

# Simulacioni model trofaznog matričnog pretvarača

Bojan Erceg, Branko Blanuša, Đorđe Lekić

Univerzitet u Banjoj Luci, Elektrotehnički fakultet, Banja Luka, Republika Srpska  
bojan.erceg@etf.unibl.org, branko.blanusa@etf.unibl.org, djordje.lekic@etf.unibl.org

**Sažetak**—U radu je opisan princip rada i matematički model trofaznog matričnog pretvarača s ciljem razvoja simulacionog modela pogodnog za analizu regulisanih elektromotornih pogona. Primjenom matričnih pretvarača izbjegava se potreba za elektrolitskim kondenzatorom u jednosmjernom međukolu, te se značajno smanjuje sadržaj viših harmonika u talasnom obliku ulazne struje. Posebna pažnja u radu je posvećena metodologiji projektovanja LC filtra na ulazu matričnog pretvarača, te opisu zaštitnih kola. Prednosti matričnog pretvarača u odnosu na standardni indirektni AC/AC pretvarač tipa ispravljač-invertor su ilustrovane simulacijom talasnih oblika ulazne struje i izlaznog napona pomoću razvijenog simulacionog modela.

**Ključne riječi**—matrični pretvarač; simulacioni model; ulazni LC filter; zaštitna kola.

## I. UVOD

U posljednjih nekoliko decenija se bilježi stalni porast broja regulisanih elektromotornih pogona u kojima se električni motori napajaju iz energetske pretvarača. Da bi se povećala energetska efikasnost, te istovremeno smanjila cijena pogona, teži se smanjenju broja dodatnih komponenti kao što su transformatori, prigušnice, kondenzatori, otpornici za dinamičko kočenje itd [1], [2]. S druge strane, razvoj savremenih digitalnih signalnih procesora omogućio je implementaciju složenih algoritama upravljanja energetskim pretvaračima sa velikim brojem prekidačkih komponenti. S tim u vezi, primjena matričnih pretvarača danas sve više dobija na značaju, iako su teorijske osnove postavljene još prije 40 godina [3].

Matrični pretvarač je jednostepeni pretvarač koji u opštem slučaju ima niz od  $m \times n$  dvosmjernih tranzistorskih prekidača za direktno povezivanje  $m$ -faznog naponskog izvora sa  $n$ -faznim opterećenjem [2]. Spada u podgrupu naizmjeničnih frekvencijskih pretvarača bez jednosmjernog međukola. Kao takav, matrični pretvarač ne zahtijeva upotrebu elektrolitskog kondenzatora velike vrijednosti kapacitivnosti, što značajno smanjuje cijenu pretvarača i povećava mu životni vijek u odnosu na standardne indirektno AC/AC pretvarače. Matrični pretvarač omogućava dvosmjerni tok energije, te je u tom pogledu ekvivalentan *back-to-back* pretvaraču tipa aktivni ispravljač-invertor i pogodan je za primjenu u regulisanim elektromotornim pogonima i električnim vozilima. Primjenom upravljačkih algoritama zasnovanih na modulaciji prostornog vektora (eng. SVPWM – *Space Vector Pulse Width Modulation*) moguće je postići prostoperiodične talasne oblike ulazne struje i izlaznog napona, te potpunu kontrolu faktora snage na ulazu matričnog pretvarača. U poređenju sa standardnim indirektnim AC/AC pretvaračima sa diodnim ispravljačem na ulazu, matrični pretvarač izaziva manja harmonijska izobličenja u priključnoj mreži [4].

U ovom radu se razmatra trofazni matrični pretvarač sa ciljem razvoja simulacionog modela pogodnog za analizu regulisanih elektromotornih pogona. Opšti princip rada, konfiguracije dvosmjernih prekidača i komutacione strategije će biti analizirane u drugom poglavlju. U trećem poglavlju će biti opisan postupak projektovanja ulaznog LC filtra, kao i topologije zaštitnih kola. Rezultati uporedne analize trofaznog matričnog pretvarača i standardnog indirektnog AC/AC pretvarača tipa ispravljač-invertor će biti dati u četvrtom poglavlju. Analiza će biti sprovedena poređenjem karakterističnih talasnih oblika ulaznih i izlaznih veličina za dva tipa opterećenja.

## II. TROFAZNI MATRIČNI PRETVARAČ

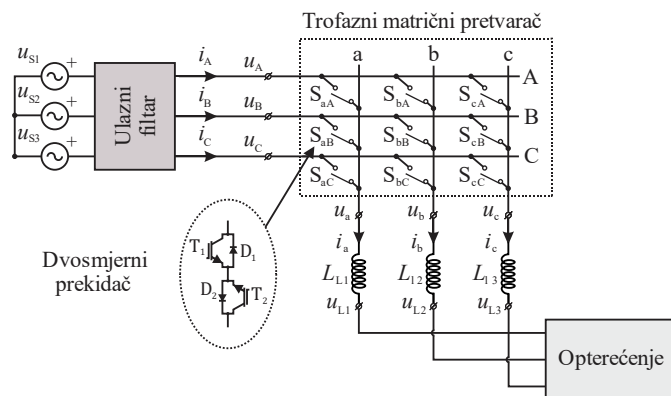
Topologija trofaznog matričnog pretvarača formirana je korišćenjem devet dvosmjernih četvorokvadrantnih prekidača složenih u matricu, kao što je prikazano na Sl. 1. Prekidači imaju mogućnost da provode struju u oba smjera i da blokiraju napon oba polariteta.

### A. Opšti princip rada

Prekidačka funkcija prekidača trofaznog matričnog pretvarača definisana je sa [2], [4]:

$$s_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{prekidač } S_{ij} \text{ zatvoren} \\ 0, & \text{prekidač } S_{ij} \text{ otvoren} \end{cases} \quad (1)$$

gdje  $i \in \{a, b, c\}$  predstavlja oznaku izlazne faze (kolona matrice), dok  $j \in \{A, B, C\}$  predstavlja oznaku ulazne faze (vrsta matrice). Pri tome je potrebno voditi računa da u svakoj koloni u datom trenutku mora biti uključen samo jedan prekidač. Na taj način se spriječava pojava kratkog spoja ulaznih faza i prekidanje izlazne struje trofaznog opterećenja.



Sl. 1. Topologija trofaznog matričnog pretvarača sa filtrom na ulazu i opterećenjem na izlazu pretvarača

Prethodno navedena ograničenja se mogu predstaviti sljedećom relacijom [2], [4]:

$$s_{iA} + s_{iB} + s_{iC} = 1, \quad i \in \{a, b, c\}. \quad (2)$$

Uzimajući u obzir navedena ograničenja, broj mogućih stanja trofaznog matricnog pretvarača se smanjuje sa 512 ( $2^9$ ) mogućih na 27 dozvoljenih i ona su prikazana u tabeli I.

**TABELA I. DOZVOLJENA STANJA PREKIDAČA TROFAZNOG MATRIČNOG PRETVARAČA [5]**

a	b	c	S <sub>aA</sub>	S <sub>aB</sub>	S <sub>aC</sub>	S <sub>bA</sub>	S <sub>bB</sub>	S <sub>bC</sub>	S <sub>cA</sub>	S <sub>cB</sub>	S <sub>cC</sub>
A	A	A	1	0	0	1	0	0	1	0	0
B	B	B	0	1	0	0	1	0	0	1	0
C	C	C	0	0	1	0	0	1	0	0	1
A	C	C	1	0	0	0	0	1	0	0	1
B	C	C	0	1	0	0	0	1	0	0	1
B	A	A	0	1	0	1	0	0	1	0	0
C	A	A	0	0	1	1	0	0	1	0	0
C	B	B	0	0	1	0	1	0	0	1	0
A	B	B	1	0	0	0	1	0	0	1	0
C	A	C	0	0	1	1	0	0	1	0	0
C	B	C	0	0	1	0	1	0	0	0	1
A	B	A	1	0	0	0	1	0	1	0	0
A	C	A	1	0	0	0	0	1	1	0	0
B	C	B	0	1	0	0	0	1	0	1	0
B	A	B	0	1	0	1	0	0	0	1	0
C	C	A	0	0	1	0	0	1	1	0	0
C	C	B	0	0	1	0	0	1	0	1	0
A	A	B	1	0	0	1	0	0	0	1	0
A	A	C	1	0	0	1	0	0	0	0	1
B	B	C	0	1	0	0	1	0	0	0	1
B	B	A	0	1	0	0	1	0	1	0	0
A	B	C	1	0	0	0	1	0	0	0	1
A	C	B	1	0	0	0	0	1	0	1	0
B	A	C	0	1	0	1	0	0	0	0	1
B	C	A	0	1	0	0	0	1	1	0	0
C	A	B	0	0	1	1	0	0	0	1	0
C	B	A	0	0	1	0	1	0	1	0	0

Veza između izlaznih i ulaznih napona trofaznog matricnog pretvarača uspostavlja se preko matrice prenosa, koja predstavlja matricu stanja prekidača matricnog pretvarača u posmatranom trenutku [2], [4], [5]:

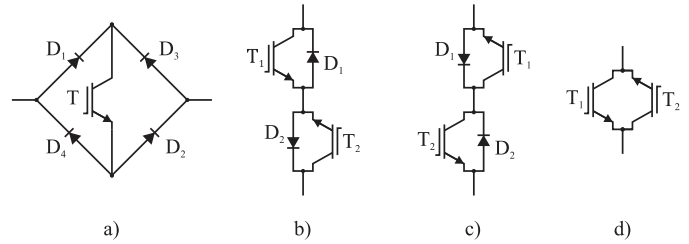
$$\begin{bmatrix} u_a(t) \\ u_b(t) \\ u_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{aA}(t) & s_{aB}(t) & s_{aC}(t) \\ s_{bA}(t) & s_{bB}(t) & s_{bC}(t) \\ s_{cA}(t) & s_{cB}(t) & s_{cC}(t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_A(t) \\ u_B(t) \\ u_C(t) \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Veza između ulaznih i izlaznih struja uspostavlja preko transponovane matrice prenosa [2], [4], [5]:

$$\begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{aA}(t) & s_{bA}(t) & s_{cA}(t) \\ s_{aB}(t) & s_{bB}(t) & s_{cB}(t) \\ s_{aC}(t) & s_{bC}(t) & s_{cC}(t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix}. \quad (4)$$

## B. Konfiguracije dvosmjernih prekidačkih ćelija

Za realizaciju matricnog pretvarača potrebni su dvosmjerni prekidači koji se dobijaju kombinacijom više jednosmjernih prekidača u vidu tzv. prekidačkih ćelija (Sl. 2).



Sl. 2. Konfiguracije dvosmjernih prekidača: (a) konfiguracija diodnog mosta sa IGBT prekidačem u središnjem dijelu, (b) konfiguracija antiparalelnih IGBT prekidača sa zajedničkim emiterom, (c) konfiguracija antiparalelnih IGBT prekidača sa zajedničkim kolektorom, (d) konfiguracija antiparalelno vezanih IGBT prekidača.

Konfiguracija sa Sl. 2 (a) koristi samo jednu tranzistorsku prekidačku komponentu za oba smjera struje, što predstavlja prednost u odnosu na ostale tri konfiguracije. Međutim, kada je prekidačka ćelija sa Sl. 2 (a) uključena, struju vode tri prekidačke komponente, jedan tranzistor i dvije diode, što povećava kondukcione gubitke [2], [4].

Konfiguracije prikazane na Sl. 2 (b) i Sl. 2 (c) se najčešće koriste pri projektovanju prekidačkih ćelija matricnih pretvarača [2]. Obje konfiguracije sastoje se od dvije diode i dva antiparalelno povezana IGBT-a. Funkcija dioda je povećanje sposobnosti blokiranja napona na prekidačkoj ćeliji, dok IGBT prekidači omogućavaju nezavisnu kontrolu smjera struje. U slučaju uključene prekidačke ćelije sa Sl. 2 (b) ili Sl. 2 (c), uvijek vode dvije prekidačke komponente, jedna dioda i jedan tranzistor, što rezultuje smanjenjem kondukcioničkih gubitaka u odnosu na konfiguraciju prikazanu na Sl. 2 (a). Nedostatak ove konfiguracije ogleda se u potrebi za korišćenjem međusobno izolovanih drajverskih kola za kontrolu IGBT prekidača  $T_1$  i  $T_2$ .

U konfiguraciji prikazanoj na Sl. 2 (d) funkciju dvosmjernog prekidača obavljaju dva antiparalelno vezana NPT-IGBT-a koji imaju sposobnost blokiranja inverznog napona na prekidaču [2]. Osnovna prednost ove konfiguracije je smanjen broj poluprovodničkih komponenti (nema dioda), a samim tim su manji i kondukcioni gubici, jer u trenutku vođenja vodi samo jedna prekidačka komponenta.

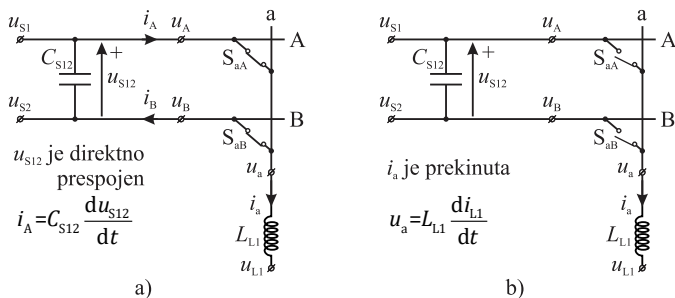
Složenost konfiguracija prekidačkih ćelija matricnog pretvarača za konfiguracije sa Sl. 2, ogleda se kroz broj upotrebljenih tranzistora, dioda i broj izolovanih drajverskih kola potrebnih za kontrolu IGBT prekidača i ona je ilustrovana tabelom II.

**TABELA II. KOMPLEKSNOŠT KONFIGURACIJA PREKIDAČA [2]**

Topologija prekidača	Broj tranzistora	Broj dioda	Broj drajverskih kola
Sl. 2 (a)	9	36	9
Sl. 2 (b)	18	9	18
Sl. 2 (c)	18	9	18
Sl. 2 (d)	18	0	18

### C. Komutacione strategije

U skladu sa relacijom (2), dva prekidača iz iste kolone matričnog pretvarača ne smiju biti istovremeno uključena. U suprotnom bi došlo do kratkog spoja između dvije ulazne faze, Sl. 3 (a), što bi imalo za posljedicu oštećenja prekidača usljed proticanja prekomjerne struje ( $i_A$ ). S druge strane, mora biti uključen jedan prekidač u svakoj koloni. U suprotnom bi došlo do prekidanja izlazne struje, što bi u slučaju pretežno induktivnog opterećenja na izlazu matričnog pretvarača dovelo do pojave prenapona na prekidačima, što je ilustrirano na Sl. 3 (b) [2], [4], [7].



Sl. 3. Nedorazumijevanje stanja prekidača matričnog pretvarača: (a) kratak spoj između dvije ulazne faze, (b) prekid struje induktivnog opterećenja.

Iz navedenog se zaključuje da bi dvosmjerni prekidači morali da imaju sposobnost promjene stanja uključenosti, tako da se izbjegne pojava kratkih spojeva i iznenadnih prekida induktivnih struja opterećenja. Ova dva zahtjeva su protivrječna, jer prekidači ne mogu trenutno promijeniti svoje stanje uključenosti. Za obezbjeđenje sigurne komutacije struja, odnosno za izbjegavanje poteškoća koje su propratna pojava promjene stanja prekidača matričnog pretvarača, predloženi su različiti metodi [2]–[4], [6]–[8]:

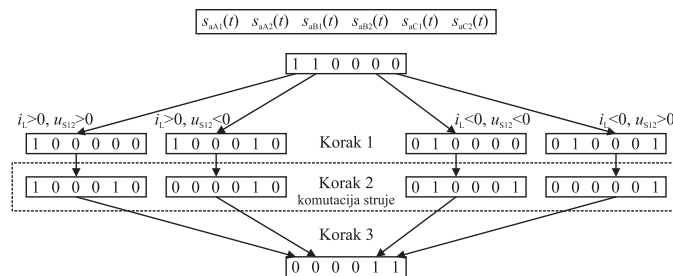
- komutaciona strategija zasnovana na postojanju mrtvog vremena,
- četvorokoračna komutaciona strategija,
- dvokoračna komutaciona strategija,
- dvokoračna komutaciona strategija sa pametnim kolom za kontrolu IGBT prekidača,
- dvokoračna komutaciona strategija sa pametnim kolom za kontrolu IGBT prekidača sa kompenzacionim vremenskim kašnjenjem,
- četvorokoračna komutaciona strategija zasnovana na mjerenju linijskog napona na ulazu pretvarača,
- METZI komutacioni metod i
- trokoračni komutacioni proces zasnovan na određivanju polariteta napona i polariteta struje opterećenja.

U nastavku će biti objašnjen trokoračni komutacioni proces zasnovan na određivanju polariteta linijskog napona na ulazu pretvarača i polariteta struje opterećenja, jer će on biti iskorišćen pri formiranju simulacionog modela trofaznog matričnog pretvarača u ovom radu. Ova komutaciona strategija podrazumijeva da su istovremeno pobuđena oba IGBT-a u prekidačkoj ćeliji koja vodi, čime se obezbjeđuje brza promjena smjera struje. Poznavanjem smjera struje opterećenja i polariteta ulaznog linijskog napona između prekidačke ćelije

koja se isključuje, tj. *off-going* ćelije, i prekidačke ćelije koja se uključuje, tj. *on-going* ćelije, definišu se pravila komutacije. Postoje dvije različite trokoračne komutacione sekvence koje zavise od polariteta ulaznog linijskog napona. Ako je struja opterećenja pozitivna, koriste se sljedeće dvije komutacione sekvence [2]:

- sekvenca 1 ( $u_{S12} > 0$ ): u prvom koraku IGBT prekidač koji ne vodi struju u *off-going* ćeliji je isključen, dok je IGBT prekidač koji vodi struju u *on-going* ćeliji istovremeno uključen. U drugom koraku, IGBT prekidač u *off-going* prekidačkoj ćeliji ostaje i dalje isključen, dok je u trećem koraku IGBT prekidač koji neće voditi struju u *on-going* prekidačkoj ćeliji uključen.
- sekvenca 2 ( $u_{S12} < 0$ ): u prvom koraku, prvo se IGBT prekidač koji ne vodi struju u *off-going* prekidačkoj ćeliji isključuje. U drugom koraku, IGBT prekidač koji vodi struju u *on-going* prekidačkoj ćeliji se uključuje. U trećem koraku, IGBT prekidač u *off-going* prekidačkoj ćeliji i dalje je isključen, a istovremeno IGBT prekidač koji neće voditi struju u *on-going* prekidačkoj ćeliji je uključen.

Dijagram stanja komutacionog procesa trokoračne komutacije zasnovane na mjerenju i određivanju polariteta struje opterećenja i polariteta linijskog napona na ulazu pretvarača između dvije prekidačke ćelije, za oba smjera struje opterećenja prikazana je na Sl. 4. Pravougaonik omeđen isprekidanom linijom pokazuje stanje prekidačke sekvence komutacije struje.



Sl. 4. Dijagram stanja trokoračnog komutacionog procesa zasnovanog na određivanju polariteta ulaznog napona pretvarača i struje opterećenja [2]

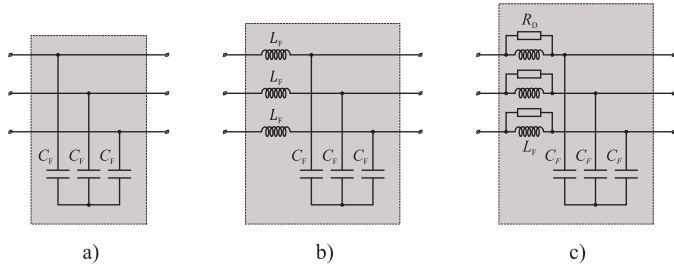
### III. ULAZNI FILTAR I ZAŠTITNA KOLA MATRIČNOG PRETVARAČA

#### A. Ulazni filter

Ulazni filter povezuje naizmjenični izvor napajanja sa ulazom matričnog pretvarača, sprječava injektiranje viših harmonika struje prema naizmjeničnom izvoru i smanjuje fluktacije izlaznog napona tokom upravljačkog ciklusa. Ulazni filter kod matričnih pretvarača treba da ispuni sljedeće zahtjeve [4], [9]–[11]:

- prigušenje šuma izazvanog radom dvosmjernih prekidača,
- mali ugaoni pomjeraj između ulaznog napona i struje,
- mala vrijednost izlazne impedanse filtra i
- osiguranje stabilnosti cijelog sistema.

Na Sl. 5 prikazane su tipične topologije ulaznog filtra matričnog pretvarača. Da bi kapacitivni filtar sa Sl. 5 (a) zadovoljio EMI (eng. *Electromagnetic Interference*) standarde, koji se odnose na prigušenje viših harmonika u spektru izlaznog napona i ulazne struje, on mora biti većih dimenzija [4], [11]. S druge strane, kako čisto kapacitivni filtar unosi fazni pomjeraj između ulaznih struja filtra i odgovarajućih faznih napona, on se zamjenjuje sa induktivno-kapacitivnim (LC) filtrom prikazanim na Sl. 5 (b). Ako je poznat harmonijski spektar ulazne struje pretvarača, moguće je projektovati LC filtar tako da se određeni harmonici struje priguše. Zbog postojanja nesimetrije u vremenskom pomijeranju upravljačkih signala mogu se pojaviti i neželjeni subharmonici struje koje LC filtar ne prigušuje i čija vrijednost može biti znatna. Iz tog razloga se induktivnosti filtra  $L_F$  u svakoj fazi paralelno dodaje otpornik otpornosti  $R_D$ . Topologija LC filtra sa otpornikom za prigušenje je prikazana na Sl. 5 (c).



Sl. 5. Topologije ulaznog filtra: (a) kapacitivni filtar, (b) LC filtar, (c) LC filtar sa otpornikom za prigušenje

Imajući u vidu da se matrični pretvarač na ulaznoj strani može posmatrati kao strujni izvor, za ulazni filtar matričnog pretvarača obično se uzima LC filtar, sa ili bez otpornika za prigušenje. U nastavku će biti objašnjen način projektovanja ulaznog LC filtra, jer će on biti korišten pri formiranju simulacionog modela trofaznog matričnog pretvarača u ovom radu.

Kapacitivnost ulaznog LC filtra određuje se na osnovu reaktivne snage filtra koja je data izrazom [10]:

$$Q_C = 3 \cdot \omega_s \cdot C_F \cdot U_n^2 \leq 0,075 \cdot P_n, \quad (5)$$

gdje je:  $\omega_s$  – ugaona učestanost naizmjeničnog izvora napajanja,  $C_F$  – kapacitivnost filtra po fazi,  $U_n$  – nominalni napon i  $P_n$  – nominalna snaga pretvarača. Relacija (5) izvedena je uz zanemarenje reaktivne snage prigušnice u sklopu ulaznog LC filtra. Iz relacije (5) dobijamo vrijednost kapacitivnosti po fazi ulaznog LC filtra [10]:

$$C_F \leq \frac{P_n}{40 \cdot \omega_s \cdot U_n^2}. \quad (6)$$

Druga karakteristična veličina ulaznog LC filtra matričnog pretvarača je rezonantna frekvencija:

$$f_{rez} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_F \cdot C_F}}. \quad (7)$$

Rezonantnu frekvenciju  $f_{rez}$  treba izabrati tako da bude mnogo veća od frekvencije naizmjeničnog izvora, a manja od prekidačke frekvencije pretvarača  $f_{SW}$ . Tipično, rezonantna

frekvencija je oko 20 puta viša od frekvencije naizmjeničnog izvora i oko tri manja od prekidačke frekvencije pretvarača [9]–[11].

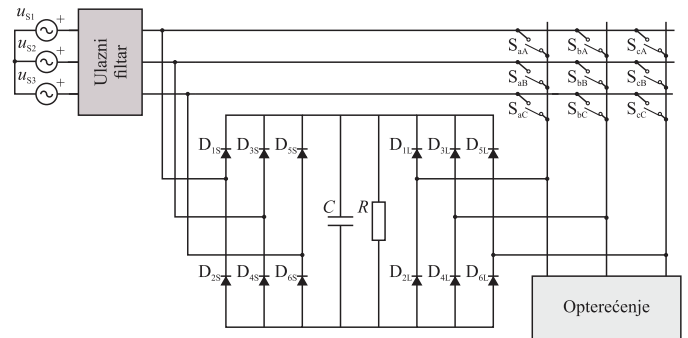
Iz relacije (7) dobijamo treću karakterističnu veličinu ulaznog LC filtra:

$$L_F > \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_{rez}^2 \cdot C_F}. \quad (8)$$

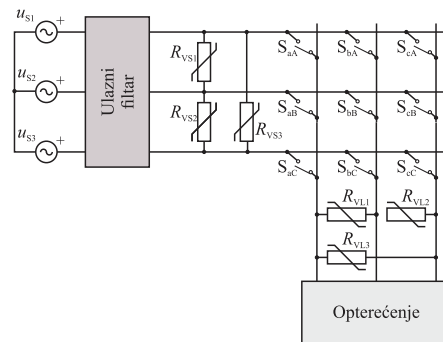
Iz navedene procedure projektovanja ulaznog LC filtra zaključujemo da mora postojati kompromis pri izboru vrijednosti kapacitivnosti i induktivnosti. Male vrijednosti kapacitivnosti kondenzatora osiguravaju visoke vrijednosti faktora snage gledano sa strane mreže, što je poželjno [9]–[11]. S druge strane, male vrijednosti kapacitivnosti zahtijevaju relativno velike vrijednosti induktivnosti prigušnice da bi se osigurala odgovarajuća rezonantna frekvencija, što rezultuje velikim padom napona na ulaznom filteru.

### B. Zaštitna kola

Uloga zaštitnih kola je da spriječe negativne posljedice prenapona ili strujnih preopterećenja. Prenaponi se pojavljuju usljed smetnji u mreži ili usljed nepreciznosti u upravljanju dvosmjernim prekidačima, što može dovesti do prekida konture struje opterećenja. Ovo je naročito izraženo kada je na izlazu pretvarača povezano pretežno induktivno opterećenje. Strujno preopterećenje, takođe se javlja usljed nepreciznosti u upravljanju dvosmjernim prekidačima, kada dođe do kratkog spoja dvije ulazne faze ili usljed zemljospoja. Tipična zaštitna kola matričnih pretvarača su prikazana na Sl. 6 i Sl. 7 [2], [4].



Sl. 6. Matrični pretvarač sa zaštitnim kolom od dvanaest dioda



Sl. 7. Matrični pretvarač sa varistorima kao zaštitom od prenapona

Zaštitno na Sl. 6 sastoji se od ulaznih i izlaznih diodnih mostova i kondenzatorskog bloka, koga čine elektrolitski kondenzator i njegovo kolo za punjenje i pražnjenje. Ovo je najčešće rješenje za izbjegavanje prenapona koji dolaze iz mreže ili od motora vezanog na izlaz matičnog pretvarača. Ovakvo zaštitno kolo obezbjeđuje zaštitu matičnog pretvarača i sa ulazne i izlazne strane. U slučaju prinudne komutacije, abnormalnog rada motora ili prekidanja konture struje opterećenja, matični pretvarač se odvajava od opterećenja i do pojave prenapona na dvosmjernim prekidačima ne dolazi, jer se akumulirana energija u induktivnostima opterećenja preko diodnog mosta prenosi u kapacitivni blok. Kondenzator u kapacitivnom bloku se prazni preko otpornika. U normalnom radu, diode u diodnim mostovima su isključene, pa zaštitno kolo nema nikakav uticaj na rad matičnog pretvarača. Prednosti ovog tipa zaštite su jednostavnost, mali hardverski zahtjevi i jednostavne strategije kontrole. Međutim, nedostatak predstavlja korišćenje dvanaest dioda.

Zaštitno kolo na Sl. 7 sastoji se od varistora povezanih na ulaz i izlaz pretvarača. Ovakva zaštita matičnog pretvarača od prenapona omogućuje uklanjanje velikog i skupog diodnog zaštitnog kola. Varistori vezani na ulaz pretvarača štite matični pretvarač od prenapona koji dolaze iz mreže, dok varistori na izlazu pretvarača štite matični pretvarač od neprecizne komutacije prekidača ili od naglog (prisilnog) isključenja pretvarača. Tokom normalnog radnog stanja, gubici snage na varistorima su zanemarljivi. Nažalost, varistori vezani u trougao nisu sami dovoljni da garantuju zaštitu IGBT-ova, pa se u ovom slučaju svaki IGBT štiti posebno, tako što se u kolo gejt-kolektor dodaje *suppressor* dioda [2].

#### IV. MODEL TROFAZNOG MATIČNOG PRETVARAČA I REZULTATI SIMULACIJE

U modelu trofaznog matičnog pretvarača iskorišćena je konfiguracija prekidačkih ćelija prikazana na Sl. 2 (b). Algoritam upravljanja prekidačima zasniva se na *Indirect Space Vector Modulation*, koja je opisana u [12], [13]. Ovakav tip modulacije omogućava direktnu kontrolu ulazne struje i izlaznog napona pretvarača, što omogućava kontrolu faktora snage gledano sa strane izvora napajanja.

Rezultati simulacije sastoje se iz dva dijela. Prvi dio je simulacija trofaznog matičnog pretvarača za opterećenje u vidu konstantne impedanse, prema podacima iz tabele III, dok drugi dio daje uporednu analizu talasnih oblika ulazne struje trofaznog matičnog pretvarača i standardnog indirektnog AC/AC pretvarača tipa ispravljač–inverter za opterećenje u vidu trofaznog asinhronog motora, prema podacima iz tabele IV. U okviru poređenja talasnih oblika analizira se totalna harmonijska distorzija (eng. THD – *Total Harmonic Distortion*) ulazne struje, koja se računa prema [14]:

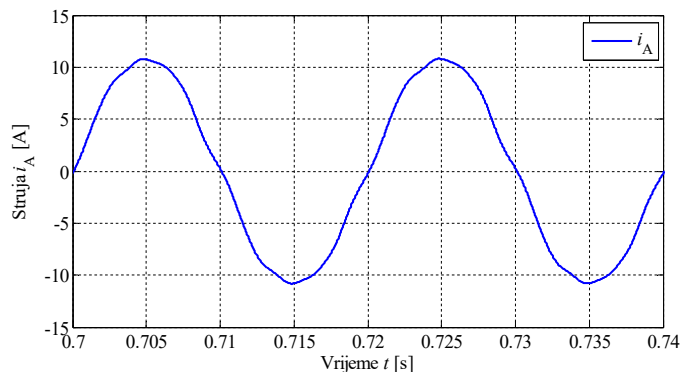
$$THD_i = \frac{\sqrt{I^2 - I_1^2}}{I_1}, \quad (9)$$

gdje je  $I$  efektivna vrijednost ulazne struje, a  $I_1$  efektivna vrijednost osnovnog harmonika ulazne struje. U oba slučaja prekidačka frekvencija matičnog pretvarača iznosi  $f_{sw} = 10$  kHz [10].

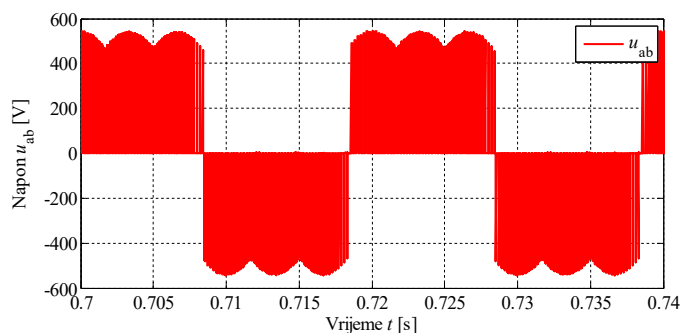
TABELA III. VRIJEDNOST ULAZNIH PARAMETARA - SIMULACIJA 1

Naizmjenični izvor napajanja	Ulazni LC filter	RL opterećenje
$U_s = 220$ V	$L_F = 0,99$ mH	$R_L = 22$ $\Omega$
$f_s = 50$ Hz	$C_F = 4,11$ $\mu$ F	$L_L = 10$ mH

U talasnom obliku ulazne struje na Sl. 8 osim osnovnog harmonika javljaju se harmonici na učestanostima oko prekidačke učestanosti, koji po vrijednosti amplitude mogu biti uporedivi sa osnovnim harmonikom. Da bi se smanjila harmonijska distorzija ulazne struje, potrebno je koristiti ulazni filter. Totalna harmonijska distorzija ulazne struje za vrijednosti ulaznog filtra i za opterećenja iz tabele III iznosi 3,32 %. Izlazni napon svake faze matičnog pretvarača može da ima vrijednost jednog od ulaznih napona  $u_A$ ,  $u_B$ , ili  $u_C$ . Na Sl. 9 prikazan je talasni oblik napona  $u_{ab}$ .



Sl. 8. Talasni oblik ulazne struje  $i_A(t)$

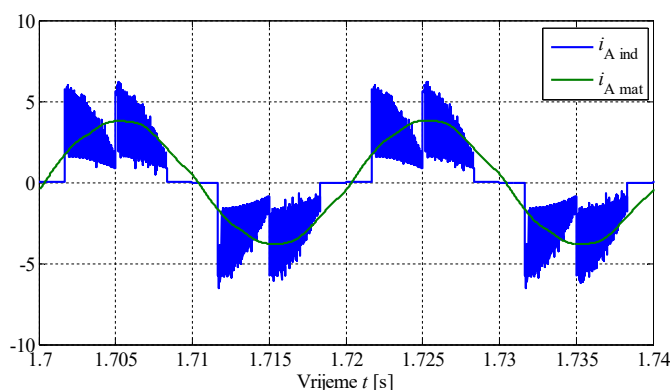


Sl. 9. Talasni oblik izlaznog napona  $u_{ab}(t)$

TABELA IV. VRIJEDNOST ULAZNIH PARAMETARA - SIMULACIJA 2

Naizmjenični izvor napajanja	Ulazni LC filter	Opterećenje u vidu trofaznog asinhronog motora	
$U_s = 220$ V $f_s = 50$ Hz	$L_F = 0,49$ H $C_F = 0,827$ $\mu$ F	$U_n = 220/Y380$ V	$R_s = 10$ $\Omega$
		$I_n = 3,6/2,1$ A	$R_r = 6,3$ $\Omega$
		$P_n = 0,75$ kW	$L_{\sigma s} = 43,07$ mH
		$\cos\phi_n = 0,72$	$L_{\sigma r} = 40,11$ mH
		$n_n = 1390$ o/min	$L_m = 0,4212$ H
		$f_n = 50$ Hz	$p = 2$
		$J_m = 0,01$ kgm <sup>2</sup>	

Talasi oblici ulazne struje trofaznog matičnog pretvarača i standardnog indirektnog AC/AC pretvarača tipa ispravljač-invertor za opterećenje iz tabele IV prikazani su na Sl. 10. Poređenjem dobijenih talasnih oblika vidimo da je osnovna prednost trofaznog matičnog pretvarača u odnosu na standardni indirektni pretvarač (ispravljač-invertor) prostoperiodični talasni oblik ulazne struje. Totalna harmonijska distorzija ulazne struje trofaznog matičnog pretvarača iznosi 2,77 %, dok kod indirektnog AC/AC pretvarača tipa ispravljač-invertor iznosi 68,83 % za isti tip opterećenja. Takođe, matični pretvarač ne zahtijeva velike vrijednosti kapacitivnosti kondenzatora. Vrijednost kondenzatora ulaznog filtra matičnog pretvarača u simulaciji je iznosila 0,827  $\mu\text{F}$ , dok je vrijednost kondenzatora u jednosmjernom međukolu indirektnog pretvarača iznosila 50  $\mu\text{F}$ .



Sl. 10. Talasni oblik ulazne struje  $i_A(t)$

#### ZAKLJUČAK

U radu je opisan i analiziran simulacioni model trofaznog matičnog pretvarača pogodan za analizu regulisanih elektromotornih pogona, te su date njegove prednosti i mane u odnosu na standardni indirektni AC/AC pretvarač tipa ispravljač-invertor. Poređenje je izvršeno uporednom analizom talasnih oblika ulazne struje pretvarača. Korišćenje trofaznog matičnog pretvarača u regulisanim elektromotornim pogonima izaziva znatno manja harmonijska izobličenja u priključnoj mreži. Takođe, naveden je značaj ulaznog filtra trofaznog matičnog pretvarača bez kog bi ulazna struja u svom talasnom obliku imala i harmonike na učestanostima oko prekidačke učestanosti, koji po vrijednosti amplitude mogu biti uporedivi sa osnovnim harmonikom.

#### LITERATURA

- [1] P. Nielsen, The Matrix Converter for an Induction Motor Drive, Danfoss, 1996.
- [2] P. Szczesniak, Three-Phase AC-AC Power Converters Based on Matrix Converter Topology, London: Springer, 2013.

- [3] A. Alesina and M. G. Venturini, "Analysis and design of optimum-amplitude nine-switch direct AC-AC converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 4, no. 1, pp. 101-112, 1989.
- [4] B. L. Dokić, B. Blanuša, Ž. Ivanović, Energetski pretvarači u obnovljivim izvorima, Beograd: Akademski misao, 2013.
- [5] G. Tadra, Z. Fedyczak, P. Szcześniak, "Model Predictive Control Circuit of the Current Source Matrix Converter," in *Journal of Power and Energy Engineering*, no. 3, pp. 136-145, 2015.
- [6] A. A. Venturini M, "The generalised transformer: A new bidirectional, sinusoidal waveform frequency converter with continuously adjustable input power factor," in *Power Electronics Specialists Conference*, 1980.
- [7] N. Burany, "Safe control of four-quadrant switches," in *Conference record of the IEEE industry applications conference annual meeting*, 1989.
- [8] M. Ziegler and W. Hofmann, "Semi natural two steps commutation strategy for matrix converters," in *Power electronics specialists conference*, Fukuoka, 1998.
- [9] J. Bauer, S. Fligl and A. Steimel, "Design and Dimensioning of Essential Passive Components for the Matrix Converter Prototype," *Journal for Control, Measurement, Electronics, Computing and Communications*, vol. 53, no. 3, pp. 225-235, 2012.
- [10] H. She, H. Lin, X. Wang and L. Yue, "Damped Input Filter Design of Matrix Converter," in *Power Electronics and Drive Systems*, Honolulu, 2009.
- [11] H. She, H. Lin, X. Wang and L. Yue, "Systematic Input Filter Design of Matrix Converter by Analytical Estimation of RMS Current Ripple," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 62, no. 1, pp. 132-143, 2014.
- [12] L. Huber and D. Borojevic, "SpaceVector Modulated Three-Phase to Three-Phase Matrix Converter With Input Power Factor Correction," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 6, pp. 1234 - 1246, 1995.
- [13] S. M. Dabour and E. M. Rashad, "Analysis and implementation of space-vector-modulated three-phase matrix converter," *IET Power Electronics*, vol. 5, no. 8, pp. 1374 - 1378, 2012.
- [14] A. Bargini, Handbook of Power Quality, John Wiley & Sons Ltd, The Atrium, Southern Gate, Chichester, 2008.

#### ABSTRACT

This paper describes the operation principle and the mathematical model of a three-phase matrix converter. The developed model is suitable for simulation of controlled electric drives. Matrix converters do not require DC a bus capacitor, while the content of higher order harmonics of the input current waveform is significantly reduced. The design methodology of LC filter at the input of the matrix converter is outlined, and a description of the protective circuits is presented. Advantages of a matrix converter in comparison to a standard indirect AC / AC converter are illustrated by simulation of waveforms of the input current and output voltage using the developed simulation model.

#### SIMULATION MODEL OF THREE-PHASE MATRIX CONVERTER

Bojan Erceg, Branko Blanuša, Đorđe Lekić