gledano, kondenzatori filtra predstavljaju kratki spoj za više harmonike struje, te je taj efekt više izražen što je veći iznos kapaciteta kondenzatora. Međutim, sa porastom iznosa kapaciteta kondenzatora raste i komponenta reaktivne snage osnovnog harmonika kondenzatora filtra. Maksimalni iznos kapaciteta kondenzatora filtra ( $C_f$ ) određuje se na temelju maksimalnog iznosa osnovnog harmonika reaktivne snage kondenzatora filtra, kao u (5).

$$C_f \omega V_g^2 \leq 0.05P \quad (5)$$

### ***Dozvoljeni nivo izobličenja struje na mestu povezivanja na mrežu***

Osnovni uslov koji  $LCL$  filter mora da ispuni, definisan je standardima kojima se propisuju iznosi dozvoljenog harmonijskog izobličenja struje koju električna oprema sme generisati na mestu povezivanja na mrežu. Ovo je opšti standard koji se primenjuje za sve električne uređaje [3].

### ***Uslov stabilnosti sistema ispravljač - $LCL$ filter***

Kako bi izbegli pobuđivanje rezonancije u  $LCL$  filtru, potrebno je prikazati uslove koji su za to potrebni. Prema tome, od interesa je izvesti funkciju prenosa  $\frac{i_{in}}{V_{in}}$ , gde je  $i_{in}$  struja na strani ispravljača, a  $V_{in}$  napon na strani ispravljača. Posmatra se jedna faza  $LCL$  filtra sa Slike 1. Smer struje treba posmatrati od ispravljača ka mreži pošto je, kao što je već rečeno, ispravljač izvor viših harmonika struje. Ako se u prvom koraku zanemari otpornost prigušnica i kondenzatora dobija se izraz (6) za ekvivalentnu impedansu prema mreži.

$$L \frac{V_{gn}(s)}{i_{2n}(s)} = sL_i + \frac{sL_2^g \frac{1}{sC_f}}{sL_2^g + \frac{1}{sC_f}} = sL_i + \frac{sL_2^g}{s^2L_2^gC_f + 1} \quad (6)$$

$$= \frac{s(L_i + L_2^g) + s^3L_2^gLC_f}{s^2L_2^gC_f + 1}.$$

U frekvencijskom domenu izraz (6) postaje:

$$\frac{V_{gn}(j\omega)}{i_{2n}(j\omega)} = \frac{j\omega L_i(\omega_{rez}^2 - \omega^2)}{z_{LC}^2 - \omega^2}. \quad (7)$$

Iz (7) se vidi da za učestanost  $\omega = \omega_{rez}$ , gde je  $\omega_{rez}$  rezonantna učestanost, ekvivalentna impedansa prema mreži postaje nula, pa će struja (teoretski) biti beskonačna. U funkciji prenosa zatvorene povratne sprege postojaće polovi na imaginarnoj osi, što znači da će sistem biti na granici stabilnosti. Pokazuje se da će otpornik  $R_d$  vezan redno sa kondenzatorom  $C_f$  učiniti sistem stabilnim, što se i vidi iz jednakosti (8).

$$\frac{i_{2n}(s)}{V_{gn}(s)} = \frac{1}{sL_i} \frac{z_{LC}^2 + R_d C_f z_{LC}^2 s + s^2}{\omega_{rez}^2 + R_d C_f \omega_{rez}^2 s + s^2} \quad (8)$$

Izrazom (8) je pokazano da je u grani sa kondenzatorom  $C_f$  neophodno primeniti i otpornik  $R_d$  kao bi sistem postao stabilan.

### 3. DINAMIČKI MODEL AKTIVNOG ISPRAVLJAČA SA *VOC* UPRAVLJANJEM I *LCL* FILTROM

U ovom poglavlju će biti prikazani rezultati simulacije na modelu aktivnog ispravljača sa *VOC* upravljanjem (Slika 2), realizovanom u softverskom alatu *Matlab*, *Simulink*. U prvom delu teksta biće prikazan proračun mrežne i ispravljačke induktivnosti kao i vrednost kapacitivnosti kondenzatora *LCL* filtra. U drugom delu teksta biće prikazani vremenski dijagrami dobijeni kao rezultati simulacija na modelu prilikom napajanja aktivnog ispravljača iz realnog izvora trofaznog napona, koji je snimljen u Laboratoriji za elektromotorne pogone Elektrotehničkog fakulteta u Beogradu i koji u sebi sadrži više harmonike. Rezultati simulacija će biti prikazani samo za jednu fazu, jer je proverom u simulaciji utvrđeno da nema razlika po fazama. Sve vrednosti parametara su preuzete iz [1].

#### 3.1. Dimenzionisanje *LCL* filtra

i) *Izbor induktivnosti prigušnice na strani ispravljača ( $L_i$ )*

Usvaja se maksimalna valovitost komponente struje na prekidačkoj učestanosti (4kHz) na strani ispravljača od 25%. Na prekidačkoj učestanosti kondenzator se može smatrati kratkim spojem pa je izraz za valovitost struje pri *PWM* modulaciji dat izrazom (9).

$$\frac{\Delta I}{I_{in}} \leq \frac{V_{dc}}{8L_i f_{sw} I_{in}} \quad (9)$$

Iz (9) se dobija da maksimalna vrednost induktivnosti *LCL* filtra na ispravljačkoj strani iznosi:

$$L_i \leq \frac{V_{dc}}{8f_{pwm}I_{in}\frac{\Delta I}{I_{in}}} = \frac{700V}{8 \cdot 4000Hz \cdot 21.43A \cdot \sqrt{2} \cdot 0.25} = 2.9mH \quad (10)$$

gde su  $I_{in}$  i  $V_{dc}$  amplituda struje i napon na ispravljačkoj strani u jednosmernom međukolu,  $f_{pwm}$  učestanost komutacija,  $\Delta I$  usvojena vrednost za valovitost struje na prekidačkoj učestanosti od 25%, koeficijent 8 je usvojen prema literaturi [3]. Dobijena vrednost od 2.9mH, proverom u simulaciji daje zadovoljavajuće rezultate.

ii) *Izbor kapacitivnosti filtra ( $C_f$ )*

Već je u ograničenjima naglašeno da (reaktivna) snaga kondenzatora mora biti manja od 5% nominalne snage ispravljača, što je predstavljeno izrazom (5). Zamenom vrednosti za snagu ispravljača od 15kW i ostalih vrednosti koje su poznate u izraz (11), dobija se vrednost za kapacitivnost filtra:

$$C_f \leq \frac{0.05P}{\omega V_g^2} = \frac{0.05 \cdot 15000W}{314 \frac{rad}{s} \cdot 400^2V^2} = 14.93\mu F \quad (11)$$

Na osnovu rezultata simulacije pokazuje se da je ova vrednost velika, pošto je primetna promena faktora snage, zbog čega se usvaja vrednost od  $9\mu F$ , koja ne utiče bitno na faktor snage. Dakle,  $C_f = 9\mu F$ .

iii) *Izbor induktivnosti prigušnice na strani mreže ( $L_2$ )*

Ova prigušnica vrši smanjenje valovitosti struje na strani mreže. Ako se izabere prigušnica koja je jednaka onoj na strani ispravljača, dobija se LCL filter manje cene. Prema Slici 1, moguće je izvesti strujni rezdelnik kao u (12).

$$\frac{i_2(s)}{i_i(s)} = \frac{\frac{1}{sC_f}}{\frac{1}{sC_f} + sL_2} = \frac{1}{1 + s^2L_2C_f} \quad (12)$$

Frekvencijska karakteristika amplituda struja je data izrazom (13),

$$\left| \frac{i_2(j\omega)}{i_i(j\omega)} \right| = \left| \frac{1}{1 - \omega^2L_2C_f} \right| \approx \frac{1}{\omega^2L_2C_f} \quad (13)$$

odakle prigušenje komponente struje na prekidačkoj učestanosti iznosi,

$$\left| \frac{i_g(j2\pi \cdot 4000)}{i(j2\pi \cdot 4000)} \right| \approx \frac{1}{(2\pi \cdot 4000Hz)^2 \cdot 2.9mH \cdot 9\mu F} = 0.061 \quad (14)$$

pa će valovitost komponente mrežne struje na prekidačkoj učestanosti biti  $25\% \cdot 0.061 = 1.525\%$ , što je prihvatljiva vrednost.

iv) *Pad napona na prigušnicama filtra*

Pre utvrđivanja induktivnosti prigušnice na strani mreže potrebno je i odrediti ukupan pad napona na prigušnicama  $L_2$  i  $L_i$  prema izrazu (15),

$$0.05U_{fn} < 2\pi f_n \cdot I_2 \cdot (L_2 + L_i) < 0.2U_{fn} \quad (15)$$

Zamenom poznatih vrednosti u prethodnu jednačinu, dobija se:

$$0.05 \times 230V < 314 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \times (2.9\text{mH} + 2.9\text{mH}) \times \frac{15000W}{1.73 \times 400V} < 0.2 \times 230V \quad (16)$$

Iz (16) se može usvojiti da je

$$L_2 = L_i = 2.9\text{mH} . \quad (17)$$

v) *Rezonantna frekvencija LCL filtra*

Rezonantna frekvencija iznosi:

$$f_{\text{rez}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_2 + L_i}{L_2 L_i C_f}} = \frac{1}{6.28} \sqrt{\frac{2.9\text{mH} + 2.9\text{mH}}{2.9\text{mH} \times 2.9\text{mH} \times 9\mu\text{F}}} = 1394\text{Hz} , \quad (18)$$

što zadovoljava ograničenje dato izrazom (19):

$$10f_n < f_{\text{rez}} < \frac{f_{\text{sw}}}{2} \quad (19)$$

gde je  $f_n=50\text{Hz}$ .

vi) *Uslov stabilnosti sistema LCL filter – ispravljač*

Za izbor otpornosti otpornika  $R_f$  u [4] se predlaže 30% impendanse kondenzatora na rezonantnoj učestanosti koja iznosi:

$$R_f = 0.3 \frac{1}{2\pi f_{\text{rez}} C_f} = 0.3 \times \frac{1}{6.28 \times 1394\text{Hz} \times 9\mu\text{F}} = 3.81\Omega , \quad (20)$$

pa će se ta vrednost i usvojiti ( $R_f = 3.81\Omega$ ). Gubici koji se imaju na ovom otporniku su dobijeni kao rezultat simulacije na modelu i iznose približno 70W, što je  $70/15000=0.46\%$  nominalne snage, a što predstavlja prihvatljivu vrednost.

Što se tiče otpornosti prigušnica, u [3] se predlaže da se usvoje vrednosti od  $0.005\Omega$  za obe prigušnice, što je primenjeno i u prikazanom dimenzionisanju.

Dakle, parametri projektovanog *LCL* filtra su:

$$R_2 = R_i = 0.005\Omega, \quad L_2 = L_i = 2.9\text{mH}, \quad C_f = 9\mu\text{F}, \quad R_f = 3.81\Omega \quad (21)$$

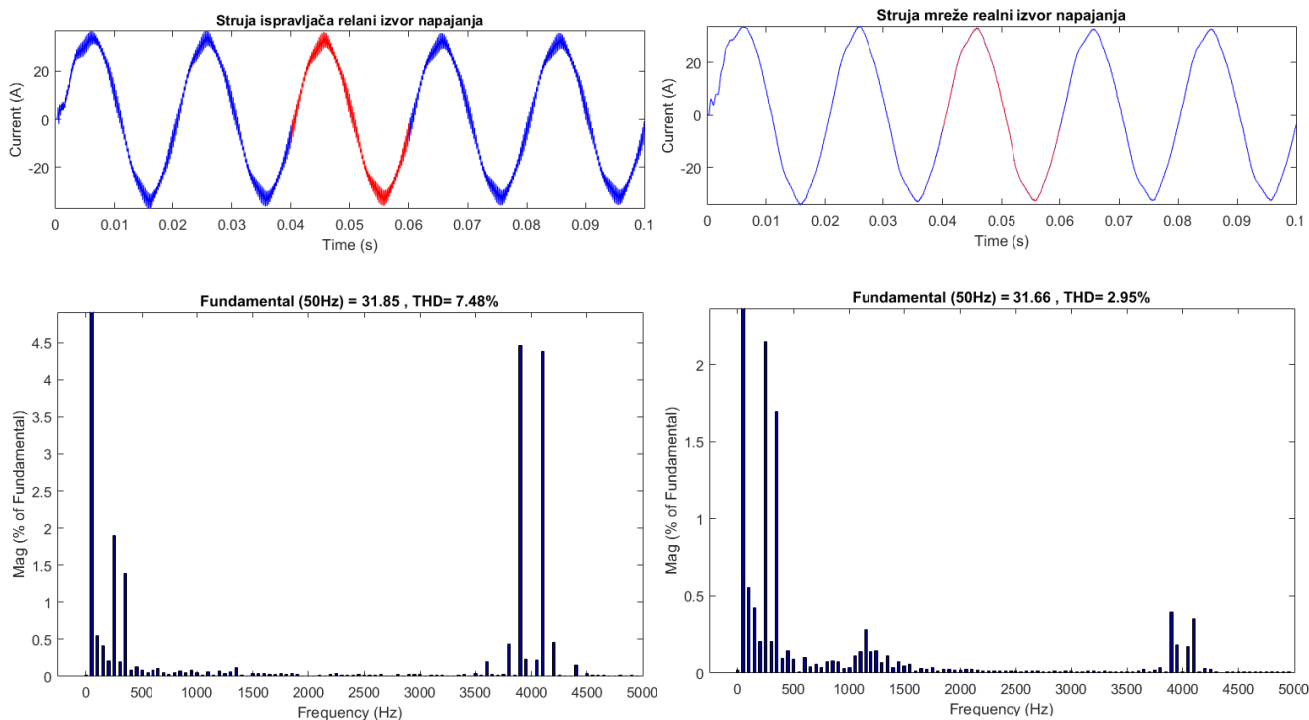
### 3.2. Rezultati simulacija

Na slikama 3. i 4. su prikazani rezultati simulacija na modelu [1], kako bi se pokazao uticaj pasivnog *LCL* filtra. Model je razvijen u  $s$  i  $z$  domenu, kako bi se omogućila implementacija digitalnih filtera u upravljački deo pretvarača i analizirao njihov uticaj u pogledu harmonijskog sastava mrežne struje. Slike 3. i 4. predstavljaju vremenske dijagrame mrežne i ispravljačke struje (struje ispred i iza *LCL* filtra, Slika 1.) bez prisustva digitalnih filtera u upravljačkoj strukturi aktivnog ispravljača.

Na slici 3. se može uočiti prisustvo harmonika u signalu struje na ispravljačkoj strani, kako u blizini osnovne učestanosti, kao peti (oko 2%) i sedmi harmonik (oko 1.5%), tako i u okolini

učestanosti komutacija (4kHz) (oko 4-5%), što u konačnom rezultuje ukupnim harmonijskim sadržajem struje na ispravljačkoj strani  $THD_i = 7.48\%$ .

Sa druge strane, na Slici 4. se možemo uočiti uticaj *LCL* filtra, gde su harmonici koji su bliski osnovnoj učestanosti neznatno povećani, peti (2.2%) i sedmi (1.7%). Međutim, prisustvo harmonika u okolini učestanosti komutacija (4kHz) je značajno smanjeno na oko 0,3-0,4%, što u konačnom rezultuje ukupnim harmonijskim sadržajem struje na mrežnoj strani  $THD_i = 2.95\%$ , što je i u standardom definisanim granicama.



**Slika 3. Vremenski dijagram i harmonijska analiza (FFT) struje na ispravljačkoj strani *LCL* filtra pri napajanju iz realnog izvora**

**Slika 4. Vremenski dijagram i harmonijska analiza (FFT) struje na mrežnoj strani *LCL* filtra pri napajanju iz realnog izvora**

## 4. IMPLEMENTACIJA DIGITALNOG FILTRA U UPRAVLJAČKOJ STRUKTURI

Današnja istraživanja u oblasti projektovanja filtera dosta su fokusirana na upotrebu digitalnih filtera, kao sastavnih delova upravljačkih kola uređaja energetske elektronike koji se koriste u industriji. Digitalni filteri su sistemi u elektronskim kolima koji odrađuju matematičke operacije na diskretnim signalima u cilju smanjenja ili poboljšanja određenih aspekata tog signala [5].

### 4.1. Izabrani tipovi digitalnih filtera koji su korišćeni i analizirani u simulaciji

U simulaciji su korišćeni *FIR* filteri projektovani optimalnom metodom. *FIR* filteri su izabrani jer je kod njih faza linearna, odnosno grupno kašnjenje konstantno.

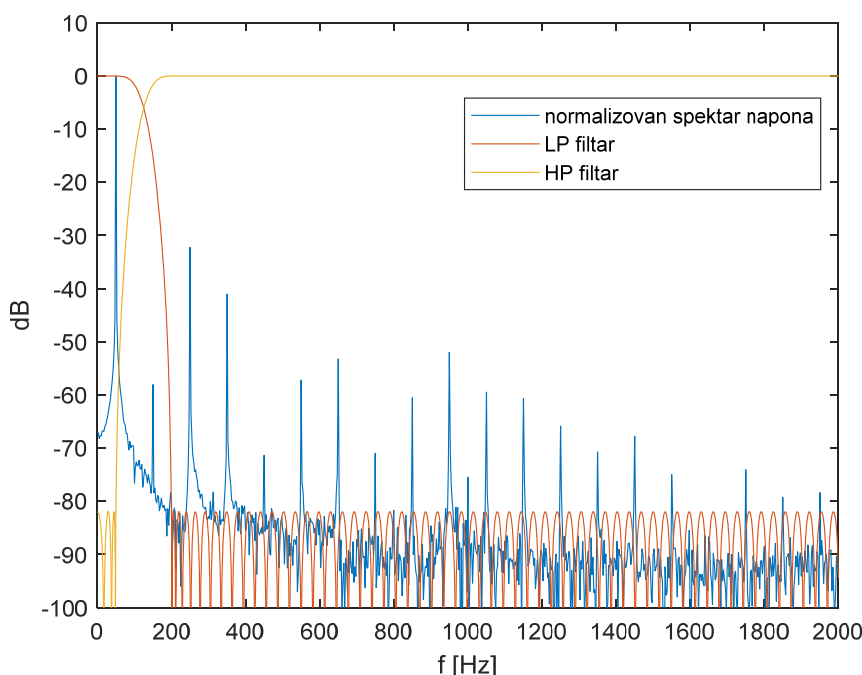
Projektovana su dva filtera:

- Filtar propusnik niskih frekvencija *LP* (*Low-Pass*), projektovan tako da je granica propusnog opsega filtera 50Hz, granica nepropusnog opsega filtera 200Hz a maksimalno dozvoljeno odstupanje od idealne karakteristike u propusnom i nepropusnom opsegu postavljeno je na 0.0001, što odgovara slabljenju od 80dB u nepropusnom opsegu (Slika 5).
- Filtar propusnik visokih frekvencija *HP* (*High-Pass*), projektovan kao filtari komplementaran prethodno projektovanom *LP* filteru, što znači da je granica nepropusnog



opsega filtra 50Hz, granica propusnog opsega filtra 200Hz a maksimalna dozvoljena odstupanja od idealne karakteristike su ista kao za *LP* filter (Slika 5).

Oba filtra su istog reda. U simulacionom modelu analiziranom u ovom radu, za diskretni deo sistema je predvideno da radi na frekvenciji odabiranja od 8kHz.



**Slika 5. Frekvencijski spektar jedne faze napona zajedno sa karakteristikama projektovanih filtara**

Na Slici 5. je prikazan frekvencijski spektar jedne faze napona, zajedno sa karakteristikama oba filtra. Na osnovu slike se može zaključiti da *HP* filter propušta sve učestanosti posle osnovnog harmonika (50Hz), a *LP* filter propušta sve učestanosti manje od 200Hz, da bi se isključio 5. harmonik (250Hz) i ostali viši harmonici.

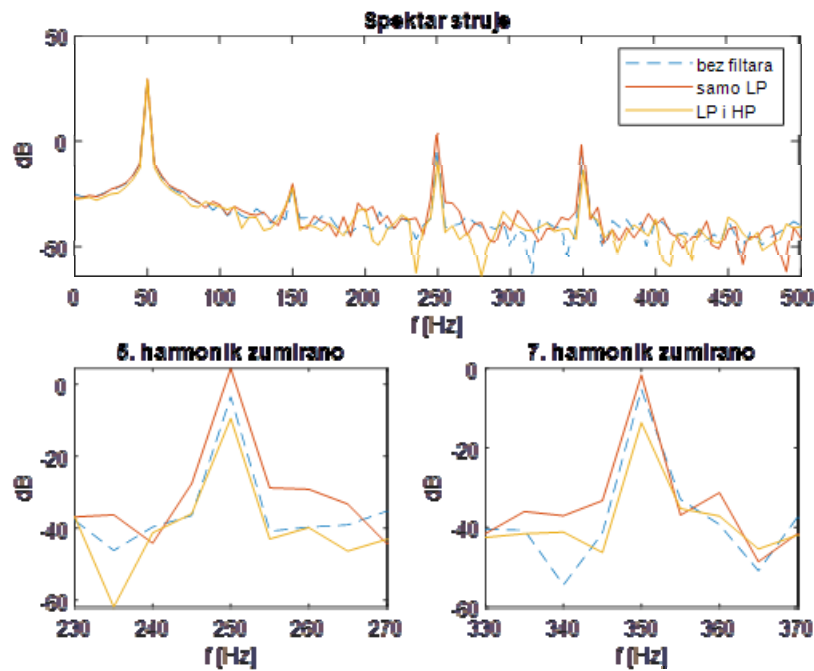
#### 4.1. Rezultati simulacija sa izabranim tipovima digitalnih filtara

Na slici 6. prikazani su uporedni spektri struja dobijenih za tri konfiguracije simuliranog sistema.

- 1) Konfiguracija bez dodatnih digitalnih filtara;
- 2) Konfiguracija sa digitalnim *FIR LP* filtrom u naponskoj grani na ulazu;
- 3) Konfiguracija sa digitalnim *FIR LP* i *HP* filtrima gde se *LP* filter nalazi u naponskoj grani na ulazu, a izlaz iz *HP* filtra, koji takođe filtrira ulazni napon, se dodaje na izlaz upravljačkog kola aktivnog ispravljača i formira referentnu vrednost napona aktivnog ispravljača.

Na osnovu rezultata simulacija prikazanih na slici 6, može se uočiti uticaj digitalnih filtara na neželjene spektralne komponente struje, konkretno na 5. i 7. harmonik, koji su dodatno „uveličani“ i prikazani zasebno. Može se zaključiti da prisustvo *LP* i *HP* filtara u upravljačkom delu aktivnog ispravljača smanjuje amplitudu 5. i 7. harmonika.

Sa slike 7. jasno se vidi da konfiguracija u trećem slučaju daje najbolje rezultate, tj. primena *HP* filtra u kombinaciji sa *LP* filtrom. Može se uočiti da se sa jedne strane filtrira signal napona filtrom propusnikom niskih učestanosti *LP*, i takav signal se šalje u upravljačko kolo aktivnog ispravljača, dok sa druge strane, filter propusnik viših harmonika *HP*, koji je komplementaran prethodnom filtru, ubacuje samo više harmonike u referentni signal napona na izlazu iz upravlkačkog dela aktivnog ispravljača.



Slika 6. Uticaj filtra na harmonijski sastav struje u tri karakteristična slučaja

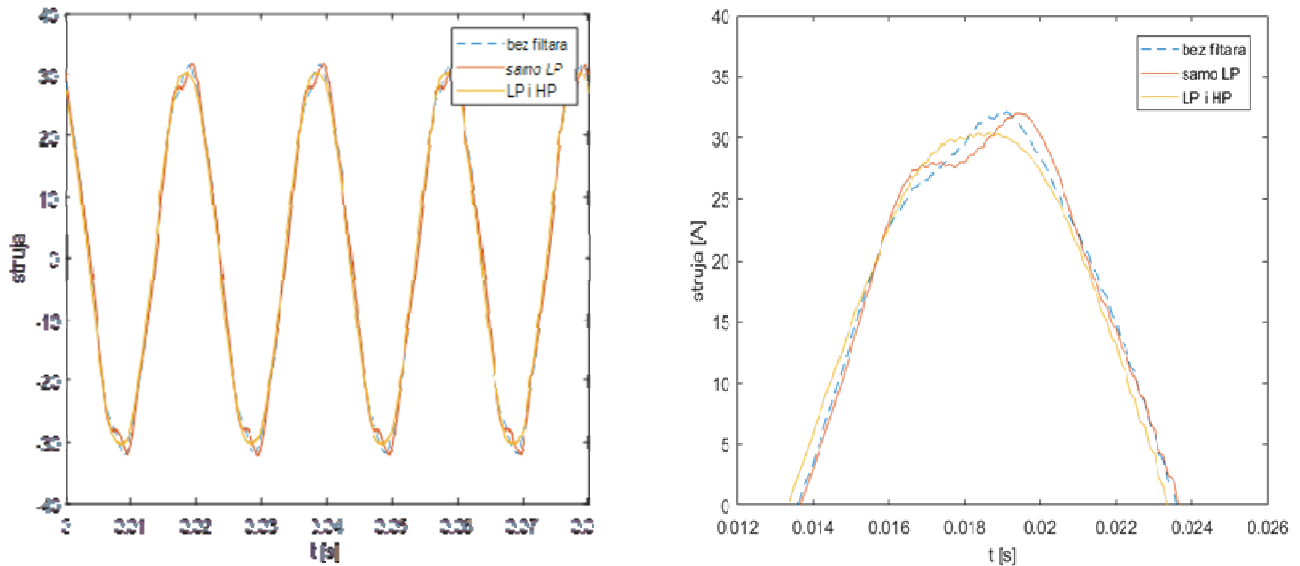
Za razliku od analognog filtra koji se nalazi u energetsom delu konfiguracije i samim tim utiče i na amplitudu i fazu struje na priključcima aktivnog ispravljača, digitalni filter se nalazi u upravljačkom delu, tj. on filtrira informaciju o naponu i iz nje izbacuje više harmonike menjajući i fazu i amplitudu tog signala. Što se tiče faze, taj poremećaj može lako da se kompenzuje jer je poznato fazno kašnjenje koje filter unosi. Na osnovu ove informacije može da se „ubrza“ signal za poznatu vrednost. Međutim, ukoliko se takav signal kod kojeg je kompenzovano samo fazno kašnjenje dovede na ulaz upravljačkog kola aktivnog ispravljača, strujni i naponski regulatori će imati pogrešnu referentnu vrednost, što će u konačnom dovesti do većeg izobličenja mrežne struje nego kod konfiguracije bez filtera, kao što se i pokazuje poređenjem konfiguracija na slici 7. Jedan od načina da se kompenzuje i amplituda (pored faze), je da se projektuje filter propusnik visokih učestanosti (*HP*) koji je komplementaran filteru propusniku niskih učestanosti (*LP*), pa da se signal koji se filtrira kroz *LP* dovede na ulaz u upravljačko kolo i poboljša rad regulatora, a da se signal koji se filtrira kroz *HP* doda na referentni signal na izlazu upravljačkog dela i tako kompenzuje razlika u amplitudi.

Međutim, ovde se javlja još jedan problem. Naime, da bi se izvršilo sabiranje signala na prethodno opisan način, potrebno je da se oni fazno sinhronizuju. Iako oba filtra unose isto fazno kašnjenje, u tački gde se sabiraju nisu fazno sinhronizovani jer i upravljačko kolo aktivnog ispravljača unosi dodatno kašnjenje, pa je signal koji prolazi kroz *HP* filter potrebno usporiti. Rezultati simulacija pokazuju da se primenom digitalnih filtera u upravljačkom kolu aktivnog ispravljača može dodatno smanjiti sadržaj viših harmonika u talasnom obliku mrežne struje (ukupna harmonijska distorzija (*THDi*) mrežne struje). U slučaju bez digitalnih filtera ona je iznosila 2.9% dok u kombinaciji sa digitalnim filterima iznosi približno 1.8%.

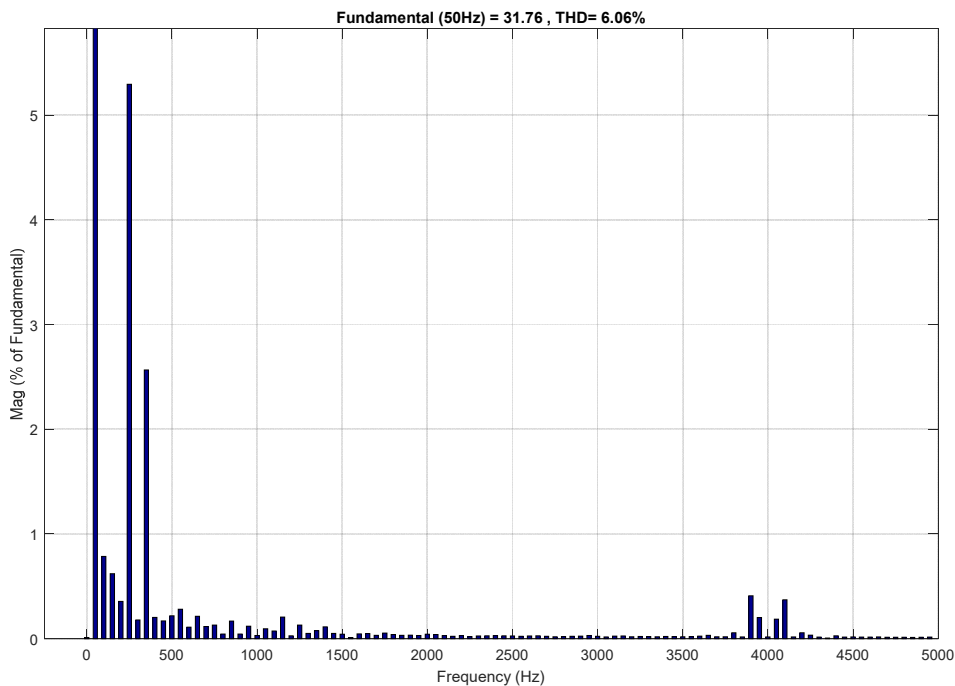
Na Slici 8. je prikazan frekvencijski sadržaj struje na mrežnoj strani ispravljača primenom samo *LP* filtra, a na Slici 9. primenom kombinacije *LP* i *HP* filtra u upravljačkoj strukturi.

## 5. ZAKLJUČAK

U ovom radu je modelovan aktivni ispravljač koji se napaja naponom iz realnog izvora, a koji u sebi sadrži više harmonika i to u najvećem iznosu peti i sedmi harmonik. Sprovedena je analiza njegovih performansi u navedenim uslovima rada. Ispitane su mogućnosti da se postigne što približniji sinusoidi talasni oblik ulazne struje u ispravljač, bez obzira na izobličenje napona na ulazu, dokle god



Slika 7. Vremenski dijagram mrežne struje u prisustvu digitalnih filtera u upravljačkoj strukturi aktivnog ispravljača pri napajanju iz realnog izvora za sva tri analizirana slučaja (levo), sa uvećanim delom (desno)

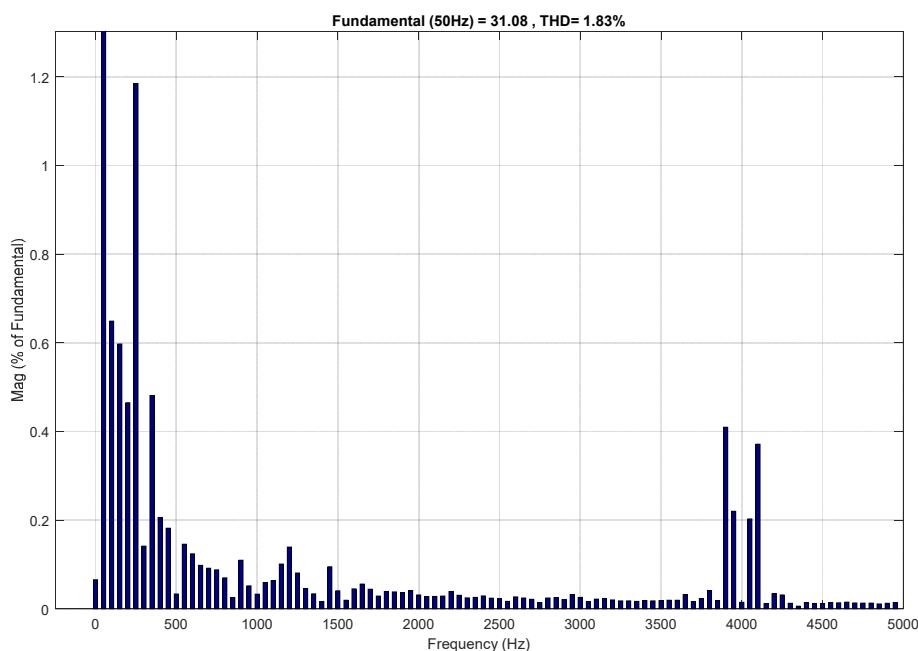


Slika 8. Frekvencijski sadržaj struje na mrežnoj strani primenom  $LP$  filtra u upravljačkom kolu  $THD_i = 6.06\%$

je ono u standardom definisanim granicama. Zaključeno je da ukupan  $THD_i$  struje od 2.9%, pri izobličenom naponu napajanja od  $THD_u = 3.3\%$ , zadovoljava standardom definisane kriterijume od 3%.

Primenom  $FIR$  digitalnog filtra propusnika niskih učestanosti ( $LowPass$ ), samo u naponskoj grani upravljačkog kola aktivnog ispravljača, dolazi do pogoršanja rezultata, pa  $THD_i$  izlazne struje iznosi 6%, što je u odnosu na 2.9% koliko je iznosio pre primene digitalnog filtra znatna razlika. Teorijsko objašnjenje za ovakav rezultat je navedeno u radu.

Primenom  $FIR$  digitalnog filtra propusnika niskih učestanosti ( $LowPass$ ) paralelno sa njemu komplementarnim filtrom propusnikom viših učestanosti ( $HighPass$ ) u naponskoj grani upravljačkog kola aktivnog ispravljača dovodi do smanjenja ukupnog izobličenja mrežne struje.



**Slika 9. Frekvencijski sadržaj struje na mrežnoj strani primenom LP i HP filtra u upravljačkom kolu  $THD_i = 1.83\%$**

Signal filtriran LP filtrom se dovodi na ulaz upravljačkog kola (osnovni harmonik), a signal filtriran HP filtrom se sabira sa izlazom upravljačkog kola i učestvuje u sintezi referentnog napona, koji se dovodi na PWM komparator. Takođe, teorijsko objašnjenje za ovakav pristup je dato u radu. Spektralnom analizom signala mrežne struje utvrđeno je da se na ovaj način postiže smanjenje  $THD_i$  struje sa 2.9% na 1.6%. Može se zaključiti da je postignut vrlo dobar rezultat, sa obzirom na to da primena digitalnih filtara ne iziskuje upotrebu dodatne opreme, već predstavlja nadogradnju već postojećeg upravljačkog softvera.

## Literatura

- [1] Nemanja Milošević, *Analiza primene energetskih filtara i digitalne obrade signala kod aktivnog ispravljača*, Master rad, Univerzitet u Beogradu Elektrotehnički fakultet, jun 2022. god.
- [2] Nikola Mirković, *Projekat i realizacija trofaznog aktivnog ispravljača*, Master rad, Univerzitet u Beogradu Elektrotehnički fakultet, jun 2021. god.
- [3] Goran Majić, *Optimiranje trofaznog PWM usmjerivača s LCL filtrom s uračunatim nelinearnostima*, Doktorska disertacija, Split, 2014. god.  
[https://elearning.fesb.unist.hr/pluginfile.php/81876/mod\\_page/content/12/Majic\\_Goran\\_2014.pdf](https://elearning.fesb.unist.hr/pluginfile.php/81876/mod_page/content/12/Majic_Goran_2014.pdf), pristupljeno 27.5.2022. god.
- [4] Uroš Milović, *Ponašanje elektromotornih pogona sa aktivnim ispravljačem pri napajanju mrežnim naponom u prisustvu viših harmonika i nesimetrije*, Master rad, Univerzitet u Beogradu Elektrotehnički fakultet, Septembar 2018. god.
- [5] Dr. Ljiljana Milić, Dr. Zoran Dobrosavljević, *Uvod u digitalnu obradu signala*, Elektrotehnički fakultet Beograd, Akademska Misao, 1999. god.