



UNIVERZITET U NOVOM SADU  
FAKULTET TEHNIČKIH NAUKA U  
NOVOM SADU



**RAZVOJ NAPREDNOG UPRAVLJANJA  
POGONOM SA ŠESTOFAZNIM  
ASIMETRIČNIM ASINHRONIM MOTOROM**

DOKTORSKA DISERTACIJA

Mentor: Prof. dr Katić Vladimir

Kandidat: Milićević Dragan

Novi Sad, 2014. godine



## КЉУЧНА ДОКУМЕНТАЦИЈСКА ИНФОРМАЦИЈА

Редни број, <b>РБР</b> :	
Идентификациони број, <b>ИБР</b> :	
Тип документације, <b>ТД</b> :	Монографска публикација
Тип записа, <b>ТЗ</b> :	Текстуални штампани материјал
Врста рада, <b>ВР</b> :	Докторска дисертација
Аутор, <b>АУ</b> :	Драган М. Милићевић
Ментор, <b>МН</b> :	Владимир Катић
Наслов рада, <b>НР</b> :	Развој напредног управљања погоном са шестофазним асиметричним асинхроним мотором
Језик публикације, <b>ЈП</b> :	српски
Језик извода, <b>ЈИ</b> :	српски
Земља публиковања, <b>ЗП</b> :	Србија
Уже географско подручје, <b>УГП</b> :	Нови Сад, Војводина
Година, <b>ГО</b> :	2014
Издавач, <b>ИЗ</b> :	Ауторски репринт
Место и адреса, <b>МА</b> :	Факултет техничких наука, Трг Доситеја Обрадовића 6, Нови Сад
Физички опис рада, <b>ФО</b> : (поглавља/страна/ цитата/табела/слика/графика/прилога)	9/237/106/24/76/65/1
Научна област, <b>НО</b> :	Електротехника
Научна дисциплина, <b>НД</b> :	Електроенергетика
Предметна одредница/Кључне речи, <b>ПО</b> :	Шестофазна асиметрична асинхрона машина, шестофазни инвертор, модуларне технике управљања, индиректно векторско управљање.
<b>УДК</b>	
Чува се, <b>ЧУ</b> :	Библиотека ФТН, Трг Доситеја Обрадовића 6, Нови Сад
Важна напомена, <b>ВН</b> :	
Извод, <b>ИЗ</b> :	У тези је приказана анализа погона са шестофазном асиметричном асинхроним машином која се напаја из шестофазног инвертора. Предложен је нови начин управљања шестофазним инвертором којим су решени недостаци до сада предложених техника управљања а који се пре свега испољавају кроз два аспекта: неконтролисано генерисање додатних губитака и тешка имплементација у комерцијално доступне дигиталне контролере. Резултати свих теоријских анализа и навода су доказани рачунарским симулацијама и експерименталним путем. Експериментална верификација је остварена кориштењем лабораторијског прототипа који се темељи на dSPACE контролном систему.
Датум прихватања теме, <b>ДП</b> :	
Датум одбране, <b>ДО</b> :	
Чланови комисије, <b>КО</b> :	Председник: др Веран Васић, ред. проф. Члан: др Мариан Греционици, ванр. проф. Члан: др Борис Думнић, доц. Члан: др Стеван Грабић, доц. Члан, ментор: др Владимир Катић, ред. проф.
	Потпис ментора



## KEY WORDS DOCUMENTATION

Accession number, <b>ANO</b> :	
Identification number, <b>INO</b> :	
Document type, <b>DT</b> :	Monographic publication
Type of record, <b>TR</b> :	Word printed document
Contents code, <b>CC</b> :	Ph.D. Thesis
Author, <b>AU</b> :	Dragan M. Milićević
Mentor, <b>MN</b> :	Vladimir Katić
Title, <b>TI</b> :	The development of advanced control algorithms for dual three-phase induction machines drives
Language of text, <b>LT</b> :	Serbian
Language of abstract, <b>LA</b> :	Serbian
Country of publication, <b>CP</b> :	Serbia
Locality of publication, <b>LP</b> :	Novi Sad, Vojvodina
Publication year, <b>PY</b> :	2014
Publisher, <b>PB</b> :	Authors reprint
Publication place, <b>PP</b> :	Faculty of Technical Sciences, Trg Dositeja Obradovica 6, Novi Sad
Physical description, <b>PD</b> : <small>(chapters/pages/ref./tables/pictures/graphs/appendixes)</small>	9/237/106/24/76/65/1
Scientific field, <b>SF</b> :	Electrical Engineering
Scientific discipline, <b>SD</b> :	Electrical Power Engineering
Subject/Key words, <b>S/KW</b> :	Dual three-phase machine, six phase inverter, modulation control techniques, indirect field oriented control
<b>UC</b>	
Holding data, <b>HD</b> :	Library of Faculty of Technical Sciences, Trg Dositeja Obradovica 6, Novi Sad
Note, <b>N</b> :	
Abstract, <b>AB</b> :	Doctoral thesis shows the analysis of the dual three-phase induction machine drive. A novel way of driving of the six-phase inverter is proposed. A proposed method solves disadvantages of currently proposed driving techniques which are manifested in two aspects: the uncontrolled generation of additional losses and difficult implementation in commercially available digital controllers. The results of theoretical analysis and the statements are proven by computer simulation and experimentally. Experimental verification is achieved using a laboratory prototype that is based on dSPACE control system.
Accepted by the Scientific Board on, <b>ASB</b> :	
Defended on, <b>DE</b> :	
Defended Board, <b>DB</b> :	President: dr Veran Vasić, Ph. D., professor
	Member: dr Marian Greconici, Ph. D., associate professor
	Member: dr Boris Dumnić, Ph. D., assistant professor
	Member: dr Stevan Grabić, Ph. D., assistant professor
	Member, Mentor: dr Vladimir Katić, Ph. D., professor
	Mentor's sign

## **ABSTRAKT**

Zainteresovanost naučne javnosti za problematiku višefaznih mašina, pri čemu se pod višefaznim mašinama misli na mašine sa brojem faza većim od tri, je u proteklih par decenija intenzivno rasla. Razlozi za to se objašnjavaju prednostima koje ove mašine nude u odnosu na standardne trofazne kao što je smanjena pulsacija razvijenog elektromagnetnog momenta, povećanje pouzdanosti pošto višefazne mašine imaju sposobnost pokretanja i nastavka rada po gubitnu jedne ili više faza, smanjenje iznosa fazne struje za isti iznos snage mašine, povećanje specifičnog odnosa Nm/A po jedinici zapremine, smanjenje gubitaka u namotajima statora itd. Od svih tipova višefaznih mašina, posebno velika zainteresovanost je posvećena šestofaznoj asimetričnoj asinhronoj kaveznoj mašini.

Pored specifičnosti vezanih za izvedbu same mašine, jedna od osnovnih specifičnosti koja se pojavljuje prilikom realizacije pogona upotrebom višefaznih mašina povezana je sa načinom upravljanja inverterom iz koga se mašina napaja. Analize pokazuju da neadekvatan način upravljanja inverterom umanjuje sposobnost iskorišćenja većine pomenutih prednosti višefaznih mašina. Pošto je problematika adekvatnog upravljanja inverterom od primarnog značaja za realizaciju kvalitetnog upravljanja postaje jasno zašto je dosta napora uloženo u iznalaženje pravilne tehnike upravljanja.

Rad detaljno analizira postojeće tehnike upravljanja šestofaznim naponskim inverterom baziranim na sinusnim modulacionim tehnikama i tehnikama modulacije prostornog vektora. Uporednim analizama postojećih tehnika istaknute su njihove međusobne mane i prednosti, ali je istovremeno zaključeno da se ni jednom od postojećih tehnika ne uspevaju pomiriti svi relevantni aspekti kojima se karakteriše kvalitetno upravljanje – iskorišćenje napona jednosmernog međukola, kontrola generisanja dodatnih gubitaka, implementacija u komercijalno dostupan DSP. Šema izbora vektora, predložena novom tehnikom upravljanja, istovremeno rešava uočene aspekte kvalitetnog upravljanja. Finalni dokaz adekvatnosti nove modulacione tehnike proveren je integracijom nove tehnike u strukturu vektorskog upravljanja.

Takođe, u radu je obrađena problematika upravljanja inverterom u režimu rada mašine u prisustvu kvara koji se ogleda otkazom jednog od faznih namotaja. Za razliku od situacije kada inverter napaja ispravnu mašinu, upravljanje inverterom u situaciji opisanog strukturnog poremećaja mašine se značajno menja i komplikuje.

Eksperimentalna provera prethodno iznetih teorijskih razmatranja, tvrdnji i realizovanih algoritama upravljanja sprovedena je na laboratorijskom prototipu pogona sa šestofaznom asimetričnom asinhronom mašinom. Prikazani rezultati sprovedenih eksperimenata pokazuju visok stepen podudaranja sa rezultatima simulacija i u potpunosti dokazuju iznete teorijske tvrdnje.

## ***ABSTRACT***

The interest of the scientific community for the problem of multi-phase machines, where the term multi-phase machines refers to machines with number of phases higher than three, in the past few decades has grown extensively. The reasons for this can be explained through benefits that use of these machines offer compared to standard three-phase such as reduced pulsation of developed electromagnetic torque, increased reliability as multiphase machines have the ability to start and continue working in situation of losing one or more phases, reducing the amount of phase current for the same amount of power, increasing the specific relationships - Nm / A per unit of volume, reduction of losses in the stator windings etc. Among the different types of multi-phase machines especially great interest is dedicated to six-phase asymmetric squirrel cage induction machine also known as dual three-phase induction machine.

In addition to the specifics related to the machine design, one of the main specificities occurring in the realization of the multiphase machine based drive is associated with control techniques for managing the feeding inverter. Analysis shows that an inadequate control technique reduces utilization of the most multi-phase machines advantages. Since the problem of adequate control strategy is of the primary importance for the realization of high performance multi-phase drive, it becomes clear why a lot of effort has been invested in finding the proper techniques.

This thesis presents analysis of the existing PWM techniques for sinusoidal output voltage generation with two-level multi-phase VSIs suitable for dual three phase machines. Comparative analysis of all relevant aspects of the existing modulation techniques, highlighted their mutual advantages and disadvantages, but it also concluded that all existing techniques fail to reconcile relevant aspects which characterized adequate modulation technique - DC bus utilization, additional loss generation controls, implementation in commercially available DSP. New vector selection scheme, proposed within the new modulation technique, simultaneously solves the perceived aspects of control quality. The final proof of the adequacy of the new modulation technique is verified through its use in the vector controlled dual three phase drive.

In addition, the paper also deals with the control of the inverter in the presence of a faulty machine when one phase is lost. In contrast to the situation when the inverter supplies the balanced winding machine, inverter control in the faulty situation is significantly changed and more complex.

The experimental verification of the presented theoretical considerations, statements and developed control algorithms was achieved on a laboratory prototype drive. Presented results of conducted experiments show a high degree of consistency with the results of simulations and fully prove the theoretical claims.

# Sadržaj

<b>Sadržaj.....</b>	<b>1</b>
<b>1. Uvod.....</b>	<b>1</b>
1.1 Opravdanost primene višefaznih mašina.....	1
1.2 Vrste višefaznih mašina.....	3
1.3 Pregled literature.....	6
1.3.1 Modelovanje šestofazne asimetrične asinhronne mašine.....	6
1.3.2 Modulacione tehnike upravljanja šestofaznim naponskim invertorom za napajanje asinhronih mašina sa asimetrično izvedenim namotajem.....	9
1.3.3 Vektorsko upravljanje šestofaznom asimetričnom asinhronom mašinom..	12
1.3.4 Rad šestofazne asimetrične asinhronne mašine pri gubitku jedne ili više napojnih faza.....	14
1.3.5 Primena višefaznih mašina.....	16
1.4 Kratak sadržaj i organizacija rada.....	17
<b>2. Matematički model šestofazne asimetrične asinhronne mašine i šestofaznog pretvarača.....</b>	<b>20</b>
2.1 Matematički model šestofazne asimetrične asinhronne mašine.....	20
2.2 Matematički model šestofaznog asimetričnog motora u originalnom šestofaznom domenu.....	20
2.3 Model šestofazne asimetrične asinhronne mašine dobijen korišćenjem teorije dekompozicije prostornih vektora.....	25
2.3.1 Teorija dekompozicije prostornih vektora.....	26
2.3.2 Model šestofazne asimetrične asinhronne mašine dobijen primenom transformacione matrice raspredanja.....	30
Model asimetrične mašine u $\alpha$ - $\beta$ potprostoru.....	32
Model asimetrične asinhronne mašine u $\mu_1$ - $\mu_2$ potprostoru.....	34
Model asimetrične asinhronne mašine u $z_1$ - $z_2$ potprostoru.....	34

Matematički model potprostora elektromehaničke konverzije šestofazne asimetrične mašine u generalizovanom koordinatnom sistemu.....	35
Elektromagnetni momenat.....	38
Ekvivalentno kolo šestofazne asimetrične mašine u generalizovanom koordinatnom sistemu.....	40
2.4 Matematički model šestofaznog invertora .....	41
2.5 Raspored prostornih vektora faznih napona $\alpha$ - $\beta$ , $\mu_1$ - $\mu_2$ i $z_1$ - $z_2$ .....	47
<b>3. Tehnike upravljanja šestofaznim naponskim invertorom u pogonima sa šestofaznom asimetričnom asinhronom mašinom.....</b>	<b>51</b>
3.1 PWM tehnike sa trougaonim nosiocem .....	52
3.1.1 Sinusna PWM tehnika – SPWM.....	54
3.1.2 Sinusna PWM tehnika sa dodavanjem signala nultog redosleda – ZSSPWM....	56
3.1.3 Računarske simulacije sinusnih tehnika .....	58
3.1.3.1 SPWM tehnika .....	59
3.1.3.2 ZSSPWM tehnika.....	59
3.2 Tehnike bazirane na metodama modulacije prostornog vektora.....	66
3.2.1 Tehnika aproksimacije referentnog vektora upotrebom dva najbliža velika vektora .....	66
3.2.1.1 Računarske simulacije SVPWM tehnike aproksimacije referentnog vektora upotrebom dva najbliža velika vektora.....	68
3.2.2 Dvostruka trofazna SVPWM tehnika .....	70
3.2.2.1 Računarske simulacije dvostruke trofazne SVPWM tehnike.....	72
3.2.3 Tehnika aproksimacije referentnog vektora upotrebom četiri najbliža velika vektora .....	74
3.2.3.1 Računarske simulacije VSD tehnike .....	77
3.2.4 Tehnika aproksimacije referentnog vektora upotrebom tri najbliža velika vektora i jednog manjeg vektora.....	79
3.2.4.1 Teorijska osnova nove modulacione tehnike .....	80
VSD tehnika kao osnov nove modulacione tehnike.....	80
Izbor vektora .....	81
3.2.4.2 Iskorišćenje napona jednosmernog međukola .....	89
3.2.4.3 Smernice za DSP implementaciju nove modulacione tehnike .....	90
3.2.4.3 Računarske simulacije nove tehnike.....	93
3.3 Poređenje modulacionih tehnika za upravljanje šestofaznim invertorom u pogonu sa šestofaznom asimetričnom asinhronom mašinom .....	96
<b>4. Vektorsko upravljanje šestofaznim asimetričnim asinhronim motorom.....</b>	<b>100</b>
4.1 Upravljanje orijentacijom u odnosu na prostorni vektor fluksa rotora .....	102

4.2 Proračun parametara strujnih regulatora .....	104
4.3 Proračun parametara brzinskog regulatora .....	106
4.4 Računarske simulacije vektorski upravljano $\check{z}$ šestofaznog asinhronog asimetričnog motora .....	107
4.4.1 Strujna regulaciona petlja – Verifikacija parametara strujnih regulatora.....	109
4.4.2 Brzinska regulaciona petlja – Verifikacija parametara brzinskog regulatora ....	110
<b>5. Analiza rada inverterom napajane šestofazne asinhrono asimetrične kavezne mašine u situaciji kvara na jednoj od napojnih faza.....</b>	<b>112</b>
5.1 Matematički model asimetrične asinhrono kavezne mašine u situaciji otkaza jedne napojne faze .....	113
5.1.1 Matematički model u originalnom području .....	114
Transformaciona matrica u situaciji otkaza jedne faze .....	118
5.1.2 Matematički model asimetrične asinhrono kavezne mašine u $\alpha$ - $\beta$ i $z_1$ - $z_2$ - $z_3$ potprostoru.....	121
5.1.3 Elektromagnetni momenat.....	124
5.2 Model invertora u situaciji otkaza jedne napojne faze.....	125
5.3 Računarske simulacije šestofazne asinhrono asimetrične kavezne mašine u situaciji kvara na jednoj od napojnih faza .....	131
<b>6. Eksperimentalni rezultati.....</b>	<b>135</b>
6.1 Opis laboratorijskog prototipa.....	135
6.1.1 Šestofazni inverter.....	137
6.1.2 Merenje faznih struja šestofazne mašine.....	139
6.1.3 Daljinska kontrola, manipulacija i akvizicija .....	139
6.1.4 Prilagodni rek ormar .....	141
6.1.4.1 Prilagodna PWM kartica .....	141
6.1.4.2 Prilagodna kartica digitalnih signala .....	142
6.1.4.3 Prilagodna kartica analognih signala .....	143
6.1.5 dSPACE modularni sistem za razvoj i testiranje aplikacija u realnom vremenu.....	144
6.1.5.1 dSPACE DS1006 - procesorska kartica.....	144
6.1.5.2 dSPACE DS2004 - kartica A/D konverzije .....	146
6.1.5.3 dSPACE DS3001 - enkoderska kartica .....	149
6.1.5.4 dSPACE DS5101 - DWO (PWM) kartica.....	149
6.1.5.5 dSPACE DS2201 – I/O kartica .....	153
6.1.5 Izgled realizovanog prototipa.....	155
6.2 Rezultati sprovedenih eksperimenata.....	157
6.2.1 Određivanje parametara šestofazne asimetrične asinhrono mašine.....	157



---

6.2.1.1	Merenje otpora namotaja .....	157
6.2.1.2	Ispitna šema veze za oglede kratkog spoja i praznog hoda .....	157
6.2.1.3	Ogled kratkog spoja .....	159
6.2.1.4	Ogled praznog hoda .....	161
6.2.1.5	Proračunati parametri šestofazne asimetrične asinhronne mašine .....	163
6.2.2	Eksperimentalna verifikacija modulacionih tehnika upravljanja .....	163
6.2.2.1	Sinusna PWM tehnika .....	163
6.2.2.2	Sinusna ZSSPWM tehnika .....	168
6.2.2.2	Tehnika aproksimacije refentnog vektora upotrebom tri najbliža velika vektora i jednog manjeg vektora .....	172
	Objašnjenje generisanja proizvoljnog PWM signala .....	172
	Rezultati eksperimenta .....	176
6.2.2.3	Tehnika aproksimacije refentnog vektora upotrebom četiri najbliža velika vektora .....	182
6.2.2.4	Tehnika aproksimacije refentnog vektora upotrebom dva najbliža velika vektora .....	186
6.2.2.5	Dvostruka trofazna SVPWM tehnika .....	191
6.2.3	Eksperimentalna verifikacija vektorskog upravljanja šestofaznim asimetričnim asinhronim motorom.....	195
<b>7.</b>	<b>Zaključak.....</b>	<b>198</b>
<b>8.</b>	<b>Korišćena literatura .....</b>	<b>202</b>
<b>9.</b>	<b>Prilog.....</b>	<b>210</b>
9.1	Detalji realizacije šestofazne asimetrične asinhronne mašine .....	210
9.3	OPERA 2D FEM model .....	215
9.3	Realizovane elektronske kartice .....	217
9.4	Jednopolne i tropolne šeme realizovane eksperimentalne postavke .....	229

## ***1. Uvod***

Intenzivan razvoj energetske elektronike i digitalnih elektronskih kola učinio je da trofazne naizmjenične mašine postanu standardno rešenje za realizaciju regulisanih elektromotornih pogona u industriji. Pri tome su dinamičke i regulacione karakteristike naizmjeničnih pogona prevazišle karakteristike koje su nudila stara rešenja uglavnom baziranim na mašinama jednosmerne struje sa nezavisnom pobudom.

Danas se u zavisnosti od konkretnih zahteva primenjuju različiti tipovi naizmjeničnih mašina. Ipak, sa sigurnošću se može tvrditi da od svih prihvatljivih i korišćenih rešenja (sinhrona, asinhrona, BLDC, reluktantna) rešenje bazirano na trofaznom asinhronom motoru sa kaveznom rotorom predstavlja daleko najzastupljenije rešenje u industrijskom pogonu.

Po pravilu, naizmjenični pogon sa potrebom i mogućnošću regulacije brzine uvek podrazumeva upotrebu invertora. Iako je trofazno rešenje standardno, upotreba invertora više ne ograničava broj faza pogonske mašine. Zbog toga se povećanje broja faza mašine pojavljuje kao nova mogućnost za unapređenje karakteristika koje nisu mogle biti ostvarene upotrebom trofaznih mašina.

### ***1.1 Opravdanost primene višefaznih mašina***

Iako je prvi rad na temu višefaznih mašina objavljen još 1969. godine [1], sa pravom se može reći da pravi interes za ovu oblast započinje tokom kasnih devedesetih godina. U ovom periodu interes značajnog dela stručne javnosti biva usmeren na ovu problematiku [2]. Razlozi za to mogu biti objašnjeni kroz prednosti koje ove mašine nude u odnosu na standardno koncipirana rešenja bazirana na primeni trofaznih naizmjeničnih mašina [3]:

1. Smanjenje amplitude i povećanje frekvencije pulsacija momenta što doprinosi smanjenju vibracija koje se prenose na teret.

2. Smanjenje harmonijskog sastava rotorske struje što dovodi do smanjenja rotorskih gubitaka [4],
3. Povećanje pouzdanosti pošto višefazne mašine imaju sposobnost pokretanja i nastavka rada po gubitnu jednu ili više faza [5],
4. Smanjenje iznosa fazne struje za istu snagu [6],
5. Povećanje specifičnog odnosa Nm/A po jedinici zapremine,
6. Smanjenje gubitaka u namotajima statora (u literaturi [2], [3] navode se sledeći podaci 5,6 % smanjenje za petofaznu mašinu, 6,7 % smanjenje za šestofaznu mašinu, 7,9 % smanjenje za devetofaznu mašinu, 8,3 % smanjenje za dvanaestofaznu mašinu i 8,5 % smanjenje za petnaestofaznu mašinu),
7. Pobudna struja statora proizvodi polje sa manjim učešćem harmonika što povećava efikasnost ovih mašina [7],
8. Smanjenje buke [8].

Kao dodatna prednost pogona višefaznih mašina može biti navedena i mogućnost multimotorskog rada ovakvih pogona. Bez obzira na broj faza za svaku vrstu naizmjenične mašine važi da se kontrola fluksa i momenta može obezbediti preko samo dve struje. Step en slobode u smislu preostalog broja faza može biti iskorišćen za kontrolu u svrhu kontrole fluksa i momenta preostalih mašina vezanih na jedan višefazni pretvarač [9]–[12].

Ukoliko karakteristike višefaznog pogona dalje poredimo sa ekvivalentnim trofaznim, još jedan razlog za primenu višefaznih mašina može se objasniti i kroz smanje pulsacije proizvedenog momenta na vratilu mašine napajane iz šestopulsnog invertora [1]. Pomenata karakteristika predstavlja originalnu ideju uvođenja višefaznih mašina. Zamenom trofazne mašine petofaznom, pulsacije momenta smanjuju se za trećinu, dok se istovremeno frekvencija pulsacija momenta povećava. Slična manifestacija je primećena i za šestofaznu asimetričnu mašinu [13], [14].

Opravdanost uvođenja višefaznih mašina može se pronaći i u proširenju opsega snaga realizacije elektromotornih pogona na niskom naponu. Ako je reč o pogonima čije snage ne prelaze par megavata rešenja su najčešće standardna i kao takva podrazumevaju upotrebu trofaznog invertora i trofazne mašine [15]. Sa druge strane realizacija regulisanih elektromotornih pogona velikih snaga sa sobom nosi posebnu problematiku.

Problematika realizacije pogona velikih snaga na niskonaponskom nivou može se klasifikovati na:

- problematiku izbora komponenti energetske elektronike (strujna ograničenja),

- problematiku vezanu za upotrebu komplikovanih i manje pouzdanih topologija invertora (paralelovanje i serijsko povezivanje prekidačkih elemenata),
- problematiku nestandardne izvedbe mašina (broj faza veći od tri).

Što se tiče niskonaponskih trofaznih invertora standardne topologije gornja granica snage ovih uređaja ide do 6 MW (5600 kW ABB [16], 4500 kW Siemens [17], 1100 kW Allen-Bradley [18]) prevashodno iz razloga ograničenih strujnih karakteristika komponenti energetske elektronike.

Pri realizaciji elektromotornih pogona velikih snaga na niskom naponu, rešenje koje je delovalo ohrabrujuće je rešenje invertora koji na izlazu generišu napon sa više nivoa (engl. *Multilevel Inverters*). Osnovna prednost ovakvih topologija invertora je smanjenje blokiranog napona prekidačkih komponenti na polovinu napona jednosmernog međukola. Problem koji se javlja kod ovih topologija je potreba za dobro izbalansiranim naponima na redno vezanim kondenzatorima (jednosmernog međukola) i značajno kompleksniji algoritam upravljanja u poređenju sa standardnim trofaznim inverterima. Naravno, i cena ovakvih konfiguracija je povećana.

Drugi pristup problemu realizacije pogona većih snaga na niskom naponu podrazumeva upotrebu višefaznih mašina.

Ukoliko uporedimo ova dva rešenja za prevazilaženje problema realizacije niskonaponskih elektromotornih pogona velikih snaga treba naglasiti da oba rešenja u poređenju sa rešenjem baziranim na standardnom trofaznom rešenju (trofazni inverter i trofazna mašina) zahtevaju:

- promenu topologije invertora,
- uvođenje novih metoda upravljanja inverterom.

Mana višefaznog rešenja u poređenju sa rešenjem koje na izlazu generišu napon sa više nivoa je u tome da ono zahteva upotrebu nove vrste električne mašine, što nije slučaj pri upotrebi *multilevel* rešenja gde je električna mašina identična kao i u klasičnom slučaju sa trofaznim inverterom.

## 1.2 Vrste višefaznih mašina

Kao i sve druge naizmenične mašine i višefazne mašine mogu biti realizovane kao asinhronne, sinhronne mašine sa pobudnim namotajem, sinhronne mašine sa permanentnim magnetima i sinusnom raspodelom magnetnog fluksa (eng. *PMSM – Permanent Magnet Synchronous Machine*), sinhronne mašine sa trapeznom raspodelom magnetnog fluksa (eng. *BLDC – Brushless DC Machine*) ili kao reluktantne.

Što se broja faza mašina tiče, najčešće se faznost višefazne mašine determiniše prema broju priključaka faznih namotaja pri tome izuzimajući priključak zvezdišta. Ono što se pri tome često zanemaruje je uticaj izvedbe statorskog namotaja mašine na njene karakteristike. Tako na primer standardna izvedba trofazne asinhronne mašine podrazumeva formiranje statorskog namotaja na način da se namotaj jedne faze postavlja u žlebove koji su raspodeljeni u dve celine od kojih svaka zauzima  $\pi/3$  električnih po obimu statora (u engleskoj terminologije čest je izraz *phase belt* što u stvari predstavlja podatak o broju žlebova po polu i po fazi izražen preko električnog ugla a ne preko broja žlebova). Ista mašina bi se mogla realizovati na način da se žlebovi koji pripadaju jednom polu i fazi grupišu i pri tome zauzmu  $2\pi/3$  električnih po obimu statora. Analize pokazuju da se karakteristike mašine dobijene prvim načinom realizacije razlikuju od karakteristika asinhronne mašine izvedene drugim pristupom [19]–[23].

Zbog navedenog, prilikom podele višefaznih mašina pored broja faza mašine u obzir mora biti uzet i način izvedbe namotaja. Podela višefaznih mašina prikazana u ovom radu temelji se na analizama prikazanim u [19], [20], [23]. Formirana podela višefaznih mašina je prikazana u tabeli 1.1.

Tabela prikazuje moguće izvedbe višefaznih mašina zaključno sa osamnaestofaznom mašinom. Pored broja faza mašine, tabela prikazuje način realizacije namotaja u smislu načina raspodele statorskih namotaja, šematski dijagram mašine i uobičajen naziv mašine.

**Tabela 1.1 Podela višefaznih mašina**


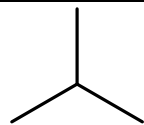
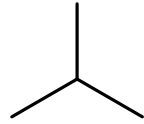
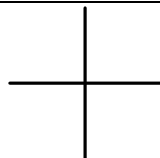

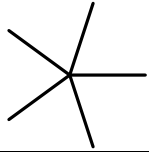
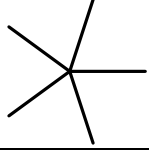
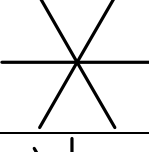
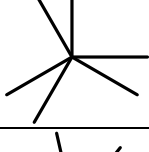
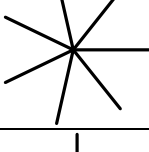
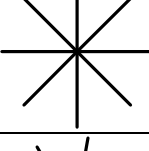
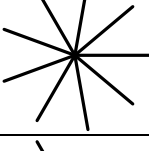
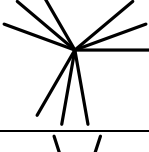
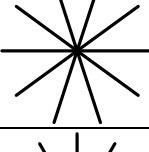
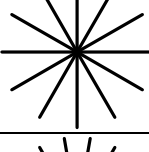
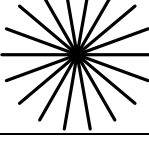
Uobičajeni naziv	Broj statorskih terminala (minimalno)	<i>Phase belt</i>	Vektorski dijagram (sprega zvezda)
2-fazna ili polu- 4-fazna	3	$90^\circ$	
3-fazna	3	$120^\circ$	
3-fazna ili polu- 6-fazna	3	$60^\circ$	
4-fazna	4	$90^\circ$	
polu 8-fazna	5	$45^\circ$	

Tabela 1.1 Podela višefaznih mašina - Nastavak

Uobičajeni naziv	Broj statorskih terminala (minimalno)	Phase belt	Vektorski dijagram (sprega zvezda)
5-fazna	5	$36^\circ$	
polu- 10-fazna	5	$18^\circ$	
6-fazna ili simetrična 6-fazna	6	$60^\circ$	
polu- 12-fazna ili asimetrična 6-fazna	6	$30^\circ$	
7-fazna	7	$25,71^\circ$	
8-fazna	8	$45^\circ$	
9-fazna	9	$40^\circ$	
polu - 18-fazna	9	$20^\circ$	
10-fazna	10	$18^\circ$	
12-fazna	12	$30^\circ$	
18-fazna	18	$20^\circ$	

### **1.3 Pregled literature**

Razumljivo, pravci istraživanja u oblasti višefaznih mašina suštinski su identični istraživanjima u oblasti trofaznih mašina i često se između rešenja primenjenih u trofaznih pogonima i onih prikazanih u višefaznim mogu povući jasne paralele. Sprovedena istraživanja u oblasti koja je tema ovog rada bavila su se različitim teorijskim i praktičnim aspektima modelovanja, konstrukcije, optimizacije, upravljanja, kontrole i ponašanja u uslovima kvara višefaznih pogona.

Pravci istraživanja u predmetnoj oblasti mogu se svrstati u sledeće grupe:

1. Proučavanje specifičnih svojstava višefaznih mašina,
2. Primena višefaznih mašina,
3. Modelovanje višefaznih mašina,
4. Tehnike upravljanja višefaznim invertorima u pogonima sa višefaznim mašinama,
5. Vektorsko upravljanje u pogonima višefaznih mašina,
6. Direktna kontrola momenta u pogonima sa višefaznim mašinama,
7. Analiza kvara i strategije upravljanja u režimu rada sa kvarom,
8. Primena višefaznih mašina za generisanje električne energije itd.

Analizom relevantne i dostupne literature da se zaključiti da je fokus proučavanja stavljen na asinhronu i sinhronu (PMSM i BLDC) izvedbe višefaznih mašina. Pri tome su petofazne i šestofazne (asimetrična i simetrična) dve najzastupljenije konfiguracije višefaznih mašina. Radovi koji obrađuju problematiku drugih tipova višefaznih mašina (reluktantna i sinhrona sa pobudnim namotajem) i mašina sa brojem faza većim od 9 su retki [2], [3] što se pravda nemogućnošću jednostavne realizacije ovakvih mašina.

Pošto je ovaj rad usko vezan za problematiku šestofazne asimetrične asinhronu kavezne mašine u daljem tekstu posebna pažnja biće posvećena prikazu aktuelnog stanju u ovoj oblasti.

#### **1.3.1 Modelovanje šestofazne asimetrične asinhronu mašine**

Principi modelovanja trofaznih mašina primenom opšte teorija električnih mašina adekvatni su i u slučaju višefaznih mašina [24], [25]. Kao i u slučaju trofaznih mašina, matematički model višefazne mašine u domenu fizičkih veličina je prilično složen, jer sadrži nelinearne diferencijalne jednačine sa promenljivim koeficijentima što otežava analizu. Uprošćenje modela (smanjenje broja i eliminisanje vremenske zavisnosti elemenata u matrici induktivnosti) u cilju jednostavnije analize formalizuje se primenom

odgovarajućih transformacionih matrica kojima je izvršena zamena promenljivih i parametara matematičkog modela.

Prirodno, model n-fazne mašine je u originalnom području opisan sa n varijabli. Primenom adaptirane Klarkove transformacije ovih n-varijabli se iz originalnog područja preslikava u n novih varijabli raspoređenih u n/2 međusobno ortogonalnih prostora [24].

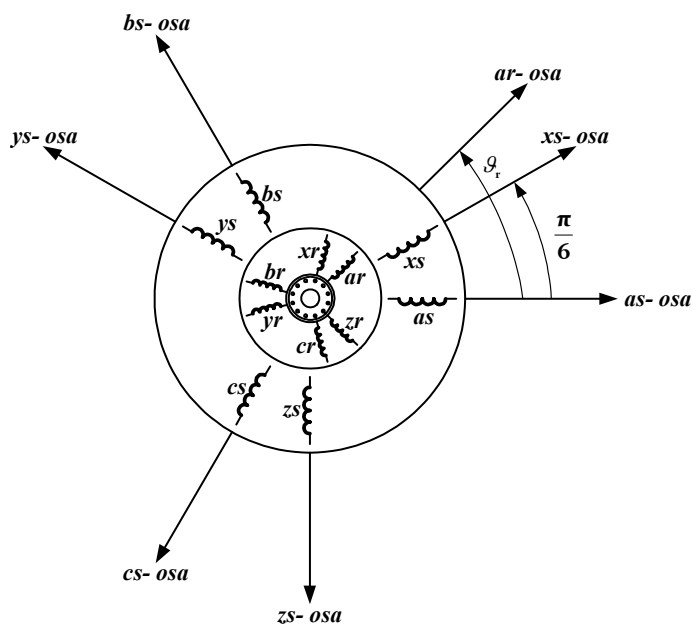
Opšta forma transformacione matrice za mašine sa simetričnom izvedbom namotaja (međusobni pomeraj namotaja je  $2\pi/n$ , gde je n broj faza mašine) prikazana je izrazom 1.1. Transformaciona matrica je dimenzija  $n \times n$ , gde je n broj faza mašine. U prikazu je izabrano da transformaciona matrica bude invarijantna po snazi. Prva dva reda transformacione matrice, bez obzira na broj faza mašine, definišu potprostor u kome se vrši elektromehanička konverzija odnosno prostor produkcije fluksa i momenta. Sledećih  $(n-2)/2$  redova matrice za mašine sa parnim brojem faza, odnosno  $(n-1)/2$  redova matrice za mašine sa neparnim brojem faza, definišu potprostore u kojima generisane varijable nemaju korisnih efekata na ponašanje mašina i u mašini se isključivo manifestuju kao komponente koje stvaraju dodatne gubitke.

Poslednja dva reda u slučaju mašine sa parnim brojem faza ili jedan red u slučaju mašine sa neparnim brojem faza definišu potprostor generisanja nultih komponenti i u slučaju mašine sa neparnim brojem faza ovaj red se najčešće izostavlja u zapisu transformacione matrice.

$$C = \sqrt{\frac{2}{n}} \begin{bmatrix} 1 & \cos \alpha & \cos 2\alpha & \cos 3\alpha & \dots & \cos 3\alpha & \cos 2\alpha & \cos \alpha \\ 0 & \sin \alpha & \sin 2\alpha & \sin 3\alpha & \dots & -\sin 3\alpha & -\sin 2\alpha & -\sin \alpha \\ 1 & \cos 2\alpha & \cos 4\alpha & \cos 6\alpha & \dots & \cos 6\alpha & \cos 4\alpha & \cos 2\alpha \\ 0 & \sin 2\alpha & \sin 4\alpha & \sin 6\alpha & \dots & -\sin 6\alpha & -\sin 4\alpha & -\sin \alpha \\ 1 & \cos 3\alpha & \cos 6\alpha & \cos 9\alpha & \dots & \cos 9\alpha & \cos 6\alpha & \cos 3\alpha \\ 0 & \sin 3\alpha & \sin 6\alpha & \sin 9\alpha & \dots & \sin 9\alpha & \sin 6\alpha & \sin 3\alpha \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & \cos \left( \frac{n-2}{2} \alpha \right) & \cos 2 \left( \frac{n-2}{2} \alpha \right) & \cos 3 \left( \frac{n-2}{2} \alpha \right) & \dots & \cos 3 \left( \frac{n-2}{2} \alpha \right) & \cos 2 \left( \frac{n-2}{2} \alpha \right) & \cos \left( \frac{n-2}{2} \alpha \right) \\ 0 & \sin \left( \frac{n-2}{2} \alpha \right) & \sin 2 \left( \frac{n-2}{2} \alpha \right) & \sin 3 \left( \frac{n-2}{2} \alpha \right) & \dots & -\sin 3 \left( \frac{n-2}{2} \alpha \right) & -\sin 2 \left( \frac{n-2}{2} \alpha \right) & -\sin \left( \frac{n-2}{2} \alpha \right) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & \dots & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} & \dots & -1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \dots \quad (1.1)$$

U slučaju mašina sa asimetrično izvedenim namotajima (kod kojih ne važi da je pomeraj između namotaja  $2\pi/n$ , gde je n broj faza mašine) opšta transformaciona matrica prikazana izrazom (1.1) ne važi. Za asimetričnu šestofaznu mašinu čiji je međusobni razmeštaj namotaja prikazan na slici 1.1, transformaciona matrica se najlakše dobija primenom teorije dekompozicije prostornih vektora (eng. *VSD – Vector Space Decomposition*) koja je originalno predstavljena u [26]. Dodatno, princip formiranja ove transformacione matrice je prikazan u [27], [28].





Slika 1.1 Raspored namotaja šestofazne asimetrične asinhronne mašine

Oblik transformacione matrice adekvatne za transformaciju varijabli šestofazne asimetrične mašine iz originalnog domena dat je u matricnoj formi:

$$T_6 = \sqrt{\frac{1}{3}} \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos\frac{2\pi}{3} & \cos\frac{4\pi}{3} & \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin(0) & \sin\frac{2\pi}{3} & \sin\frac{4\pi}{3} & \sin(\alpha) & \sin\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos(0) & \cos\frac{4\pi}{3} & \cos\frac{2\pi}{3} & \cos(\pi - \alpha) & \cos\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) & \cos\left(\frac{5\pi}{3} - \alpha\right) \\ \sin(0) & \sin\frac{4\pi}{3} & \sin\frac{2\pi}{3} & \sin(\pi - \alpha) & \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) & \sin\left(\frac{5\pi}{3} - \alpha\right) \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (1.2)$$

Kao i u slučaju simetričnih mašina, primenom transformacione matrice (1.2) veličine kojima je definisan rad asimetrične šestofazne mašine u originalnom području se preslikavaju u tri ortogonalna potprostora. Pri tome se u samo jednom potprostoru odvija proces elektromehaničke konverzije. Uz činjenicu da su potprostori deкупловани dalja analiza asimetrične mašine se značajno pojednostavljuje.

U radu [4] autori su predstavili još jedan metod modelovanja višefaznih mašina. Analiza modelovanja na primeru šestofazne asimetrične mašine prikazala je da se ovakvim načinom modelovanja mogu uvažiti uvek prisutne nesimetrije između dve grupe trofaznih namotaja. Sa te strane, ovaj metod, u literaturi poznatiji i kao DTP (eng. *Dual Three Phase Modelling*), ima određene prednosti u odnosu na klasičnu VSD tehniku modelovanja.

U slučaju mašina sa  $n=3k$  ( $k=2, 3, 4, 5...$ ) faza, alternativni metod modelovanja prikazan u [29] može da se koristi.

### **1.3.2 Modulacione tehnike upravljanja šestofaznim naponskim inverterom za napajanje asinhronih mašina sa asimetrično izvedenim namotajem**

Uloga modulacione tehnike u jednom pogonskom sistemu bez obzira na vrstu pogonske mašine kojom se upravlja je aproksimacija referentnog vektora generisanog pogonskim upravljačkim sistemom. Pri tome modulaciona tehnika treba da zadovolji dva osnovna uslova:

- dobro iskorišćenje napona jednosmernog međukola,
- jednostavna implementacija.

Ranije je rečeno da se primenom transformacione matrice (1.2) varijable iz originalnog područja transformišu u tri nova potprostora. Množenjem prva dva reda matrice sa matricom varijabli mašine dobijaju se varijable u potprostoru u kome se odvija proces elektromehaničkog pretvaranja energije ( $\alpha$ - $\beta$  potprostor). Najčešće, konfiguracija šestofazne asimetrične mašine podrazumeva odvojena zvezdišta dva trofazna statorska namotaja (zbog ovoga je uobičajen termin za asimetričnu asinhronu mašinu sa odvojenim zvezdištima eng. *dual three phase machine*). Izolovanje zvezdišta dovodi do toga da su struje generisane u potprostor nultih komponenti jednake nuli.

Manifestacija varijabli koje se pojavljuju u preostalom potprostoru, a koji se u ovom radu naziva  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostor, ogleda se isključivo kroz produkciju dodatnih gubitaka. Pokazuje se da su varijable  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostora ograničene jedino rasipnom induktivnošću i aktivnim otporom (važi i za statorske i za rotorske namotaje) i da se potprostor pri analizi može ekvivalentirati prostim RL kolom. Ovo je osnovni razlog što modulacione tehnike upravljanja inverterom primenjene u pogonima sa višefaznom mašinom moraju da ispune i dodatni uslov opisan kroz minimizaciju generisanja varijabli u  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostoru.

Počeci razvoja upravljanja inverterom u pogonu šestofazne asimetrične mašine podrazumevali su napajanje mašine iz naponski [13] ili strujno [14], [30] kontrolisanog invertora u šestopulsnom modu. Osnovne razloge u sprovođenju istraživanja autori su pronalazili u mogućnosti smanjenja talasnosti momenta na vratilu višefaznog motora, kao i povećanja učestanosti pulsiranja istog. Ovim početnim istraživanjima u obzir nije uzimana problematika manifestacije nekontrolisanja generisanja komponenti u  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostoru.

Dalje unapređenje tehnika upravljanja bilo je omogućeno razvojem PWM tehnika i povećanjem mogućih prekidačkih frekvencija komponenti energetske elektronike. Sinusne tehnike za višefazne mašine su se bazirale na tehnikama koje su izvorno

razvijene za trofazne pogone i podrazumevale su upotrebu šestofaznih sinusnih tehnika bez i sa injekcijom signala viših harmonika u cilju prevazilaženja lošeg iskorišćenja napona jednosmernog međukola kao osnovne mane sinusne tehnike.

Za razliku od simetričnih mašina, upotrebom asimetrične mašine moguće je injekcijom signala nultog redosleda postići značajno povećanje iskoristivosti napona jednosmernog kola npr. samo 5,15 % proširenje linearnog opsega za pogon petofazne mašine [31],[32]) dok za asimetričnu šestofaznu ili devetofaznu 15 % [33]–[36]). Potrebno je naglasiti da se ključna prednost sinusnih PWM tehnika nalazi u jednostavnosti njene implementacije. Ovo je bio osnovni razlog što su se autori u [37], [38] opredelili za ovu tehniku za upravljanje 15-faznim inverterom u pogonu 15-fazne asinhronne simetrične kavezne mašine.

Metod modulacije prostornih vektora (eng. *SVPWM – Space Vector PWM*) prvi put je opisan 1988. godine u radu [39]. Originalno, metoda je razvijena za trofazne mašine. Sam metod modulacije prostornih vektora je zasnovan na ideji koja se oslanja na generisanje prostornih vektora odnosno fazora na izlazu invertora. U opštem slučaju  $n$ -faznog invertora, zakonitost koja povezuje broja faza i broj mogućih prekidačkih stanja odnosno fazora koje inverter može da ostvari na svom izlazu je izražena sa  $2^n$ .

Povećanje broja faza invertora, odnosno mašine napajane iz SVPWM upravljanog invertora sa jedne strane daje mnogo mogućnosti prilikom izbora vektora kojim se aproksimira referentni, dok sa druge strane povlači usložnjavanje tehnike upravljanja a od kontrolnog sistema iziskuje rešavanje kompleksnijih proračuna.

Ukoliko se razmatra primena SVPWM tehnika u pogonima višefaznih mašina najjednostavnija realizacija podrazumeva korišćenje principa konvencionalne trofazne SVPWM tehnike. Pri tome se misli da se i u višefaznoj problematici za aproksimaciju referentnog vektora koriste njemu dva najbliža nenulta vektora. Nulti vektori se pri tome biraju na način da se implementacija u komercijalno dostupan DSP pojednostavi u najvećoj mogućoj meri. Autori su u [40] korišćenjem veštačkih neuralnih mreža realizovali višefaznu SVPWM korišćenjem dva nenulta vektora. Prikazanim rezultatima je dokazana jednostavnost njene implementacije, ali je kao najveća mana prepoznata loša kontrola generisanja komponenti u  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostoru.

Značajan napredak po pitanju kontrolisanog generisanja neproduktivnih komponenti napravili su autori Zhao i Lipo u [26]. Ova tehnika, u literaturi poznata kao VSD, je praktično prvi metod upravljanja šestofaznim inverterom u kome su spojene dve najznačajnije karakteristike kvalitetnog upravljanja inverterom u pogonu sa asimetričnom šestofaznom mašinom: dobro iskorišćenje napona jednosmernog kola i kontrola generisanja komponenti u svim potprostorima. Autori su se opredelili za rešenje

koje umesto 2 vektora koristi 4 vektora za aproksimaciju referentnog. Selekcija vektora je napravljena tako da korišćeni vektori pripadaju grupi najvećih vektora u  $\alpha$ - $\beta$  potprostor, a istovremeno grupi najmanjih u  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostoru čime je zagarantovano ispunjenje malopre pomenutih kriterijuma kvaliteta tehnike. Kao manu VSD tehnike autori su prepoznali izuzetno komplikovan način njene realizacije. Naime, analizom rada tehnike da se primetiti da izračunavanje vremena primene 4 nenulta i dva nulta vektora zahteva rešavanje inverzne matrice dimenzija 5x5 što je sa aspekta tadašnjih mikrokontrolera bio izuzetno zahtevan zadatak.

Hadiouche i ostali autori su u [41] pronašli rešenje za ovu problematiku i dali smernice za jednostavnu implementacije VSD tehnike u mikrokontrolere i DSP uređaje time oslobađajući procesorske resurse za integraciju algoritama regulacije. Ono što nije rešeno je atipičan oblik PWM signala koje je neohodno generisati na kanalima upravljačkog uređaja. Pokazano je da signali na PWM kanalima odstupaju od standardnih PWM signala koji tokom trajanja jednog PWM ciklusa imaju dve tranzicije sa logičke 0 na 1 i obrnuto kojim otvaraju odnosno blokiraju kontrolisani tranzistor grane invertora. Izbor vektora korišćenih VSD metodom diktira nestandardno generisanje signala na PWM kanalima koji sada imaju do 6 tranzicija u toku trajanja jednog PWM ciklusa.

Rešenje je nađeno kroz izmenu šeme selekcije vektora. Autori u [42] su izvršili promenu šeme izbora vektora i time rešili problem implementacije tehnike na standardan DSP uređaj. Pokazali su da postoji veza između izbora i rasporeda vektora tokom trajanja PWM periode i harmonijskog sastava razvijenog fluksa mašine. Milićević je u [43] predložio još jedan način izbora vektora. Oba rada prikazuju da se modifikacijom izbora vektora i uz minimalne degradacije karakteristika VSD tehnike po pitanju neželjenog generisanja komponenti u  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostoru može zadržati puno iskorišćenje napona jednosmernog međukola, a pri tome omogućiti jednostavna implementacija.

Iako analiza korišćenja invertora sa više od dva nivoa izlaznog napona (eng *Multilevel*, termin koji je odomaćen i u našoj stručnoj terminologiji) nije problematika rasprave u ovom radu, zbog celovitosti prikaza topologija i tehnika upravljanja invertorima koji se primenjuju za napajanje višefaznih mašina, u nastavku teksta će ukratko biti opisana primena multilevel invertora za napajanje višefaznih mašina.

Kao i kod trofaznih, multilevel topologije u višefaznim pogonima se uvek vezuju za pogone velikih snaga. Jedna od prvih realizacija višefaznog pogona i multilevel invertora predstavljena je u [44]. Autori su se opredelili da 9-faznu asimetričnu mašinu u pogonu lokomotive napoje preko trostrukog trofaznog multilevel invertora sa tri nivoa izlaznog napona. Slična topologija je korišćena za napajanje šestofazne asimetrične mašine u [45]. U ovom slučaju mašina je napajana iz dva trofazna invertora sa pet nivoa izlaznog napona. Autori u [46] su teorijskim i simulacionim rezultatima pokazali da korišćenje tri

petofazna H mosta za napajanje 15-fazne mašine u brodskom pogonu može značajno doprineti redukciji talasnosti struja i razvijenog momenta. U radu [47], autori su analizirali mogućnost primene 9-faznog multilevel invertora sa 4 ili 5 nivoa izlaznog napona za napajanje 36,5 MW električnog brodskog pogona.

### 1.3.3 Vektorsko upravljanje šestofaznom asimetričnom asinhronom mašinom

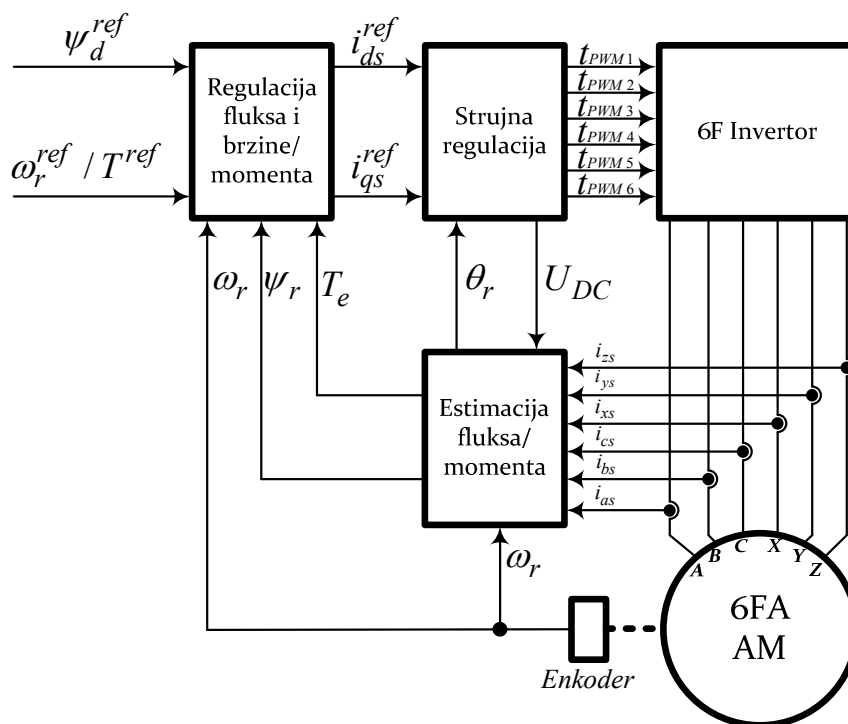
Model šestofazne asinhronne asimetrične mašine u  $\alpha\text{-}\beta$  potprostoru (1.3), koji je najznačajniji za razmatranje jer se u njemu odvija proces elektromehaničke konverzije, identičan je modelu trofazne asinhronne mašine. Uz raniju konstataciju da je ovaj potprostor potpuno dekuplovan od  $\mu_1\text{-}\mu_2$  potprostora analiza se značajno uprošćava.

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha s} \\ u_{\beta s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} L_s & 0 & M \cdot \cos(\vartheta_r) & -M \cdot \sin(\vartheta_r) \\ 0 & L_s & M \cdot \sin(\vartheta_r) & M \cdot \cos(\vartheta_r) \\ M \cdot \cos(\vartheta_r) & M \cdot \sin(\vartheta_r) & L_r & 0 \\ -M \cdot \sin(\vartheta_r) & M \cdot \cos(\vartheta_r) & 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} \right\} \dots\dots\dots (1.3)$$

Naravno, jednakost modela trofazne i šestofazne asimetrične mašine u  $\alpha\text{-}\beta$  potprostoru podrazumeva i jednakost modela nakon primene transformacije rotacije ( $d\text{-}q$  potprostor). Upravo ova osobina transformisanog originalnog modela u značajnoj meri pojednostavljuje realizaciju vektorskog upravljanja šestofaznom asimetričnom mašinom.

Osnovna struktura vektorski upravljanih pogona prikazana je na slici 1.2. S tom razlikom što se u šestofaznom pogonu barata sa 6 faznih struja, preostali deo strukture vektorskog upravljanja je identičan strukturi trofaznog pogona. Bitna razlika nastaje u bloku strujne regulacije. U zavisnosti od pristupa modelovanju mašine (VSD ili DTP), blok strujne regulacije može prilikom upravljanja da uvaži inherentnu asimetriju dva trofazna namotaja asimetrične mašine li da je zanemari.

Najprostiji metod vektorskog upravljanja podrazumeva korišćenje strujnog modela mašine primenom VSD principa modelovanja. Strujni model, kojim se vrši procena pozicije vektora rotorskog fluksa je identičan modelu koji se koristi u vektorskom upravljanju trofaznom mašinom. Ovakav metod upravljanja predstavljen je u [48].



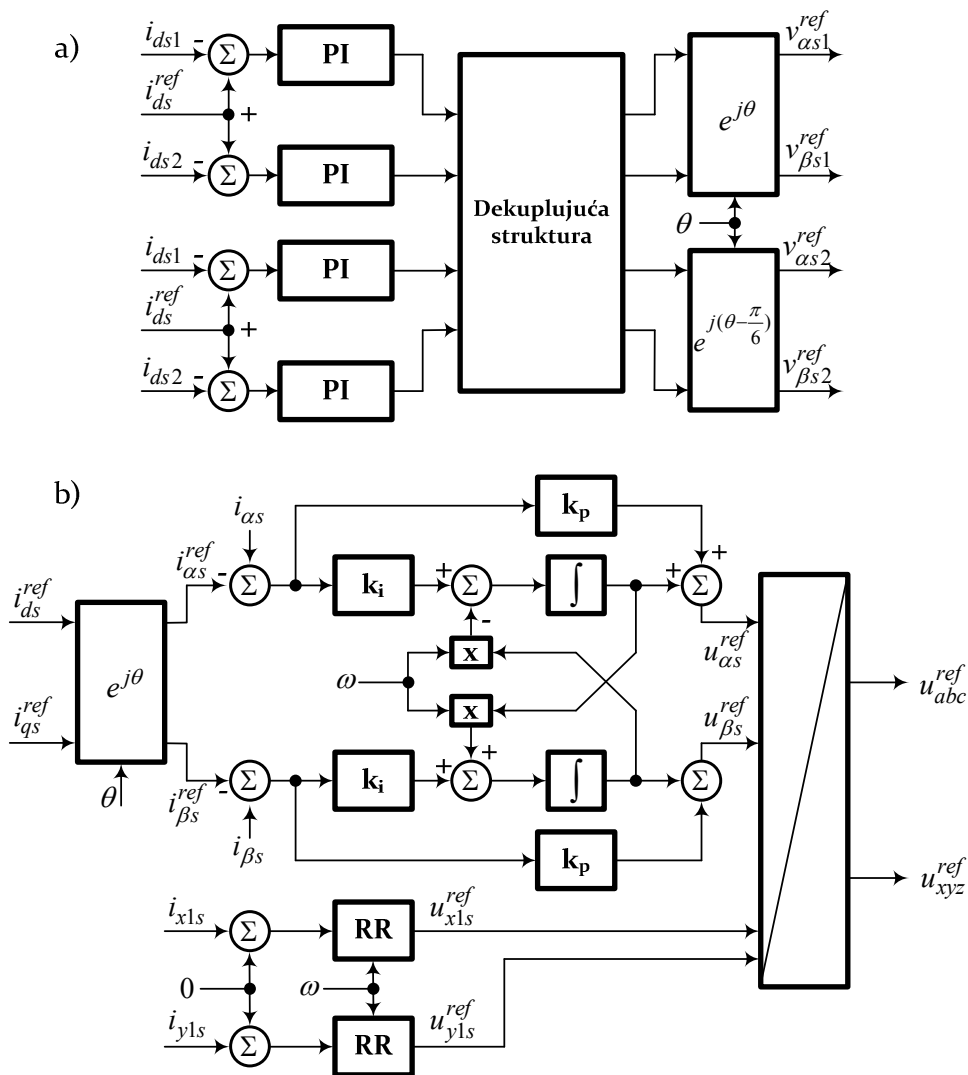
Slika 1.2 Opšta blok šema vektorski upravljano pogona šestofazne asimetrične asinhronne mašine

Ukoliko su zahtevi za performansama pogona veće ili se radi o mašinama veće snage gde male nesimetrije između dva trofazna namotaja dovode do izraženih nesimetrija u faznim strujama [28], [49], [50], metod vektorskog upravljanja mora biti izmenjen.

U ovom slučaju tretman regulacije struja dva trofazna namotaja se obavlja nezavisno. Mašina se analizira kao dvostruka trofazna. Struktura bloka strujne regulacije u ovom slučaju se menja i uvode se dva nova regulatora.

U radu [6] prikazana je realizacija direktnog vektorski upravljano pogona (eng. *Direct Field Oriented Control – DFOC*) šestofazne asimetrične mašine napajane iz GTO invertora. Strujna regulacija je ostvarena u dvostrukom sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu i simultano su regulisane dve struje za kontrolu fluksa ( $i_{d1}$  i  $i_{d2}$ ) i dve struje za kontrolu momenta ( $i_{q1}$  i  $i_{q2}$ ). U istom radu predložena je specifična dekupljujuća struktura kojom je obezbeđeno nezavisno upravljanje fluksom i momentom. Struktura bloka strujne regulacije koji je korišćen u radu [6] prikazan je na slici 1.3 a. Mana ove strukture ogleda se u tome što su članovi dekupljujuće strukture funkcija brzine obrtanja [51].

Rešenje navedenog problema brzinski zavisnih članova dekupljujuće strukture prikazano je u radu [52]. Struktura strujne regulacije primenjena u ovom rešenju prikazana je na slici 1.3 b. Strujna regulacija je ostvarena u stacionarnom  $\alpha$ - $\beta$  koordinatnom sistemu. Neutralizacija strujnih komponenti generisanih u  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostoru rešena je dodavanjem dva rezonantna regulatora.



Slika 1.3 Blok strujne regulacije a) dvostruka, b) modifikovana dvostruka

### 1.3.4 Rad šestofazne asimetrične asinhronne mašine pri gubitku jedne ili više napojnih faza

Gubitkom jedne od napojnih faza trofazna mašina gubi mogućnost pokretanja a u ukoliko se gubitak faze desi tokom rada mašina se ubrzo zaustavlja. Iako postoje prikazana rešenja kod kojih je rad trofazne mašine moguć i u prisustvu kvara [53], nastavak rada bi podrazumevao promenu topologije veze pretvarača i mašine što u realnim uslovima često nije izvodljivo.

Upravo ova mana trofaznih mašina je jedan od osnovnih razloga zašto se u pojedinim aplikacijama koriste višefazne mašine [54]. Gubitkom jedne ili više faza višefazne mašine, ovakva mašina i dalje zadržava mogućnost pokretanja, a rad mašine sa umanjenim brojem ispravnih faza iako praćen lošijim eksploatacionim karakteristikama je i dalje moguć.

Kada je u pitanju rad šestofazne asimetrične mašine u režimu kvara, rad mašine je moguć sve dok postoje tri ispravne faze mašine (u opštem slučaju n-fazna mašina može

---

da funkcioniše dok god postoje tri ispravne faze kojima je moguće formirati obrtno polje, pri čemu iz razmatranje ne treba izostaviti raspored ispravnih faza).

Strategije reakcije pogona po nastanku kvara podrazumevaju više rešenja.

Prvim rešenjem, po nastanku kvara trofazni namotaj koji sadrži neispravnu fazu se u potpunost isključuje. Logično, ukoliko se onemogućí porast struja u preostalim fazama nego se upravljanjem one ograniče na nominalne vrednosti, raspoloživa snaga i moment opadaju na polovinu vrednosti koja se ima bez kvara. Upravo ovakva strategija nalazi čestu primenu u aplikacijama električne vuče [55], [56], dok se slično rešenje može videti u primeni i za druge tipove višefaznih mašina u električnim brodskim pogonima [57].

Drugom strategijom predviđeno je da mašina nastavlja da radi sa redukovanim brojem faza. Sve ispravne faze se koriste.

Strategijom upravljanja [58] može se uvažiti i potreba da pogon nakon nastanka kvara zadrži mogućnost ostvarivanja nazivnog momenta. U ovom slučaju treba računati da će u režimu kvara kroz ispravne faze proticati struje veće od nazivne što će dovesti do povećanja gubitaka u namotajima.

Naredna strategija upravljanja pod kvarom predlaže ograničenje kojim se definiše da pod kvarom sumarni nivo gubitaka u namotajima mora ostati isti kao u slučaju ispravnog rada. Ukoliko se ima ovakva potreba, nivo statorskih struja se u određenom procentu povećava ali se istovremeno vrši smanjenje raspoloživog momenta mašine.

Treća strategija podrazumeva uslov ograničenja porasta struja statorskih namotaja do nivoa nazivne vrednosti (pod nazivnom strujom se ovde misli na struju koji mašina povlači u ispravnom stanju). U ovom slučaju mašina neće biti u stanju da razvije momenat koji može razviti u ispravnom stanju dok će se istovremeno nivo sumarnih gubitaka u namotajima smanjiti.

U radu [59] je prikazana najdetaljnija analiza modelovanja šestofazne asimetrične mašine u slučaju kvara na jednoj napojnoj fazi. Radom je analiziran rad asimetrične mašine kod koje su svi namotaji spojeni u zajedničko zvezdište. Model mašine u kvaru formiran je VSD pristupom. Takođe, u radu je izvršena analiza rada šestofaznog invertora koji napaja petofaznu mašinu. Radom je dat model invertora koji je adekvatan za analizu napajanja mašine u kvaru.

Eksperimentalna verifikacija zaključaka iznesenih u radu [59] prikazana je u radu [60]. U radu je predstavljen metod upravljanja mašinom po nastanku kvara. Prikazano rešenje obezbeđuje izuzetnu dinamiku u prisustvu izrazito nesimetričnih faznih struja ispravnih faza [58].



Autori su u radu [53] prikazali detaljnu analizu uticaja ispada jedne ili više faza šestofazne asimetrične mašine na porast struja u preostalim ispravnim fazama. Pokazan je uticaj porasta gubitaka u statorskim namotajima kao i porasta faznih struja u slučaju ispada jedne od napojnih faza za trofaznu, petofaznu, šestofaznu i sedmofaznu mašinu.

### **1.3.5 Primena višefaznih mašina**

Brodski pogoni, pogoni u električnoj vuči, hibridna i čisto električna vozila, avio industrija su neke od oblasti gde postoje realne mogućnosti primene višefaznih mašina.

Primena višefaznih mašina kao pogonskih mašina u brodovima i lokomotivama često je u prednosti u odnosu na ostala rešenja zbog kompaktnosti i fleksibilnosti ovakvih rešenja što je produkt veće gustine momenta, bolje efikasnosti i potrebe za slabijim poluprovodničkim prekidačima ovih rešenja [61]. Hodge u [62], [63] daje pregled stanja u oblasti pogona u brodskom saobraćaju. Analizirana su trenutna rešenja i vrste mašina koje se mogu naći u pogonskim delovima brodova. Izraženi zahtevi za velikom pogonskom snagom otvaraju vrata za mogućnost upotrebe višefaznih mašina. U [64] je prikazana uporedna analiza korišćenja konvencionalnih sinhronih turbo generatora i specijalno dizajniranih višefaznih sinhronih generatora za potrebe brodskih pogona. Pokazano je da upotrebom višefaznih rešenja ne postoji potreba za transformatorima za pomeranje faze što smanjuje ukupne gabarite pogona.

Primer korišćenja šestofazne asimetrične mašine za pogon Adrtanz lokomotive je prikazan u [58].

Primeri dobre prakse korišćenja višefaznih mašina u avio industriji detaljno su obrađeni u preglednom radu [65].

U auto industriji upotreba višefaznog pogona redukuje strujne zahteve poluprovodničkih komponenti, što je posledica niskog napona u električnoj instalaciji vozila. Povećanjem broja faza invertora se ovaj problem može elegantno ukloniti, uz dodatno povećanje sigurnosti koje višefazni pogon nosi sa sobom.

Zanimljiv predlog primene višefaznih mašina u automobilskoj industriji se može pronaći u radovima [66]–[68]. Autori su predložili da funkcije koje su do tada obavljali elektropokretač i alternator objedine jednim višefaznim asinhronim motorom. Na ovaj način bi se umesto uobičajenog rešenja sa dva motora koristio samo jedan motor. Za ove potrebe iskorišten je devetofazni inverter i devetofazni motor.

Upotreba šestofaznog asimetričnog motora kao rešenja u električnim vozilima prikazana je u [69]. Razvijena je nova PWM tehnika sa ciljem povećana brzina uz zadržavanje dobrih momentnih karakteristika. Upotreba petofaznog BLDC motora za potrebe električnih automobila predložena je u [69] i [70].

Primer korišćenja 850 kW, šestopolne šestofazne asimetrične mašine za pogon pumpnog postrojenja je opisan u radu [6]. U radu [71] je prikazan efekat smanjenja gubitaka u rotoru kao posledica zamene trofaznog statorskog namotaja 1400 kW sinhronne mašine ekvivalentnim devetofaznim asimetričnim namotajem. Devetofazni namotaj je formiran korišćenjem tri trofazna namotaja a svaki je napajan iz nezavisnog trofaznog invertora.

#### **1.4 Kratak sadržaj i organizacija rada**

Predmet naučne analize u ovom radu vezan je za proučavanje modulacionih tehnika upravljanja šestofaznim naponskim invertorom za napajanje šestofaznih asinhronih motora sa asimetrično izvedenim namotajem. Radom je obrađena problematika upravljanja invertorom pri napajanju ispravne mašine i mašine u kojoj je došlo do otkaza jedne od faza namotaja. U radu je predstavljena kompletna analiza pogonske celine šestofazni invertor - šestofazna asimetrična mašina. Detaljno su objašnjene do danas prezentovane tehnike upravljanja šestofaznim invertorom koje se mogu naći u stručnoj i naučnoj literaturi. Svaka od prikazanih tehnika je proverena računarskom simulacijom i praktičnim eksperimentom.

Poseban doprinos ovog rada se ogleda u tome što je u okviru njega razvijena nova tehnika impulsno širinske modulacije namenjena upravljanju šestofaznim naponskim invertorom za napajanje šestofaznih asimetričnih asinhronih mašina sa odvojenim zvezdištima. Novom tehnikom se kroz modifikovanu strategiju izbora prekidačkih stanja invertora, odnosno naponskih vektora na izlazu invertora simultano rešavaju dva bitna aspekta upravljanja šestofaznim invertorom - dobro iskorišćenje napona jednosmernog međukola i jednostavna implementacija. Verifikacija kvaliteta nove tehnike izvršena je računarskim simulacijama i eksperimentalno. Eksperimentalna verifikacija nove tehnike upravljanja urađena je na razvijenom laboratorijskom prototipu u strukturi skalarnog i vektorskog upravljanje.

Rad se sastoji od devet poglavlja.

Prvo poglavlje je uvodno u problematiku višefaznih elektromotornih pogona. Poglavlje sadrži pregled literature i dosadašnjih rezultata proučavanja u ovoj oblasti.

U cilju postavljanja kriterijuma za ocenu ispravnog i kvalitetnog upravljanja šestofaznim invertorom koji napaja šestofaznu asimetričnu mašinu, u drugom delu je razvijen matematički model pomenute mašine. Matematički model asimetrične mašine je prvo definisan u originalnom području, a pojednostavljenja modela, u cilju jednostavnije analize rada ili projektovanja regulacije, su sprovedena primenom transformacione matrice dobijene teorijom dekompozicije prostornih vektora i obrtne transformacije.

Verifikacija formiranog matematičkog modela šestofazne asimetrične mašine obavljena je putem računarskih simulacija. U nastavku drugog dela je izvršena analiza šestofaznog naponskog invertora. Uočena su 64 stanja u kojima se inverter može naći u toku rada. Primajući transformacionu matricu formiranu u drugom delu, položaji prostornih vektora faznih napona šestofaznog invertora su predstavljeni u  $\alpha$ - $\beta$ ,  $\mu_1$ - $\mu_2$  i  $z_1$ - $z_2$  potprostorima.

Treći deo daje pregled i objašnjenja principa rada najčešće korišćenih i u literaturi najčešće referenciranih tehnika upravljanja šestofaznim naponskim inverterima koji se koriste za napajanje šestofaznih asimetričnih mašina. Navedene su uočene prednosti i mane predstavljenih tehnika. Svaka tehnika upravljanja je detaljno teorijski analizirana. Verifikacija svake od analiziranih tehnika i refleksija dobrih i loših strana upravljanja razmatrane su kroz razvijene računarske simulacione modele. Znanjem stečenim proučavanjem tehnika predstavljenih u ovom delu formirani su zahtevi koje nova tehnika, razvijena ovim radom, mora da ispuni. Prikazana nova modulaciona tehnika predstavlja originalni rezultat rada na doktorskoj tezi. Data su objašnjenja principa rada nove modulacione tehnike. Istaknute su prednosti koje upotreba tehnike donosi. Objasnjen je i razrađen postupak implementacije tehnike na prikladne digitalne signalne procesore.

U četvrtom poglavlju je prikazana realizacija vektorskog upravljanja šestofaznim asimetričnim asinhronim motorom. Kao modulator u realizaciji vektorskog upravljanja je korišćen modulator realizovan na principima nove modulacione tehnike.

Peto poglavlje rada se bavi analizom mašine u situaciji otkaza jedne od napojnih faza. Analiziranom situacijom pretpostavljen je otkaz u kome dolazi do oštećenja faznog namotaja mašine. Mašina je u daljoj analizi tretirana kao kvazi petofazna. U poglavlju je detaljno prikazan razvoj matematičkog modela mašine sa ovakvim strukturnim poremećajem. Prikazana je i analiza invertora iz koga se predviđa napajanje mašine. Na kraju je cela struktura inverter-mašina računarski modelovana i simulacijom je verifikovana ispravnost teorijskih analiza i navoda. Kao zaključak u poglavlju je izvršeno poređenja rezultata dobijenih računarskim simulacijama i praktičnim merenjima i konstatovano je zadovoljavajuće poklapanje.

U šestom poglavlju opisan je realizovani laboratorijski prototip i prikazani su rezultati eksperimentalne provere prethodno iznetih teorijskih i simulacionih razmatranja, tvrdnji i realizovanih algoritama. Prikazani rezultati sprovedenih eksperimenata pokazuju dobar stepen podudaranja sa rezultatima simulacija i u potpunosti dokazuju iznete teorijske tvrdnje. Značajan doprinos ovoga rada ogleda se i u činjenici da je tokom istraživanja i rada na predmetnoj temi realizovan kompletan laboratorijski prototip pogona sa šestofaznom asimetričnom asinhronom mašinom. Pošto je prototip osmišljen kao višefunkcionalan, pored ispitivanja u domenu višefaznih

mašina na prototipu je moguće izvesti implementaciju i proveru upravljačkih algoritama iz oblasti trofaznih električnih mašina, iz oblasti kontrole i upravljanja dvostrukih pretvarača (eng. *back-to-back* pretvarača u invertorskom, ispravljačkom režimu rada, povezanih na mrežu, mikro – mrežu, ostrvskom režimu rada), i sl. Modularnost razvijenog sistema omogućava da se laboratorijska postavka proširi do 18 faza.

Sedmo poglavlje daje zaključak rada na predmetnoj tezi.

Osmo poglavlje predstavlja spisak korišćene literature.

Deveto poglavlje je prilog rada u kome su dati podaci i opis realizovane mašine. Prilog sadrži i slike dobijene kao rezultat provere konstrukcije mašine korišćenjem softvera Opera 2D. Tropolne i jednopolne šeme realizovanih električnih ormana, elektronski kartica i drugih sklopova integrisanih u laboratorijski prototip su takođe dati u prilogu.

## ***2. Matematički model šestofazne asimetrične asinhronone mašine i šestofaznog pretvarača***

### ***2.1 Matematički model šestofazne asimetrične asinhronone mašine***

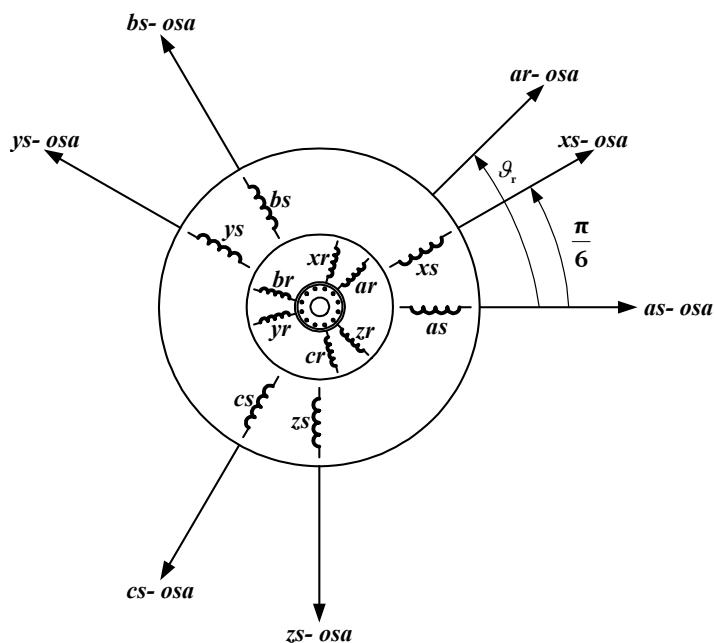
Matematički model bilo koje električne mašine, pa tako i šestofazne asinhronone asimetrične, može se definisati kao skup diferencijalnih i algebarskih jednačina koje opisuju relevantna svojstva dinamičkog ponašanja modelovane mašine. Postupak formiranja matematičkog modela šestofaznog asinhronog asimetričnog motora prikazan u ovom radu baziran je na [26], [27], [41], [72]–[74].

Prilikom formiranja modela šestofaznog asimetrične asinhronone mašine, usvojene su sledeće pretpostavke:

- a. Namotaji su sinusno raspoređeni,
- b. Magnetno kolo je linearno,
- c. Vazdušni zazor je ravnomeran, odnosno stator i rotor su cilindričnog oblika i uticaj zubaca se zanemaruje,
- d. Pojava vrtložnih struja i histerezisa se zanemaruje, kao i sve parazitne kapacitivnosti,
- e. Odnos broja navojaka faze namotaja statora i rotora je jednak 1.

### ***2.2 Matematički model šestofaznog asimetričnog motora u originalnom šestofaznom domenu***

Šematski prikaz šestofazne asimetrične asinhronone mašine u originalnom domenu, dat je na slici 2.1.



Slika 2.1 Šema šestofazne asimetrične asinhronne mašine u originalnom području

Oznake a, b, c, x, y i z označavaju fazne namotaje, dok oznake r i s ukazuju na pripadnost ovih namotaja električnom kolu rotora ili statora. Električni ugao  $\mathcal{G}_r$  je funkcija vremena i njime je definisan položaj između magnetnih osa namotaja statora i rotora.

Pod pretpostavkama datim ranije izveden je model šestofazne mašine u originalnom šestodimenzionalnom prostoru.

Jednačina naponske ravnoteže statorskog kola zapisana u matricnoj formi glasi:

$$[u_s] = [R_s][i_s] + \frac{d[\psi_s]}{dt} \dots\dots\dots (2.1)$$

gde je:

$[u_s]$  - matrica napona statora u originalnom području,

$[i_s]$  - matrica struja statora u originalnom području,

$[\psi_s]$  - matrica statorskih fluksnih obuhvata,

$[R_s]$  - matrica termogenih otpornosti namotaja statora.

Jednačina naponske ravnoteže rotorskog kola, zapisana u matricnoj formi, glasi:

$$[u_r] = [R_r][i_r] + \frac{d[\psi_r]}{dt} \dots\dots\dots (2.2)$$

gde je:

$[u_r]$  - matrica napona rotora u originalnom području,

$[i_r]$  - matrica struja rotora u originalnom području,

$[\psi_r]$  - matrica rotorskih fluksnih obuhvata,

$[R_r]$  - matrica termogenih otpornosti namotaja rotora.

Razvijeni oblik vektora  $[u_s]$ ,  $[i_s]$ ,  $[\psi_s]$ ,  $[u_r]$ ,  $[i_r]$ ,  $[\psi_r]$  i matrica  $[R_s]$  i  $[R_r]$  korišćenih u jednačinama (2.1) i (2.2) glasi:

$$[u_s] = [u_{as} \ u_{bs} \ u_{cs} \ u_{xs} \ u_{ys} \ u_{zs}]^T \dots\dots\dots (2.3a)$$

$$[i_s] = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs} \ i_{xs} \ i_{ys} \ i_{zs}]^T \dots\dots\dots (2.3b)$$

$$[\psi_s] = [\psi_{as} \ \psi_{bs} \ \psi_{cs} \ \psi_{xs} \ \psi_{ys} \ \psi_{zs}]^T \dots\dots\dots (2.3c)$$

$$[u_r] = [u_{ar} \ u_{br} \ u_{cr} \ u_{xr} \ u_{yr} \ u_{zr}]^T \dots\dots\dots (2.3d)$$

$$[i_r] = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr} \ i_{xr} \ i_{yr} \ i_{zr}]^T \dots\dots\dots (2.3e)$$

$$[\psi_r] = [\psi_{ar} \ \psi_{br} \ \psi_{cr} \ \psi_{xr} \ \psi_{yr} \ \psi_{zr}]^T \dots\dots\dots (2.3f)$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} = R_s I_6 \dots\dots\dots (2.3g)$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} = R_r I_6 \dots\dots\dots (2.3h)$$

U izrazima (2.3) su korišćene sledeće oznake:

$u_{as}, u_{bs}, u_{cs}, u_{xs}, u_{ys}, u_{zs}$  - fazni naponi statorskih namotaja a, b, c, x, y i z,

$i_{as}, i_{bs}, i_{cs}, i_{xs}, i_{ys}, i_{zs}$  - fazne struje statorskih namotaja a, b, c, x, y i z,

$\Psi_{as}, \Psi_{bs}, \Psi_{cs}, \Psi_{xs}, \Psi_{ys}, \Psi_{zs}$  - fluksni obuhvati statorskih namotaja a, b, c, x, y i z,

$u_{ar}, u_{br}, u_{cr}, u_{xr}, u_{yr}, u_{zr}$  - fazni naponi rotorskih namotaja a, b, c, x, y i z,

$i_{ar}, i_{br}, i_{cr}, i_{xr}, i_{yr}, i_{zr}$  - fazne struje rotorskih namotaja a, b, c, x, y i z,

$\Psi_{ar}, \Psi_{br}, \Psi_{cr}, \Psi_{xr}, \Psi_{yr}, \Psi_{zr}$  - fluksni obuhvati rotorskih namotaja a, b, c, x, y i z,

$R_s$  - termogeni otpori statorskih namotaja,

$R_r$  - termogeni otpori rotorskih namotaja.

Matrice statorskih i rotorskih fluksnih obuhvata u izrazima (2.1) i (2.2) mogu da se napišu kao:

$$[\psi_s] = [L_{ss}][i_s] + [L_{sr}(\vartheta_r)][i_r] \dots\dots\dots (2.4)$$

$$[\psi_r] = [L_{rr}][i_r] + [L_{rs}(\vartheta_r)][i_s] \dots\dots\dots (2.5)$$

gde su korišćene sledeće oznake:

$[L_{ss}]$  - matrica induktivnosti statorskih namotaja,

$[L_{rr}]$  - matrica induktivnosti rotorskih namotaja,

$[L_{sr}]$  - matrica međusobnih induktivnosti statorskih i rotorskih namotaja,

$[L_{rs}]$  - matrica međusobnih induktivnosti rotorskih i statorskih namotaja.

Matrica induktivnosti statorskih namotaja  $[L_{ss}]$  je data kao:



$$[L_{ss}] = L_{ls}I_6 + L_{ms} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.6a)$$

gde je:

$L_{ls}$  - induktivnost rasipanja statorskih namotaja,

$L_{ms}$  - međusobna induktivnost statorskih namotaja.

Matrica induktivnosti rotorskih namotaja  $[L_{rr}]$  je data kao:

$$[L_{rr}] = L_{lr}I_6 + L_{mr} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.6b)$$

gde je:

$L_{lr}$  - induktivnost rasipanja rotorskih namotaja,

$L_{mr}$  - međusobna induktivnost rotorskih namotaja.

Za matricu međusobnih induktivnosti statorskih i rotorskih namotaja  $[L_{sr}]$  i matricu međusobnih induktivnosti rotorskih i statorskih namotaja  $[L_{rs}]$ , važi:

$$[L_{sr}(\vartheta_r)] = L_{msr} [\vartheta]_{sr}, [L_{rs}(\vartheta_r)] = L_{mrs} [\vartheta]_{rs} = L_{msr} [\vartheta]_{rs} \dots \dots \dots (2.6c)$$

gde je:

$L_{msr}$  - maksimalna vrednost međusobne induktivnosti namotaja statora i rotora (u skladu sa slikom 2.1, odgovara međusobnoj induktivnosti ovih namotaja pri uglu  $\vartheta_r = 0$ ).

Uvažavajući sliku 2.1.:

$$[\vartheta_{sr}] = \begin{bmatrix} \cos(\vartheta_1) & \cos(\vartheta_2) & \cos(\vartheta_3) & \cos(\vartheta_4) & \cos(\vartheta_5) & \cos(\vartheta_6) \\ \cos(\vartheta_3) & \cos(\vartheta_1) & \cos(\vartheta_2) & \cos(\vartheta_6) & \cos(\vartheta_4) & \cos(\vartheta_5) \\ \cos(\vartheta_2) & \cos(\vartheta_3) & \cos(\vartheta_1) & \cos(\vartheta_5) & \cos(\vartheta_6) & \cos(\vartheta_4) \\ \cos(\vartheta_7) & \cos(\vartheta_8) & \cos(\vartheta_9) & \cos(\vartheta_1) & \cos(\vartheta_2) & \cos(\vartheta_3) \\ \cos(\vartheta_9) & \cos(\vartheta_7) & \cos(\vartheta_8) & \cos(\vartheta_3) & \cos(\vartheta_1) & \cos(\vartheta_2) \\ \cos(\vartheta_8) & \cos(\vartheta_9) & \cos(\vartheta_7) & \cos(\vartheta_2) & \cos(\vartheta_3) & \cos(\vartheta_1) \end{bmatrix} \dots \dots \dots (2.7)$$

$$[\vartheta_{rs}] = \begin{bmatrix} \cos(\vartheta_1) & \cos(\vartheta_3) & \cos(\vartheta_2) & \cos(\vartheta_7) & \cos(\vartheta_9) & \cos(\vartheta_8) \\ \cos(\vartheta_2) & \cos(\vartheta_1) & \cos(\vartheta_3) & \cos(\vartheta_8) & \cos(\vartheta_7) & \cos(\vartheta_9) \\ \cos(\vartheta_3) & \cos(\vartheta_2) & \cos(\vartheta_1) & \cos(\vartheta_9) & \cos(\vartheta_8) & \cos(\vartheta_7) \\ \cos(\vartheta_4) & \cos(\vartheta_6) & \cos(\vartheta_5) & \cos(\vartheta_1) & \cos(\vartheta_3) & \cos(\vartheta_2) \\ \cos(\vartheta_5) & \cos(\vartheta_4) & \cos(\vartheta_6) & \cos(\vartheta_2) & \cos(\vartheta_1) & \cos(\vartheta_3) \\ \cos(\vartheta_6) & \cos(\vartheta_5) & \cos(\vartheta_4) & \cos(\vartheta_3) & \cos(\vartheta_2) & \cos(\vartheta_1) \end{bmatrix} \dots \dots \dots (2.8)$$

gde su uglovi definisani u skladu sa slikom 2.1.:

$$\begin{aligned} \vartheta_1 &= \vartheta_r; & \vartheta_2 &= \vartheta_r + \frac{4 \cdot \pi}{6}; & \vartheta_3 &= \vartheta_r + \frac{8 \cdot \pi}{6}; \\ \vartheta_4 &= \vartheta_r + \frac{\pi}{6}; & \vartheta_5 &= \vartheta_r + \frac{5 \cdot \pi}{6}; & \vartheta_6 &= \vartheta_r - \frac{\pi}{2}; \\ \vartheta_7 &= \vartheta_r - \frac{\pi}{6}; & \vartheta_8 &= \vartheta_r + \frac{\pi}{2}; & \vartheta_9 &= \vartheta_r + \frac{7 \cdot \pi}{6}. \end{aligned}$$

### 2.3 Model šestofazne asimetrične asinhronne mašine dobijen korišćenjem teorije dekompozicije prostornih vektora

Iako je model razvijen u poglavlju (2.1) najbliži fizičkoj predstavi motora, složenost modela onemogućava da se analiza rada mašine zasniva na njemu. Čak i uz primenu

numeričkih metoda i dovoljne procesorske snage postoje teškoće u interpretaciji rezultata numeričkih izračunavanja, a shodno tome i u projektovanju upravljačkih i regulacionih struktura.

Primenom transformacione matrice dobijene teorijom dekompozicije prostornih vektora, veličine kojima je definisan rad asimetrične šestofazne mašine u originalnom području se preslikavaju u tri ortogonalna potprostora. Pri tome se u samo jednom potprostoru odvija proces elektromehaničke konverzije. Uz činjenicu da su potprostori deкупловани dalja analiza asimetričnog motora se značajno pojednostavljuje.

### 2.3.1 Teorija dekompozicije prostornih vektora

Neka je statorski namotaj asimetrične mašine realizovan u obliku prikazanom na slici 2.1. Ako se posmatra tačka u vazdušnom zazoru, pod uglom  $\vartheta_r$  u odnosu na osu namotaja  $as$ , izraz za magneto-motornu silu (MMS) fundamentalnog harmonika u pomenutoj tački bi glasio [26]:

$$\begin{aligned}
 MMS(\vartheta) = K & \left[ i_a \cos(\vartheta_r) + i_x \cos(\vartheta_r - \alpha) \right. \\
 & + i_b \cos\left(\vartheta_r - \frac{2\pi}{3}\right) + i_y \cos\left(\vartheta_r - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \dots\dots\dots (2.9) \\
 & \left. + i_c \cos\left(\vartheta_r - \frac{4\pi}{3}\right) + i_z \cos\left(\vartheta_r - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \right]
 \end{aligned}$$

gde je:

$K = N_s \cdot k_{ns}$  - proizvod broja navojaka po fazi  $N_s$  i navojnog sačinioaca  $k_{ns}$  [75],

$\alpha$  - ugao pomeraja magnetne ose namotaja statora  $as$  u odnosu na  $xs$ , tj.  $\frac{\pi}{6}$ .

Ukoliko se primeni kosinusna adicione teorema na izraz (2.9), dolazi se do:

$$MMS(\vartheta) = K \left[ i_\alpha \cos \vartheta_r + i_\beta \sin \vartheta_r \right] \dots\dots\dots (2.10)$$

Izraz (2.10) pokazuje da šest faznih struja, koje prolaze kroz namotaje statora, formiraju MMS koju bi mogli proizvesti i dva ortogonalna namotaja  $\alpha$  i  $\beta$ , kroz koje bi proticale struje  $i_\alpha$  i  $i_\beta$  definisane kao:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos 0 & \cos \frac{2\pi}{3} & \cos \frac{4\pi}{3} & \cos \alpha & \cos \left( \alpha + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \alpha + \frac{4\pi}{3} \right) \\ \sin 0 & \sin \frac{2\pi}{3} & \sin \frac{4\pi}{3} & \sin \alpha & \sin \left( \alpha + \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left( \alpha + \frac{4\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_x \\ i_y \\ i_z \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.11)$$

Pošto je potprostor u kome leže namotaji  $\alpha$  i  $\beta$  povezan sa produkcijom MMS nameće se zaključak da je proces elektromehaničke konverzije definisan veličinama koje se iz originalnog prostora transformišu u ovaj potprostor.

Transformaciona matrica izrazom (2.11) nije kompletirana. Prostor koji opisuje šestofaznu asimetričnu mašinu je šesto dimenzionalan, te se s toga ne može prosto redukovati na dvodimenzionalan. Iz tog razloga potrebno je matricu proširiti vrednostima kojima se opisuje transformacija veličina iz originalnog domena u preostala dva potprostora.

Ako preostala dva potprostora označimo sa  $\mu_1$ - $\mu_2$ , odnosno  $z_1$ - $z_2$ , ortogonalnost potprostora se može zapisati kao:

$$z_1\alpha^T = z_1\beta^T = z_2\alpha^T = z_2\beta^T = 0 \dots\dots\dots (2.12a)$$

$$\mu_1\alpha^T = \mu_1\beta^T = \mu_2\alpha^T = \mu_2\beta^T = 0 \dots\dots\dots (2.12b)$$

Drugi potprostor, označen kao  $z_1$ - $z_2$ , je potprostor sa vektorima nultog redosleda. S obzirom da se analiza bavi mašinom sa odvojenim zvezdištima, vektori struja  $z_1$ - $z_2$  potprostora su:

$$\begin{bmatrix} i_{z1} \\ i_{z2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_x \\ i_y \\ i_z \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.13)$$

Za definisanje preostalog dela transformacione matrice, koja opisuje potprostor  $\mu_1$ - $\mu_2$ , u radu je iskorišćena analiza predstavljena u [27].

Potrebno je naći vektore koji imaju sledeću formu:

$$\begin{bmatrix} \mu_1^T \\ \mu_2^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(A) & \cos\left(A - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(A - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(B - \alpha) & \cos\left[B - \left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right)\right] & \cos\left[B - \left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right)\right] \\ \sin(B) & \sin\left(B - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(B - \frac{4\pi}{3}\right) & \sin(B - \alpha) & \sin\left[B - \left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right)\right] & \sin\left[B - \left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right)\right] \end{bmatrix} \cdot (2.14)$$

korišćenjem proizvoljno izabranih uglova A i B.

Uz uvažavanje (2.12b) i (2.14), dolazi se do:

$$\begin{aligned} \mu_1 \alpha^T &= 3 \cos\left(\frac{A+B}{2}\right) \cos\left(\frac{B-A}{2}\right) = 0 \\ \mu_2 \beta^T &= -3 \cos\left(\frac{A+B}{2}\right) \cos\left(\frac{B-A}{2}\right) = 0 \\ \mu_2 \alpha^T &= 3 \sin\left(\frac{A+B}{2}\right) \cos\left(\frac{B-A}{2}\right) = 0 \\ \mu_1 \beta^T &= 3 \sin\left(\frac{B-A}{2}\right) \cos\left(\frac{A+B}{2}\right) = 0 \end{aligned} \dots\dots\dots (2.15)$$

Na temelju (2.15) uglovi A i B iznose:

$$\begin{aligned} \frac{A+B}{2} &= k_1 \frac{\pi}{2} \\ \frac{B-A}{2} &= k_2 \frac{\pi}{2} \end{aligned} \quad k_1=1, 3, \dots, k_2=1, 3, \dots\dots\dots (2.16)$$

i konačno se dolazi do vrednosti uglova A i B:

$$\begin{aligned} A &= (k_1 - k_2) \frac{\pi}{2} \\ B &= (k_1 + k_2) \frac{\pi}{2} \end{aligned} \dots\dots\dots (2.17)$$

Uvrštavanjem u (2.17)  $k_1, k_2=1$  dolazi se do konačne forme dela transformacione matrice koja opisuje  $\mu_1, \mu_2$  potprostor:

$$\begin{bmatrix} \mu_1^T \\ \mu_2^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos 0 & \cos \frac{4\pi}{3} & \cos \frac{2\pi}{3} & \cos(\pi - \alpha) & \cos\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) & \cos\left(\frac{5\pi}{3} - \alpha\right) \\ \sin 0 & \sin \frac{4\pi}{3} & \sin \frac{2\pi}{3} & \sin(\pi - \alpha) & \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) & \sin\left(\frac{5\pi}{3} - \alpha\right) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.18)$$

Vektori struja u  $\mu_1$ - $\mu_2$  prostoru se dobijaju kao:

$$\begin{bmatrix} i_{\mu 1} \\ i_{\mu 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos 0 & \cos \frac{4\pi}{3} & \cos \frac{2\pi}{3} & \cos(\pi - \alpha) & \cos\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) & \cos\left(\frac{5\pi}{3} - \alpha\right) \\ \sin 0 & \sin \frac{4\pi}{3} & \sin \frac{2\pi}{3} & \sin(\pi - \alpha) & \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) & \sin\left(\frac{5\pi}{3} - \alpha\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_x \\ i_y \\ i_z \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.19)$$

Ukoliko se do sada urađena analiza sumira, može se napisati kompletna transformaciona matrica kojom se model šestofazne asimetrične mašine iz originalno domena prevodi u tri ortogonalna potprostora :

$$T_6 = \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos \frac{2\pi}{3} & \cos \frac{4\pi}{3} & \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin(0) & \sin \frac{2\pi}{3} & \sin \frac{4\pi}{3} & \sin(\alpha) & \sin\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos(0) & \cos \frac{4\pi}{3} & \cos \frac{2\pi}{3} & \cos(\pi - \alpha) & \cos\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) & \cos\left(\frac{5\pi}{3} - \alpha\right) \\ \sin(0) & \sin \frac{4\pi}{3} & \sin \frac{2\pi}{3} & \sin(\pi - \alpha) & \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) & \sin\left(\frac{5\pi}{3} - \alpha\right) \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.20)$$

Uvrštavanjem  $\alpha = \frac{\pi}{6}$  se dobija:

$$T_6 = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.21)$$

Transformaciona matrica poseduje sledeće osobine [26]:

- Varijable mašine fundamentalnog i viših harmonika  $k$ -tog reda, pri čemu je  $k=12m\pm 1$ ,  $m=1,2,3,\dots$ , se transformišu u  $\alpha$ - $\beta$  potprostor. Ove varijable učestvuju u elektromehaničkoj konverziji,
- Harmonici reda  $i=6m\pm 1$ ,  $m=1,3,5,\dots$  tj. 5, 7, 17, 19..., se transformišu u  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostor. Pošto je ovaj potprostor ortogonalan na  $\alpha$ - $\beta$  potprostor, za očekivati je da komponente koje pripadaju ovom potprostoru ne učestvuju u elektromehaničkoj konverziji,
- Harmonici nultog redosleda, koji takođe ne učestvuju u elektromehaničkoj konverziji, se transformišu u  $z_1$ - $z_2$  potprostor.

### 2.3.2 Model šestofazne asimetrične asinhronne mašine dobijen primenom transformacione matrice raspredanja

Primena transformacione matrice raspredanja (2.21), koja je u slučaju ove analize uzeta da bude invarijantna sa obzirom na module vektorskih veličina (matrica pomnožena članom  $k=2/6$ ), na naponske jednačine statorskog (2.1) i rotorskog (2.2) strujnog kruga daje:

$$\begin{aligned} [T_6][u_s] = & [T_6][R_s][T_6]^{-1}[T_6][i_s] + \\ & + \frac{d}{dt} \left( [T_6][L_{ss}][T_6]^{-1}[T_6][i_s] + \dots \dots \dots \right) \quad (2.22) \\ & + [T_6][L_{sr}][T_6]^{-1}[T_6][i_r] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} [T_6][u_r] = & [T_6][R_r][T_6]^{-1}[T_6][i_r] + \\ & + \frac{d}{dt} \left( [T_6][L_{rr}][T_6]^{-1}[T_6][i_r] + \dots \dots \dots \right) \quad (2.23) \\ & + [T_6][L_{rs}][T_6]^{-1}[T_6][i_s] \end{aligned}$$

pri čemu:

$$[T_6][u_s] = \begin{bmatrix} u_{s\alpha} & u_{s\beta} & u_{s\mu 1} & u_{s\mu 2} & u_{sz1} & u_{sz2} \end{bmatrix}^T \dots \dots \dots \quad (2.24a)$$

$$[T_6][i_s] = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ i_{s\mu1} \ i_{s\mu2} \ i_{sz1} \ i_{sz2}]^T \dots\dots\dots (2.24b)$$

$$[T_6][R_s][T_6]^{-1} = [R_s] = R_s I_6 \dots\dots\dots (2.24c)$$

$$[T_6][L_{ss}][T_6]^{-1} = L_{ls} I_6 + L_{ms} \begin{bmatrix} 3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} L_{ls} + 3L_{ms} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + 3L_{ms} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{ls} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.24d)$$

$$[T_6][L_{sr}][T_6]^{-1} = L_{msr} [T_6][\mathcal{G}]_{sr} [T_6]^{-1} =$$

$$= \begin{bmatrix} 3L_{msr} \cos(\mathcal{G}_r) & -3L_{msr} \sin(\mathcal{G}_r) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 3L_{msr} \sin(\mathcal{G}_r) & 3L_{msr} \cos(\mathcal{G}_r) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.24e)$$

$$[T_6][u_r] = [u_{r\alpha} \ u_{r\beta} \ u_{r\mu1} \ u_{r\mu2} \ u_{rz1} \ u_{rz2}]^T = \dots\dots\dots (2.25a)$$

$$= [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

$$[T_6][i_r] = [i_{r\alpha} \ i_{r\beta} \ i_{r\mu1} \ i_{r\mu2} \ i_{rz1} \ i_{rz2}]^T \dots\dots\dots (2.25b)$$

$$[T_6][R_r][T_6]^{-1} = [R_r] = R_r I_6 \dots\dots\dots (2.25c)$$



$$\begin{aligned}
 [T_6][L_{rr}][T_6]^{-1} &= L_{lr}I_6 + L_{mr} \begin{bmatrix} 3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \\
 &= \begin{bmatrix} L_{lr} + 3L_{mr} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{lr} + 3L_{mr} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{lr} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{lr} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{lr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{lr} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.25d)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 [T_6][L_{rs}][T_6]^{-1} &= L_{mrs} [T_6][\mathcal{G}]_{rs} [T_6]^{-1} = \\
 &= \begin{bmatrix} 3L_{mrs} \cos(\mathcal{G}_r) & 3L_{mrs} \sin(\mathcal{G}_r) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -3L_{mrs} \sin(\mathcal{G}_r) & 3L_{mrs} \cos(\mathcal{G}_r) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.25e)
 \end{aligned}$$

U jednačinama (2.24) i (2.25) korišćene su oznake:

$f_{s\omega} f_{s\beta}, f_{r\omega} f_{r\beta}$  - veličine vezane za potprostor  $\alpha$ - $\beta$ ;

$f_{s\mu_1} f_{s\mu_2}, f_{r\mu_1} f_{r\mu_2}$  - veličine vezane za potprostor  $\mu_1$ - $\mu_2$ ;

$f_{sz_1} f_{sz_2}, f_{rz_1} f_{rz_2}$  - veličine vezane za potprostor  $z_1$ - $z_2$ .

### Model asimetrične mašine u $\alpha$ - $\beta$ potprostoru

Korišćenjem izraza (2.22) do (2.25) dolazi se do izraza za naponsku ravnotežu statorskog kola u  $\alpha$ - $\beta$  potprostoru:

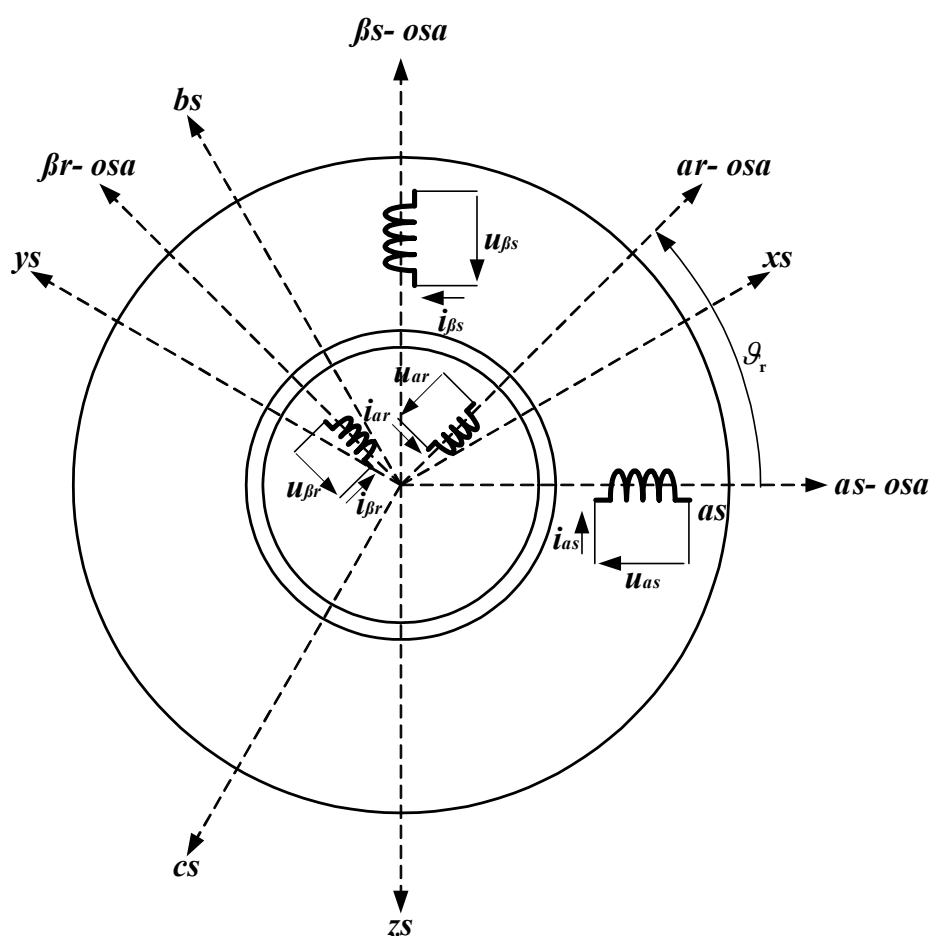
$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} u_{\alpha s} \\ u_{\beta s} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + \\
 + \frac{d}{dt} &\left\{ \begin{bmatrix} L_{ls} + 3L_{ms} & 0 \\ 0 & L_{ls} + 3L_{ms} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + 3L_{msr} \begin{bmatrix} \cos(\mathcal{G}_r) & -\sin(\mathcal{G}_r) \\ \sin(\mathcal{G}_r) & \cos(\mathcal{G}_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} \right\} \dots\dots\dots (2.26)
 \end{aligned}$$

Naponska jednačina rotorskog kola u  $\alpha$ - $\beta$  potprostoru glasi:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} L_{lr} + 3L_{mr} & 0 \\ 0 & L_{lr} + 3L_{mr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} \right\} + \dots (2.27)$$

$$+ 3L_{msr} \begin{bmatrix} \cos(\vartheta_r) & \sin(\vartheta_r) \\ -\sin(\vartheta_r) & \cos(\vartheta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix}$$

Šematski prikaz šestofazne asimetrične asinhronone mašine u  $\alpha$ - $\beta$  potprostoru dat je na slici 2.2.



Slika 2.2 Šematski prikaz šestofazne asimetrične mašine u  $\alpha$ - $\beta$  potprostoru, nakon primene teorije dekompozicije prostornih vektora

Ukoliko se rezultantna induktivnost magnetćenja označi kao:

$$M = 3L_{ms} \dots (2.28)$$

jednačina naponske ravnoteže statorskog i rotorskog kola glasi:

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha s} \\ u_{\beta s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} L_s & 0 & M \cos(\vartheta_r) & -M \sin(\vartheta_r) \\ 0 & L_s & M \sin(\vartheta_r) & M \cos(\vartheta_r) \\ M \cos(\vartheta_r) & M \sin(\vartheta_r) & L_r & 0 \\ -M \sin(\vartheta_r) & M \cos(\vartheta_r) & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} \right\} \dots\dots\dots (2.29)$$

gde je  $L_s = L_{ls} + M$  ,  $L_r = L_{lr} + M$  statorska odnosno rotorska induktivnost.

U jednačini (2.29) fluksevi su definisani kao:

$$\begin{bmatrix} \psi_{\alpha s} \\ \psi_{\beta s} \\ \psi_{\alpha r} \\ \psi_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M \cos(\vartheta_r) & -M \sin(\vartheta_r) \\ 0 & L_s & M \sin(\vartheta_r) & M \cos(\vartheta_r) \\ M \cos(\vartheta_r) & M \sin(\vartheta_r) & L_r & 0 \\ -M \sin(\vartheta_r) & M \cos(\vartheta_r) & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} = [L_{\alpha\beta}] \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.30)$$

**Model asimetrične asinhronone mašine u  $\mu_1$ -  $\mu_2$  potprostoru**

Model za ovaj potprostor može direktno da se napiše iz izraza (2.22) do (2.25).

$$\begin{bmatrix} v_{\mu 1s} \\ v_{\mu 2s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_{ls} \frac{d}{dt} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s + L_{ls} \frac{d}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r + L_{lr} \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r + L_{lr} \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\mu 1s} \\ i_{\mu 2s} \\ i_{\mu 1r} \\ i_{\mu 2r} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.31)$$

**Model asimetrične asinhronone mašine u  $z_1$ -  $z_2$  potprostoru**

Slično kao i za  $\mu_1$ -  $\mu_2$  potprostor, model motora u  $z_1$ -  $z_2$  potprostoru glasi:

$$\begin{bmatrix} v_{z1s} \\ v_{z2s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_{ls} \frac{d}{dt} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s + L_{ls} \frac{d}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r + L_{lr} \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r + L_{lr} \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{z1s} \\ i_{z2s} \\ i_{z1r} \\ i_{z2r} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.32)$$

Analizom jednačina (2.29), (2.30) i (2.31), zaključuje se sledeće:

- Jednačina (2.29) pokazuje da je model šestofazne asimetrične asinhronne mašine u  $\alpha$ - $\beta$  potprostoru, koji je najznačajniji za razmatranje jer se u njemu odvija elektromehanička konverzija, identičan modelu trofazne asinhronne mašine. Iz tog razloga se u cilju daljeg pojednostavljenja modela transformaciona matrica kretanja u obliku primenjivom za trofazne asinhronne mašine može primeniti i u slučaju šestofazne asimetrične mašine. Uz raniju konstataciju da su potprostori potpuno dekuplovani analiza je značajno uprošćena,
- Jednačine naponske ravnoteže statorskog i rotorskog kola  $\mu_1$ - $\mu_2$  i  $z_1$ - $z_2$  potprostora se ne razlikuju. Jednačine imaju istu formu i parametre, i predstavljaju jednačine naponske ravnoteže RL kola (R član je statorska odnosno rotorska otpornost, a L član induktivnost rasipanja statora odnosno rotora),
- Kako bi se izbeglo generisanje dodatnih gubitaka, varijable potprostora  $\mu_1$ - $\mu_2$  je neophodno smanjiti.

### ***Matematički model potprostora elektromehaničke konverzije šestofazne asimetrične mašine u generalizovanom koordinatnom sistemu***

U cilju da se uprosti analiza rada ili projektovanje regulacije često se vrše transformacije promenljivih stanja sistema koji se analizira ili kojim se želi upravljati. Taj postupak se najčešće formalizuje kroz transformaciju koordinatnih sistema u kom su promenljive stanja iskazane. Kako je za obrtne električne mašine rotacija dominantan oblik kretanja, to je za analizu ovakvih mašina od prvenstvenog značaja vršenje obrtnih transformacija, kojima se jedan, statični ili rotirajući koordinatni sistem zamenjuje drugim, statičnim ili rotirajućim koordinatnim sistemom. Taj novi koordinatni sistem se u opštem slučaju naziva generalizovani koordinatni sistem i karakteriše se ugaonom brzinom obrtanja  $\omega_g$ . Sama transformacija se u literaturi najčešće naziva Parkova ili obrtna transformacija [24],[76].

Osnovni cilj transformacije obrtanja je da se obezbedi nezavisnost induktivnih elemenata od ugaonog položaja rotora, odnosno vremena.

U situaciji kada je izabran generalizovani koordinatni sistem, oblik transformacione matrice obrtanja dat je sledećim izrazom:

$$T(\vartheta_r) = \begin{bmatrix} [T_1] & 0 \\ 0 & [T_2] \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.33)$$

gde se  $T_1$  i  $T_2$  transformacione submatrice matrice  $T(\vartheta_r)$  kojima se veličine svode na generalizovani koordinatni sistem:

$$T_1 = \begin{bmatrix} \cos \vartheta_g & \sin \vartheta_g \\ -\sin \vartheta_g & \cos \vartheta_g \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.34a)$$

$$T_2 = \begin{bmatrix} \cos(\vartheta_g - \vartheta_r) & \sin(\vartheta_g - \vartheta_r) \\ -\sin(\vartheta_g - \vartheta_r) & \cos(\vartheta_g - \vartheta_r) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.34b)$$

U (2.34a) i (2.34b) sa  $\vartheta_g$  je označen ugao referentne ose d generalizovanog koordinatnog sistema u odnosu na na stacionarnu  $\alpha s$  osu statora pri čemu važi:

$$\omega_g = \frac{d\vartheta_g}{dt} \dots\dots\dots (2.35)$$

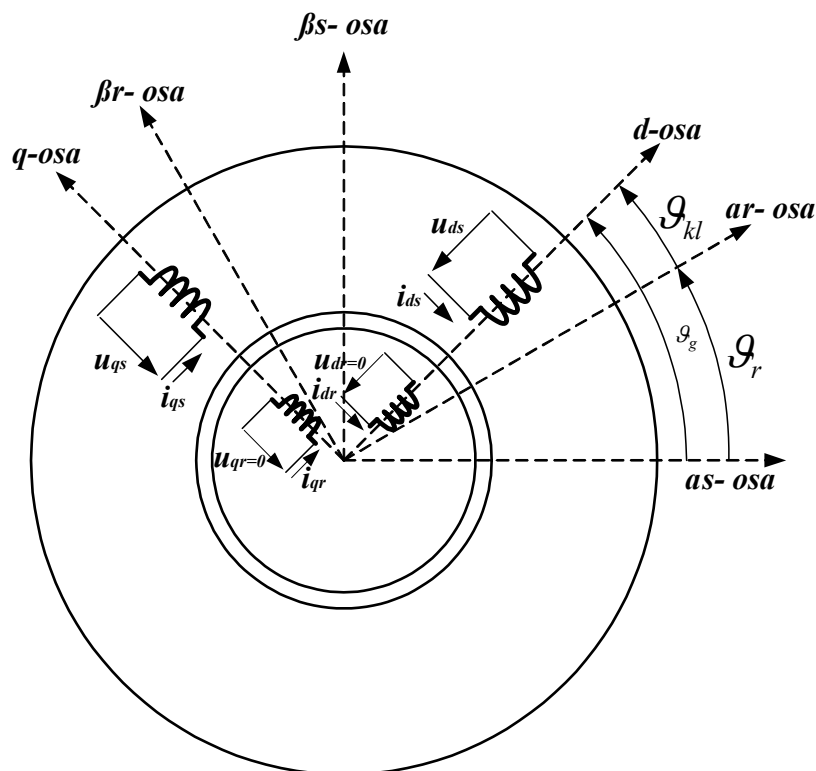
Na slici 2.3 su prikazana tri koordinatna sistema, koordinatni sistem  $\alpha s$ - $\beta s$  vezan za stator, koordinatni sistem  $\alpha r$ - $\beta r$  vezan za rotor i generalizovani koordinatni sistem dq.

Primenom matrica  $T_1$  i  $T_2$  na jednačinu (2.29) i uvažavajući (2.30), dobija se:

$$T_1 \begin{bmatrix} u_{\alpha s} \\ u_{\beta s} \end{bmatrix} = R_s T_1 \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + T_1 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} T_1^T \psi_{\alpha s} \\ T_1^T \psi_{\beta s} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.36a)$$

$$T_2 \begin{bmatrix} u_{\alpha r} \\ u_{\beta r} \end{bmatrix} = R_r T_2 \begin{bmatrix} i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} + T_2 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} T_2^T \psi_{\alpha r} \\ T_2^T \psi_{\beta r} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.36b)$$

Rešavanjem (2.36a) i (2.36b) dolazi se do matematičkog modela šestofazne asimetrične mašine (potprostora elektromehaničke konverzije) u generalisanom dvofaznom dq području:



Slika 2.3 Prikaz šestofazne asimetrične mašine u dq domenu nakon primene transformacije (2.33)

$$\begin{bmatrix} u_{ds} \\ u_{qs} \\ u_{dr} \\ u_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & -\omega_g L_s & M \frac{d}{dt} & -\omega_g M \\ \omega_g L_s & R_s + L_s \frac{d}{dt} & \omega_g M & M \frac{d}{dt} \\ M \frac{d}{dt} & -(\omega_g - \omega_r) M & R_r + L_r \frac{d}{dt} & -(\omega_g - \omega_r) L_r \\ (\omega_g - \omega_r) M & M \frac{d}{dt} & (\omega_g - \omega_r) L_r & R_r + L_r \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \dots (2.37)$$

Navedeni model predstavljen u prostoru stanja, pri čemu su za promenljive stanja izaberu fluksevi, glasi:

$$\frac{d\psi_{ds}}{dt} = u_{ds} - R_s i_{ds} + \omega_g \psi_{qs} \dots (2.38a)$$

$$\frac{d\psi_{qs}}{dt} = u_{qs} - R_s i_{qs} - \omega_g \psi_{ds} \dots (2.38b)$$

$$\frac{d\psi_{dr}}{dt} = u_{dr} - R_r i_{dr} + (\omega_g - \omega_r) \psi_{qr} \dots (2.38c)$$

$$\frac{d\psi_{qr}}{dt} = u_{qr} - R_r i_{qr} - (\omega_g - \omega_r) \psi_{dr} \dots (2.38d)$$

Fluksni obuhvati su dati jednačinama:

$$\psi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \dots\dots\dots (2.39a)$$

$$\psi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \dots\dots\dots (2.39b)$$

$$\psi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \dots\dots\dots (2.39c)$$

$$\psi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \dots\dots\dots (2.39d)$$

Struktura rotorskih namotaja u obliku kratko spojenog kaveza uzrokuje da je  $u_{dr}=0$  i  $u_{qr}=0$ .

Kod formiranja modela šestofazne asimetrične mašine postoji sloboda u izboru brzine obrtanja referentnog koordinatnog sistema, ali se tipično koriste tri mogućnosti:

- $\omega_g=0$ . Dobija se model vezan za stator, tzv. model u stacionarnom koordinatnom sistemu (stojeći sistem osa).
- $\omega_g= \omega_r= 2\pi f_1$ , gde je  $f_1$  frekvencija napona napajanja statora. Ovako se dobija tzv. sinhrono rotirajući koordinatni sistem.
- $\omega_g= \omega_r$ . Ovako se dobija model sa referentnim osama koje rotiraju električnom ugaonom brzinom rotora.

### **Elektromagnetni momenat**

Električna ulazna snaga je definisana izrazom:

$$P_{el} = [i_s]^T [u_s] + [i_r]^T [u_r] \dots\dots\dots (2.40)$$

gde su veličine definisane sa (2.3).

Primenom matrice dekompozicije (2.21) originalni vektori se transformišu tako da vektori koji doprinose elektromehaničkoj konverziji energije postoje samo u  $\alpha$ - $\beta$  potprostoru, a ulazna snaga se izražava kao [72]:

$$P_{el} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{s\mu 1} \\ i_{s\mu 2} \\ i_{sz1} \\ i_{sz2} \end{bmatrix}^T [K_p] \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \\ u_{s\mu 1} \\ u_{s\mu 2} \\ u_{sz1} \\ u_{sz2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \\ i_{r\mu 1} \\ i_{r\mu 2} \\ i_{rz1} \\ i_{rz2} \end{bmatrix}^T [K_p] \begin{bmatrix} u_{r\alpha} \\ u_{r\beta} \\ u_{r\mu 1} \\ u_{r\mu 2} \\ u_{rz1} \\ u_{rz2} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.41)$$

pri čemu je  $[K_p] = \{[T_6]^{-1}\}^T [T_6]^{-1} = 3I_6$ .

Iz (2.41) se dobija da je ulazna električna snaga jednaka

$$P_{el} = 3 \cdot (u_{\alpha s} i_{\alpha s} + u_{\beta s} i_{\beta s} + u_{\alpha r} i_{\alpha r} + u_{\beta r} i_{\beta r}) + \\ + 3 \cdot (u_{\mu 1 s} i_{\mu 1 s} + u_{\mu 2 s} i_{\mu 2 s} + u_{\mu 1 r} i_{\mu 1 r} + u_{\mu 2 r} i_{\mu 2 r}) \dots \dots \dots (2.42) \\ + 3 \cdot (u_{z 1 s} i_{z 1 s} + u_{z 2 s} i_{z 2 s} + u_{z 1 r} i_{z 1 r} + u_{z 2 r} i_{z 2 r})$$

Da bi se došlo do konačnog izraza za elektromagnetni momenat polazi se od ulazne snage  $\alpha$ - $\beta$  potprostora definisanog sa (2.42) u dq području [77]:

$$P_{el} = 3 (v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs} + v_{dr} i_{dr} + v_{qr} i_{qr}) \dots \dots \dots (2.43)$$

Uvažavajući (2.37), iz (2.43) se dobija:

$$P_{el} = 3 \left\{ \left[ R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + R_r (i_{dr}^2 + i_{qr}^2) \right] + \right. \\ + \left[ M \left( \frac{di_{dr}}{dt} i_{ds} + \frac{di_{qr}}{dt} i_{qs} + \frac{di_{ds}}{dt} i_{dr} + \frac{di_{qs}}{dt} i_{qr} \right) + \right. \\ + L_s \left( i_{ds} \frac{di_{ds}}{dt} + i_{qs} \frac{di_{qs}}{dt} \right) + L_r \left( i_{dr} \frac{di_{dr}}{dt} + i_{qr} \frac{di_{qr}}{dt} \right) \left. \right] \\ + \left. \left[ \omega_r M i_{qs} i_{dr} + \omega_r L_r i_{qr} i_{dr} - \omega_r M i_{ds} i_{qr} - \omega_r L_r i_{ds} i_{qr} \right] \right\} \dots \dots \dots (2.44)$$

Analizom izraza (2.44) zaključuje se da se izraz sastoji od:

- sabiraka koji definiše Džulove gubitke u namotajima statora i rotora

$$P_g = 3 \left[ R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + R_r (i_{dr}^2 + i_{qr}^2) \right] \dots \dots \dots (2.45)$$

- sabirka koji opisuje akumuliranu energiju u magnetnom polju mašine

$$P_{mag} = 3 \left[ M \left( \frac{di_{dr}}{dt} i_{ds} + \frac{di_{qr}}{dt} i_{qs} + \frac{di_{ds}}{dt} i_{dr} + \frac{di_{qs}}{dt} i_{qr} \right) + \right. \\ + L_s \left( i_{ds} \frac{di_{ds}}{dt} + i_{qs} \frac{di_{qs}}{dt} \right) + L_r \left( i_{dr} \frac{di_{dr}}{dt} + i_{qr} \frac{di_{qr}}{dt} \right) \left. \right] \dots \dots \dots (2.46)$$



- sabirka koji opisuje deo električne energije koji se predaje rotoru, snagu obrtnog polja

$$P_{ob} = 3 \left[ \omega_r M i_{qs} i_{dr} + \omega_r L_r i_{qr} i_{dr} - \omega_r M i_{ds} i_{qr} - \omega_r L_r i_{ds} i_{qr} \right] \dots \dots \dots (2.47)$$

Uvrštavanjem izraza (2.39) u izraz za snagu obrtnog polja dobija se:

$$P_{ob} = 3\omega_r \left( \psi_{qr} i_{dr} - \psi_{dr} i_{qr} \right) \dots \dots \dots (2.48)$$

Konačno, izraz za elektromagnetni moment glasi:

$$m_{em} = \frac{P_{meh}}{\omega_r(meh)} = \frac{3}{2} P \left( \psi_{qr} i_{dr} - \psi_{dr} i_{qr} \right) = \frac{3}{2} P \bar{i}_r \times \bar{\psi}_r \dots \dots \dots (2.49)$$

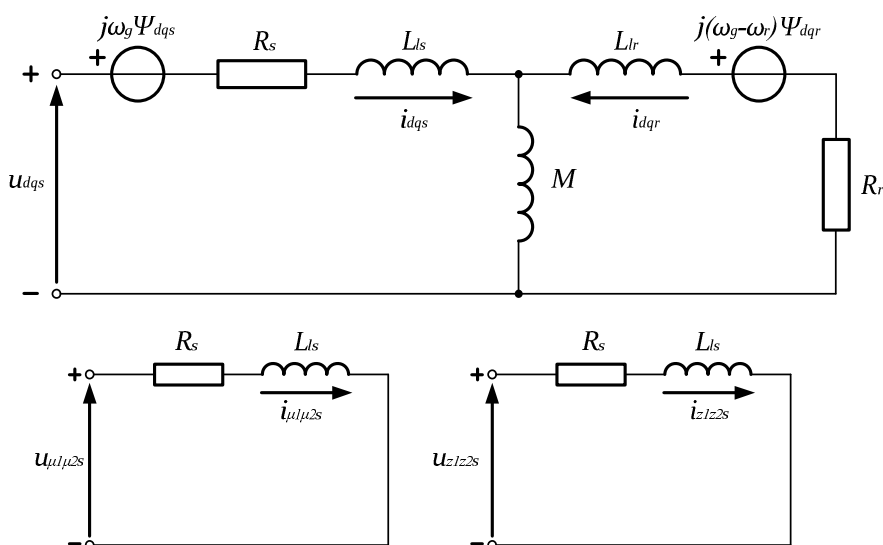
ili u obliku

$$m_{em} = \frac{3}{2} PM \left( i_{dr} i_{qs} - i_{qr} i_{ds} \right) = \frac{3}{2} P \left( \psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds} \right) \dots \dots \dots (2.50)$$

gde je P broj polova.

**Ekvivalentno kolo šestofazne asimetrične mašine u generalizovanom koordinatnom sistemu**

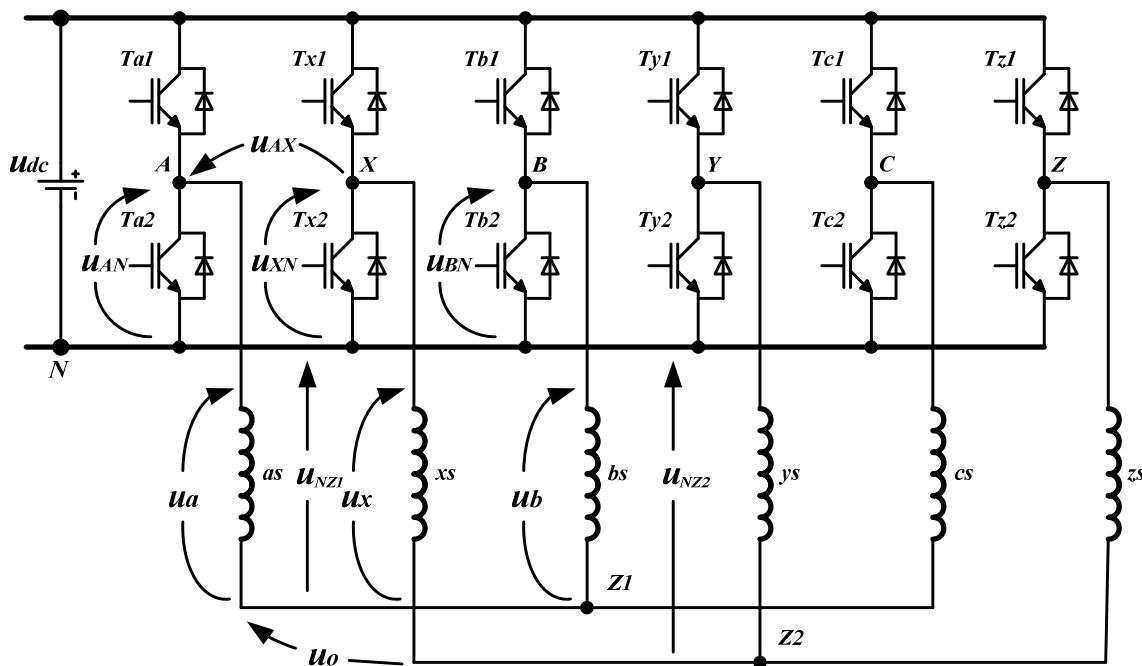
Korišćenjem (2.31), (2.32), (2.37), (2.38) i (2.39) formirana je ekvivalentna šema (slika 2.4) asimetrične mašine u generalizovanom koordinatnom sistemu [72].



Slika 2.4 Ekvivalentna šema šestofazne asimetrične asinhronne mašine u generalizovanom koordinatnom sistemu

## 2.4 Matematički model šestofaznog invertora

Na slici 2.5 prikazana je šema šestofaznog invertora sa povezanim šestofaznim potrošačem – šestofaznim asinhronim asimetričnim motorom u konfiguraciji sa odvojenim zvezdištima.



Slika 2.5 Šema šestofaznog invertora

Oznake na slici 2.5 imaju sledeće značenje:

- $T_{i1}, T_{i2}$  - prekidački elementi grane  $i$  invertora ( $i=a, b, c, x, y, z$ ),
- N - negativan pol napona jednosmernog međukola,
- A, B, C, X, Y, Z - srednje tačke grana invertora (izlazi invertora),
- $u_{AN}, u_{BN}, u_{XN}$  - razlika potencijala izlaznih terminala A, B, X invertora i tačke N,
- $u_{AX}$  - razlika potencijala izlaznih terminala A i X invertora,
- $u_a, u_b, u_x$  - fazni napon motora (u odnosu na dosadašnja razmatranja uklonjen je indeks s),
- $u_{NZ1}, u_{NZ2}$  - razlika potencijala tačke N i zvezdišta Z1, Z2.

Uvažavanjem oznaka sa slike 2.5 dobija se da je:

$$u_{AN} = u_a - u_{NZ1} \dots \dots \dots (2.51)$$

$$u_{BN} = u_b - u_{NZ1} \dots \dots \dots (2.52)$$

Napon između izlaznih terminala A i B grana invertora koje napajaju grane potrošača spojene u istu zvezdišnu tačku je:

$$u_{AB} = u_{AN} - u_{BN} \dots\dots\dots (2.53)$$

Na sličan način,

$$u_{XN} = u_x - u_{NZ2} \dots\dots\dots (2.54)$$

Napon između izlaznih terminala A i X grana šestofaznog invertora, koje napajaju grane potrošača spojene u odvojena zvezdišta, jednak je:

$$u_{AX} = u_a - u_x + u_0 \dots\dots\dots (2.55)$$

gde je:

$$u_0 = u_{NZ2} - u_{NZ1} \dots\dots\dots (2.56)$$

Matrični zapis izraza za napone između središnjih tačaka grana šestofaznog invertora koje napajaju grane potrošača odvojenih zvezdišta glasi:

$$\begin{bmatrix} u_{AX} \\ u_{XB} \\ u_{BY} \\ u_{YC} \\ u_{CZ} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_0 \\ u_a \\ u_x \\ u_b \\ u_y \\ u_c \\ u_z \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.57)$$

ili u drugačijem zapisu kao:

$$\left[ u_{ij} \right]_{ij=AX, XB, BY, YC, CZ, 0, 0} = \left[ M_{Uf \rightarrow Umf} \right] \left[ u_k \right]_{k=0, a, x, b, y, c, z} \dots\dots\dots (2.58)$$

gde je

$$\left[ M_{Uf \rightarrow Umf} \right] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

matrica kojom je definisana veza između faznih napona potrošača i međufaznih napona grana šestofaznog invertora koje napajaju grane potrošača odvojenih zvezdišta [78], [79].

Ako se obeleži:

$$\left[ M_{Uf \rightarrow Umf} \right]^{-1} = \left[ M_{Umf \rightarrow Uf} \right] \dots \dots \dots (2.59)$$

rešavanjem

$$\left[ u_k \right]_{k=0,a,x,b,y,c,z} = \left[ M_{Umf \rightarrow Uf} \right] \left[ u_{ij} \right]_{ij=AX, XB, BY, YC, CZ, 0,0} \dots \dots \dots (2.60)$$

dolazi se do vrednosti faznih napona šestofaznog invertora:

$$\begin{bmatrix} u_0 \\ u_a \\ u_x \\ u_b \\ u_y \\ u_c \\ u_z \end{bmatrix} = \frac{1}{6} \begin{bmatrix} 2 & 0 & 2 & 0 & 2 & -2 & 2 \\ 4 & 4 & 2 & 2 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & 4 & 4 & 2 & 2 & 0 & 2 \\ -2 & -2 & 2 & 2 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & -2 & -2 & 2 & 2 & 0 & 2 \\ -2 & -2 & -4 & -4 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & -2 & -2 & -4 & -4 & 0 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{AX} \\ u_{XB} \\ u_{BY} \\ u_{YC} \\ u_{CZ} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \dots \dots \dots (2.61)$$

Pošto je:

$$u_{AX} = u_{AN} - u_{XN} \dots \dots \dots (2.62a)$$

$$u_{XB} = u_{XN} - u_{BN} \dots \dots \dots (2.62b)$$

$$u_{BY} = u_{BN} - u_{YN} \dots \dots \dots (2.62c)$$

$$u_{YC} = u_{YN} - u_{CN} \dots \dots \dots (2.62d)$$

$$u_{CZ} = u_{CN} - u_{ZN} \dots \dots \dots (2.62e)$$

konačan oblika matičnog zapisa faznih napona u funkciji napona između srednje tačke A, B, C, X, Y i Z grana invertora i tačke N glasi:

$$\begin{bmatrix} u_0 \\ u_a \\ u_x \\ u_b \\ u_y \\ u_c \\ u_z \end{bmatrix} = \frac{1}{6} \begin{bmatrix} 2 & 0 & 2 & 0 & 2 & -2 & 2 \\ 4 & 4 & 2 & 2 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & 4 & 4 & 2 & 2 & 0 & 2 \\ -2 & -2 & 2 & 2 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & -2 & -2 & 2 & 2 & 0 & 2 \\ -2 & -2 & -4 & -4 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & -2 & -2 & -4 & -4 & 0 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{AN} - u_{XN} \\ u_{XN} - u_{BN} \\ u_{BN} - u_{YN} \\ u_{YN} - u_{CN} \\ u_{CN} - u_{ZN} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \dots \dots \dots (2.63)$$

Ukoliko se želi izračunati iznos faznog napona potrošača napajanog iz šestofaznog invertora koristiće se matricni zapis (2.63) i binarni zapis koji odgovara stanju prekidača razmatrane situacije [27], [72].

Binarni broj koji opisuje stanje šestofaznog invertora se dobija tako što se razmatrana grana invertora unosi u zapis sa vrednošću 1 ukoliko je gornji tranzistor uključen, a vrednost 0 odgovara situaciji kada je donji tranzistor grane u provodnom stanju (normalizacija je urađena u odnosu na napon jednosmernog međukola). Pri tome se usvaja da je MSB (eng. *Most Significant Bit*, bit najveće vrednosti) bit grane Z, a LSB (eng. *Least Significant Bit*, bit najniže vrednosti) bit grane A. Stanje kada su oba tranzistora isključena u idealizovanom slučaju ne postoji (mrtvo vreme je nula). Stanje uključenosti oba tranzistora iste grane nije dozvoljeno. Decimalni broj koji opisuje stanje invertora dobija se prevođenjem binarnog zapisa stanja invertora u decimalni broj.

Kao primer razmotriće se situacija u kojoj je stanje prekidača opisano binarnim zapisom  $101101_{(b)} = 45_{(d)}$ , pri čemu je redosled grana u razmatranju Z, Y, X, C, B, A. Stanje prekidača grane a je opisano sa 1, što znači da je gornji tranzistor uključen, odnosno da je napon  $u_{AN}$  jednak naponu jednosmernog međukola  $u_{DC}$ . Ista procedura je primenjena za izračunavanje ostalih napona  $u_{BN}$ ,  $u_{CN}$ ,  $u_{XN}$ ,  $u_{YN}$ ,  $u_{ZN}$  (kompletan set napona je prikazan u Tabeli 2.1.). Konačno, korišćenjem matricnog zapisa (2.63) i izračunatih napona  $u_{AN}$ ,  $u_{BN}$ ,  $u_{CN}$ ,  $u_{XN}$ ,  $u_{YN}$  i  $u_{ZN}$  dolazi se do vrednosti faznih napona  $u_a$ ,  $u_b$ ,  $u_c$ ,  $u_x$ ,  $u_y$  i  $u_z$ .

Zbog postojanja 6 grana, šestofazni invertor se može naći u  $2^6=64$  različita stanja s obzirom na uključenost tranzistora po granama.

**Tabela 2.1 Prikaz napona  $u_{AN}$ ,  $u_{BN}$ ,  $u_{CN}$ ,  $u_{XN}$ ,  $u_{YN}$  i  $u_{ZN}$  sa stanjima uključenosti grana šestofaznog invertora**

	Grana Z	Grana Y	Grana X	Grana C	Grana B	Grana A	Vektor	$u_{AX}$	$u_{XB}$	$u_{BY}$	$u_{YC}$	$u_{CZ}$
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
2	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0
3	0	0	0	0	1	0	2	0	-1	1	0	0
4	0	0	0	0	1	1	3	1	-1	1	0	0
5	0	0	0	1	0	0	4	0	0	0	-1	1
6	0	0	0	1	0	1	5	1	0	0	-1	1
7	0	0	0	1	1	0	6	0	-1	1	-1	1

Tabela 2.1 Prikaz napona  $u_{AN}$ ,  $u_{BN}$ ,  $u_{CN}$ ,  $u_{XN}$ ,  $u_{YN}$  i  $u_{ZN}$  sa stanjima uključenosti grana šestofaznog invertora

	Grana Z	Grana Y	Grana X	Grana C	Grana B	Grana A	Vektor	$u_{AX}$	$u_{XB}$	$u_{BY}$	$u_{YC}$	$u_{CZ}$
8	0	0	0	1	1	1	7	1	-1	1	-1	1
9	0	0	1	0	0	0	8	-1	1	0	0	0
10	0	0	1	0	0	1	9	0	1	0	0	0
11	0	0	1	0	1	0	10	-1	0	1	0	0
12	0	0	1	0	1	1	11	0	0	1	0	0
13	0	0	1	1	0	0	12	-1	1	0	-1	1
14	0	0	1	1	0	1	13	0	1	0	-1	1
15	0	0	1	1	1	0	14	-1	0	1	-1	1
16	0	0	1	1	1	1	15	0	0	1	-1	1
17	0	1	0	0	0	0	16	0	0	-1	1	0
18	0	1	0	0	0	1	17	1	0	-1	1	0
19	0	1	0	0	1	0	18	0	-1	0	1	0
20	0	1	0	0	1	1	19	1	-1	0	1	0
21	0	1	0	1	0	0	20	0	0	-1	0	1
22	0	1	0	1	0	1	21	1	0	-1	0	1
23	0	1	0	1	1	0	22	0	-1	0	0	1
24	0	1	0	1	1	1	23	1	-1	0	0	1
25	0	1	1	0	0	0	24	-1	1	-1	1	0
26	0	1	1	0	0	1	25	0	1	-1	1	0
27	0	1	1	0	1	0	26	-1	0	0	1	0
28	0	1	1	0	1	1	27	0	0	0	1	0
29	0	1	1	1	0	0	28	-1	1	-1	0	1
30	0	1	1	1	0	1	29	0	1	-1	0	1

Tabela 2.1 Prikaz napona  $u_{AN}$ ,  $u_{BN}$ ,  $u_{CN}$ ,  $u_{XN}$ ,  $u_{YN}$  i  $u_{ZN}$  sa stanjima uključenosti grana šestofaznog invertora

	Grana Z	Grana Y	Grana X	Grana C	Grana B	Grana A	Vektor	$u_{AX}$	$u_{XB}$	$u_{BY}$	$u_{YC}$	$u_{CZ}$
31	0	1	1	1	1	0	30	-1	0	0	0	1
32	0	1	1	1	1	1	31	0	0	0	0	1
33	1	0	0	0	0	0	32	0	0	0	0	-1
34	1	0	0	0	0	1	33	1	0	0	0	-1
35	1	0	0	0	1	0	34	0	-1	1	0	-1
36	1	0	0	0	1	1	35	1	-1	1	0	-1
37	1	0	0	1	0	0	36	0	0	0	-1	0
38	1	0	0	1	0	1	37	1	0	0	-1	0
39	1	0	0	1	1	0	38	0	-1	1	-1	0
40	1	0	0	1	1	1	39	1	-1	1	-1	0
41	1	0	1	0	0	0	40	-1	1	0	0	-1
42	1	0	1	0	0	1	41	0	1	0	0	-1
43	1	0	1	0	1	0	42	-1	0	1	0	-1
44	1	0	1	0	1	1	43	0	0	1	0	-1
45	1	0	1	1	0	0	44	-1	1	0	-1	0
46	1	0	1	1	0	1	45	0	1	0	-1	0
47	1	0	1	1	1	0	46	-1	0	1	-1	0
48	1	0	1	1	1	1	47	0	0	1	-1	0
49	1	1	0	0	0	0	48	0	0	-1	1	-1
50	1	1	0	0	0	1	49	1	0	-1	1	-1
51	1	1	0	0	1	0	50	0	-1	0	1	-1
52	1	1	0	0	1	1	51	1	-1	0	1	-1
53	1	1	0	1	0	0	52	0	0	-1	0	0

Tabela 2.1 Prikaz napona  $u_{AN}$ ,  $u_{BN}$ ,  $u_{CN}$ ,  $u_{XN}$ ,  $u_{YN}$  i  $u_{ZN}$  sa stanjima uključenosti grana šestofaznog invertora

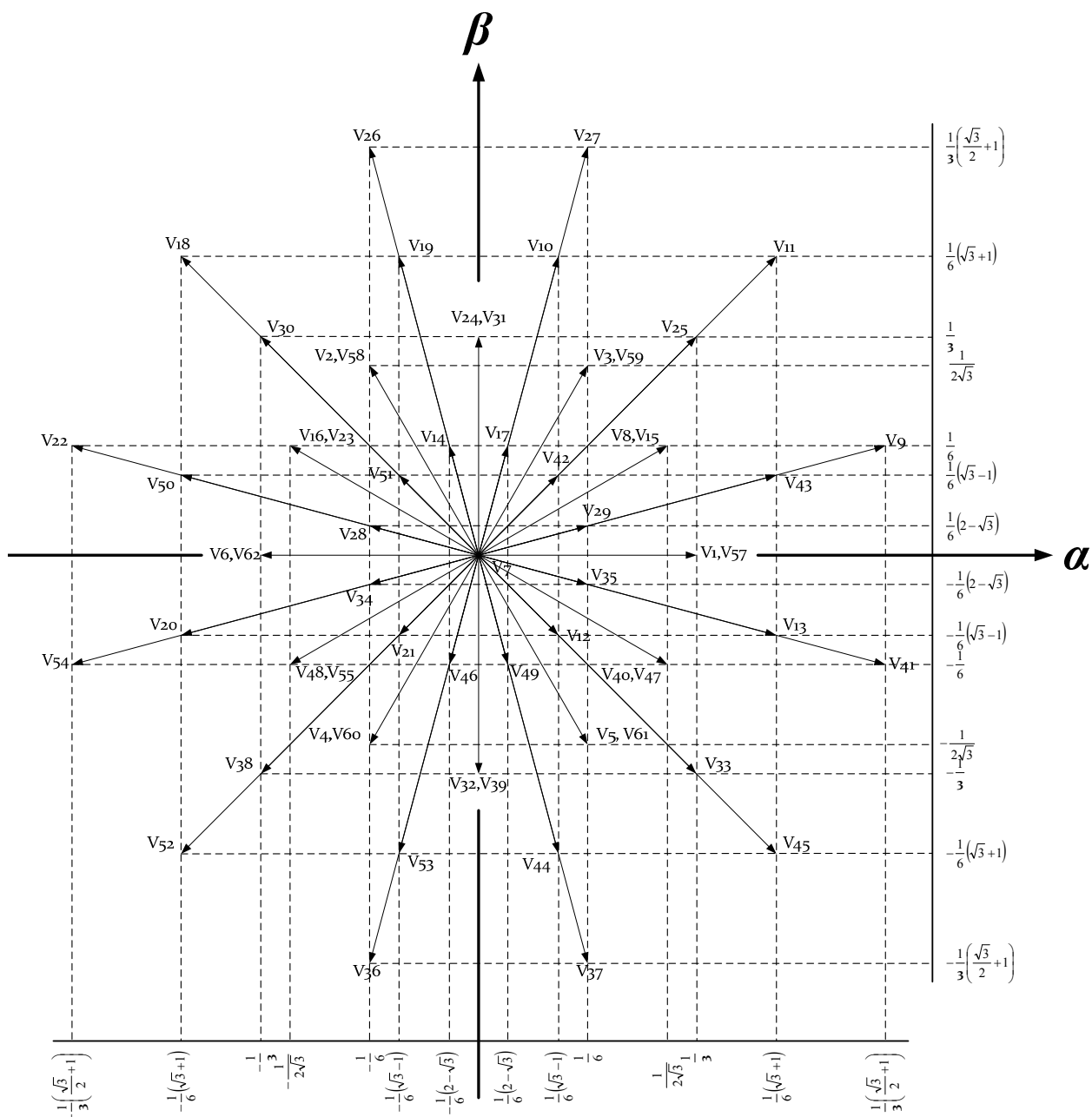
	Grana Z	Grana Y	Grana X	Grana C	Grana B	Grana A	Vektor	$u_{AX}$	$u_{XB}$	$u_{BY}$	$u_{YC}$	$u_{CZ}$
54	1	1	0	1	0	1	53	1	0	-1	0	0
55	1	1	0	1	1	0	54	0	-1	0	0	0
56	1	1	0	1	1	1	55	1	-1	0	0	0
57	1	1	1	0	0	0	56	-1	1	-1	1	-1
58	1	1	1	0	0	1	57	0	1	-1	1	-1
59	1	1	1	0	1	0	58	-1	0	0	1	-1
60	1	1	1	0	1	1	59	0	0	0	1	-1
61	1	1	1	1	0	0	60	-1	1	-1	0	0
62	1	1	1	1	0	1	61	0	1	-1	0	0
63	1	1	1	1	1	0	62	-1	0	0	0	0
64	1	1	1	1	1	1	63	0	0	0	0	0

### 2.5 Raspored prostornih vektora faznih napona $\alpha\text{-}\beta$ , $\mu_1\text{-}\mu_2$ i $z_1\text{-}z_2$

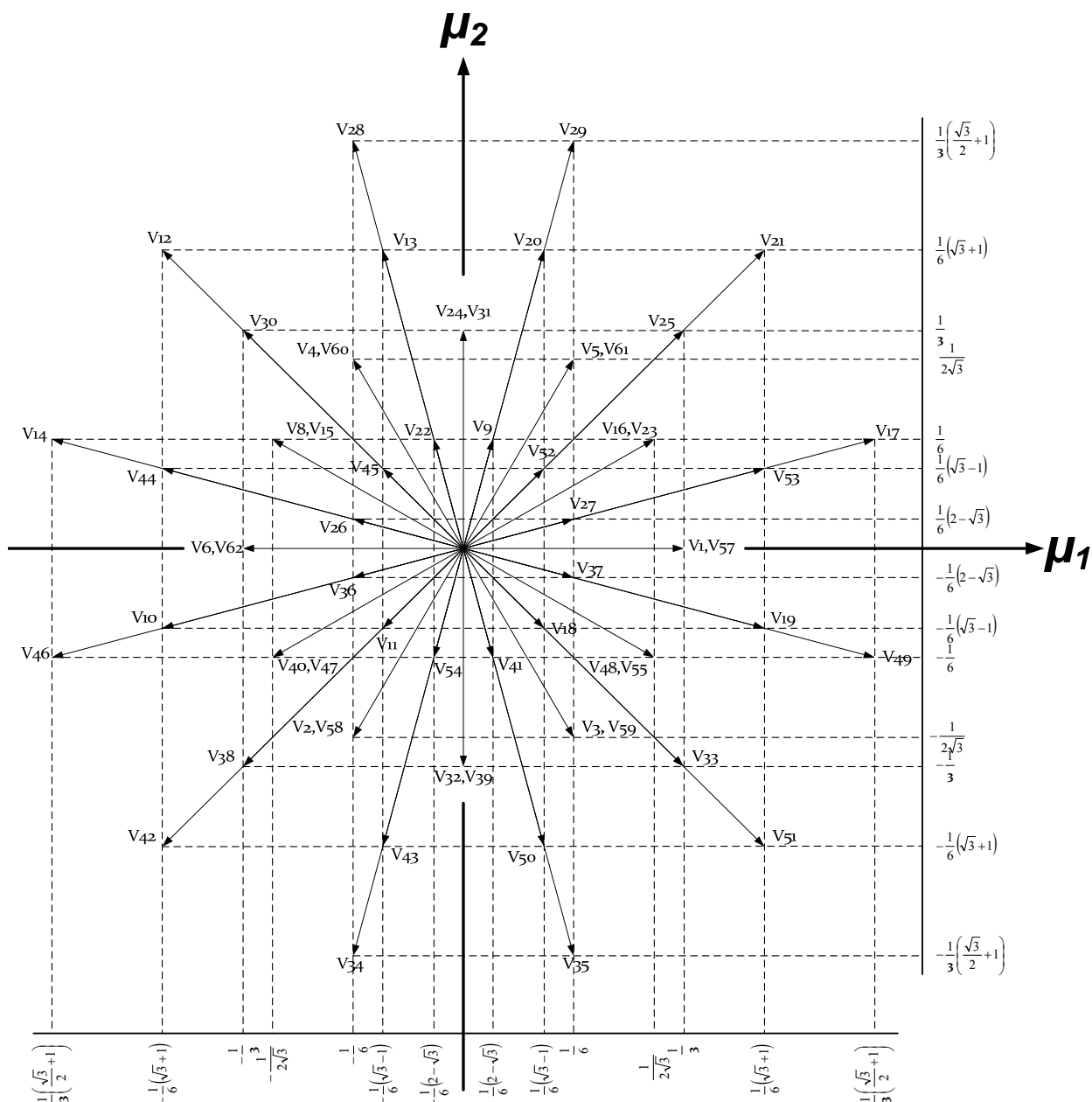
Korišćenjem tabele 2.1., matrice (2.63) i transformacione matrice (2.21), dolazi se do rasporeda vektora faznih napona potprostora  $\alpha\text{-}\beta$ ,  $\mu_1\text{-}\mu_2$  i  $z_1\text{-}z_2$  [41]. Na slikama 2.6, 2.7 i 2.8 prikazani su prostorni položaji vektora  $\alpha\text{-}\beta$ ,  $\mu_1\text{-}\mu_2$  i  $z_1\text{-}z_2$  potprostora. Veličine potprostora su normalizovane u odnosu na napon jednosmernog međukola.

Nakon dekompozicije prostornih vektora u tri ortogonalna dvodimenzionalna potprostora, moguće je izvršiti sintezu upravljačkog algoritma. Osnovni cilj je generisanje prekidačke sekvence koja u  $\alpha\text{-}\beta$  potprostoru proizvodi izlazne napone sa što manjim vrednostima harmonijskog izobličenja uz što veće iskorišćenje napona jednosmernog međukola. Takođe, jedan od bitnih ciljeva je i eliminacija vektora  $\mu_1\text{-}\mu_2$  potprostora unutar prekidačke sekvence postupkom kontrolisane selekcije vektora koji učestvuju u aproksimaciji referentnog (njihova usrednjena vrednost unutar prekidačke periode bude što bliža nuli). Poželjno je i da amplituda tako selektovanih vektora u  $\mu_1\text{-}\mu_2$  potprostoru bude što manja.

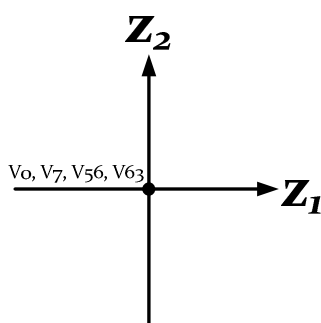




Slika 2.6 Prikaz vektora  $\alpha$ - $\beta$  potprostoru



Slika 2.7 Prikaz vektora  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostora



Slika 2.8 Prikaz vektora  $z_1$ - $z_2$  potprostora

Sa slike 2.6 je uočljivo da su vektori u  $\alpha$ - $\beta$  potprostoru prema modulu podjeljeni u 5 grupa:

- Prvu grupi čine nulti vektori -  $v_0, v_7, v_{56}, v_{63}$ ;
- Drugoj grupi pripadaju vektori modula  $\left| \frac{\sqrt{2}}{6}(\sqrt{3}-1) \right|$  -  $v_{12}, v_{14}, v_{17}, v_{21}, v_{28}, v_{29}, v_{34}, v_{35}, v_{42}, v_{46}, v_{49}, v_{51}$ ;
- Trećoj grupi pripadaju vektori modula  $\left| \frac{1}{3} \right|$  -  $v_1, v_2, v_3, v_4, v_5, v_6, v_8, v_{15}, v_{16}, v_{23}, v_{24}, v_{31}, v_{32}, v_{39}, v_{40}, v_{47}, v_{48}, v_{55}, v_{57}, v_{58}, v_{59}, v_{60}, v_{61}, v_{62}$ ;
- Četvrtoj grupi pripadaju vektori modula  $\left| \frac{\sqrt{2}}{3} \right|$  -  $v_{10}, v_{13}, v_{19}, v_{20}, v_{25}, v_{30}, v_{33}, v_{38}, v_{43}, v_{44}, v_{50}, v_{53}$ ;
- Petoj grupi pripadaju vektori modula  $\left| \frac{\sqrt{2}}{6}(\sqrt{3}+1) \right|$  -  $v_9, v_{11}, v_{18}, v_{22}, v_{26}, v_{27}, v_{36}, v_{37}, v_{41}, v_{45}, v_{52}, v_{54}$ .

### ***3. Tehnike upravljanja šestofaznim naponskim invertorom u pogonima sa šestofaznom asimetričnom asinhronom mašinom***

Prezentacija kontrolisanih veličina na energetskim priključcima n- fazne mašine napajane iz n- faznog naponskog invertora proces je koji u digitalnom sistemu upravljanja odrađuje struktura sačinjena od jedinice kojom se generišu digitalni upravljački impulsi, sistema za optimizaciju odnosno prilagođenje digitalnih upravljačkih impulsa (usvojen termin u inženjerskoj praksi potiče od engleskog termina *driver*) i n- faznog invertora.

Dok sklopovi za optimizaciju odnosno prilagođenje digitalnih upravljačkih impulsa u praktičnoj realizaciji n-faznog pogona uvek imaju hardversku formu, kontrolna jedinica za generisanje digitalnih upravljačkih signala se najčešće realizuje softverski kao segment celokupnog upravljačkog algoritma. Razlog se logično objašnjava kroz dve potrebe, potrebom za celokupnu programsku sinhronizaciju i potrebom prilagodljivosti sistema.

Kao što je u prethodnom poglavlju istaknuto, problematika generisanja upravljačkih signala u pogonima mašina čiji je broj faza veći od tri značajno se komplikuje zbog postojanja potprostora koji ne učestvuju u elektromehaničkoj konverziji odnosno stvaranju pogonskog momenta. Konkretno kod šestofaznih asinhronih asimetričnih mašina, generisanje komponenti u  $\mu_1$ -  $\mu_2$  potprostoru doprinosi povećanju gubitaka.

Za kontrolu invertora koriste se različite tehnike impulsno širinske modulacije (eng. *Pulse Width Modulation – PWM*). Primena određene PWM metode zavisi od dominantne kriterijumske veličine kao što je na primer minimizacija gubitaka snage u mašini, minimizacija gubitaka snage u invertoru, maksimalno iskorišćenje ulaznog napona, izlazni oblici napona i struje sa niskim sadržajem harmonika i jednostavnost za primenu.

Slično kao i kod trofaznih mašina, u praktičnoj realizaciji pogona baziranih na šestofaznoj asimetričnoj asinhronoj mašini trenutno dominiraju PWM tehnike bazirane na trougaonom nosiocu (eng. *Carrier-based PWM*) i tehnike modulacije prostornim vektorom (eng. *Space Vector PWM – SVPWM*). Ovde treba istaći da aliziranje rada invertora sa brojem nivoa izlaznog napona većeg od dva nije predmet ovog rada.

### 3.1 PWM tehnike sa trougaonim nosiocem

Kod PWM tehnika sa trougaonim nosiocem, prekidačka funkcija svake grane invertora se dobija poređenjem trougaonog (nosećeg) i modulišućeg (referentnog) signala. Odnos frekvencija nosećeg i modulišućeg signala se naziva indeks frekvencijske modulacije. Indeksom frekvencijske modulacije se određuje spektar izlaznog napona, kao i učestanost rada tranzistora što je u direktnoj vezi sa prekidačkim gubicima. Odnos maksimalnih vrednosti modulišućeg i nosećeg signala se naziva indeks amplitudske modulacije. Indeksom amplitudske modulacije se definiše efektivna vrednost izlaznog napona.

Rad ove tehnike karakteriše se sa dva režima [80]–[82]:

1. Linearni režim – U ovom režimu je amplituda modulišućeg signala manja ili jednaka od amplitude nosećeg,
2. Nelinearni ili režim nadmodulacije – U ovom režimu je amplituda modulišućeg signala veća od amplitude nosećeg.

Za linearni režim rada karakteristična je zavisnost faznog izlaznog napona od pripadajućeg modulišućeg signala. Zavisnost se formalizuje kroz relaciju:

$$v_{iN} = \frac{U_{DC}}{2} v_{iref} \quad i = A, B, C, X, Y, Z \quad \dots \dots \dots (3.1)$$

gde je  $v_{iN}$  izlazni fazni napon  $i$ -te grane,  $U_{DC}$  napon jednosmernog međukola i  $v_{iref}$  referentni modulišućí signal  $i$ -te grane invertora.

U opštem slučaju referentni tj. modulišućí signal je jednak

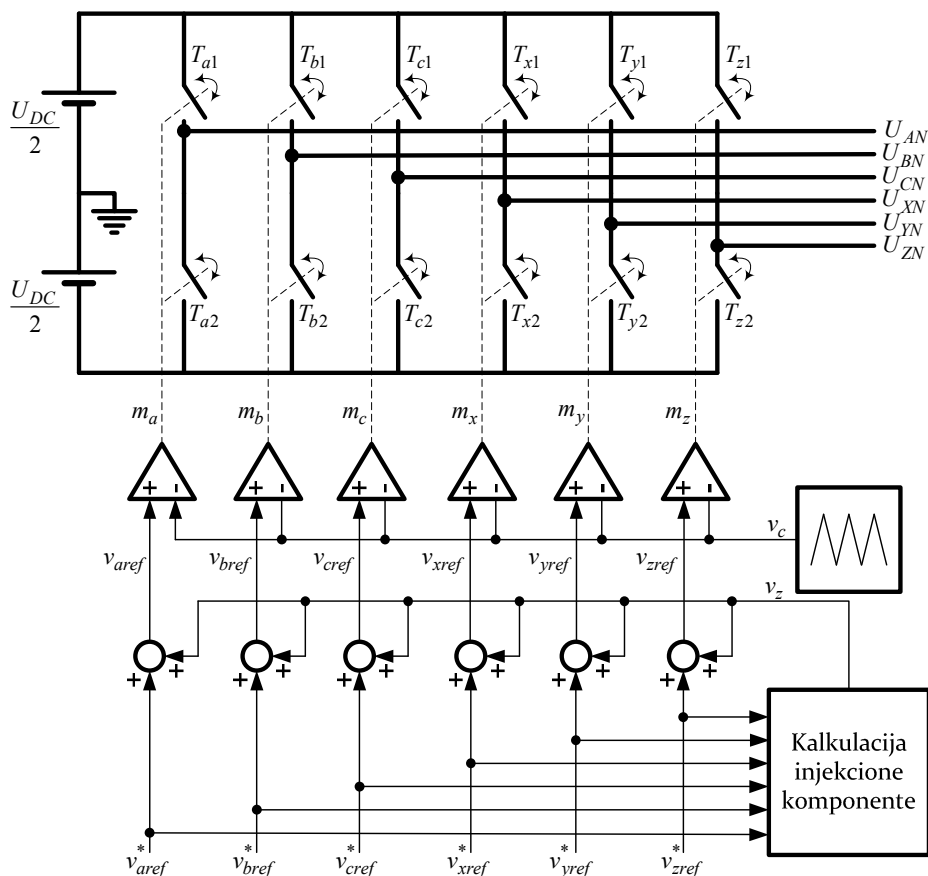
$$v_{iref} = v_{iref}^* + v_z \quad \dots \dots \dots (3.2)$$

gde  $v_{iref}^*$  označava sinusne modulišuće signale koji su za pogonu sa šestofaznom asimetričnom asinhronom mašinom jednaki:

$$\begin{aligned}
 v_{sref}^* &= m \sin \omega t \\
 v_{bref}^* &= m \sin \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\
 v_{cref}^* &= m \sin \left( \omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \\
 v_{xref}^* &= m \sin \left( \omega t + \frac{\pi}{6} \right) \dots\dots\dots (3.3) \\
 v_{yref}^* &= m \sin \left( \omega t - \frac{\pi}{2} \right) \\
 v_{zref}^* &= m \sin \left( \omega t - \frac{5\pi}{6} \right)
 \end{aligned}$$

U izrazu (3.2), sa  $v_z$  je označena komponenta kojom se vrši modulisanje sinusnog referentnog signala u cilju proširenja linearnog režima i/ili boljeg iskorišćenja napona jednosmernog međukola.

Generalizovana struktura načina formiranja upravljačkih impulsa primenom PWM tehnike sa trougaonim nosiocem i šestofaznog invertora prikazana je na slici 3.1.



Slika 3.1 Generalizovane strukture PWM tehnike sa trougaonim nosiocem

### 3.1.1 Sinusna PWM tehnika – SPWM

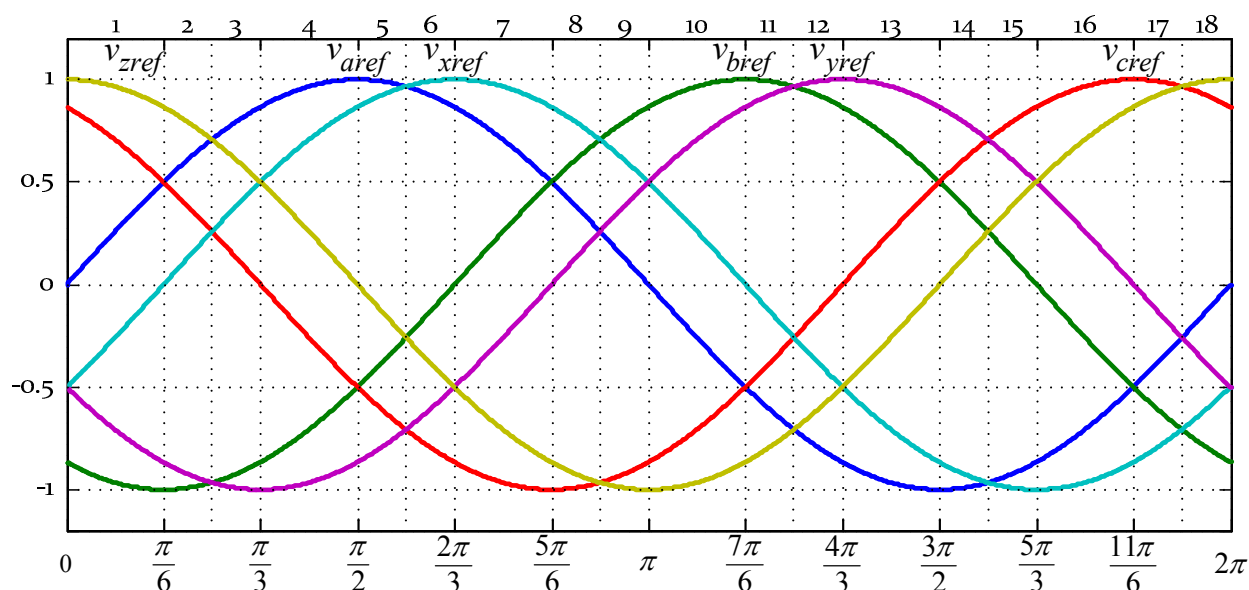
Izborom nulte vrednosti komponente koja se injektuje u sinusne referentne signale, odnosno  $v_z = 0$ , dobija se sinusna PWM tehnika.

Izgled svih šest modulišućih signala tokom jedne periode je prikazan na slici 3.2. Period je podeljen na 18 zona. Granice zone su definisane tako da je u okviru jedne zone međusobni odnos referentnih signala nepromenjen. Tako se npr. može videti da je u zoni 4 referentni napon  $v_{aref}$  najveći dok je  $v_{yref}$  najmanji.

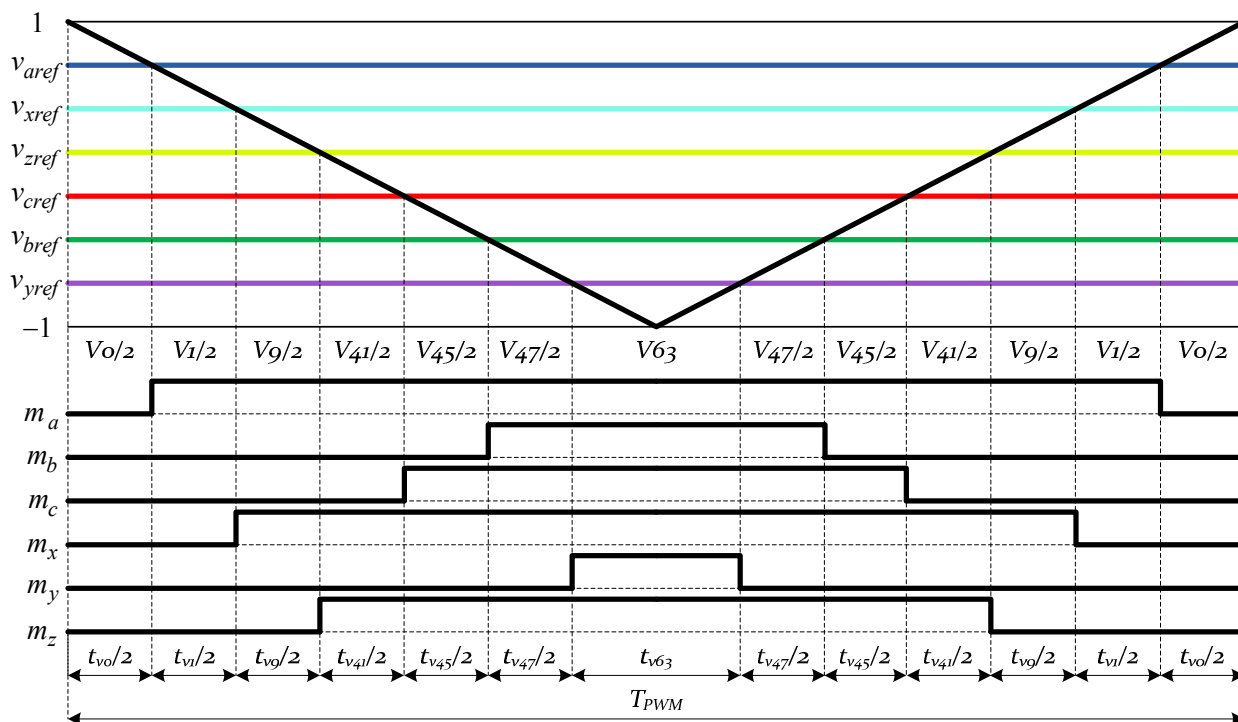
Pošto je frekvencija nosećeg signala višestruko veća od frekvencije modulišućeg, može se uzeti da je u okviru jednog PWM ciklusa vrednost referentnih signala konstantna. Usvajajući ovo, moguće je ilustrovati način generisanja upravljačkih PWM signala svake invertorske grane. Na slici 3.3 ilustrovana je situacija odnosa referentnih signala i nosećeg signala u okviru jednog PWM ciklusa kada je aktivna zona 4. Istovremeno je na slici prikazan i oblik PWM signala na svih 6 grana invertora.

Analizirajući sliku 3.3 i korišćenjem zakonitosti sličnih trouglova jednostavno se dolazi do faktora is pune svake grane invertora:

$$\begin{aligned} m_a &= \frac{1}{2}(1+v_{aref}^*) & m_b &= \frac{1}{2}(1+v_{bref}^*) & m_c &= \frac{1}{2}(1+v_{cref}^*) \\ m_x &= \frac{1}{2}(1+v_{xref}^*) & m_y &= \frac{1}{2}(1+v_{yref}^*) & m_z &= \frac{1}{2}(1+v_{zref}^*) \end{aligned} \quad \dots \quad (3.4)$$



Slika 3.2 Oblik i raspored referentnih signala duž perioda



Slika 3.3 Generisanje PWM signala

Na osnovu ovako izračunatih vrednosti faktora ispunje, vremena vođenja pojedinih vektora (broj vektora se formira prema pravilu navedenom u poglavlju 2.4) za analiziranu situaciju aktivne zone 4 se računaju prema

$$\begin{aligned}
 t_{V0} &= 1 - m_a & t_{V1} &= m_a - m_x & t_{V9} &= m_x - m_z \\
 t_{V41} &= m_z - m_c & t_{V45} &= m_c - m_b & t_{V47} &= m_b - m_y & \dots \dots \dots (3.5) \\
 t_{V63} &= m_y
 \end{aligned}$$

Opsezi zona i vektori koji se koriste po zonama su prikazani u tabeli 3.1.

Uvažavanjem (3.1) do (3.3) za sinusnu PWM tehniku primenjenu u pogonima sa šestofaznom asimetričnom asinhronom mašinom fazni naponi su jednaki

$$\begin{aligned}
 u_{AN} &= \frac{U_{DC}}{2} m \sin \omega t & u_{BN} &= \frac{U_{DC}}{2} m \sin \left( \omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \\
 u_{CN} &= \frac{U_{DC}}{2} m \sin \left( \omega t + \frac{4\pi}{3} \right) & u_{XN} &= \frac{U_{DC}}{2} m \sin \left( \omega t + \frac{\pi}{6} \right) & \dots \dots \dots (3.6) \\
 u_{YN} &= \frac{U_{DC}}{2} m \sin \left( \omega t + \frac{5\pi}{6} \right) & u_{ZN} &= \frac{U_{DC}}{2} m \sin \left( \omega t + \frac{3\pi}{2} \right)
 \end{aligned}$$

dok su linijski naponi jednaki



$$\begin{aligned}
 u_{AB} &= \sqrt{3} \frac{U_{DC}}{2} m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) & u_{BC} &= \sqrt{3} \frac{U_{DC}}{2} m \sin\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right) \\
 u_{CN} &= \sqrt{3} \frac{U_{DC}}{2} m \sin\left(\omega t + \frac{3\pi}{2}\right) & u_{XY} &= \sqrt{3} \frac{U_{DC}}{2} m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right) \dots\dots\dots (3.7) \\
 u_{YZ} &= \frac{U_{DC}}{2} m \sin(\omega t + \pi) & u_{ZX} &= \frac{U_{DC}}{2} m \sin\left(\omega t + \frac{5\pi}{2}\right)
 \end{aligned}$$

Bitno je istaći da je najveća mana sinusne tehnike slabo iskorišćenje napona jednosmernog međukola. Iz izraza (3.1) sledi da je efektivna vrednost međufaznog napona jednaka

$$u_{linijsko} = \sqrt{3} \frac{U_{DC}}{2\sqrt{2}} = \sqrt{3} \frac{U_{in}}{2} = 0,866U_{in} \dots\dots\dots (3.8)$$

**Tabela 3.1** Tabelarni prikaz opsega zona i vektora koji se u njima koriste

	ugao	$v_0/2$	$v_1$	$v_2$	$v_3$	$v_4$	$v_5$	$v_0/2$
Zona 1	0 – 30	$v_0$	$v_{32}$	$v_{36}$	$v_{37}$	$v_{45}$	$v_{61}$	$v_{63}$
Zona 2	30 – 45	$v_0$	$v_{32}$	$v_{33}$	$v_{37}$	$v_{45}$	$v_{61}$	$v_{63}$
Zona 3	45 – 60	$v_0$	$v_1$	$v_{33}$	$v_{41}$	$v_{45}$	$v_{47}$	$v_{63}$
Zona 4	60 – 90	$v_0$	$v_1$	$v_9$	$v_{41}$	$v_{45}$	$v_{47}$	$v_{63}$
Zona 5	90 – 105	$v_0$	$v_1$	$v_9$	$v_{41}$	$v_{43}$	$v_{47}$	$v_{63}$
Zona 6	105 – 120	$v_0$	$v_8$	$v_9$	$v_{11}$	$v_{43}$	$v_{59}$	$v_{63}$
Zona 7	120 – 150	$v_0$	$v_8$	$v_9$	$v_{11}$	$v_{27}$	$v_{59}$	$v_{63}$
Zona 8	150 – 165	$v_0$	$v_8$	$v_{10}$	$v_{11}$	$v_{27}$	$v_{59}$	$v_{63}$
Zona 9	165 – 180	$v_0$	$v_2$	$v_{10}$	$v_{26}$	$v_{27}$	$v_{31}$	$v_{63}$
Zona 10	180 – 210	$v_0$	$v_2$	$v_{18}$	$v_{26}$	$v_{27}$	$v_{31}$	$v_{63}$
Zona 11	210 – 225	$v_0$	$v_2$	$v_{18}$	$v_{26}$	$v_{30}$	$v_{31}$	$v_{63}$
Zona 12	225 – 240	$v_0$	$v_{16}$	$v_{18}$	$v_{22}$	$v_{30}$	$v_{62}$	$v_{63}$
Zona 13	240 – 270	$v_0$	$v_{16}$	$v_{18}$	$v_{22}$	$v_{54}$	$v_{62}$	$v_{63}$
Zona 14	270 – 285	$v_0$	$v_{16}$	$v_{20}$	$v_{22}$	$v_{54}$	$v_{62}$	$v_{63}$
Zona 15	285 – 300	$v_0$	$v_4$	$v_{20}$	$v_{52}$	$v_{54}$	$v_{55}$	$v_{63}$
Zona 16	300 – 330	$v_0$	$v_4$	$v_{36}$	$v_{52}$	$v_{54}$	$v_{55}$	$v_{63}$
Zona 17	330 – 345	$v_0$	$v_4$	$v_{36}$	$v_{52}$	$v_{53}$	$v_{55}$	$v_{63}$
Zona 18	345 – 360	$v_0$	$v_{32}$	$v_{36}$	$v_{37}$	$v_{53}$	$v_{61}$	$v_{63}$

### 3.1.2 Sinusna PWM tehnika sa dodavanjem signala nultog redosleda – ZSSPWM

Ukoliko srednja tačka tj. zvezdište trofaznog potrošača nije spojena na nulti potencijal jednosmernog međukola, utiskivanje signala trećeg harmonika u sinusni signal faznih napona neće dovesti do neželjenog izobličenja linijskog napona. Pošto fazne struje

potrošača isključivo zavise od linijskih napona i one zadržavaju karakteristike linijskog napona (podrazumeva se da reč o linearnom potrošaču).

Istraživanja sprovedena u [80]–[83] pokazuju da je utiskivanjem signala trećeg harmonika u sinusni modulišući signal moguće izvršiti proširenje opsega linearnog režima rada standardnog SPWM.

Optimalni signal koji se utiskuje u osnovni modulišući dobija se polazeći a priori od pretpostavke da je sumarni modulišući signal oblika

$$y = \sin \omega t + a \sin 3\omega t \dots\dots\dots (3.9)$$

odnosno da je taj signal tri puta veće učestanosti od osnovnog.

Sa druge strane, optimalna vrednost parametra a se dobija iz funkcije (3.9) u nekoliko koraka.

Uvrštavanjem ekstremuma funkcija (3.9):

$$\sin \omega t = 0 \text{ i } \sin \omega t = \sqrt{\frac{1+3a}{12a}} \dots\dots\dots (3.10)$$

dobijenih iz postavljenog uslova:

$$\frac{dy}{d\omega t} = \cos \omega t + 3a \cos \omega t = 0 \dots\dots\dots (3.11)$$

u izraz (3.9), dolazi se do izraza:

$$y = (1+3a)\sin \omega t - 4a \sin^3 \omega t = 0 \dots\dots\dots (3.12)$$

Dalje, uvrštavanjem dobijenih vrednosti ekstremuma (3.10) i (3.11) u (3.12) dolazi se do izraza:

$$\hat{y} = 1-a \text{ i } \hat{y} = 8a \left( \frac{1+3a}{12a} \right)^{3/2} \dots\dots\dots (3.13)$$

iz kojih se pronalazi optimalna vrednost parametra a kao ona koja minimizuje  $\hat{y}$ .

Stoga, izjednačavanjem sa nulom izvoda izraza (3.13) dobija se da je optimalna vrednost parametra a:

$$a = -\frac{1}{3} \text{ i } a = \frac{1}{6} \dots\dots\dots (3.14)$$

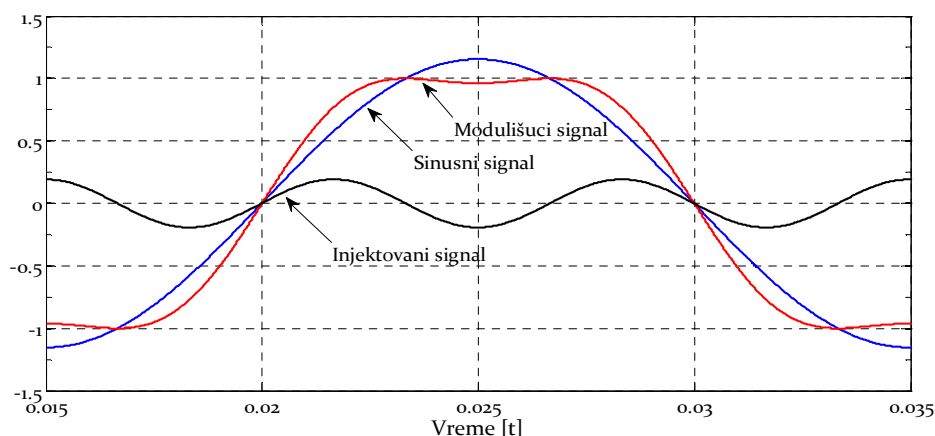
Izračunata negativna vrednost parametra  $a$  se odbacuje jer se njenim uvrštavanjem u izraz (3.13) dobija vrednost 0 ili veća od 1. Iz tog razloga se kao optimalna usvaja pozitivna izračunata vrednost.

Konačno, optimalni oblik modulišućeg signala je dat izrazom:

$$y = \sin \omega t + \frac{1}{6} \sin 3\omega t \dots\dots\dots (3.15)$$

Izgled sinusnog signala, signala trećeg harmonika i modifikovanog modulišućeg signala prikazan je na slici 3.4.

Zaključuje se da se modifikacija osnovnog sinusnog modulišućeg signala injekcijom signala trećeg harmonika čija je amplituda jedna šestina osnovnog sinusnog modulišućeg signala odražava na smanjenje amplitude modifikovanog modulišućeg signala. Ovom modifikacijom se već pri  $m = \sqrt{3}/2$  postiže amplituda izlaznog linijskog napona koja se za SPWM postiže na  $m = 1$ . To znači da je u poređenju sa standardnom SPWM iskorišćenje napona jednosmernog međukola poboljšano za oko 15,5 % (sledi iz  $1/0,866 = 1,155$ ).



Slika 3.4 Injekcija signalatrećeg harmonika u osnovni sinusni

### 3.1.3 Računarske simulacije sinusnih tehnika

Simulacioni model sinusnih PWM tehnika razvijen je korišćenjem Matlab/Simulink programskog paketa. Invertor je modelovan kao idealan tj. bez gubitaka i sa trenutnom tranzicijom provodnosti mostnih tranzistora. Prekidačka frekvencija je podešena na 8 kHz, a napon jednosmernog međukola je usvojen bez talasnosti i jednak je  $\sqrt{2}400V$ . Primenjeno je U/f upravljanje. Signali napona u  $\alpha\text{-}\beta$  potprostoru su pre prikaza filtrirani niskopropusnim filtrom sa vremenskom konstantom 0,8 ms. Parametri šestofazne asimetrične asinhrone mašine, koja je povezana na izlaz invertora, su dati u poglavlju 6.2.

### **3.1.3.1 SPWM tehnika**

Prikazani rezultati simulacija su dati za tri vrednosti indeksa modulacije 1, 1,5 i 3,24.

Prva vrednost indeksa modulacije obezbeđuje rad u linearnom režimu rada. U skladu sa (3.8) efektivna vrednost dobijenog faznog napona je 200 V. Kao što se sa slike 3.5 a) i d) vidi, fazni i liniski naponi imaju minimalnu distorziju ( $THDU = 0,1\%$ ). Pošto SPWM upravljanjem nije uzeto u obzir generisanje komponenti u  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostoru, sa slike 3.5 c) se uočava da je prigušenje napona loše - amplituda napona dostiže 350 V. Sa druge strane, slika 3.5 g) pokazuje da su struje generisane u  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostoru značajno manje od  $\alpha$ - $\beta$  strujnih komponenti. Isključivi razlog za to su karakteristike opterećanja tj. šestofazne asimetrične mašine male snage. Parametri mašine koji definišu iznos struja generisanih u  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostoru, što se vidi iz izraza 2.32, izazivaju prigušenje ovih komponenti.

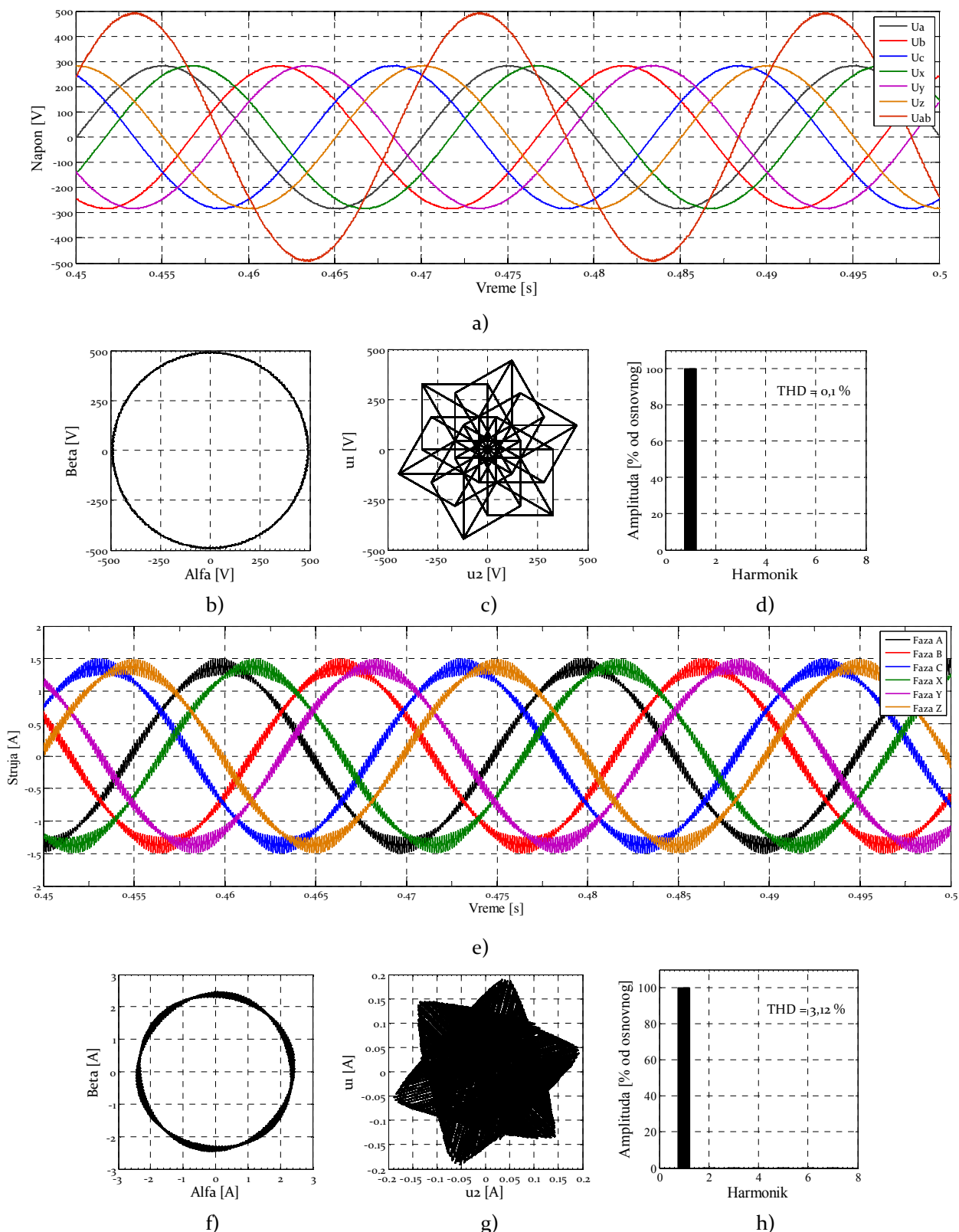
Povećanjem indeksa modulacije preko 1 prelazi se u zonu nelinearnog režima rada. Rezultati simulacija u ovom režimu rada (zadati indeks modulacije  $m=1,5$ ) prikazani su na slici 3.6. Rad u ovom režimu se karakteriše povećanim izobličenjem napona (slika 3.6 d) i struje (slika 3.6 h), kao i povećanim iznosom komponenti generisanih u  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostoru (slika 3.6 c i g). Povećanje izobličenja će dovesti do povećanja gubitaka u motoru.

Slika 3.7 odgovara situaciji u kojoj je indeks modulacije povećan na 3,24. Slično kao i kod trofazne SPWM, ovakve vrednost indeksa modulacije uzrokuje pojavu pravougaonog načina rada. Promena oblika trajektorije napona u  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostoru je posledica izostanka pojedinih naponskih vektora u ovom režimu rada.

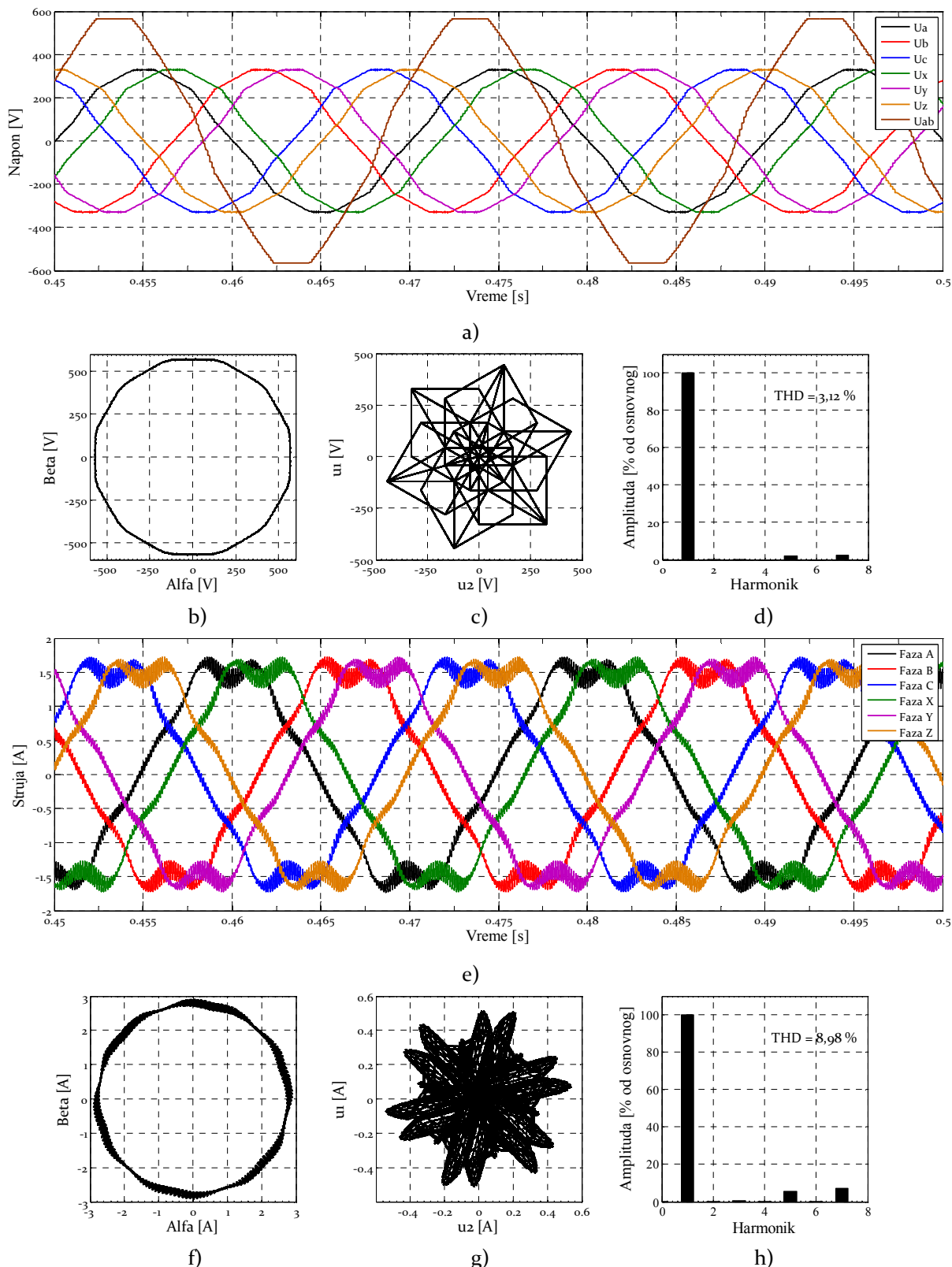
### **3.1.3.2 ZSSPWM tehnika**

I u slučaju ZSSPWM tehnike, računarske simulacije su urađene za tri vrednosti indeksa modulacije 1,15, 1,5 i 3,24.

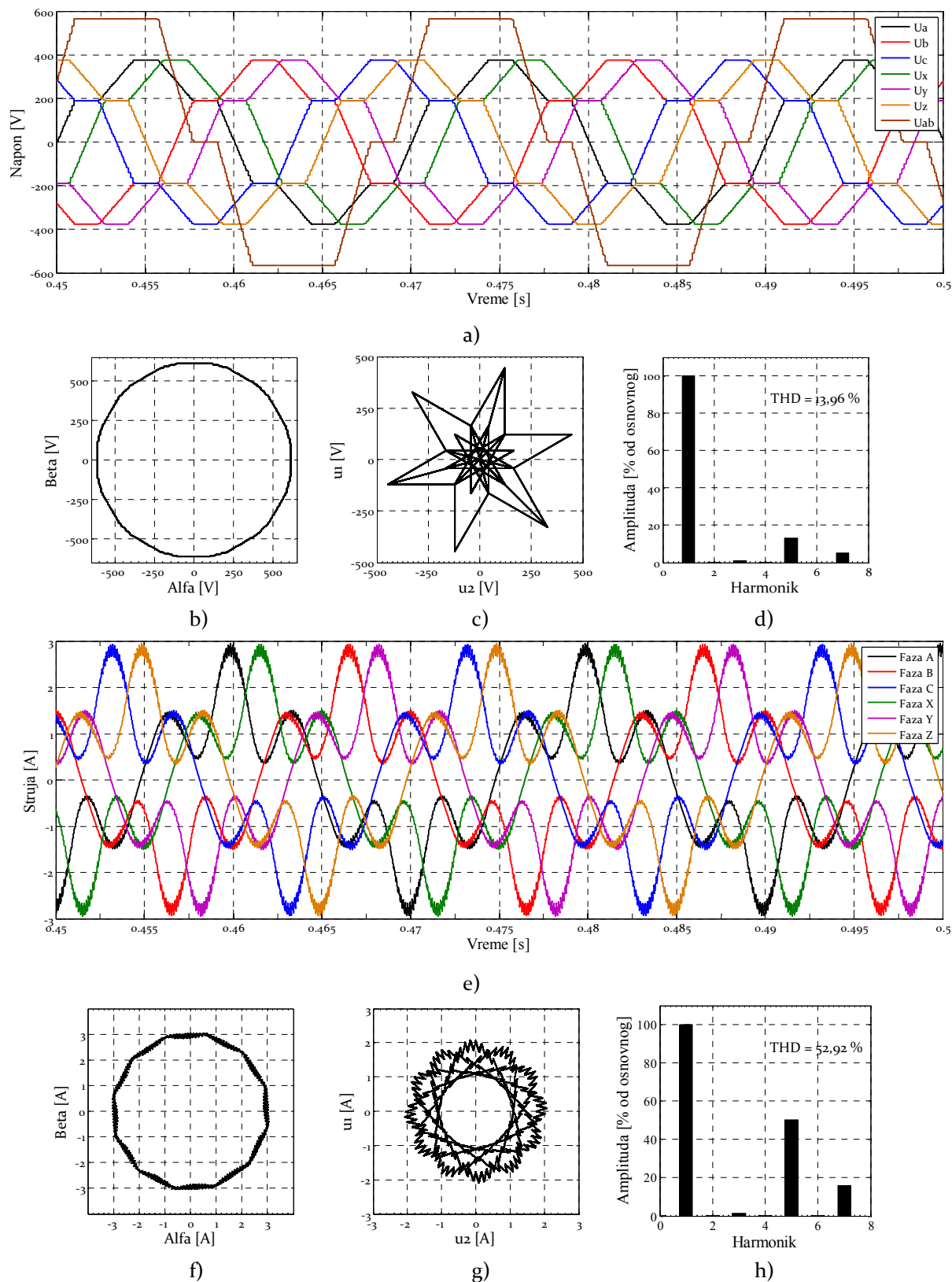
Rezultati simulacija za tri vrednosti indeksa modulacije su prikazani na slikama 3.8, 3.9 i 3.10. Linearni režim rada je primenom ove tehnike proširen za 15 % u odnosu na standardnu SPWM. Za  $m=1,15$  dobija se vrednost faznog napona 230 V. I u slučaju ove modulacione tehnike, povećanjem indeksa modulacije preko vrednosti koja garantuje rad u linearnom režimu porast komponenti naponskih i strujnih harmonika postaje uočljiviji. I ova tehnika upravljanja nema kontrolu generisanja komponenti u  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostoru, pa su samim tim ove naponske komponente značajne.



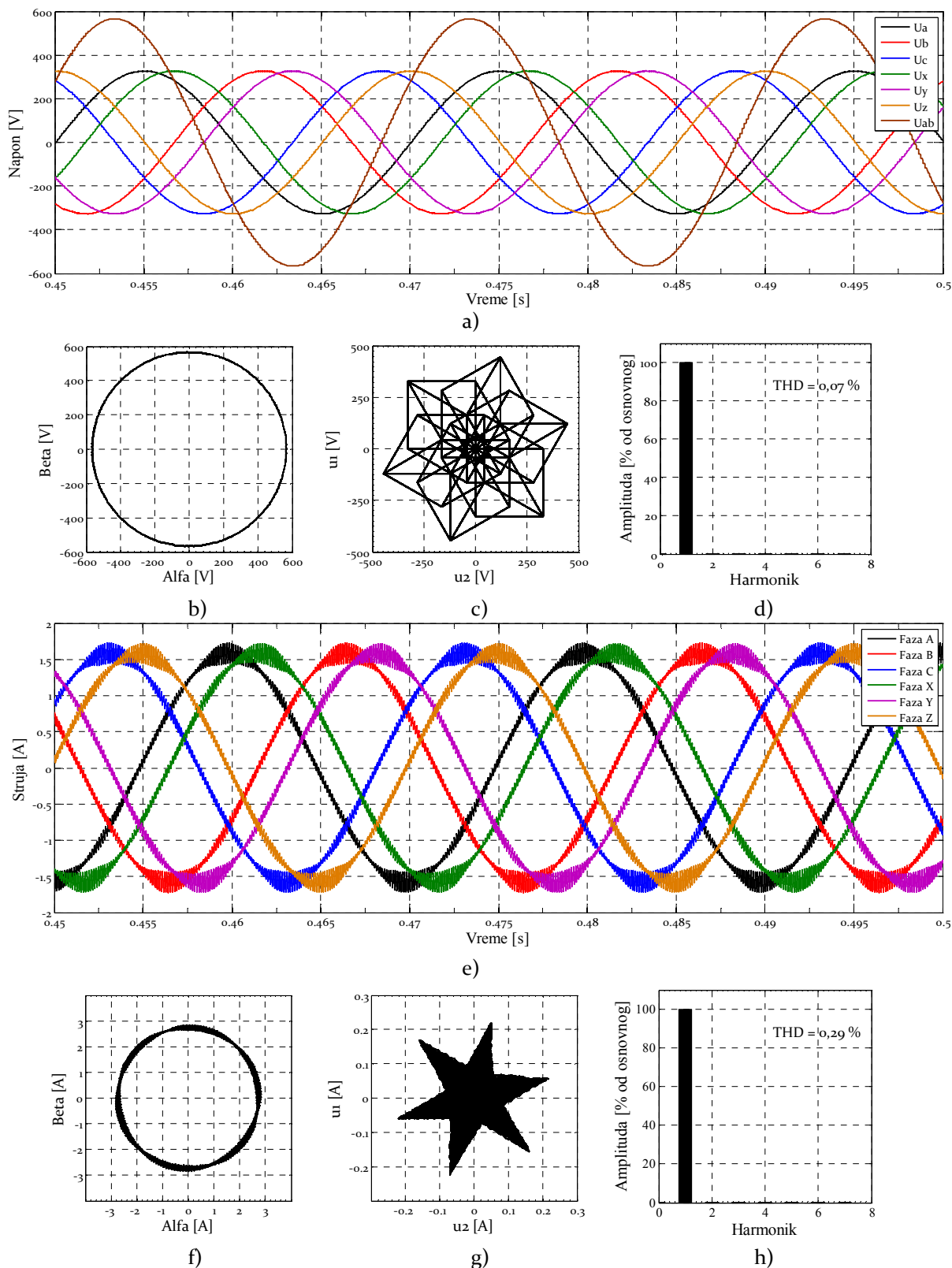
Slika 3.5 Simulacija SPWM tehnike za  $m=1$ : a) talasni oblici faznih napona, b)  $\alpha$ - $\beta$  hodograf faznih napona, c)  $\mu_1$ - $\mu_2$  hodograf faznih napona, d) harmonijski spektar linijskog napona  $u_{AB}$ , e) talasni oblici faznih struja, f)  $\alpha$ - $\beta$  hodograf struje, g)  $\mu_1$ - $\mu_2$  hodograf struje, d) harmonijski spektar struje  $i_A$



Slika 3.6 Simulacija SPWM tehnike za  $m=1,5$ : a) talasni oblici faznih napona, b)  $\alpha$ - $\beta$  hodograf faznih napona, c)  $\mu_1$ - $\mu_2$  hodograf faznih napona, d) harmonijski spektar linijskog napona  $u_{AB}$ , e) talasni oblici faznih struja, f)  $\alpha$ - $\beta$  hodograf struje, g)  $\mu_1$ - $\mu_2$  hodograf struje, d) harmonijski spektar struje  $i_A$

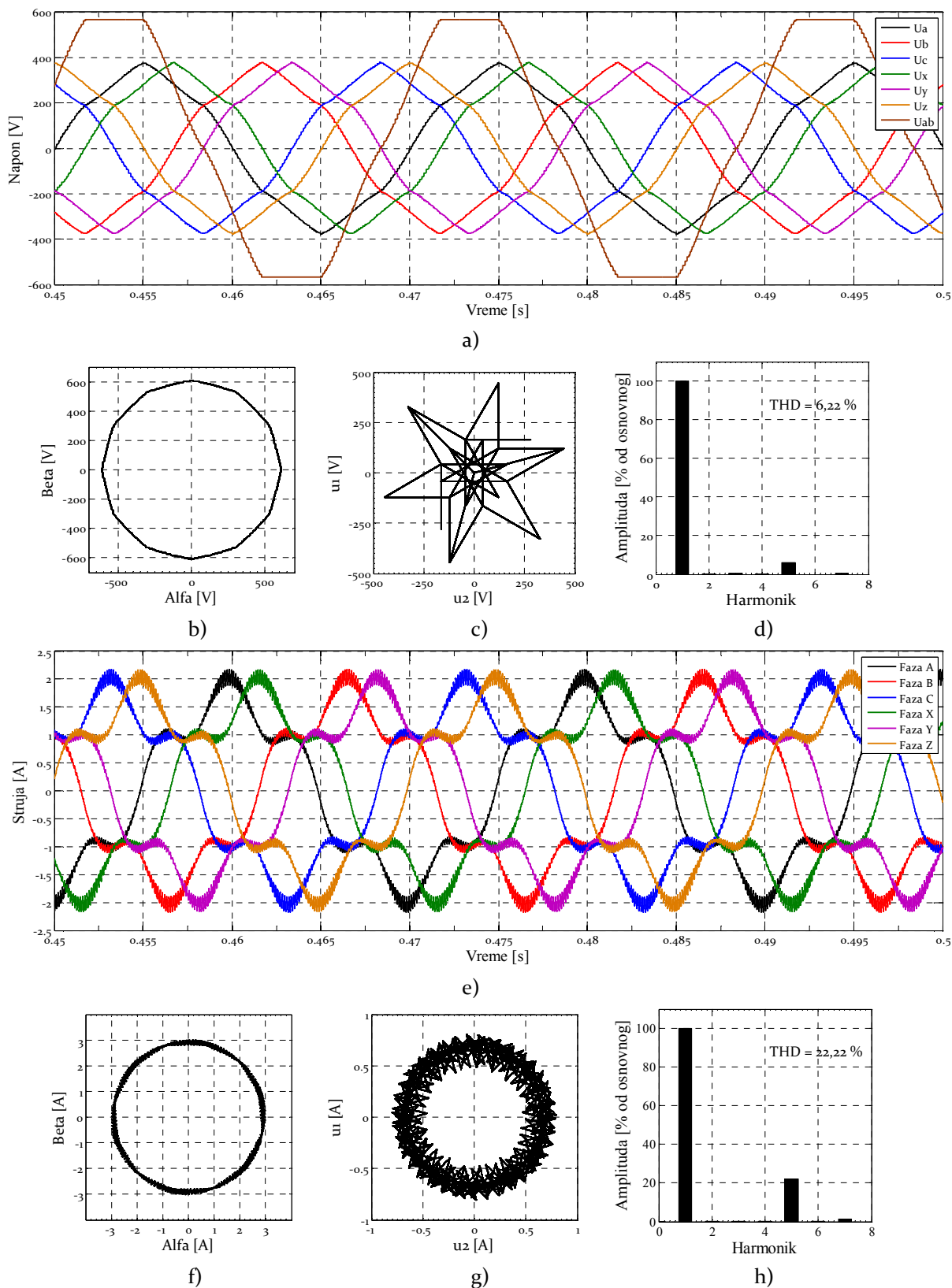


Slika 3.7 Simulacija SPWM tehnike za  $m=3,24$ : a) talasni oblici faznih napona, b)  $\alpha$ - $\beta$  hodograf faznih napona, c)  $\mu_1$ - $\mu_2$  hodograf faznih napona, d) harmonijski spektar linijskog napona  $u_{AB}$ , e) talasni oblici faznih struja, f)  $\alpha$ - $\beta$  hodograf struje, g)  $\mu_1$ - $\mu_2$  hodograf struje, d) harmonijski spektar struje  $i_A$

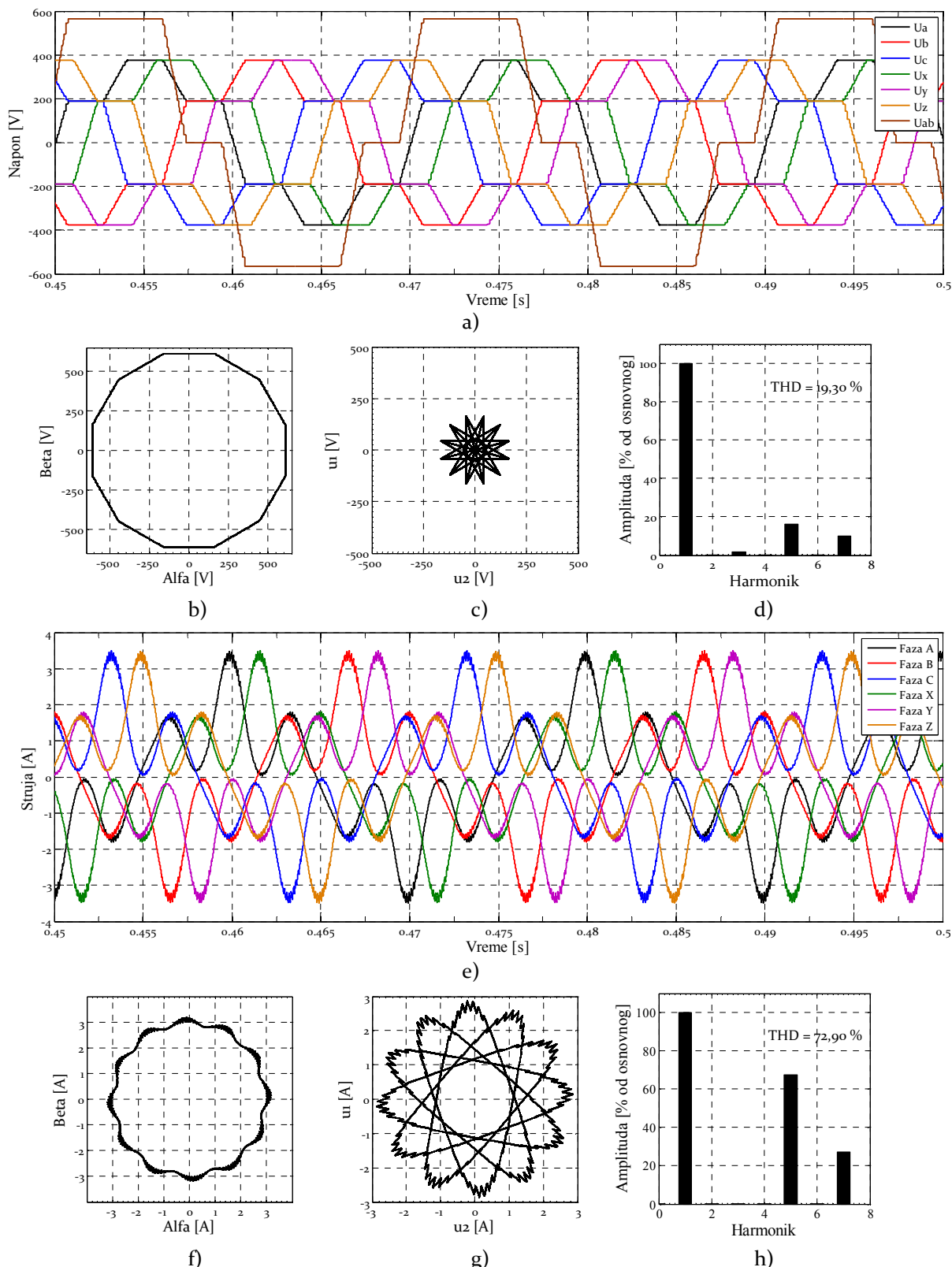


Slika 3.8 Simulacija HIPWM tehnike za  $m=1,15$ : a) talasni oblici faznih napona, b)  $\alpha$ - $\beta$  hodograf faznih napona, c)  $\mu_1$ - $\mu_2$  hodograf faznih napona, d) harmonijski spektar linijskog napona  $u_{AB}$ , e) talasni oblici faznih struja, f)  $\alpha$ - $\beta$  hodograf struje, g)  $\mu_1$ - $\mu_2$  hodograf struje, d) harmonijski spektar struje  $i_A$





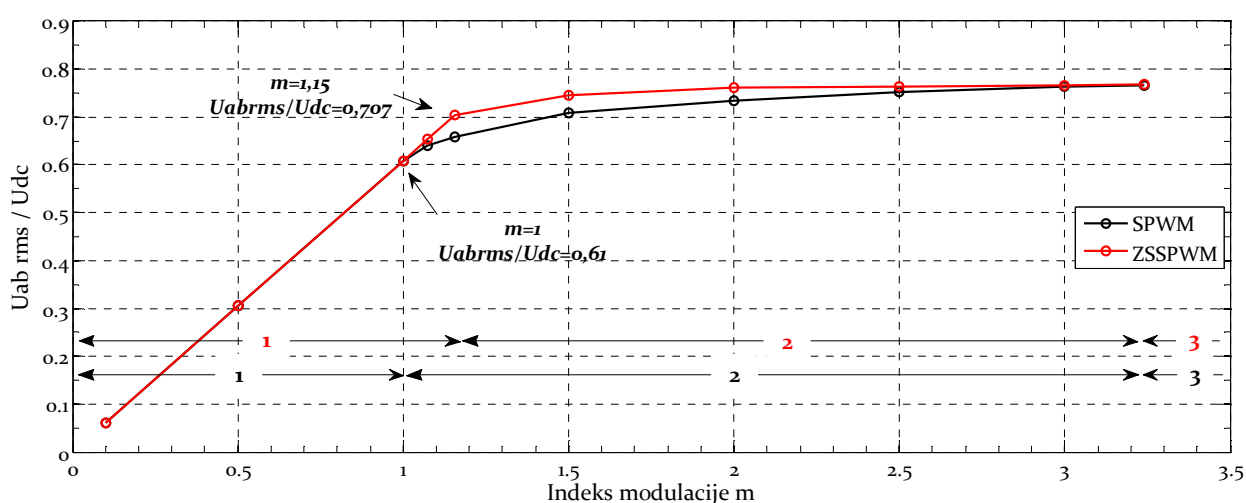
Slika 3.9 Simulacija HIPWM tehnike za  $m=1.5$ : a) talasni oblici faznih napona, b)  $\alpha$ - $\beta$  hodograf faznih napona, c)  $\mu_1$ - $\mu_2$  hodograf faznih napona, d) harmonijski spektar linijskog napona  $u_{AB}$ , e) talasni oblici faznih struja, f)  $\alpha$ - $\beta$  hodograf struje, g)  $\mu_1$ - $\mu_2$  hodograf struje, d) harmonijski spektar struje  $i_A$



Slika 3.10 Simulacija HIPWM tehnike za  $m=3,24$  :a) talasni oblici faznih napona, b)  $\alpha$ - $\beta$  hodograf faznih napona, c)  $\mu_1$ - $\mu_2$  hodograf faznih napona, d) harmonijski spektar linijskog napona  $u_{AB}$ , e) talasni oblici faznih struja, f)  $\alpha$ - $\beta$  hodograf struje, g)  $\mu_1$ - $\mu_2$  hodograf struje, d) harmonijski spektar struje  $i_A$

Slika 3.11 prikazuje zavisnost indeksa modulacije i linijskog napona za obe analizirane sinusne PWM tehnike. Na grafiku je linijski napon prikazan u odnosu na napon jednosmernog međukola. Crnom linijom je obeležena zavisnost  $U_{abrms}/U_{dc}=f(m)$  u slučaju SPWM tehnike, a crvenom zavisnost u slučaju ZSSPWM tehnike.

Horizontalnim linijama u dnu grafika naznačeni su opsezi linearnog, nelinearnog i pravougaonog načina rada obe modulacione tehnike i to crnom za SPWM, a crvenom za ZSSPWM. Sa grafika se vidi da je opseg linearnog režima rada u slučaju ZSSPWM tehnike širi u odnosu na SPWM. Samim tim, iskorišćenje napona jednosmernog međukola je bolje što predstavlja i osnovnu prednost ZSSPWM tehnike u odnosu na SPWM.



Slika 3.11 Zavisnost  $U_{abrms}/U_{dc}$  od indeksa modulacije  $m$  za SPWM i ZSSPWM tehniku (1- linearni režim, 2 - nelinearni režim, 3- pravougaoni način rada)

## 3.2 Tehnike bazirane na metodom modulacije prostornog vektora

### 3.2.1 Tehnika aproksimacije referentnog vektora upotrebom dva najbliža velika vektora

U poglavlju 2.5 izvršena je klasifikacija vektora faznih napona u pet grupa. Grupe su formirane spram veličine modula vektora faznih napona i definisano je da petoj grupi pripadaju najveći vektori  $V_9, V_{11}, V_{18}, V_{22}, V_{26}, V_{27}, V_{36}, V_{37}, V_{41}, V_{45}, V_{52}$  i  $V_{54}$ . Slika 3.12 a) prikazuje podelu  $\alpha$ - $\beta$  potprostora na dvanaest sektora koji su oivičeni velikim vektorima.

Primenom razmatrane tehnike, originalno predstavljene u [84], aproksimacija referentnog vektora se ostvaruje kroz primenu dva susedna velika vektora.

Ukoliko se pretpostavi da se referentni vektor nalazi u sektoru 1 (ilustrovano na slici 3.12 b), izlazni napon invertora se može aproksimirati upotrebom vektora  $V_{41}$  i  $V_9$  :

$$\int_{nT_{PWM}}^{(n+1)T_{PWM}} V_{ref} dt = \frac{1}{T_{PWM}} (T_{V_{41}}V_{41} + T_{V_9}V_9) \dots\dots\dots (3.16)$$

Pod pretpostavkom da je interval  $T_{PWM}$  takav da je promena izlaznog napona  $U_{out}$  unutar njega zanemarljiva, može se pisati

$$\int_{nT_{PWM}}^{(n+1)T_{PWM}} V_{ref} dt = T_{PWM}V_{ref} = T_{V_{41}}V_{41} + T_{V_9}V_9 \dots\dots\dots (3.17)$$

pri čemu važi da je  $T_{V_{41}} + T_{V_9} \leq T_{PWM}$ .

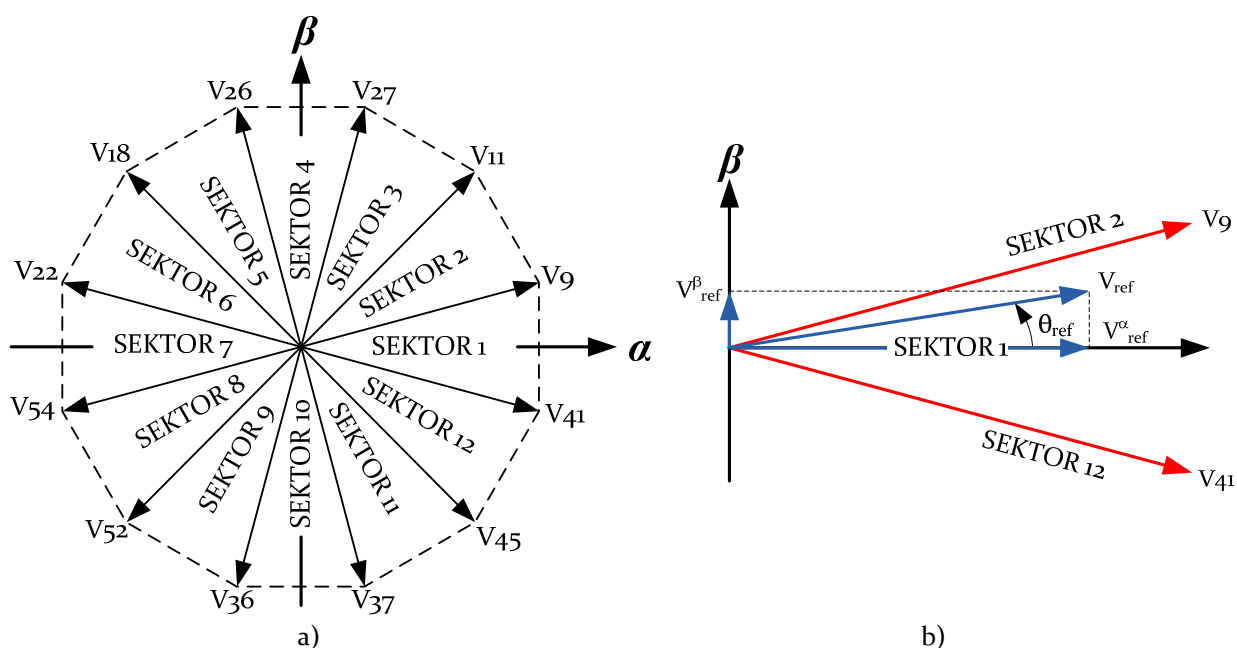
U preostalom vremenskom intervalu se primenjuje jedan od nultih vektora tako da

$$T_{PWM}V_{ref} = T_{V_{41}}V_{41} + T_{V_9}V_9 + T_zV_z \dots\dots\dots (3.18)$$

gde je  $V_z = V_0, V_7, V_{56}$  ili  $V_{63}$  i pri čemu važi da je  $T_{PWM} = T_{V_{41}} + T_{V_9} + T_z$ .

Vreme primene vektora  $V_{41}$  i  $V_9$  se dobija preko izraza (3.16) i u matricnoj formi se može zapisati

$$\begin{bmatrix} T_{V_{41}} \\ T_{V_9} \end{bmatrix} = T_{PWM} \begin{bmatrix} V_{41\alpha} & V_{9\alpha} \\ V_{41\beta} & V_{9\beta} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_{ref\alpha} \\ V_{ref\beta} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.19)$$



Slika 3.12 Podela  $\alpha$ - $\beta$  potprostora na sektore a), ilustracija gerisanja referentnog vektora primenom klasične SVPWM metode b)

Zamenom vrednosti za  $V_{41\alpha}$ ,  $V_{41\beta}$ ,  $V_{9\alpha}$  i  $V_{9\beta}$  očitanih sa slike 2.6 dobija se da se vremena vođenja vektora  $V_{41}$  i  $V_9$  mogu izračunati iz

$$\begin{bmatrix} T_{V41} \\ T_{V9} \end{bmatrix} = T_{P\text{PWM}} \begin{bmatrix} \frac{1}{3}(\frac{\sqrt{3}}{2}+1) & \frac{1}{3}(\frac{\sqrt{3}}{2}+1) \\ -\frac{1}{6} & \frac{1}{6} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_{ref\alpha} \\ V_{ref\beta} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.20)$$

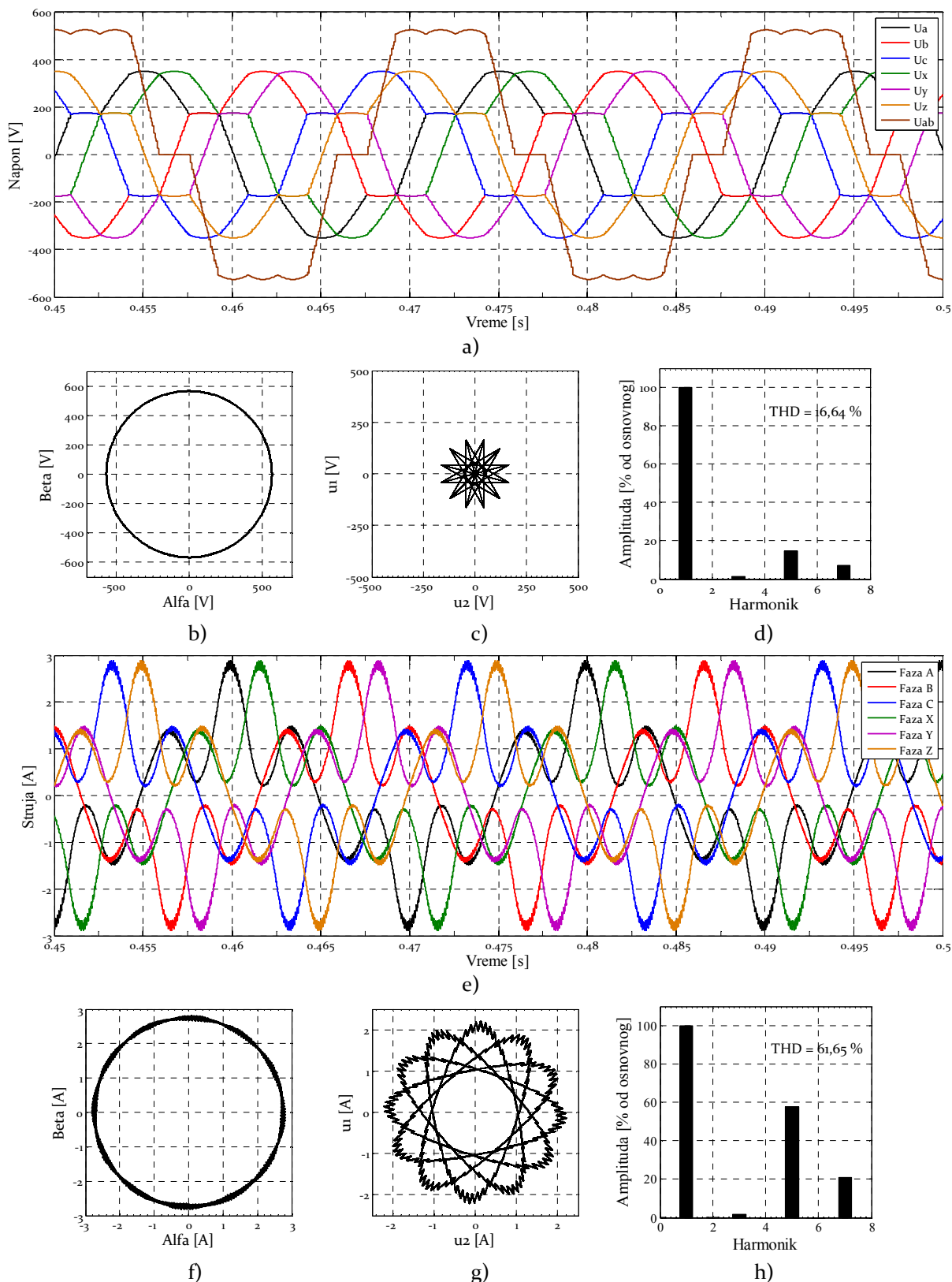
Sa aspekta praktične realizacije, parametri inverzne matrice se mogu proračunati pre izvršenja programa, a u programu se koristiti u obliku *look-up* tabele. U tu svrhu u tabeli 3.2 prikazane su proračunate vrednosti karakterističnih inverznih matrica za sve sektore. U tabeli je dat i pregled vektora koji se koriste po pojedinim sektorima.

Tabela 3.2 Parametri matrica za proračunavanje vremena vođenja aktivnih vektora

Sektor 1 $\begin{bmatrix} A & -B \\ A & B \end{bmatrix}$ V45 i V9	Sektor 2 $\begin{bmatrix} C & -C \\ -A & B \end{bmatrix}$ V9 i V11	Sektor 3 $\begin{bmatrix} B & -A \\ -C & C \end{bmatrix}$ V11 i V27	Sektor 4 $\begin{bmatrix} B & A \\ -B & A \end{bmatrix}$ V27 i V26
Sektor 5 $\begin{bmatrix} C & C \\ -B & -A \end{bmatrix}$ V26 i V18	Sektor 6 $\begin{bmatrix} A & B \\ -C & -C \end{bmatrix}$ V18 i V22	Sektor 7 $\begin{bmatrix} -A & B \\ -A & -B \end{bmatrix}$ V22 i V54	Sektor 8 $\begin{bmatrix} -C & C \\ A & -B \end{bmatrix}$ V54 i V52
Sektor 9 $\begin{bmatrix} -B & A \\ C & -C \end{bmatrix}$ V52 i V36	Sektor 10 $\begin{bmatrix} -B & -A \\ B & -A \end{bmatrix}$ V36 i V37	Sektor 11 $\begin{bmatrix} -C & -C \\ B & A \end{bmatrix}$ V37 i V45	Sektor 12 $\begin{bmatrix} -A & -B \\ C & C \end{bmatrix}$ V45 i V41
Član A: $3(2-\sqrt{3})$	Član B: 3	Član C: $3(\sqrt{3}-1)$	

### 3.2.1.1 Računarske simulacije SVPWM tehnike aproksimacije refentnog vektora upotrebom dva najbliža velika vektora

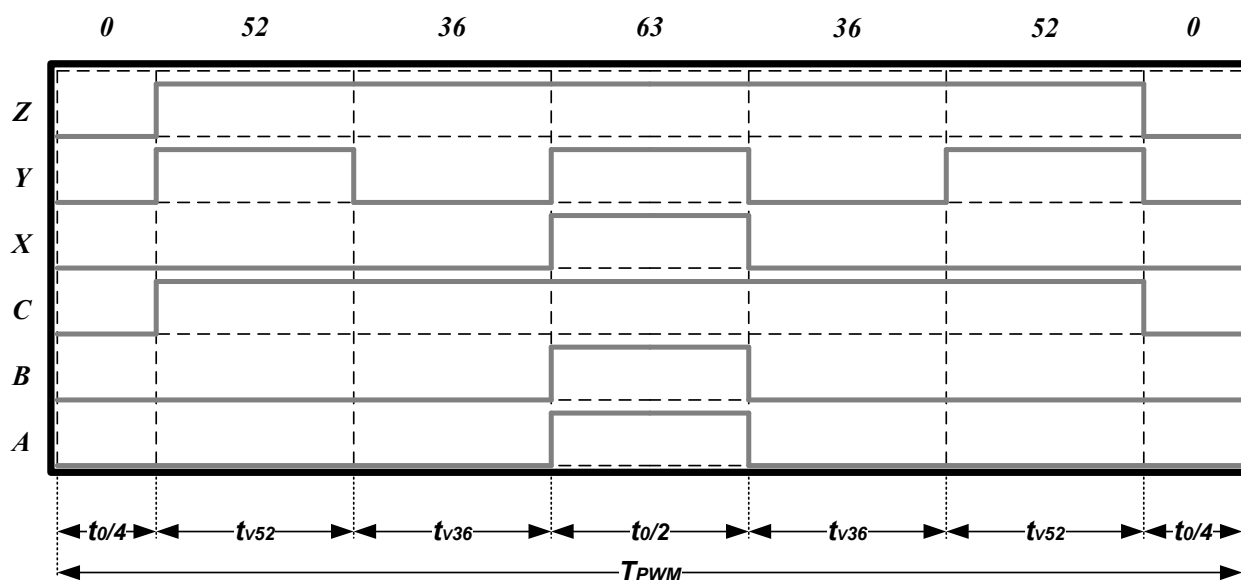
Prikazani rezultati simulacija su dati za  $|u_{ref}|=1$ . Efektivna vrednost dobijenog faznog napona je 230 V, a linijskog 400 V. Kao što se sa slike 3.13 a) i d) vidi, fazni i liniski naponi imaju izraženu distorziju ( $THDU_{AB} = 16,64\%$ ). Napon koji se generiše u  $\mu_1-\mu_2$  potprostoru je 4 puta manji od napona generisanog u  $\alpha-\beta$  potprostoru. Posledica nekontrolisanog generisanja napona u  $\mu_1-\mu_2$  potprostoru je uvećan nivo distorzije struja ( $THDI = 61,65\%$ ). Loše prigušenje struja u  $\mu_1-\mu_2$  potprostoru predstavlja osnovnu manu razmatrane SVPWM tehnike.



Slika 3.13 Simulacija SVPWM tehnike  $|u_{ref}|=1$  a) talasni oblici faznih napona, b)  $\alpha$ - $\beta$  hodograf faznih napona, c)  $\mu_1$ - $\mu_2$  hodograf faznih napona, d) harmonijski spektar linijskog napona  $u_{AB}$ , e) talasni oblici faznih struja, f)  $\alpha$ - $\beta$  hodograf struje, g)  $\mu_1$ - $\mu_2$  hodograf struje, d) harmonijski spektar struje  $i_A$

Pored nekontrolisanog generisanja napona i struja u  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostoru (dodatna analiza se može pronaći u [35]), dvovektorska SVPWM tehnika ima još jednu značajnu manu koja se ogleda u njenoj kompleksnosti po pitanju praktične realizacije.

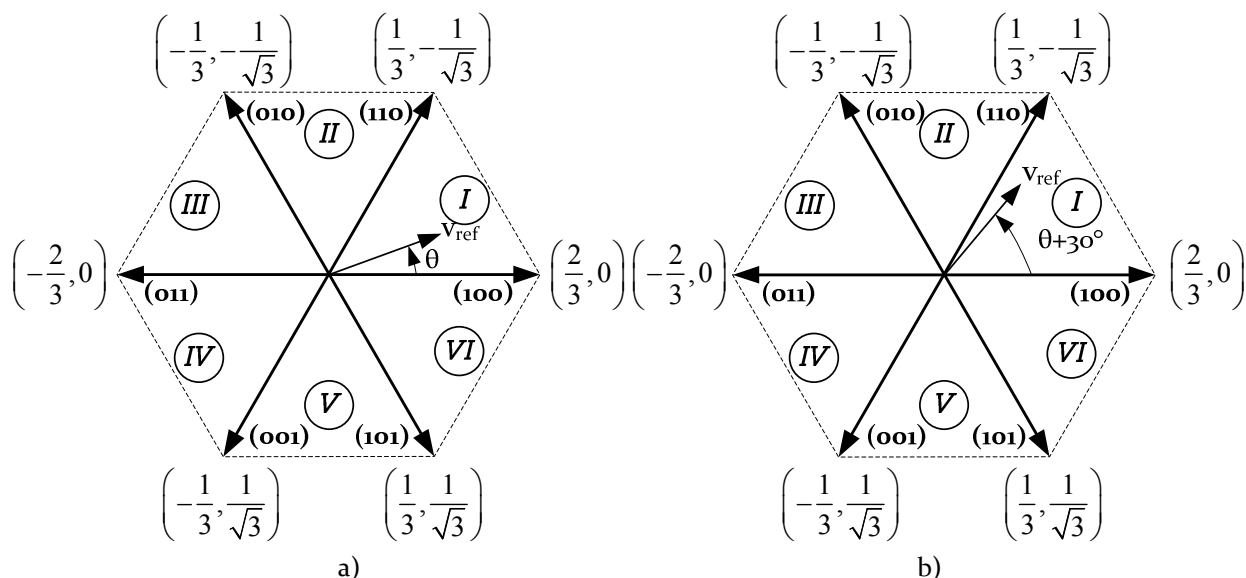
Ukoliko se analizira slika 3.14, kojom se ilustruje raspored vektora u jednom PWM ciklusu u situaciji kada se referentni vektor nalazi u sektoru 3, može se videti da kanal Y u toku jednog ciklusa treba da izvrši 6 promena stanja. Sa aspekta praktične implementacije potrebno je istaći da većina komercijalno dostupnih DSP-ja nema mogućnost formiranja PWM signala sa 6 tranzicija aktivan visok/nizak tokom jednog PWM ciklusa. Problematika se može rešiti upotrebom FPGA kola ili dodatnih elektronskih sklopova ali u svakom slučaju uz povećanje složenosti a smanjenje pouzdanosti sistema. Bitno je navesti da povećanje broja tranzicija u toku prekidačke periode dovodi do povećanja prekidačkih gubitaka.



Slika 3.14 Oblik PWM signala u situaciji kada se referentni vektor nalazi u sektoru 9

### 3.2.2 Dvostruka trofazna SVPWM tehnika

Struktura namotaja šestofazne asimetrične mašine omogućava da se kontrola invertora može sprovesti i preko dva sinhronizovana klasična trofazna SVPWM modulatora. Dovedene vrednosti referentnog napona ova dva modulatora su modugno identični, a prostorno međusobno pomereni za  $\pi/6$ . Ilustracija zadavanja referenci dva SVPWM modulatora je prikazani na slici 3.15.



**Slika 3.15** Kontrola šestofaznog invertora preko dva sinhronizovana trofazna SVPWM modulatora: prikaz referentnog vektora i podela  $\alpha$ - $\beta$  potprostora na sektore za kontrolu grana ABC a) i XZY b)

Vreme primene pojedinih vektora može se dobiti korišćenjem izraza (3.16) do (3.19) i sličnom procedurom kao što je to prikazano u prethodnom poglavlju. I u ovom slučaju se implementacija može pojednostaviti *offline* proračunom karakterističnih vrednosti inverznih matrica, a iste su prikazane u tabeli 3.3 [78].

**Tabela 3.3.** Parametri matrica za proračunavanje vremena vođenja aktivnih vektora

Sektor 1 $\begin{bmatrix} A & B \\ 0 & C \end{bmatrix}$	Sektor 2 $\begin{bmatrix} -A & -B \\ D & -B \end{bmatrix}$
Sektor 3 $\begin{bmatrix} 0 & -C \\ -D & B \end{bmatrix}$	Sektor 4 $\begin{bmatrix} 0 & C \\ -D & -B \end{bmatrix}$
Sektor 5 $\begin{bmatrix} -A & B \\ D & B \end{bmatrix}$	Sektor 6 $\begin{bmatrix} -A & -B \\ 0 & C \end{bmatrix}$

Član A:  $\sqrt{3}/2$  Član B:  $1/2$

Član C:  $1$  Član D:  $\sqrt{3}/3$

Kombinovanjem prekidačkih stanja oba trofazna invertora moguće je dobiti spisak vektora koji se koriste u  $\alpha$ - $\beta$  potprostoru U tabeli 3.4 je prikazana podela  $\alpha$ - $\beta$  potprostora na sektore i vektori koji se u svakom od sektora koriste.

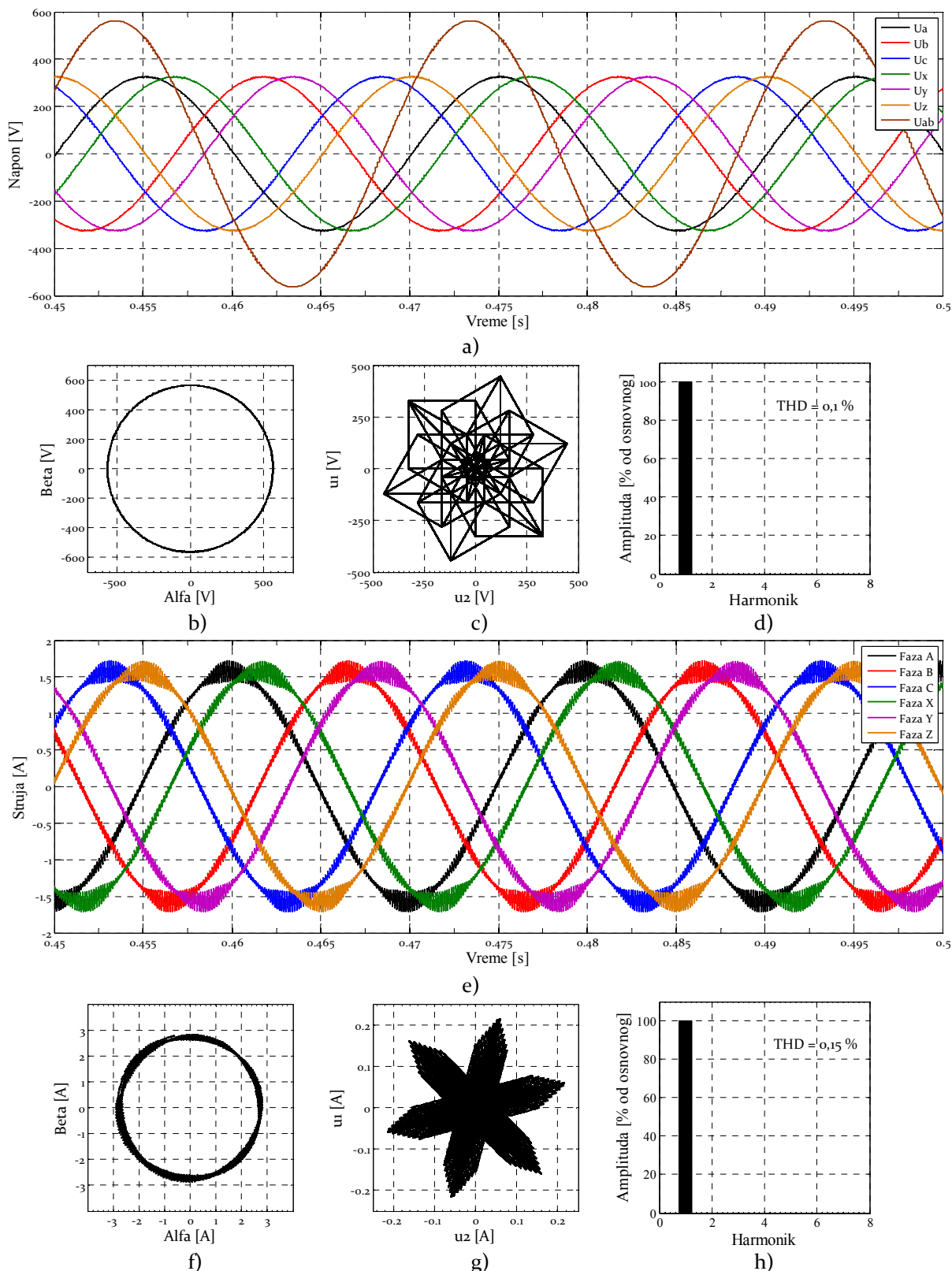


Tabela 3.4. Tabelarni prikaz podele na sektore i vektora koji se u njima koriste

	ugao	v <sub>0/2</sub>	v <sub>1</sub>	v <sub>2</sub>	v <sub>3</sub>	v <sub>4</sub>	v <sub>5</sub>	v <sub>0/2</sub>
Zona 1	0 - 15	v <sub>0</sub>	v <sub>8</sub>	v <sub>9</sub>	v <sub>41</sub>	v <sub>45</sub>	v <sub>47</sub>	v <sub>63</sub>
Zona 2	15 - 30	v <sub>0</sub>	v <sub>8</sub>	v <sub>9</sub>	v <sub>41</sub>	v <sub>43</sub>	v <sub>47</sub>	v <sub>63</sub>
Zona 3	30 - 45	v <sub>0</sub>	v <sub>1</sub>	v <sub>9</sub>	v <sub>11</sub>	v <sub>43</sub>	v <sub>59</sub>	v <sub>63</sub>
Zona 4	45 - 60	v <sub>0</sub>	v <sub>1</sub>	v <sub>9</sub>	v <sub>11</sub>	v <sub>27</sub>	v <sub>59</sub>	v <sub>63</sub>
Zona 5	60 - 75	v <sub>0</sub>	v <sub>8</sub>	v <sub>9</sub>	v <sub>11</sub>	v <sub>27</sub>	v <sub>31</sub>	v <sub>63</sub>
Zona 6	75 - 90	v <sub>0</sub>	v <sub>8</sub>	v <sub>10</sub>	v <sub>11</sub>	v <sub>27</sub>	v <sub>31</sub>	v <sub>63</sub>
Zona 7	90 - 105	v <sub>0</sub>	v <sub>2</sub>	v <sub>10</sub>	v <sub>26</sub>	v <sub>27</sub>	v <sub>59</sub>	v <sub>63</sub>
Zona 8	105 - 120	v <sub>0</sub>	v <sub>2</sub>	v <sub>18</sub>	v <sub>26</sub>	v <sub>27</sub>	v <sub>59</sub>	v <sub>63</sub>
Zona 9	120 - 135	v <sub>0</sub>	v <sub>16</sub>	v <sub>18</sub>	v <sub>26</sub>	v <sub>27</sub>	v <sub>31</sub>	v <sub>63</sub>
Zona 10	135 - 150	v <sub>0</sub>	v <sub>16</sub>	v <sub>18</sub>	v <sub>26</sub>	v <sub>30</sub>	v <sub>31</sub>	v <sub>63</sub>
Zona 11	150 - 165	v <sub>0</sub>	v <sub>2</sub>	v <sub>18</sub>	v <sub>22</sub>	v <sub>30</sub>	v <sub>62</sub>	v <sub>63</sub>
Zona 12	165 - 180	v <sub>0</sub>	v <sub>2</sub>	v <sub>18</sub>	v <sub>22</sub>	v <sub>54</sub>	v <sub>62</sub>	v <sub>63</sub>
Zona 13	180 - 195	v <sub>0</sub>	v <sub>16</sub>	v <sub>18</sub>	v <sub>22</sub>	v <sub>54</sub>	v <sub>55</sub>	v <sub>63</sub>
Zona 14	195 - 210	v <sub>0</sub>	v <sub>16</sub>	v <sub>20</sub>	v <sub>22</sub>	v <sub>54</sub>	v <sub>55</sub>	v <sub>63</sub>
Zona 15	210 - 225	v <sub>0</sub>	v <sub>4</sub>	v <sub>20</sub>	v <sub>52</sub>	v <sub>54</sub>	v <sub>62</sub>	v <sub>63</sub>
Zona 16	225 - 240	v <sub>0</sub>	v <sub>4</sub>	v <sub>36</sub>	v <sub>52</sub>	v <sub>54</sub>	v <sub>62</sub>	v <sub>63</sub>
Zona 17	240 - 255	v <sub>0</sub>	v <sub>32</sub>	v <sub>36</sub>	v <sub>52</sub>	v <sub>54</sub>	v <sub>55</sub>	v <sub>63</sub>
Zona 18	255 - 270	v <sub>0</sub>	v <sub>32</sub>	v <sub>36</sub>	v <sub>52</sub>	v <sub>53</sub>	v <sub>55</sub>	v <sub>63</sub>
Zona 19	270 - 285	v <sub>0</sub>	v <sub>4</sub>	v <sub>36</sub>	v <sub>37</sub>	v <sub>53</sub>	v <sub>61</sub>	v <sub>63</sub>
Zona 20	285 - 300	v <sub>0</sub>	v <sub>4</sub>	v <sub>36</sub>	v <sub>37</sub>	v <sub>45</sub>	v <sub>61</sub>	v <sub>63</sub>
Zona 21	300 - 315	v <sub>0</sub>	v <sub>32</sub>	v <sub>36</sub>	v <sub>37</sub>	v <sub>45</sub>	v <sub>47</sub>	v <sub>63</sub>
Zona 22	315 - 330	v <sub>0</sub>	v <sub>32</sub>	v <sub>33</sub>	v <sub>37</sub>	v <sub>45</sub>	v <sub>47</sub>	v <sub>63</sub>
Zona 23	330 - 345	v <sub>0</sub>	v <sub>1</sub>	v <sub>33</sub>	v <sub>41</sub>	v <sub>45</sub>	v <sub>61</sub>	v <sub>63</sub>
Zona 24	345 - 360	v <sub>0</sub>	v <sub>1</sub>	v <sub>9</sub>	v <sub>41</sub>	v <sub>45</sub>	v <sub>61</sub>	v <sub>63</sub>

### 3.2.2.1 Računarske simulacije dvostruke trofazne SVPWM tehnike

Prikazani rezultati simulacija su dati za  $|u_{ref}|=1$ . Efektivna vrednost dobijenog faznog napona je 230 V, a linijskog 400 V. Kao što se sa slike 3.16 a) i d) vidi, fazni i liniski naponi imaju izuzetno nizak stepen distorzije ( $THDU_{AB} = 0,1\%$ ). Manifestacija nekontrolisanog generisanja napona u  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostoru je vidljiva sa slike 3.16 c). Vidi se da napon u pojedinim trenucima dostiže vrednost 400 V.



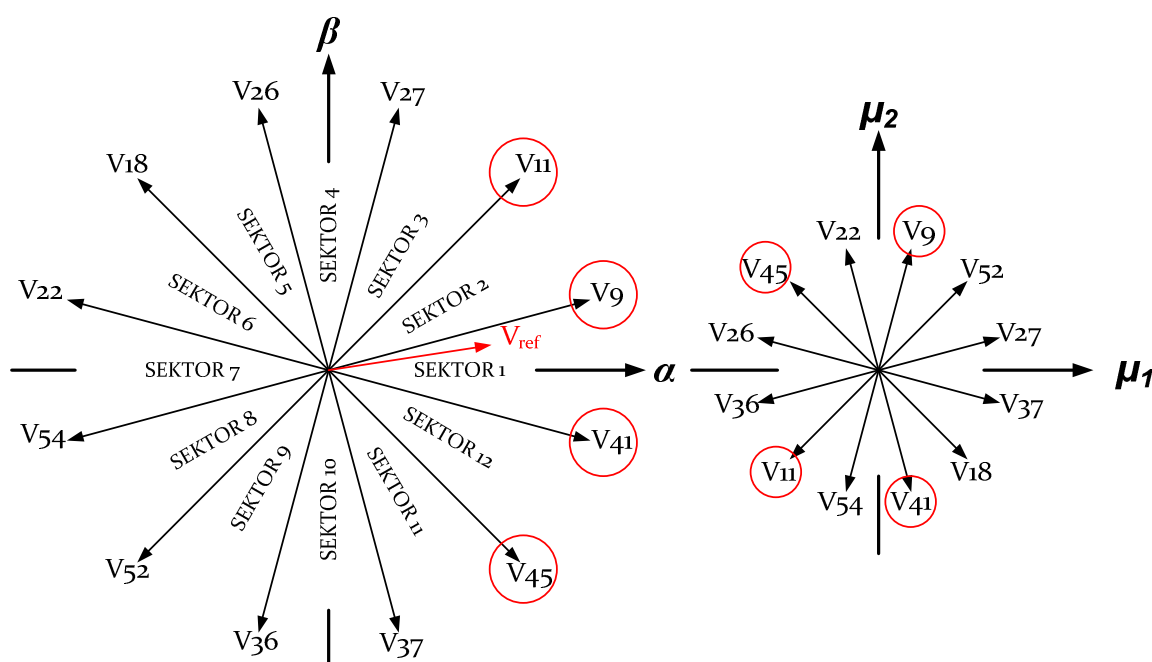
Slika 3.16 Simulacija 2x3SPWM tehnike za  $|u_{ref}|=1$ : a) talasni oblici faznih napona, b)  $\alpha$ - $\beta$  hodograf faznih napona, c)  $\mu_1$ - $\mu_2$  hodograf faznih napona, d) harmonijski spektar linijskog napona  $u_{AB}$ , e) talasni oblici faznih struja, f)  $\alpha$ - $\beta$  hodograf struje, g)  $\mu_1$ - $\mu_2$  hodograf struje, d) harmonijski spektar struje  $i_A$

### 3.2.3 Tehnika aproksimacije referentnog vektora upotrebom četiri najbliža velika vektora

U poglavlju 2. je naznačeno da naponi generisani u  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostoru ne doprinose elektromehaničkoj konverziji i isključivo dovode do stvaranja dodatnih gubitaka u namotajima statora i rotora šestofazne asimetrične mašine. Do sada obrađivane tehnike upravljanja inverterom ne uzimaju u obzir veličine koje se generišu u  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostoru. Tretman komponenti  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostora je u literaturi po prvi put adekvatno obrađen u radu [26]. Predstavljenom tehnikom (poznatija kao VSD tehnika) se aproksimiranje referentnog vektora ostvaruje kroz korišćenje 4 najbliža i najveća vektora. Predstavljenom šemom biranja vektora ispunjena su dva vrlo važna aspekta tehnike upravljanja inverterom u pogonu sa šestofaznom asimetričnom asinhronom mašinom:

- postiže se dobro iskorišćenje napona jednosmernog međukola jer se koriste vektori koji u  $\alpha$ - $\beta$  potprostoru čine grupu najvećih vektora,
- slika korišćenih vektora u  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostoru je takva da oni, u ovom potprostoru, čine grupu vektora sa najmanjom amplitudom.

Na slici 3.17 a) je ilustrovana situacija kada se referentni vektor nalazi u sektoru 1. Na slici su prikazani samo vektori  $\alpha$ - $\beta$  potprostora koji se obrađivanom tehnikom koriste. Na slici 3.17 b) je prikazan položaj korišćenih vektora u  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostoru. Vektori koji se koriste u situaciji kada je referentni vektor u sektoru 1 su na slici zaokruženi.



Slika 3.17 Položaj korišćenih vektora u  $\alpha$ - $\beta$  i  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostoru

Pošto je problematika vezana za kontrolu šestofazne asimetrične mašine sa razdvojenim zvezdištima, veličine koje su vezane za  $z_1$ - $z_2$  potprostor automatski su jednake nuli te stoga se sistem jednačina sa 7 redukuje na 5 jednačina:

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^n v_k^\alpha t_{vk} &= v_{s\alpha}^* T_{PWM} \\ \sum_{k=1}^n v_k^\beta t_{vk} &= v_{s\beta}^* T_{PWM} \\ \sum_{k=1}^n v_k^{\mu_1} t_{vk} &= v_{s\mu_1}^* T_{PWM} \dots\dots\dots (3.21) \\ \sum_{k=1}^n v_k^{\mu_2} t_{vk} &= v_{s\mu_2}^* T_{PWM} \\ \sum_{k=1}^n t_{vk} &= T_{PWM} \end{aligned}$$

Korišćene oznake u jednačinama (3.21) imaju sledeće značenje:

- $v_{sx}^*$  - referentni vektor x-te veličine  $\alpha$ - $\beta$  ili  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostora,
- $T_{PWM}$  - PWM perioda,
- $t_{vk}$  - vremena vođenja vektora,
- $v_k^x$  - "veliki" vektor (pod velikim vektorom podrazumevaju se vektori  $v_9, v_{11}, v_{18}, v_{22}, v_{26}, v_{27}, v_{36}, v_{37}, v_{41}, v_{45}, v_{52}$  i  $v_{54}$ ).

Izraz (3.21) može se u matricnoj formi zapisati u obliku:

$$\begin{bmatrix} v_1^\alpha & v_2^\alpha & v_3^\alpha & v_4^\alpha & v_5^\alpha \\ v_1^\beta & v_2^\beta & v_3^\beta & v_4^\beta & v_5^\beta \\ v_1^{\mu_1} & v_2^{\mu_1} & v_3^{\mu_1} & v_4^{\mu_1} & v_5^{\mu_1} \\ v_1^{\mu_2} & v_2^{\mu_2} & v_3^{\mu_2} & v_4^{\mu_2} & v_5^{\mu_2} \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_{v1} \\ t_{v2} \\ t_{v3} \\ t_{v4} \\ t_{v5} \end{bmatrix} = [V] \begin{bmatrix} t_{v1} \\ t_{v2} \\ t_{v3} \\ t_{v4} \\ t_{v5} \end{bmatrix} = [V_{\alpha\beta\mu_1\mu_2}^{ref}] T_{PWM} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha}^* \\ v_{s\beta}^* \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} T_{PWM} \dots\dots\dots (3.22)$$

Kako bi se komponente  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostora neutralisale, u izrazu (3.22) se referentnim vektorom  $V_{\alpha\beta\mu_1\mu_2}^{ref}$  zadaju nulte vrednosti ovih komponenti.

Vremena vođenja vektora dobijaju se iz izraza (3.22):

$$\begin{bmatrix} t_{v1} \\ t_{v2} \\ t_{v3} \\ t_{v4} \\ t_{v5} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1^\alpha & v_2^\alpha & v_3^\alpha & v_4^\alpha & v_5^\alpha \\ v_1^\beta & v_2^\beta & v_3^\beta & v_4^\beta & v_5^\beta \\ v_1^{\mu_1} & v_2^{\mu_1} & v_3^{\mu_1} & v_4^{\mu_1} & v_5^{\mu_1} \\ v_1^{\mu_2} & v_2^{\mu_2} & v_3^{\mu_2} & v_4^{\mu_2} & v_5^{\mu_2} \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_{s\alpha}^* \\ v_{s\beta}^* \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} T_{PWM} \dots\dots\dots (3.23)$$

Proračun vremena vođenja direktnom primenom izraza (3.22) je sa aspekta realizacije u sistemima baziranim na DSP uređajima nepraktičan. Proračunavanje inverzne matrice 5x5 bi oduzeo mnogo procesorskog vremena [26], [35], [40]. Analiza prikazana u [41] pokazuje da se proračunavanje vremena vođenja (3.23) može u značajnoj meri uprostiti i na taj način prilagoditi DSP uređajima.

Analizom inverzne matrice iz (3.23) dolazi se do zaključka da se do vremena vođenja vektora bez obzira na sektor i vrednost referentnog vektora može doći preko šest vremenskih koeficijenata koji se izračunavaju iz:

$$\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \\ T_5 \\ T_6 \end{bmatrix} = \frac{T_{PWM}}{2U_{DC}} \begin{bmatrix} -\sqrt{3}+2 & -1 \\ \sqrt{3}-1 & -\sqrt{3}+1 \\ 1 & \sqrt{3}-2 \\ 1 & -\sqrt{3}+2 \\ \sqrt{3}-1 & \sqrt{3}-1 \\ -\sqrt{3}+2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha}^* \\ v_{s\beta}^* \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.24)$$

Pridruživanje proračunatih vremenskih koeficijenata  $T_1 - T_6$  konkretnom vektoru se sprovodi korišćenjem tabele 3.5. Tako npr. u sektoru 6 aktivni su vektori  $v_{26}$ ,  $v_{18}$ ,  $v_{22}$  i  $v_{54}$  a vektorima se redosledno pridružuju proračunati vremenski koeficijenti  $T_6$ ,  $-T_1$ ,  $-T_4$  i  $-T_5$ .

Vreme vođenja nultih vektora se računa iz

$$t_{v5} = T_{PWM} - t_{v1} - t_{v2} - t_{v3} - t_{v4} \dots\dots\dots (3.25)$$

U poglavlju 3.2.1.1 uočena je problematika implementacije tehnike upravljanja vezana za potrebu da se na pojedinim granama invertora tokom jedne PWM sekvence izvrše više od dve tranzicije PWM signala sa vrednosti 0 na 1 i obrnuto. I u slučaju ove tehnike postoji ista problematika. Dubljom analizom prekidačkih sekvenci grana invertora, može se doći do zaključka da primenom VSD tehnike u svakom od dvanaest sektora kroz koje „prolazi“ rotirajući referentni vektor postoji barem jedna grana u kojoj se odvijaju više od dve tranzicije PWM signala.

Tabela 3.5 Pridruživanje proračunatih vremenskih koeficijenata vektorima po sektorima

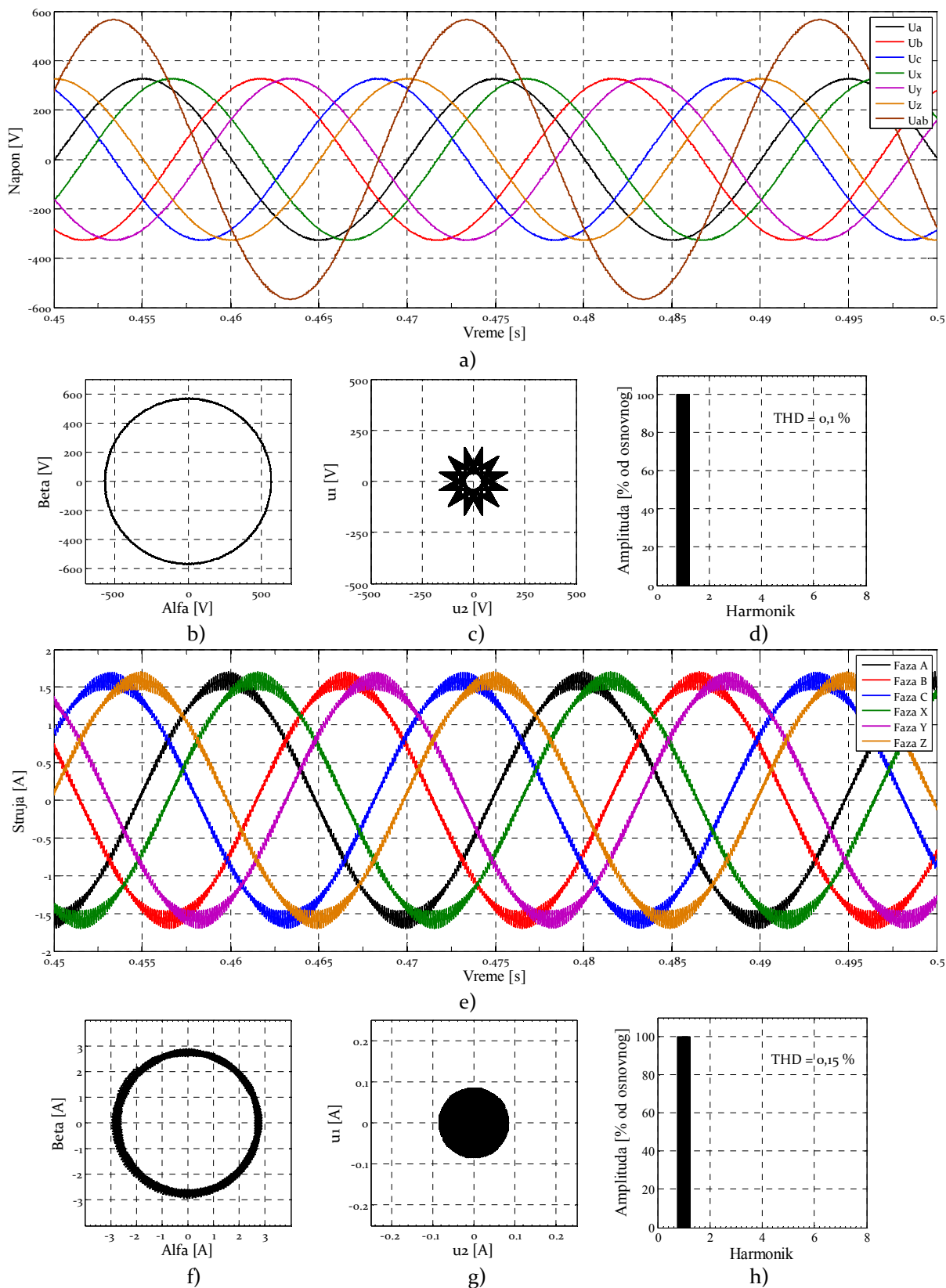
	tV <sub>1</sub>	tV <sub>2</sub>	tV <sub>3</sub>	tV <sub>4</sub>
Sektor 1	T <sub>1</sub> <sup>V<sub>45</sub></sup>	T <sub>2</sub> <sup>V<sub>41</sub></sup>	T <sub>5</sub> <sup>V<sub>9</sub></sup>	T <sub>6</sub> <sup>V<sub>11</sub></sup>
Sektor 2	T <sub>2</sub> <sup>V<sub>41</sub></sup>	T <sub>3</sub> <sup>V<sub>9</sub></sup>	T <sub>6</sub> <sup>V<sub>11</sub></sup>	-T <sub>1</sub> <sup>V<sub>27</sub></sup>
Sektor 3	T <sub>3</sub> <sup>V<sub>9</sub></sup>	T <sub>4</sub> <sup>V<sub>11</sub></sup>	-T <sub>1</sub> <sup>V<sub>27</sub></sup>	-T <sub>2</sub> <sup>V<sub>26</sub></sup>
Sektor 4	T <sub>4</sub> <sup>V<sub>11</sub></sup>	T <sub>5</sub> <sup>V<sub>27</sub></sup>	-T <sub>2</sub> <sup>V<sub>26</sub></sup>	-T <sub>3</sub> <sup>V<sub>18</sub></sup>
Sektor 5	T <sub>5</sub> <sup>V<sub>27</sub></sup>	T <sub>6</sub> <sup>V<sub>26</sub></sup>	-T <sub>3</sub> <sup>V<sub>18</sub></sup>	-T <sub>4</sub> <sup>V<sub>22</sub></sup>
Sektor 6	T <sub>6</sub> <sup>V<sub>26</sub></sup>	-T <sub>1</sub> <sup>V<sub>18</sub></sup>	-T <sub>4</sub> <sup>V<sub>22</sub></sup>	-T <sub>5</sub> <sup>V<sub>54</sub></sup>
Sektor 7	-T <sub>1</sub> <sup>V<sub>18</sub></sup>	-T <sub>2</sub> <sup>V<sub>22</sub></sup>	-T <sub>5</sub> <sup>V<sub>54</sub></sup>	-T <sub>6</sub> <sup>V<sub>52</sub></sup>
Sektor 8	-T <sub>2</sub> <sup>V<sub>22</sub></sup>	-T <sub>3</sub> <sup>V<sub>54</sub></sup>	-T <sub>6</sub> <sup>V<sub>52</sub></sup>	T <sub>1</sub> <sup>V<sub>36</sub></sup>
Sektor 9	-T <sub>3</sub> <sup>V<sub>54</sub></sup>	-T <sub>4</sub> <sup>V<sub>52</sub></sup>	T <sub>1</sub> <sup>V<sub>36</sub></sup>	T <sub>2</sub> <sup>V<sub>37</sub></sup>
Sektor 10	-T <sub>4</sub> <sup>V<sub>52</sub></sup>	-T <sub>5</sub> <sup>V<sub>36</sub></sup>	T <sub>2</sub> <sup>V<sub>37</sub></sup>	T <sub>3</sub> <sup>V<sub>45</sub></sup>
Sektor 11	-T <sub>5</sub> <sup>V<sub>36</sub></sup>	-T <sub>6</sub> <sup>V<sub>37</sub></sup>	T <sub>3</sub> <sup>V<sub>45</sub></sup>	T <sub>4</sub> <sup>V<sub>41</sub></sup>
Sektor 12	-T <sub>6</sub> <sup>V<sub>37</sub></sup>	T <sub>1</sub> <sup>V<sub>45</sub></sup>	T <sub>4</sub> <sup>V<sub>41</sub></sup>	T <sub>5</sub> <sup>V<sub>9</sub></sup>

### 3.2.3.1 Računarske simulacije VSD tehnike

Računarska simulacija VSD tehnike je urađena pod istim uslovima kao i sve dosadašnje simulacije.

Rezultati simulacija za zadati referentni vektor modula  $|u_{ref}| = 1$  i frekvenciju 50 Hz su prikazana na slici 3.18. Efektivna vrednost dobijenog faznog napona je 230 V, a linijskog 400 V. Slično kao i kod 2x3SVPVM tehnike fazni i liniski naponi imaju izuzetno nizak stepen distorzije (THDU<sub>AB</sub> = 0,1 %) što se vidi sa slike 3.18 a) i d). Kontrolisano generisanje komponenti napona u  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostoru dovodi do toga da trajektorija hodografa ovih komponenti ne prelazi vrednost 200 V (slika 3.18 c).

Pravilno generisanje napona u  $\alpha$ - $\beta$  potprostoru uz kontrolisano generisanje komponenti u  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostoru se pozitivno odražava i na spektralni sastav faznih struja motora. Totalna harmonijska distorzija faznih struja ne prelazi 0,15 %



Slika 3.18 Simulacija VSD tehnike za  $|u_{ref}|=1$ : a) talasni oblici faznih napona, b)  $\alpha$ - $\beta$  hodograf faznih napona, c)  $\mu_1$ - $\mu_2$  hodograf faznih napona, d) harmonijski spektar linijskog napona  $u_{AB}$ , e) talasni oblici faznih struja, f)  $\alpha$ - $\beta$  hodograf struje, g)  $\mu_1$ - $\mu_2$  hodograf struje, d) harmonijski spektar struje  $i_A$

### **3.2.4 Tehnika aproksimacije referentnog vektora upotrebom tri najbliža velika vektora i jednog manjeg vektora**

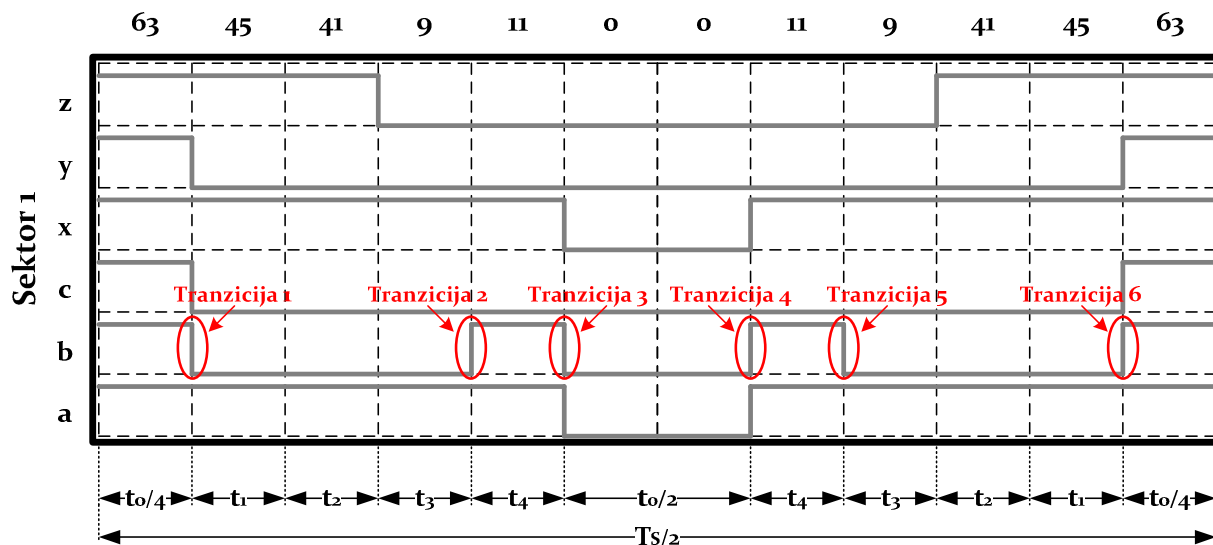
Na osnovu do sada iznesenog može se zaključiti da su osnovni pokazatelji koji karakterišu kvalitetnu modulacionu tehniku upravljanja šestofaznim inverterom namenjenog napajanju asinhronne mašine sa asimetrično izvedenim namotajem:

1. generisanje vektora napona u potprostorima u kojima se ne odvija proces elektromehaničke konverzije mora biti sveden na najmanju moguću meru. Kao što je prikazano u drugom delu, transformacionom matricom razvijenom primenom teorije dekompozicije prostornih vektora model asimetrične mašine se iz originalnog, šestodimenzionalnog prostora, može razložiti na tri nezavisna modela postavljena u tri ortogonalna potprostora. U jednom od tri potprostora,  $\alpha$ - $\beta$  potprostor, sadržan je model asimetrične mašine koji opisuje proces elektromehaničke konverzije. Preostala dva potprostora, nazvana  $\mu_1$ - $\mu_2$  i  $z_1$ - $z_2$ , ne učestvuju u elektromehaničkoj konverziji. Eventualno postojanje struja u  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostoru, dovelo bi do generisanja dodatnih gubitaka. Konfiguracija asimetrične mašine sa dva odvojena zvezdišta sama po sebi neutrališe generisanje komponenti struje u potprostoru  $z_1$ - $z_2$ ,
2. jednostavna implementacija,
3. dobro iskorišćenje napona jednosmernog međukola.

Analiza modulacionih tehnika prikazana do sada pokazuje da VSD tehnika daje najbolje rezultate sa obzirom na stavku 1 pokazatelja kvaliteta algoritama upravljanja inverterom. Ipak, ako se pogleda slika 3.19, koja daje prikaz PWM signala grana invertora po sektorima dobijenih primenom VSD tehnike, nedvosmisleno se ukazuje na manu koju VSD tehnika poseduje, a koja se odnosi na stavku 2 prikazane analize. Naime, problem koji nije rešen VSD tehnikom vezan je za problematiku implementacije.

Na slici 3.19 prikazan je oblik PWM signala dobijen primenom VSD tehnike u situaciji kada se referentni vektor nalazi u sektoru 1. Uočljivo je da bi upotrebljena PWM jedinica morala imati mogućnost da u toku jedne periode PWM ciklusa na nekim kanalima ostvari 6 tranzicija provođenje/blokiranje (sa slike se može uočiti da se u obrađivanom slučaju na PWM kanalu b mora ostvariti 6 tranzicija). Formiranje ovakvog oblika PWM signala, primenom standardnih PWM perifernih modula komercijalno dostupnih DSP-a, nije moguće.





Slika 3.19 PWM signali grana invertora prekidačke periode dobijenih primenom VSD tehnike

Nova tehnika modulacije, originalno osmišljena ovom doktorskom disertacijom, rešava ovaj problem. Specifičnost upravljačkog sistema (DSP platforme) ogleda se samo u zahtevu da sistem mora posedovati 6 PWM kanala, odnosno dva trofazna PWM modula čiji su izlazni kanali sinhronizovani (ovakve procesorske jedinice su dostupne na tržištu). Primenom nove modulacione tehnike generisanje napona u  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostoru se kontroliše. Kontrola je ostvarena šemom izbora vektora koji u  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostoru pripadaju grupi najmanjih i srednjih vektora. Sa druge strane, šema izbora vektora koji u  $\alpha$ - $\beta$  potprostoru pripadaju grupi velikih i srednjih vektora obezbeđuje dobro iskorišćenje napona jednosmernog međukola.

### 3.2.4.1 Teorijska osnova nove modulacione tehnike

#### VSD tehnika kao osnov nove modulacione tehnike

Ako referentni vektor napona predstavlja željeni vektor napona na motoru tada je očigledno da zbog diskretnih pozicija u kompleksnoj ravni u malom broju situacija može doći do podudaranja referentnog vektora sa nekim od prostornih vektora invertora.

Međutim, ako je trajanje prekidačke periode unutar koje se vrši sinteza referentnog vektora dovoljno malo tada se srednja vrednost referentnog vektora može aproksimirati kombinacijom aktivnih (različitih od nule) i nultih vektora.

Kao što je rečeno u prethodnom poglavlju, VSD tehnika modulacije u procesu aproksimacije referentnog naponskog vektora, koristi njemu 4 najbliža, susedna velika vektora (vektori  $v_9, v_{11}, v_{18}, v_{22}, v_{26}, v_{27}, v_{36}, v_{37}, v_{41}, v_{45}, v_{52}$  i  $v_{54}$ ). Potprostor u kojem je sadržan model koji opisuje proces elektromehaničke konverzije ( $\alpha$ - $\beta$  potprostor) podeljen

je na 12 sektora, pri čemu se pod sektorom podrazumeva oblast u  $\alpha$ - $\beta$  potprostoru ograničena sa dva velika vektora. Tako npr. ako se referentni vektor nalazi u sektoru 1 (prostor ograničen vektorima  $v_{41}$  i  $v_9$ ), VSD tehnika „bira“ vektore  $v_{45}$ ,  $v_{41}$ ,  $v_9$  i  $v_{11}$ .

Da bi se izračunao faktor ispunje svakog od 4 izabrana vektora, a cilju pravilne aproksimacije referentnog, potrebno je rešiti 5 jednačina: dve jednačine koje definišu primenu vektora  $\alpha$ - $\beta$  potprostora, dve jednačine koje definišu primenu vektora  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostora i jednu jednačinu kojom je definisan period modulacije.

Jednačine se u matricnoj formi mogu zapisati kao

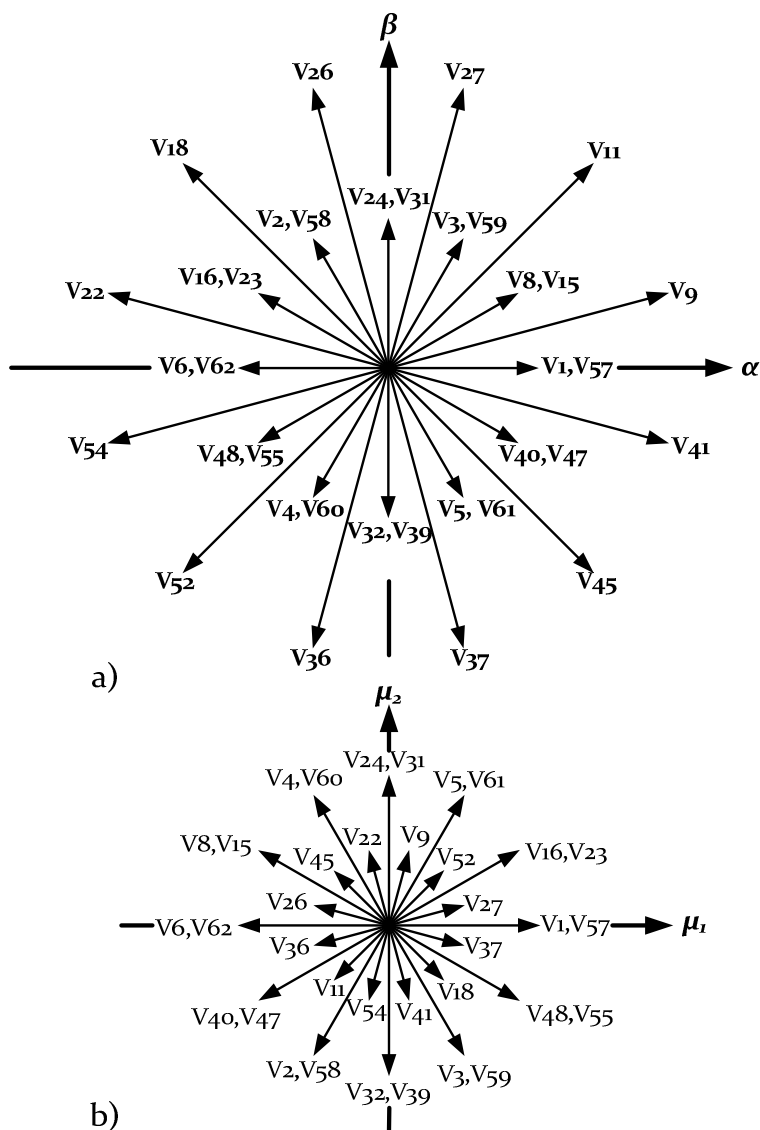
$$\begin{bmatrix} v_1^\alpha & v_2^\alpha & v_3^\alpha & v_4^\alpha & v_5^\alpha \\ v_1^\beta & v_2^\beta & v_3^\beta & v_4^\beta & v_5^\beta \\ v_1^{\mu_1} & v_2^{\mu_1} & v_3^{\mu_1} & v_4^{\mu_1} & v_5^{\mu_1} \\ v_1^{\mu_2} & v_2^{\mu_2} & v_3^{\mu_2} & v_4^{\mu_2} & v_5^{\mu_2} \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_{v1} \\ t_{v2} \\ t_{v3} \\ t_{v4} \\ t_{v5} \end{bmatrix} = [V] \begin{bmatrix} t_{v1} \\ t_{v2} \\ t_{v3} \\ t_{v4} \\ t_{v5} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha}^* \\ v_{s\beta}^* \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} T_{PWM} \dots\dots\dots (3.26)$$

**Izbor vektora**

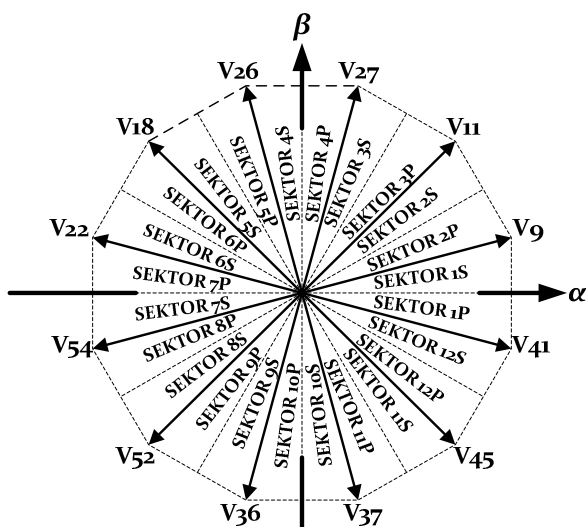
Da bi se rešio problem implementacije, izvršena je korekcija šeme izbora vektora po sektorima, pri čemu nova tehnika modulacije pored velikih vektora koristi i vektore srednje dužine (na slici 3.20 je prikazan položaj korišćenih vektora  $v_1, v_2, v_3, v_4, v_5, v_6, v_8, v_{15}, v_{16}, v_{23}, v_{24}, v_{31}, v_{32}, v_{39}, v_{40}, v_{47}, v_{48}, v_{55}, v_{57}, v_{58}, v_{59}, v_{60}, v_{61}, v_{62}$  u oba potprostora). Kako bi se postiglo što bolje iskorišćenje napona jednosmernog međukola (stavka 1 pokazatelja kvaliteta algoritama upravljanja invertorom) broj sektora je povećan na 24 (slika 3.21 prikazuje numeraciju sektora nove tehnike).

U skladu sa oznakama na slici 3.20, na slici 3.22 su prikazani vektori koji se koriste po sektorima, kao i oblik PWM signali pojedinih grana invertora. Slike prikazuju i raspored korišćenih vektora u  $\alpha$ - $\beta$  i  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostoru.

Sa slike 3.22 je uočljivo da je upotreba nove šeme selekcije vektora obezbeđuje da se u svakoj grani invertora i u svakom od 24 sektora, obave samo dve tranzicije kontrolnog signala grane invertora po jednom PWM ciklusu. Ovakav rad je moguće realizovati modulacionom jedinicom komercijalnog DSP-ija. Jedino je potrebno obratiti pažnju na činjenicu da se logika aktivan visok, aktivan nizak izlaz PWM kanala DSP-ija u nekim granama po prelasku iz sektora u sektor menja. Tako npr. pri prelasku iz sektora 12P u sektor 12S PWM kanali grana x, y i z menjaju logiku iz aktivan nizak na aktivan visok.



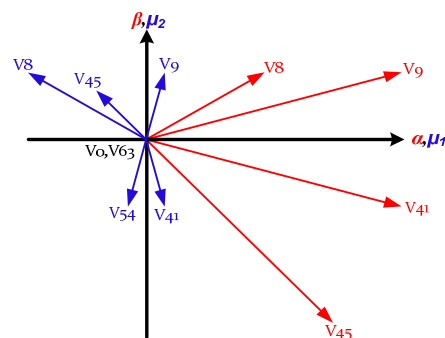
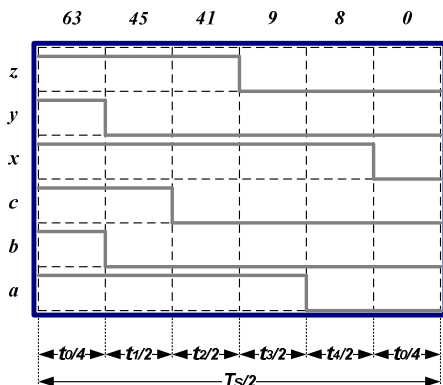
Slika 3.20 Položaj vektora koji se koriste novom tehnikom u: a)  $\alpha$ - $\beta$  i b)  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostoru



Slika 3.21 Podela  $\alpha$ - $\beta$  potprostora na sektore

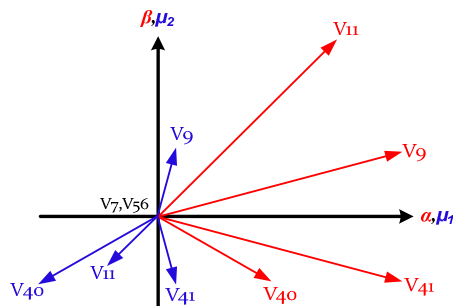
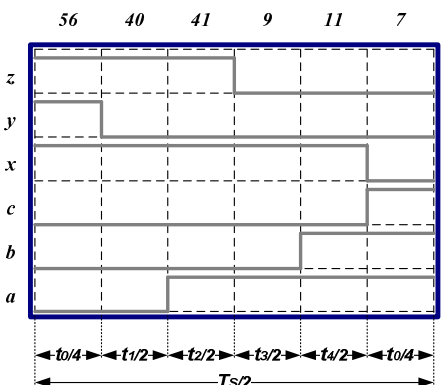
**Sektor 1P**

	a	b	c	x	y	z
63	1	1	1	1	1	1
45	1	0	1	1	0	1
41	1	0	0	1	0	1
9	1	0	0	1	0	0
8	0	0	0	1	0	0
0	0	0	0	0	0	0



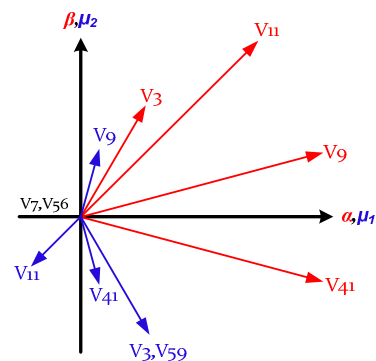
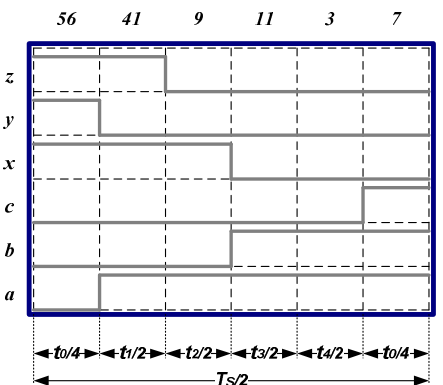
**Sektor 1S**

	a	b	c	x	y	z
56	0	0	0	1	1	1
40	0	0	0	1	0	1
41	1	0	0	1	0	1
9	1	0	0	1	0	0
11	1	1	0	1	0	0
7	1	1	1	0	0	0



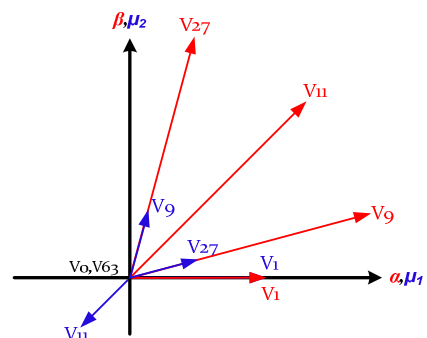
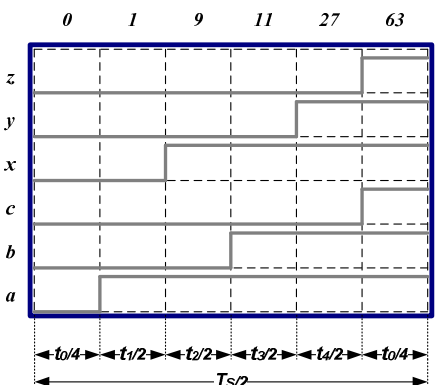
**Sektor 2P**

	a	b	c	x	y	z
56	0	0	0	1	1	1
41	1	0	0	1	0	1
9	1	0	0	1	0	0
11	1	1	0	1	0	0
3	1	1	0	0	0	0
7	1	1	1	0	0	0

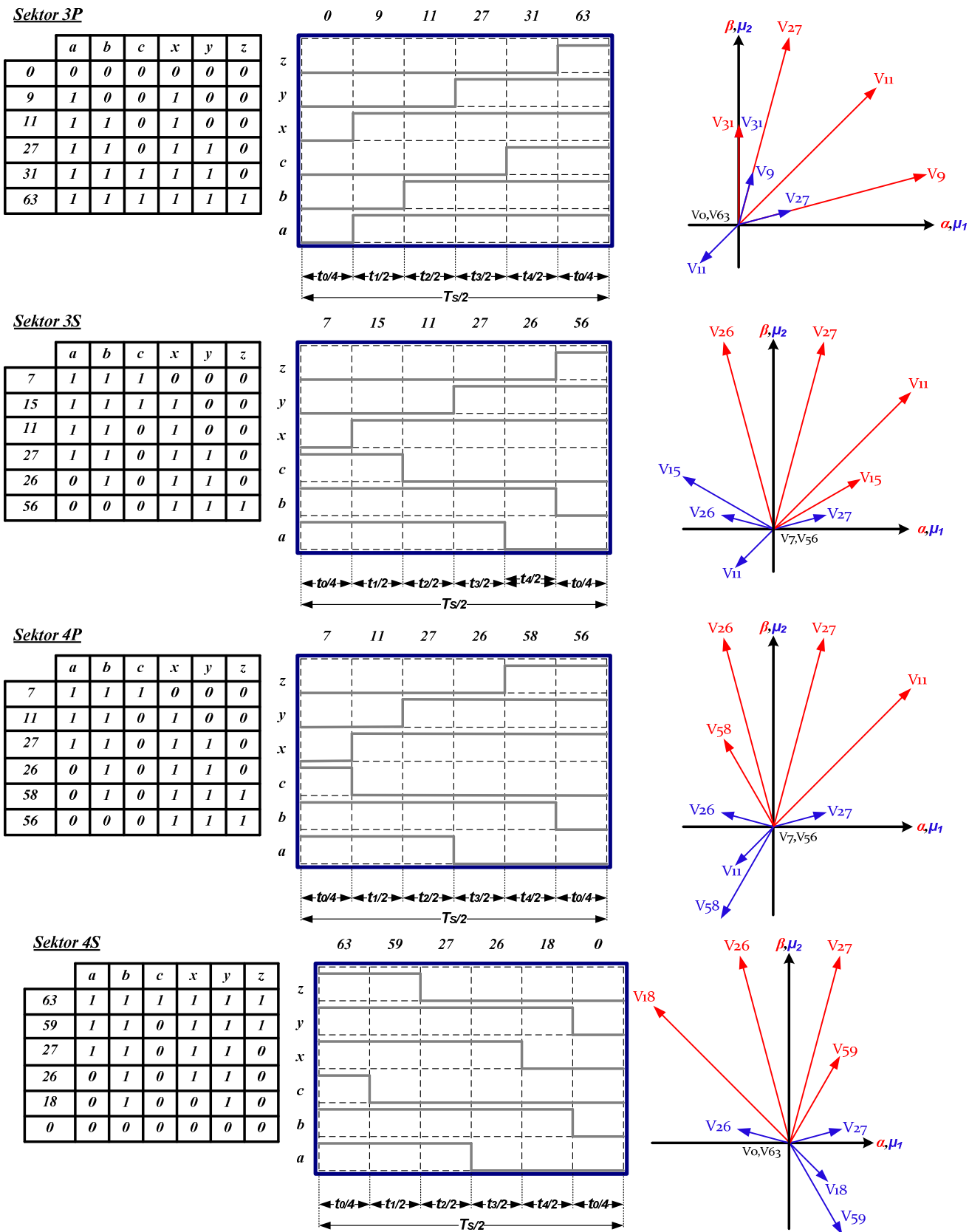


**Sektor 2S**

	a	b	c	x	y	z
0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	0	0
9	1	0	0	1	0	0
11	1	1	0	1	0	0
27	1	1	0	1	1	0
63	1	1	1	1	1	1



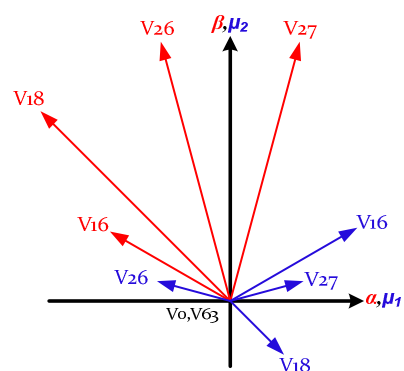
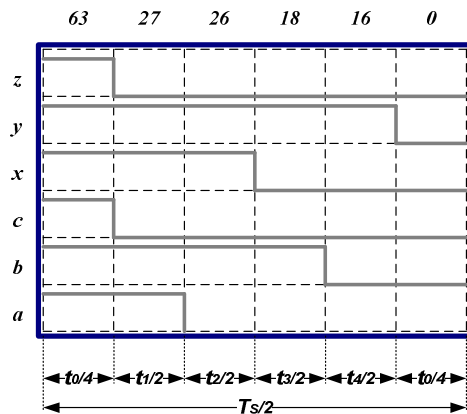
Slika 3.22 Korišćeni vektori po sektorima, PWM signali pojedinih grana invertora i prikaz vektora u  $\alpha$ - $\beta$  i  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostoru



Slika 3.22 Korišćeni vektori po sektorima, PWM signali pojedinih grana invertora i prikaz vektora u  $\alpha\text{-}\beta$  i  $\mu_1\text{-}\mu_2$  potprostoru – Nastavak

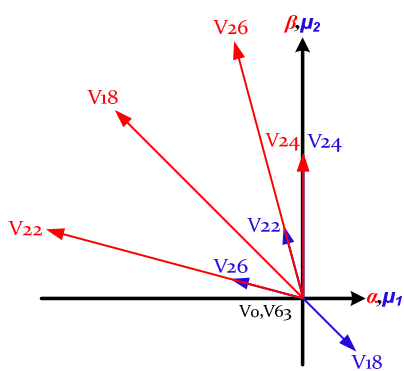
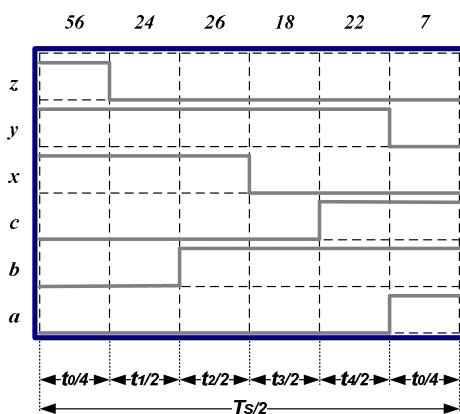
**Sektor 5P**

	a	b	c	x	y	z
63	1	1	1	1	1	1
27	1	1	0	1	1	0
26	0	1	0	1	1	0
18	0	1	0	0	1	0
16	0	0	0	0	1	0
0	0	0	0	0	0	0



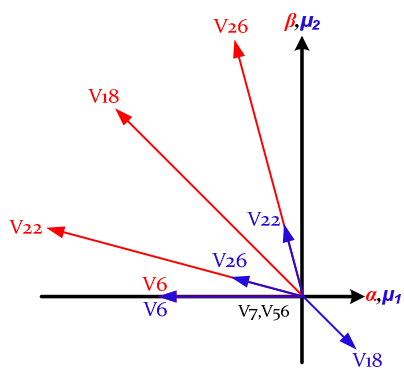
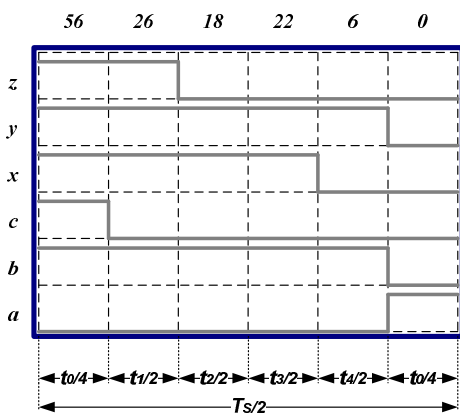
**Sektor 5S**

	a	b	c	x	y	z
56	0	0	0	1	1	1
24	0	0	0	1	1	0
26	0	1	0	1	1	0
18	0	1	0	0	1	0
22	0	1	1	0	1	0
7	1	1	1	0	0	0



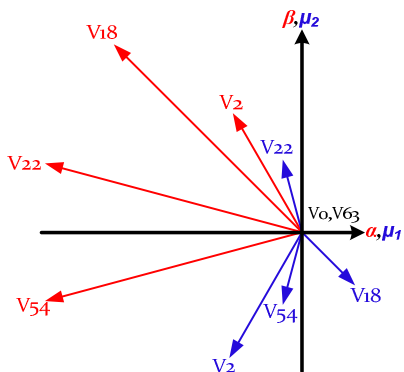
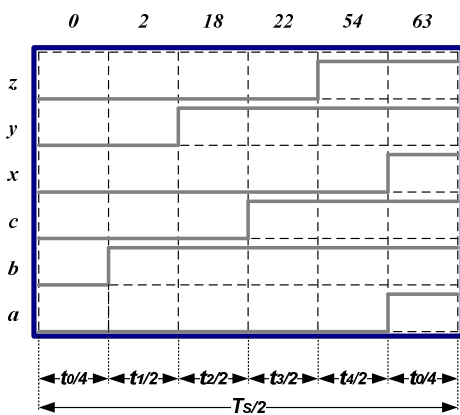
**Sektor 6P**

	a	b	c	x	y	z
56	0	0	0	1	1	1
26	0	1	0	1	1	0
18	0	1	0	0	1	0
22	0	1	1	0	1	0
6	0	1	1	0	0	0
7	1	1	1	0	0	0



**Sektor 6S**

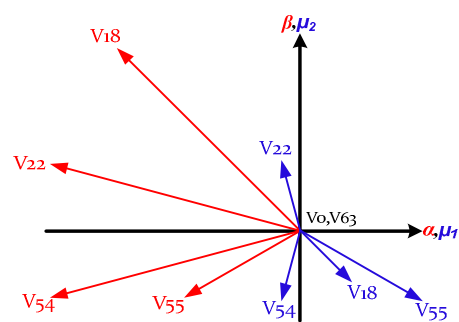
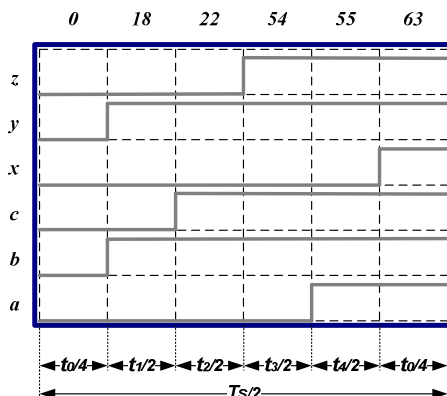
	a	b	c	x	y	z
0	0	0	0	0	0	0
2	0	1	0	0	0	0
18	0	1	0	0	1	0
22	0	1	1	0	1	0
54	0	1	1	0	1	1
63	1	1	1	1	1	1



Slika 3.22 Korišćeni vektori po sektorima, PWM signali pojedinih grana invertora i prikaz vektora u  $\alpha\text{-}\beta$  i  $\mu_1\text{-}\mu_2$  potprostoru - Nastavak

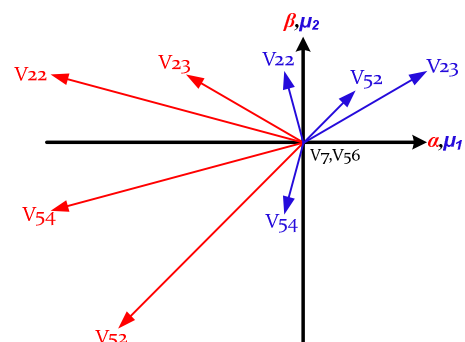
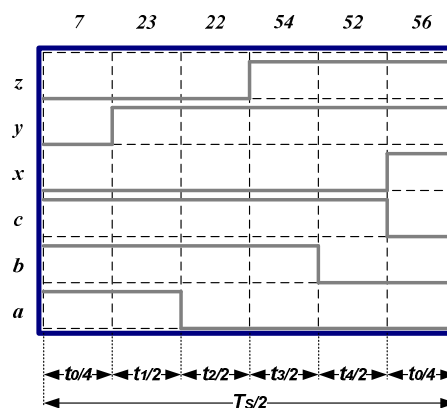
**Sektor 7P**

	a	b	c	x	y	z
0	0	0	0	0	0	0
18	0	1	0	0	1	0
22	0	1	1	0	1	0
54	0	1	1	0	1	1
55	1	1	1	0	1	1
63	1	1	1	1	1	1



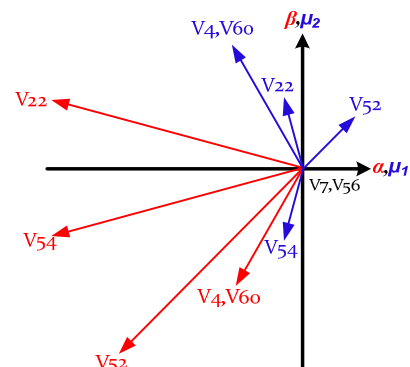
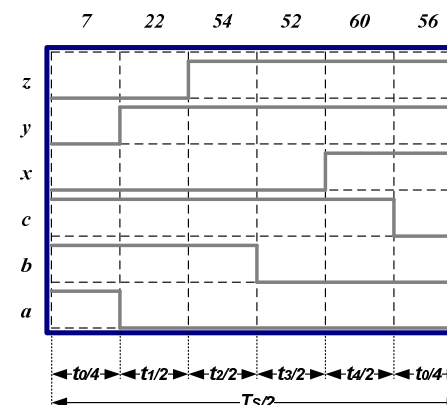
**Sektor 7S**

	a	b	c	x	y	z
7	1	1	1	0	0	0
23	1	1	1	0	1	0
22	0	1	1	0	1	0
54	0	1	1	0	1	1
52	0	0	1	0	1	1
56	0	0	0	1	1	1



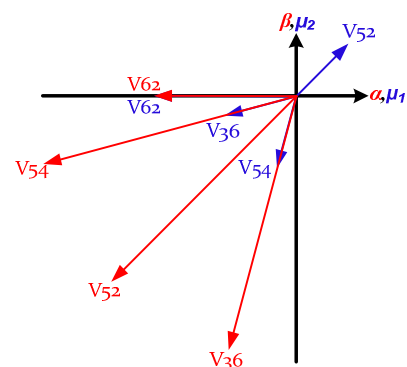
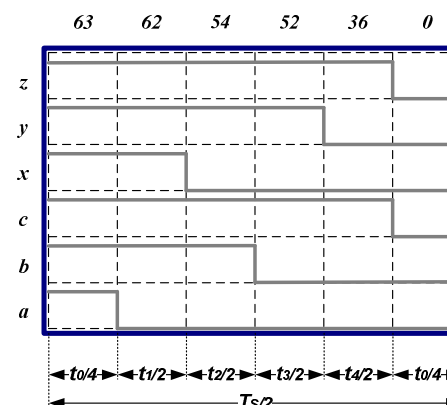
**Sektor 8P**

	a	b	c	x	y	z
7	1	1	1	0	0	0
22	0	1	1	0	1	0
54	0	1	1	0	1	1
52	0	0	1	0	1	1
60	0	0	1	1	1	1
56	0	0	0	1	1	1



**Sektor 8S**

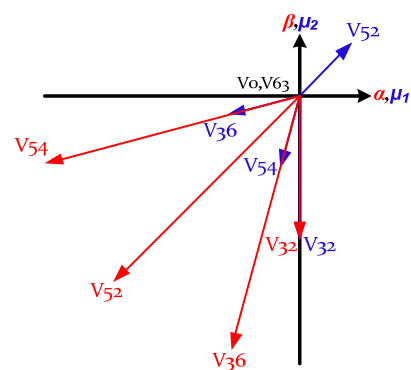
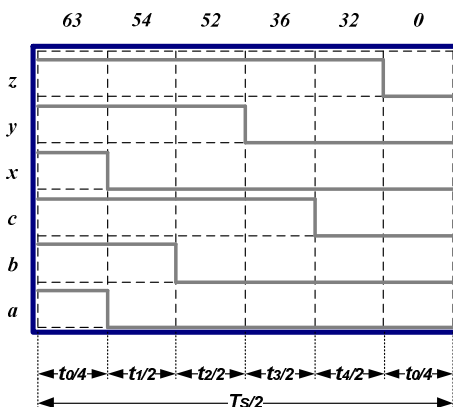
	a	b	c	x	y	z
63	1	1	1	1	1	1
62	0	1	1	1	1	1
54	0	1	1	0	1	1
52	0	0	1	0	1	1
36	0	0	1	0	0	1
0	0	0	0	0	0	0



Slika 3.22 Korišćeni vektori po sektorima, PWM signali pojedinih grana invertora i prikaz vektora u  $\alpha$ - $\beta$  i  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostoru – Nastavak

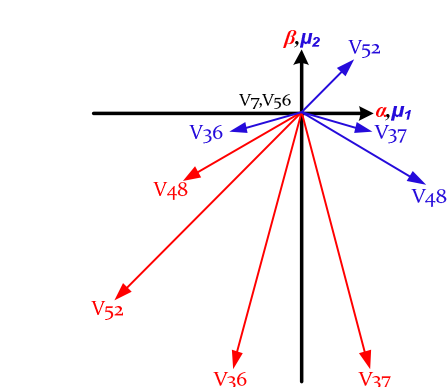
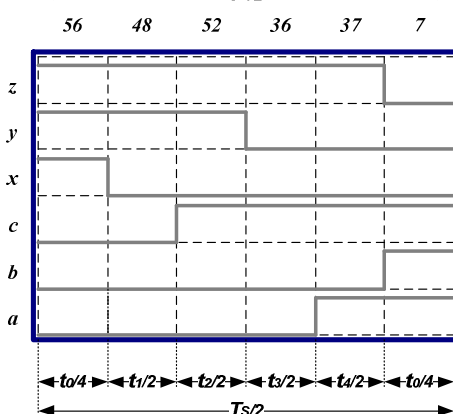
**Sektor 9P**

	a	b	c	x	y	z
63	1	1	1	1	1	1
54	0	1	1	0	1	1
52	0	0	1	0	1	1
36	0	0	1	0	0	1
32	0	0	0	0	0	1
0	0	0	0	0	0	0



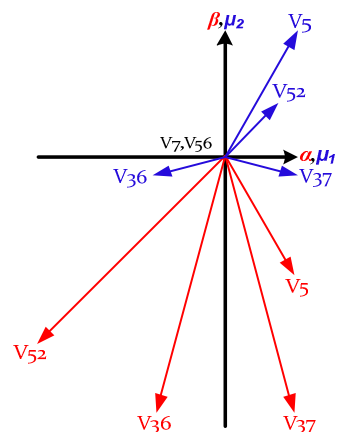
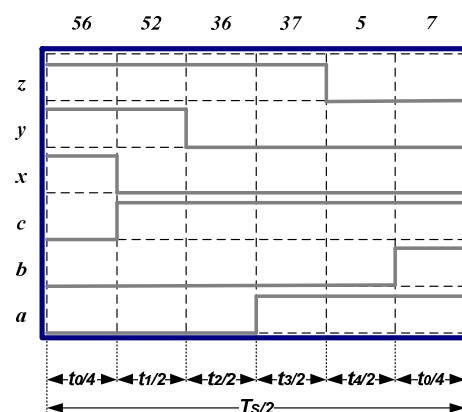
**Sektor 9S**

	a	b	c	x	y	z
56	0	0	0	1	1	1
48	0	0	0	0	1	1
52	0	0	1	0	1	1
36	0	0	1	0	0	1
37	1	0	1	0	0	1
7	1	1	1	0	0	0



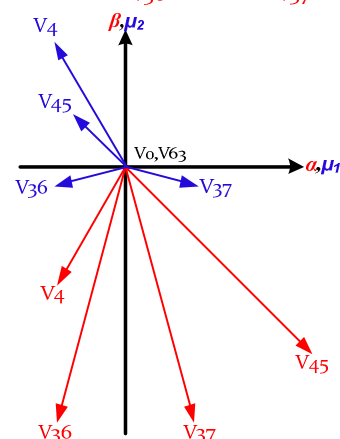
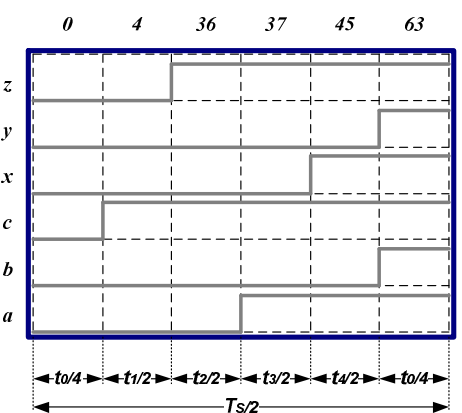
**Sektor 10P**

	a	b	c	x	y	z
56	0	0	0	1	1	1
52	0	0	1	0	1	1
36	0	0	1	0	0	1
37	1	0	1	0	0	1
5	1	0	1	0	0	0
7	1	1	1	0	0	0



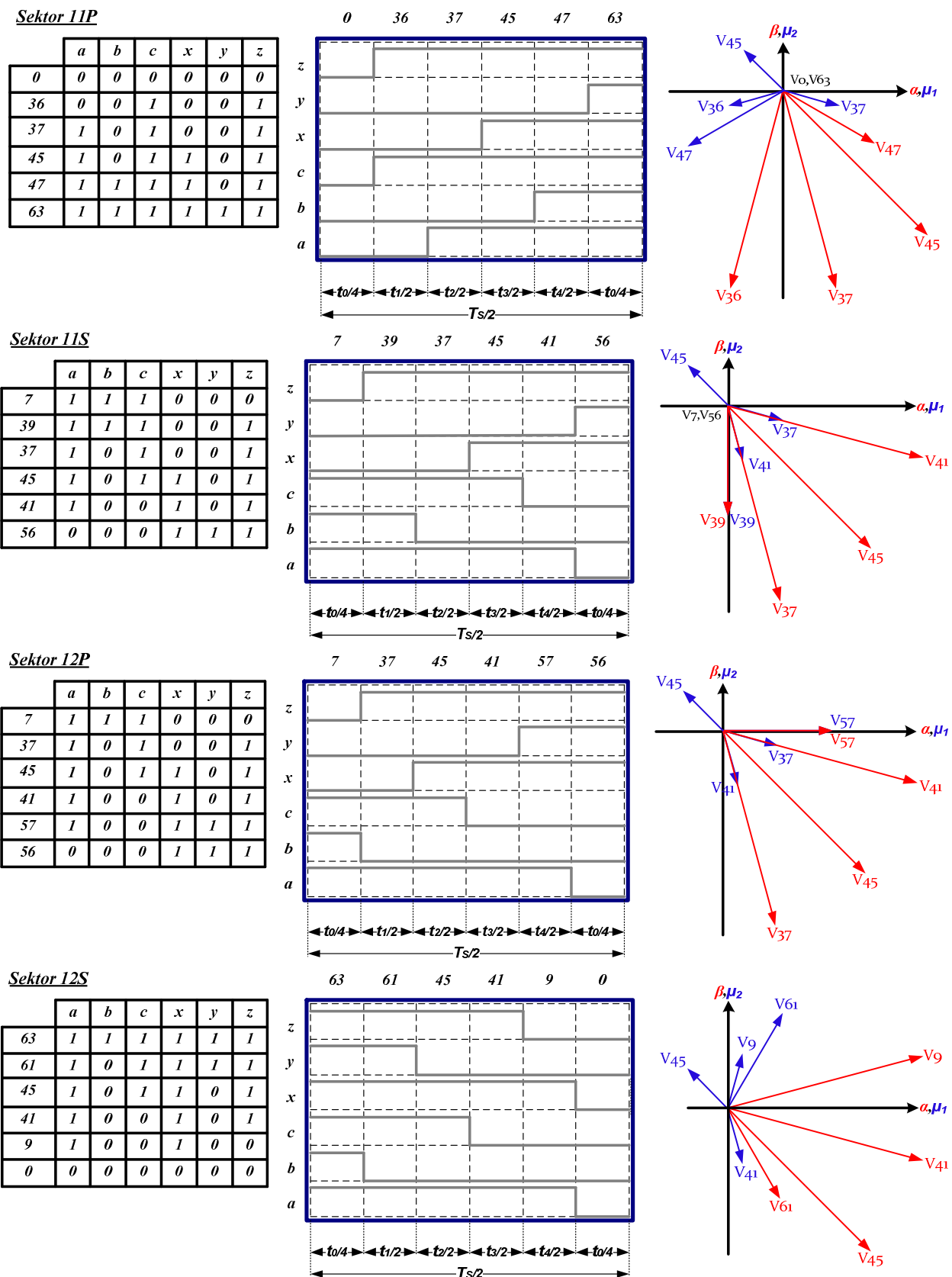
**Sektor 10S**

	a	b	c	x	y	z
0	0	0	0	0	0	0
4	0	0	1	0	0	0
36	0	0	1	0	0	1
37	1	0	1	0	0	1
45	1	0	1	1	0	1
63	1	1	1	1	1	1



Slika 3.22 Korišćeni vektori po sektorima, PWM signali pojedinih grana invertora i prikaz vektora u  $\alpha\text{-}\beta$  i  $\mu_1\text{-}\mu_2$  potprostoru – Nastavak





Slika 3.22 Korišćeni vektori po sektorima, PWM signali pojedinih grana invertora i prikaz vektora u  $\alpha$ - $\beta$  i  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostoru – Nastavak

### 3.2.4.2 Iskorišćenje napona jednosmernog međukola

Da bi se došlo do informacije o iskorišćenju napona jednosmernog međukola, tj. opsegu promene efektivne vrednosti faznog napona na izlazu invertora, pretpostavljena je situacija da referentni vektor ne prelazi u oblast nadmodulacije. Ako se odabere pozicija referentnog vektora takva da se on nalazi tačno na prelazu iz jednog u drugi sektor vreme vođenja nultog vektora jednako je nuli. Vremena vođenja ostalih vektora moraju da ispune uslov:

$$\sum_{k=1}^n t_k = T_{PWM} \text{ tj. } t_1 + t_2 + t_3 + t_4 = T_{PWM} \dots\dots\dots (3.27)$$

jer je  $t_0 = 0$ .

Analizirana je situacija da referentni vektor zadovoljava gore navedene uslove i da se nalazi na prelazu iz Sektora 1P u Sektor 1S. Grafički je situacija predstavljena slikom 3.23.

U ovoj situaciji (sektor 1S je aktivan), matrica za proračun vremena vođenja aktivnih vektora popunjava se vrednostima vektora  $v_{40}$ ,  $v_{41}$ ,  $v_9$  i  $v_{11}$ .

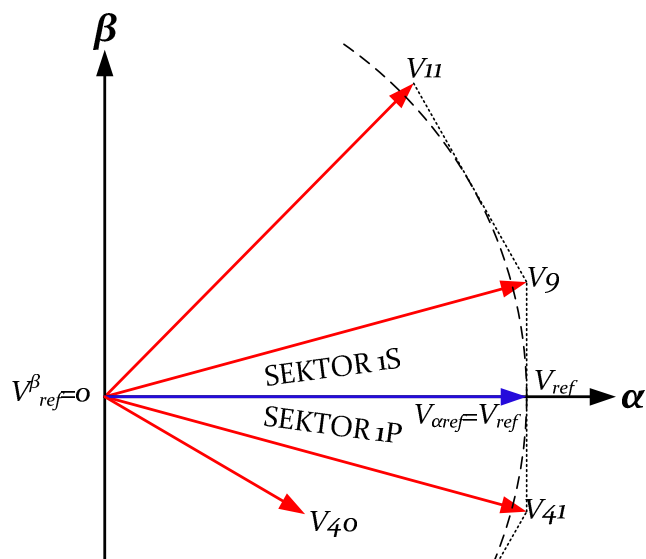
$$\begin{bmatrix} t_{v1} \\ t_{v2} \\ t_{v3} \\ t_{v4} \\ t_{v0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{6} & \frac{1}{3}\left(\frac{\sqrt{3}}{2}+1\right) & \frac{1}{3}\left(\frac{\sqrt{3}}{2}+1\right) & \frac{1}{6}(\sqrt{3}+1) & 0 \\ -\frac{1}{6} & -\frac{1}{6} & \frac{1}{6} & \frac{1}{6}(\sqrt{3}+1) & 0 \\ -\frac{\sqrt{3}}{6} & \frac{1}{6}(2-\sqrt{3}) & \frac{1}{6}(2-\sqrt{3}) & \frac{1}{6}(\sqrt{3}-1) & 0 \\ -\frac{1}{6} & -\frac{1}{6} & \frac{1}{6} & \frac{1}{6}(\sqrt{3}-1) & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{v_{ref\alpha}}{V_{DC}} \\ \frac{v_{ref\beta}}{V_{DC}} \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} T_{PWM} \dots\dots\dots (3.28)$$

Iz postavljenih uslova dobija se da referentni vektor poseduje samo komponentu po  $\alpha$ -osi, što u određenoj meri pojednostavljuje proračun. Korišćenjem (3.27) i (3.28) dobija se:

$$t_{v1} = \frac{\sqrt{3}}{2}(2-\sqrt{3})\frac{T_{PWM}V_{DC}}{|V_{ref}|}, \quad t_{v2} = \frac{\sqrt{3}}{2}(\sqrt{3}-1)\frac{T_{PWM}V_{DC}}{|V_{ref}|}, \quad t_{v3} = \frac{\sqrt{3}}{2}\frac{T_{PWM}V_{DC}}{|V_{ref}|}, \quad t_{v4} = 0.$$

Poštujući  $t_{v1} + t_{v2} + t_{v3} + t_{v4} = T_{PWM}$ , dolazimo do podatka o iskorišćenju napona jednosmernog međukola:

$$|V_{ref}| = 0,57733 V_{DC} \text{ ili } |V_{ref}| = V_{DC} / \sqrt{3}.$$



Slika 3.23 Položaj referentnog vektora na prelazu iz Sektora 1P u Sektor 1S

### 3.2.4.3 Smernice za DSP implementaciju nove modulacione tehnike

Problematika praktične primene prezentovane modulacione tehnike može se podeliti na:

- pronalaženja aktivnog sektora na osnovu referentnog vektora,
- određivanje četiri aktivna vektora na osnovu determinisanog sektora u skladu sa šemom selekcije prikazanom na slici 3.22,
- izračunavanje vremena vođenja sva četiri vektora.

Aktivni sektor se određuje primenom osnovnih trigonometrijskih funkcija.

Slično standardnoj VSD tehnici, nova tehnika koristi četiri nenulta vektora i jedan od četiri nulta u procesu aproksimacije referentnog. Razlika se ogleda u tome da su novom tehnikom u PWM ciklus sem velikih vektora  $v_9, v_{11}, v_{18}, v_{22}, v_{26}, v_{27}, v_{36}, v_{37}, v_{41}, v_{45}, v_{52}, v_{54}$  uključeni i vektori srednje dužine  $v_{17}, v_{21}, v_{23}, v_{24}, v_{25}, v_{26}, v_{28}, v_{15}, v_{16}, v_{23}, v_{24}, v_{31}, v_{32}, v_{39}, v_{40}, v_{47}, v_{48}, v_{55}, v_{57}, v_{58}, v_{59}, v_{60}, v_{61}, v_{62}$ . Ukoliko se usvoji da je prekidačka perioda unutar koje se vrši sinteza dovoljno mala, tada se srednja vrednost referentnog vektora može aproksimirati pomoću kombinacija aktivnih (različitih od nule) i nultih vektora sa proračunatim vrednostima vremena vođenja pojedinih vektora.

Vreme primene nultih i nenultih vektora u toku jedne PWM periode dobija se korišćenjem (3.26). Ipak, izraz (3.26) je sa aspekta implementacije u DSP izuzetno komplikovan i zahtevan sa obzirom na memorijske resurse i resurse procesorskog vremena DSP-ija.

Analiza izraza (3.26), položaja i vrednosti vektora korišćenih modulacionom tehnikom pokazuje da je moguće pojednostaviti izračunavanje vremena vektora unutar prekidačke sekvence. Zaključuje se da se veći deo kalkulacija može obaviti u tzv. *offline* modu i na taj način u znatnoj meri redukovati zahtevnost proračuna sa obzirom na procesorske resurse.

Da bi se ovakvom *offline* kalkulacijom došlo do vremena koja određuju faktore ispune aktivnih i nultih vektora u toku jednog PWM ciklusa potrebno je uraditi sledeće:

- korišćenjem jednačine (3.29) u svakom PWM ciklusu potrebno je proračunati dvanaest koeficijenata.

$$\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \\ T_5 \\ T_6 \\ T_7 \\ T_8 \\ T_9 \\ T_{10} \\ T_{11} \\ T_{12} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3} T_s}{2 V_{DC}} \begin{bmatrix} 0 & -(\sqrt{3}-1) \\ 1 & 2-\sqrt{3} \\ \sqrt{3}-1 & \sqrt{3}-1 \\ 2-\sqrt{3} & 1 \\ -2 & 0 \\ 2-\sqrt{3} & -1 \\ \sqrt{3}-1 & -(\sqrt{3}-1) \\ 1 & -\sqrt{3} \\ -\sqrt{3} & -1 \\ 1 & -(2-\sqrt{3}) \\ \sqrt{3} & -1 \\ -1 & \sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha}^* \\ v_{s\beta}^* \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.29)$$

- Nakon pronalaženja ovih dvanaest koeficijenata, vrednosti trajanja primene pojedinih vektora u toku jedne periode dobijaju se primenom Tabele 3.6. Tabela pokazuje da se različite kombinacije koeficijenata dobijenih iz (3.29) koriste po sektorima. U svakoj ćeliji tabele su date dve informacije. Prva informacija daje podatak o primeni jednog od dvanaest proračunatih koeficijenata, što u stvari predstavlja vreme primene jednog od četiri vektora (selekcija vektora je zavisna od aktivnog sektora). Druga informacija ukazuje koji se vektor u datom vremenu primenjuje.

Tabela 3.6 Izračunavanje vremena trajanja primene vektora po sektorima – Nova SVM tehnika

		$tV_1$	$tV_2$	$tV_3$	$tV_4$
SEKTOR	1P	$T_1^{V45}$	$T_2^{V41}$	$T_3^{V9}$	$T_4^{V8}$
	1S	$T_6^{V40}$	$T_7^{V41}$	$T_{10}^{V9}$	$-T_1^{V11}$
	2P	$T_8^{V41}$	$T_3^{V9}$	$T_4^{V11}$	$-T_6^{V3}$
	2S	$T_7^{V1}$	$T_{10}^{V9}$	$T_2^{V11}$	$-T_8^{V27}$
	3P	$T_{11}^{V9}$	$T_4^{V11}$	$-T_6^{V27}$	$-T_7^{V31}$
	3S	$T_{10}^{V15}$	$T_2^{V11}$	$T_3^{V27}$	$-T_{11}^{V26}$
	4P	$-T_5^{V11}$	$-T_6^{V27}$	$-T_7^{V26}$	$-T_{10}^{V58}$
	4S	$T_2^{V59}$	$T_3^{V27}$	$T_4^{V26}$	$T_5^{V18}$
	5P	$-T_9^{V27}$	$-T_7^{V26}$	$-T_{10}^{V18}$	$-T_2^{V16}$
	5S	$T_3^{V24}$	$T_4^{V26}$	$-T_6^{V18}$	$T_9^{V22}$
	6P	$-T_{12}^{V26}$	$-T_{10}^{V18}$	$-T_2^{V22}$	$-T_3^{V6}$
	6S	$T_4^{V2}$	$-T_6^{V18}$	$-T_7^{V22}$	$T_{12}^{V54}$
	7P	$-T_1^{V18}$	$-T_2^{V22}$	$-T_3^{V54}$	$-T_4^{V55}$
	7S	$-T_6^{V23}$	$-T_7^{V22}$	$-T_{10}^{V54}$	$T_1^{V52}$
	8P	$-T_8^{V22}$	$-T_3^{V54}$	$-T_4^{V52}$	$T_6^{V60}$
	8S	$-T_7^{V62}$	$-T_{10}^{V54}$	$-T_2^{V52}$	$T_8^{V36}$
	9P	$-T_{11}^{V54}$	$-T_4^{V52}$	$T_6^{V36}$	$T_7^{V32}$
	9S	$-T_{10}^{V48}$	$-T_2^{V52}$	$-T_3^{V36}$	$T_{11}^{V37}$
	10P	$T_5^{V52}$	$T_6^{V36}$	$T_7^{V37}$	$T_{10}^{V5}$
	10S	$-T_2^{V4}$	$-T_3^{V36}$	$-T_4^{V37}$	$-T_5^{V45}$
	11P	$T_9^{V36}$	$T_7^{V37}$	$T_{10}^{V45}$	$T_2^{V47}$
	11S	$-T_3^{V39}$	$-T_4^{V37}$	$T_6^{V45}$	$-T_9^{V41}$
	12P	$T_{12}^{V37}$	$T_{10}^{V45}$	$T_2^{V41}$	$T_3^{V57}$
	12S	$-T_4^{V61}$	$T_6^{V45}$	$T_7^{V41}$	$-T_{12}^{V9}$

Prikazana dva koraka značajno pojednostavljaju i ubrzavaju proračun faktora ispunje. Za rešavanje izraza (3.29) potrebno je izvršiti 36 operacija množenja i 12 operacija sabiranja. Drugi korak, gledano sa aspekta utroška procesorskog vremena za njegovo rešavanje, je još prostiji od prvog koraka i može se svrstati u operacije rešavanja problema tipa *look up* tabele.

Ilustracije radi, neka se referentni vektor nalazi u Sektoru 1S (prostor u ravni ograničen vektorima  $v_1$  i  $v_9$ ). Primenom jednačine (3.29), dolazi se do vrednosti koeficijenata  $T_1$  do  $T_{12}$ . Iz Tabele 3.6 se nalazi da su aktivni vektori koje treba primeniti za razmatrani sektor:  $v_{40}$  u trajanju  $T_6$ ,  $v_{41}$  u trajanju  $T_7$ ,  $v_9$  u trajanju  $T_{10}$  i  $v_{11}$  u trajanju  $-T_1$  ( $T_1$  iz Tabele 1 se za referentni vektor u sektoru 1S dobija kao negativan broj, pa je zato navedeno da vektor  $v_{11}$  treba zadržati tokom  $-T_1$ ).

### 3.2.4.3 Računarske simulacije nove tehnike

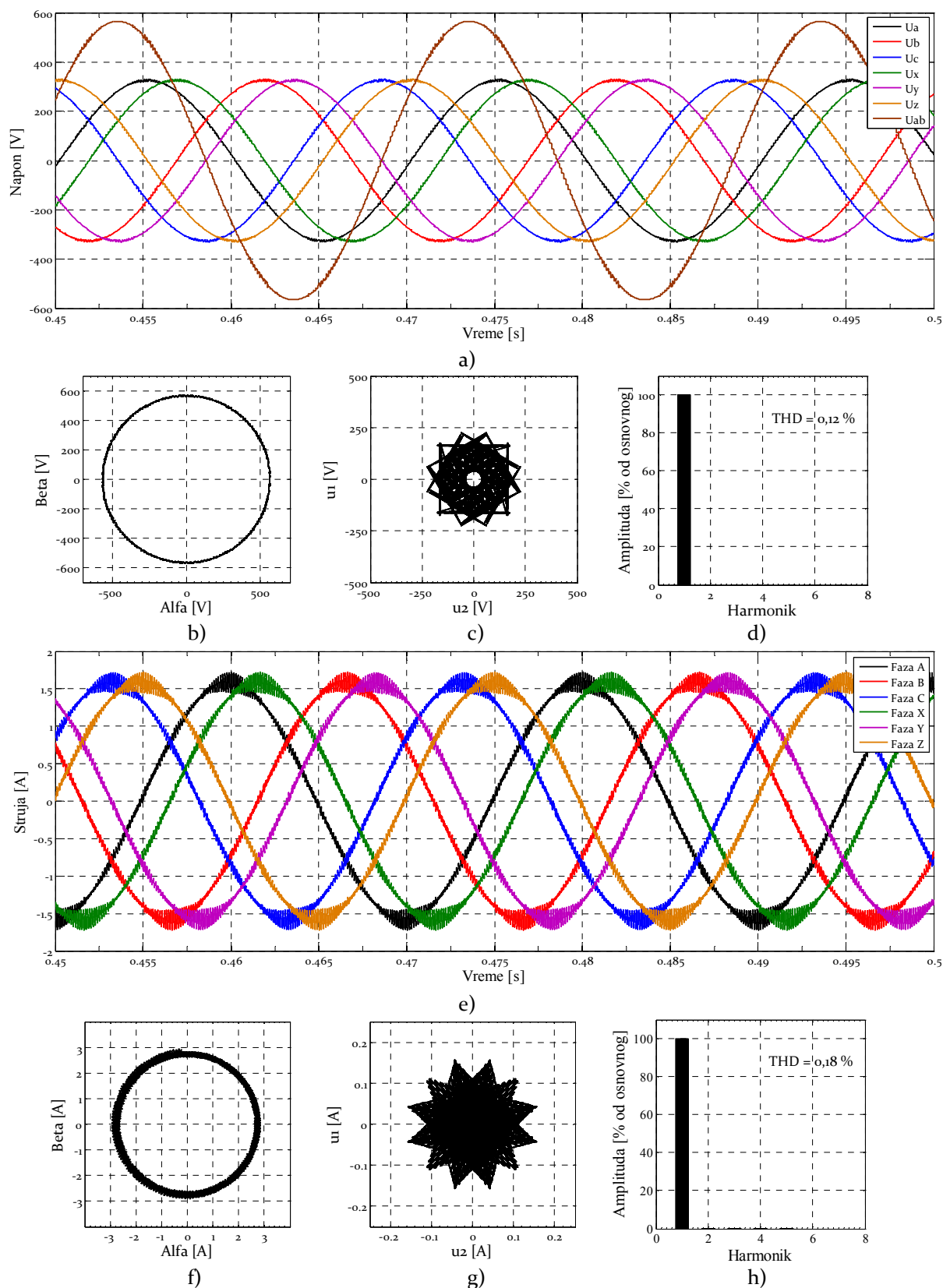
Računarska simulacija nove modulacione tehnike je urađena pod istim uslovima kao i sve dosadašnje simulacije.

Rezultati simulacija za zadati referentni vektor modula  $|u_{ref}| = 1$  i frekvenciju 50 Hz su prikazana na slici 3.24. Efektivna vrednost dobijenog faznog napona je 230 V, a linijskog 400 V. Slično kao i kod VSD tehnike fazni i liniski naponi imaju izuzetno nizak stepen distorzije ( $THDU_{AB} = 0,12\%$ ) što se vidi sa slike 3.24 a) i d). Kontrolisano generisanje komponenti napona u  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostoru dovodi do toga da trajektorija hodografa ovih komponenti ne prelazi vrednost 200 V (slika 3.24 c).

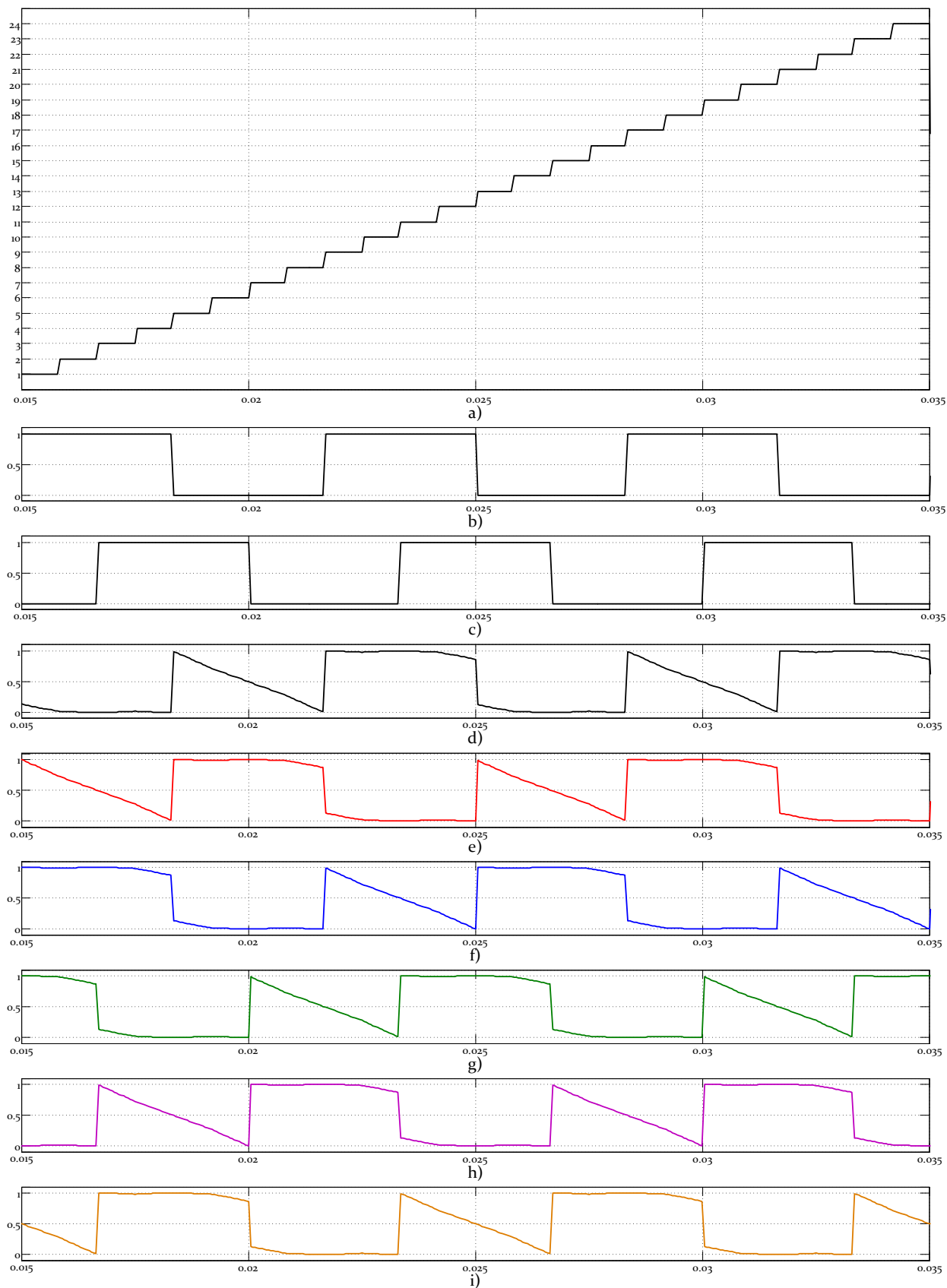
Pravilno generisanje napona u  $\alpha$ - $\beta$  potprostoru uz kontrolisano generisanje komponenti u  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostoru se pozitivno odrazilo i na spektralni sastav faznih struja motora. Totalna harmonijska distorzija faznih struja ne prelazi 0,18 %.

Na slici 3.25 prikazani su signali preuzeti iz logike rada kontrolnog sistema. Slika prikazuje jednu periodu fundamenta (20 ms). Na slici 3.25 a) prikazana je promena aktivnog sektora. U direktnoj vezi sa sektorima je i logika izlaza PWM kanala - aktivan visok, aktivan nizak. Logika je u kontrolnom sistemu upravljana kroz dva indikatora - flega. Prvim flegom (slika 3.25 b) se definiše logika na prva tri PWM kanala, a drugim (slika 3.25 c) logika na kanalima x,y,z.

Izgled signala faktora ispunje svih šest kanala dat je na slikama 3.25 d) - 3.25 i).



Slika 3.24 Simulacija nove tehnike za  $|u_{ref}|=1$ : a) talasni oblici faznih napona, b)  $\alpha$ - $\beta$  hodograf faznih napona, c)  $\mu_1$ - $\mu_2$  hodograf faznih napona, d) harmonijski spektar linijskog napona  $u_{AB}$ , e) talasni oblici faznih struja, f)  $\alpha$ - $\beta$  hodograf struje, g)  $\mu_1$ - $\mu_2$  hodograf struje, d) harmonijski spektar struje  $i_A$



Slika 3.25 Simulacija nove tehnike za  $|u_{ref}|=1$ : a) sektori, b) signal flega 1, c) signal flega 2, d)..i) faktori ispunje kanala a, b, c, x, y, z



### ***3.3 Poređenje modulacionih tehnika za upravljanje šestofaznim inverterom u pogonu sa šestofaznom asimetričnom asinhronom mašinom***

Do sada je u više navrata istaknuto da upravljanje šestofaznim inverterom iz koga se napaja šestofazna asimetrična asinhrona mašina mora da ispuni nekoliko zahteva. Navedeno je i da su zahtevi direktna posledica specifičnosti mašine.

Za razliku od trofaznih pogona u kojima se kao osnovni kvalitet standardne SVPWM u poređenju sa drugim tehnikama upravljanja navodi dobro iskorišćenje napona jednosmernog međukola [39], [85]–[87] a pri čemu se generisanje upravljačkih signala mosnih tranzistora najčešće i ne uzima u razmatranje, pokazano je da kod upravljanja šestofaznim inverterom probematika generisanja upravljačkih signal može suziti mogućnost izbora upravljačkog uređaja ili u mnogome zakomplikovati njegovu realizaciju. Pre svega, danas na tržištu ne postoji ni jedan komercijalno dostupan DSP isključivo namenjen za kontrolu višefaznih mašina. Ono što postoji jesu DSP uređaji namenjeni za kontrolu dvostrukog trofaznog mosta. Na dalje, u poglavlju je pokazano da manipulacija vektorima u cilju pravilnog napajanja šestofazne mašine u većini modulacionih tehnika zahteva generisanje takvog oblika PWM signala sa više od dve promene logike aktivan visok/nizak u toku trajanja jednog prekidačkog ciklusa. Za neke DSP uređaje ovakav zahtev predstavlja nerešiv problem jer se podešavanje registara kojima se definiše logika aktivan visok / aktivan nizak utvrđuje u fazi inicijalizacije DSP PWM modula i u kasnijem radu nije moguća.

U drugom poglavlju je istaknuto da komponente generisane u  $\mu_1\text{-}\mu_2$  potprostoru ne doprinose formiranju momenta i da se njihovo prisustvo u napajanja asimetričnog motora isključivo manifestuje kroz povećanje gubitaka. Zaključeno je da kvalitetno upravljanje šestofaznim inverterom mora generisanje ovih komponenti svesti na minimum. S tim u vezi zaključeno je da se prilikom izbora vektora kojima će se vršiti aproksimacija referentnog vektora ( $\alpha\text{-}\beta$  potprostor) mora imati u vidu i pozicija ovih vektora u  $\mu_1\text{-}\mu_2$  potprostoru. Ovaj zahtev donekle može da bude u suprotnosti sa težnjom dobrog iskorišćenje napona jednosmernog međukola. Ipak, analizom se pokazuje da slika velikih vektora iz  $\alpha\text{-}\beta$  potprostora daje grupu malih vektora u  $\mu_1\text{-}\mu_2$  potprostoru što pomiruje ova dva zahteva i čini mogućom realizaciju kvalitetne tehnike upravljanja.

Pregledan prikaz međusobnih prednosti i mana najznačajnijih parametara obrađenih tehnika upravljanja šestofaznim inverterom u pogonu sa šestofaznom

asimetričnom asinhronom mašinom prikazan je u tabeli 3.7. Za ocenu kvaliteta izabrani su sledeći parametri:

- iskorišćenje napona jednosmernog međukola odnosno maksimalni fazni napon generisan bez ulaska u zonu nadmodulacije. Podatak je u tabeli prikazan kao procentualni iznos osnovnog harmonika generisanog napona u odnosu na napon jednosmernog međukola,
- totalna harmonijska distorzija napona,
- prigušenje komponenti u  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostoru. Podatak je u tabeli prikazan kao procentualni iznos usrednjene vrednosti generisanih komponenti  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostora u odnosu na napon jednosmernog međukola,
- kompleksnost implementaciju. Oznaka za laku implementaciju podrazumeva korišćenje komercijalno dostupnog DSP uređaja sa šest PWM kanala i sa dve tranzicije u toku prekidačke periode bez promene logike na PWM kanalima, srednje teška implementacija podrazumeva korišćenje komercijalno dostupnog DSP uređaja sa šest PWM kanala i sa dve tranzicije u toku prekidačke periode sa promenom logike na PWM kanalima, a teška implementacija podrazumeva korišćenje komercijalno dostupnog DSP uređaja sa šest PWM kanala i sa upotrebom spoljašnjih digitalnih kola ili nekog drugog uređaja za implementaciju PWM tehnike,
- broj promena prekidačkih stanja u periodu osnovnog harmonika. Pod jednom promenom se podrazumeva promena stanja prekidača sa logičke jedinice na logičku nulu ili obrnuto.

Prilikom vrednovanja tehnika upravljanja šestofaznim naponskim invertorom u pogonu šestofazne asimetrične asinhrone mašine uspostavljen je kriterijum ocenjivanja rezultata na sledeći način:

1. Iskorišćenje napona jednosmernog međukola
  - 100 % - 5 poena, <100 % - 0 poena,
2. Prigušenje komponenti u  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostoru
  - <1 % - 5 poena, <2 % - 4 poena, <3 % - 3 poena, <4 % - 2 poena, >4 % - 0 poena
3. Problematika implementacije
  - laka - 5 poena, srednja - 4 poena, teška - 3 poena

## 4. THDU:

- $<1\%$  - 5 poena,  $<2\%$  - 4 poena,  $>2\%$  - 0 poena,,

## 5. Broj promena prekidačkih stanja u periodi osnovnog harmonika:

- $<50$  - 5 poena,  $<100$  - 4 poena,  $<150$  - 3 poena,  $<200$  - 2 poena,  $>200$  - 0 poena

Kako bi se rezultati pravilno vrednovali uvedeni su ponderi na sledeći način:

1. Iskorišćenje napona jednosmernog međukola: 5 pondera,
2. Prigušenje komponenti u  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostoru: 5 pondera,
3. Problematika implementacije: 3 pondera
4. THDU: 2 pondera,
5. Broj promena prekidačkih stanja u periodu osnovnog harmonika: 1 ponder

Uzeto je da su parametri Iskorišćenje napona jednosmernog međukola i Prigušenje komponenti u  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostoru najbitniji i oni su okarakterisani najvećim ponderom.

Tabela 3.7 Parametri vrednovanja obrađenih modulacionih tehnika

	SPWM	ZS SPWM	SVPWM	2x3PH SVPWM	VSD	Nova SVPWM
Iskorišćenje napona jednosmernog međukola [%]	86,6	100	100	100	100	100
prigušenje komponenti u $\mu_1$ - $\mu_2$ [%]	3,75	3,5	18,5	3,75	0,75	1,25
Problematika implementacije	laka	laka	teška	laka	teška	srednja
THDU [%]	1,25	0,07	16,64	0,1	0,1	0,12
Broj promena prekidačkih stanja	36	36	192	36	192	178

Ukupna ocena kvaliteta modulacione tehnike dobijena je kao umnožak ocene parametara kvaliteta i njihovog težinskog pondera. Na osnovu ovaga dobijeni su rezultati kvaliteta tehnika upravljanja koji su prikazani u tabeli 3.8.

Tabela 3.8 Vrednovanje obrađenih modulacionih tehnika

	SPWM	ZS SPWM	SVPWM	2x3PH SVPWM	VSD	Nova SVPWM
Iskorišćenje napona jednosmernog međukola [%]	0 (0 x 5)	25 (5 x 5)	25 (5 x 5)	25 (5 x 5)	25 (5 x 5)	25 (5 x 5)
prigušenje komponenti u $\mu_1-\mu_2$ [%]	10 (2 x 5)	10 (2 x 5)	0 (0 x 5)	10 (2 x 5)	25 (5 x 5)	20 (4 x 5)
Problematika implementacije	15 (5 x 3)	15 (5 x 3)	15 (5 x 3)	15 (5 x 3)	9 (3 x 3)	12 (4 x 3)
THDU [%]	10 (5 x 2)	10 (5 x 2)	0 (0 x 2)	10 (5 x 2)	10 (5 x 2)	10 (5 x 2)
Broj promena prekidačkih stanja	5 (5 x 1)	5 (5 x 1)	2 (2 x 1)	5 (5 x 1)	2 (2 x 1)	3 (3 x 1)
Ukupno	40	65	42	65	71	70

U skladu sa prihvaćenim načinom i parametrima vrednovanja obrađenih tehnika upravljanja zaključuje se da je VSD tehnika najbolja. Nova tehnika upravljanja je zbog nešto lošije kontrole komponenti u  $\mu_1-\mu_2$  potprostoru na drugom mestu, dok tehnike ZSSPWM i 2x3PH SVPWM zauzimaju treću poziciju. Tehnika koja koristi dva vektora za aproksimaciju referentnog SVPWM je na četvrtoj poziciji, dok je klasična sinusna tehnika na poslednjem mestu isključivo zbog sužene zone linearnog režima rada.

## **4. Vektorsko upravljanje šestofaznim asimetričnim asinhronim motorom**

Matematički model potprostora elektromehaničke konverzije šestofazne asimetrične asinhronne kavezne mašine u generalizovanom koordinatnom sistemu opisan je jednačinama:

$$u_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_g \psi_{qs} \dots\dots\dots (4.1)$$

$$u_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega_g \psi_{ds} \dots\dots\dots (4.2)$$

$$u_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} - (\omega_g - \omega_r) \psi_{qr} \dots\dots\dots (4.3)$$

$$u_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} + (\omega_g - \omega_r) \psi_{dr} \dots\dots\dots (4.4)$$

gde su fluksni obuhvati dati jednačinama:

$$\psi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \dots\dots\dots (4.5a)$$

$$\psi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \dots\dots\dots (4.5b)$$

$$\psi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \dots\dots\dots (4.6a)$$

$$\psi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \dots\dots\dots (4.6b)$$

Matematički model postaje kompletan definisanjem elektromagnetnog momenta koju šestofazna asinhrona asimetrična mašina razvija:

$$m_{em} = \frac{3}{2} P (\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) = \frac{3}{2} P \frac{M}{L_r} (\psi_{dr} i_{qs} - \psi_{qr} i_{ds}) \dots\dots\dots (4.7)$$

Jasno je da su jednačine (4.1) do (4.7) identične jednačinama kojima se opisuje trofazna asinhrona kavezna mašina. Razlika u matematičkom modelu šestofazne asimetrične i trofazne asinhronne kavezne mašine je prisutna u delovima matematičkog modela kojima se opisuju dva potprostora šestofazne mašine koji ne učestvuju u produkciji fluksa tj. momenta i data je izrazima (2.31) i (2.32).

Poznato je da je princip vektorskog upravljanja zasnovan na ideji ekvivalentiranja asinhronne mašine mašinom jednosmerne struje sa nezavisnom pobudom, a sve u cilju ostvarivanja raspregnutog upravljanja komponentom struje koja određuje magnetno stanje mašine tj. pobudu i komponente struje kojom se definiše razvijeni momenat [88].

Kod mašine jednosmerne struje sa nezavisnom pobudom raspredanje upravljanja pobudom i momentom je konstrukciona posledica mašine i omogućeno je postojanjem dva fizički nepovezana namotaja, pobudnog odnosno statorskog i armaturnog odnosno rotorskog namotaja [89]. Regulacija pobudnog fluksa se vrši regulacijom struje kroz pobudni namotaj, a regulacija momenta preko struje uspostavljene u armaturnom namotaju. Pri tome je vrednost ugla između vektora uspostavljenog fluksa i armaturne struje definisan položajem četkica na kolektoru.

Uvidom u izraz za razvijeni momentar (4.7) jasno je da se raspregnuto upravljanje pobudom i momentom kod asinhronne šestofazne asimetrične mašine može ostvariti ukoliko magnetno stanje mašine bude diktirano samo jednom komponentom fluksa, bilo po  $d$  ili  $q$  osi. U tom slučaju je druga komponenta struje, koja je uvek upravna na komponentu kojom se definiše fluks mašine, isključivo odgovorna za razvijanje elektromagnetnog momenta mašine.

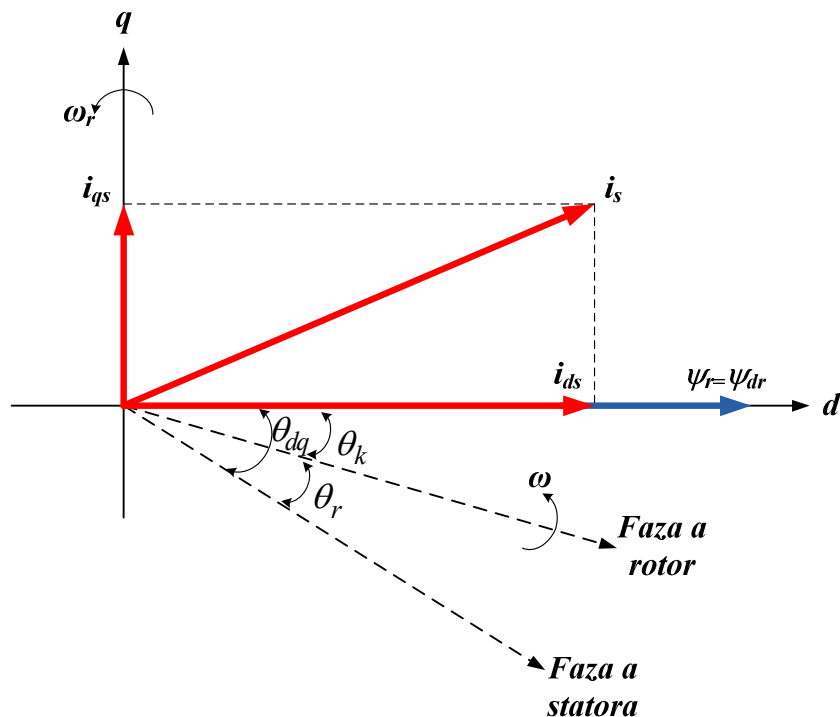
U literaturi se može pronaći više metoda za nezavisno upravljanje fluksom i momentom asinhronne mašine: metode zasnovane na orijentaciji polja (eng. *Field Oriented Control – FOC*), metode zasnovane na direktnoj kontroli momenta (eng. *Direct Torque Control – DTC*) i tzv. metode nelinearnog upravljanja zasnovane na linearizaciji ili na Lagranževim jednačinama generalisanih koordinata [90]. U grupi metoda zasnovanih na orijentaciji polja nalaze se metode direktnog upravljanja (eng. *Direct Field Oriented Control – DFOC*), metoda prirodne orijentacije polja (eng. *Natural Field Oriented Control – NFOC*) kao i metoda indirektnog upravljanja (eng. *Indirect Field Oriented Control – IFOC*). Referenca za orijentaciju polja može biti fluks rotorskog namotaja, fluks statorskog namotaja ili njihov zajednički fluks. Uporedne analize različitih tipova orijentacije pokazuju osnovni razlog pretežne primene orijentacije u odnosu na fluks rotora [91]–[94].

U ovom radu biće primenjena metoda indirektnog vektorskog upravljanja sa orijentacijom u odnosu na prostorni vektor fluksa rotora.

#### 4.1 Upravljanje orijentacijom u odnosu na prostorni vektor fluksa rotora

Ukoliko se usvoji da je sistem referentnih osa čvrsto vezan za prostorni vektor fluksa rotora i to tako da je  $d$  – osa referentnog koordinatnog sistema kolinearna sa prostornim vektorom fluksa rotora, tada će da važi  $\psi_r = \psi_{dr}$  i  $\psi_{qr} = 0$ .

Položaj prostornih vektora u sistemu osa vezanom za vektor rotorskog fluksa ilustrovan je sa slici 4.1.



Slika 4.1 Položaj prostornih vektora

Za šestofaznu asimetričnu asinhronu kaveznu mašinu napajanu iz strujno regulisanog naponskog invertora može da se konstatuje da su stvarne struje faza a, b, c, x, y i z jednake njihovim željenim tj. referentnim vrednostima [95], odnosno:

$$i_a^* = i_a, i_b^* = i_b, i_c^* = i_c, i_x^* = i_x, i_y^* = i_y, i_z^* = i_z \dots\dots\dots (4.8)$$

Sa druge strane, vektor struje rotora se ne može kontrolisati ali se može izračunati na osnovu jednačina fluksnih obuhvata.

$$i_{dr} = \frac{\psi_{dr} - Mi_{ds}}{L_r} \dots\dots\dots(4.9)$$

$$i_{qr} = \frac{\psi_{qr} - Mi_{qs}}{L_r} \dots\dots\dots(4.10)$$

Uvrštavanjem podužne komponenta rotorske struje (4.10) u izraz (4.3), dobija se:

$$T_r \frac{d\psi_{dr}}{dt} + \psi_{dr} = Mi_{ds} \dots\dots\dots(4.11)$$

gde je sa  $T_r = \frac{L_r}{R_r}$  označena rotorska vremenska konstanta.

Relacija (4.11) pokazuje da se amplituda rotorskog fluksa  $\psi_{dr}$  može podešavati preko podužne komponente statorske struje  $i_{ds}$ . Kao što se vidi, podešavanje se odvija sa kašnjenjem prvog reda na sličan način kao što se kod nezavisno pobuđene mašine jednosmerne struje vrši podešavanje pobudnog fluksa naponom pobudnog kola.

Momentna jednačina (4.7) se sada svodi na:

$$m_{em} = \frac{3}{2} P \frac{M}{L_r} \psi_{dr} i_{qs} \dots\dots\dots(4.12)$$

Relacije (4.12) pokazuje da komponenta polifazora statorske struje koja je upravna na polifazor rotorskog fluksa utiče na momenat i to direktno i trenutno. Ova situacija je identična upravljanju momentom preko struje armature kod motora jednosmerne struje sa nezavisnom pobudom. Dakle, direktno i nezavisno upravljanje momentom asinhronog motora može da se ostvari pomoću  $q$  komponente statorske struje pod pretpostavkom da je amplituda rotorskog fluksa konstantna.

Pored ostvarivanja mogućnosti utiskivanja željenog vektora struje statora, pravilno određena pozicija rotorskog fluksa garantuje raspregnuto upravljanje fluksom i momentom. Orijehtacija referentnog  $dq$  koordinatnog sistema se vrši proračunavanjem pozicije rotorskog fluksa korišćenjem strujnog modela rotorskog kola.

Uvrštavanjem poprečne komponenta rotorske struje izražene iz izraza (4.6b),

$$i_{qr} = \frac{\psi_{qr}}{L_r} - \frac{M}{L_r} i_{qs} \dots\dots\dots(4.12)$$

u izraz (4.4), dobija se ugaona učestanost klizanja



$$\omega_k = \frac{M}{T_r \psi_{dr}} i_{qs} \dots\dots\dots (4.13)$$

Postavljanjem vrednosti klizanja na vrednost proračunatu izrazom (4.13) obezbeđuje se multi fluks po  $q$  osi [76] i to po dinamici:

$$\frac{d\psi_{qr}}{dt} + \frac{\psi_{qr}}{T_r} = 0 \dots\dots\dots (4.13)$$

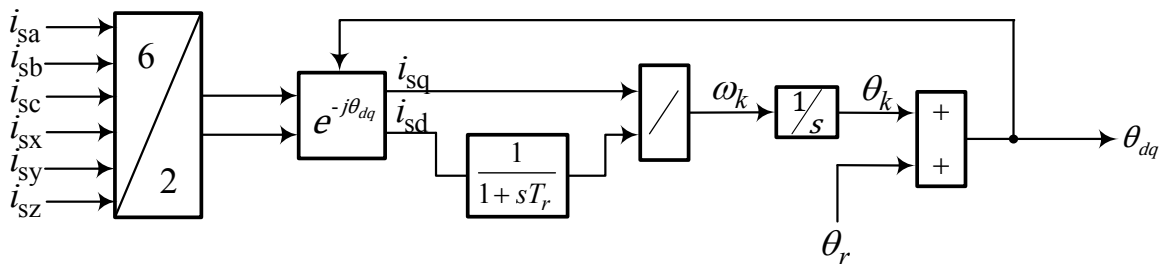
Položaj  $dq$  koordinatnog sistema u odnosu na rotor dobija se iz izraza

$$\theta_k = \int \omega_k dt \dots\dots\dots (4.14)$$

Konačno, položaj  $dq$  koordinatnog sistema dobija se kao zbir proračunatog ugla klizanja i merenog ugla rotora:

$$\theta_{dq} = \theta_k + \theta_r \dots\dots\dots (4.15)$$

Blok dijagram proračuna pozicije  $dq$  koordinatnog sistema prikazan je na slici 4.2.



Slika 4.2 Proračun pozicije  $dq$  koordinatnog sistema

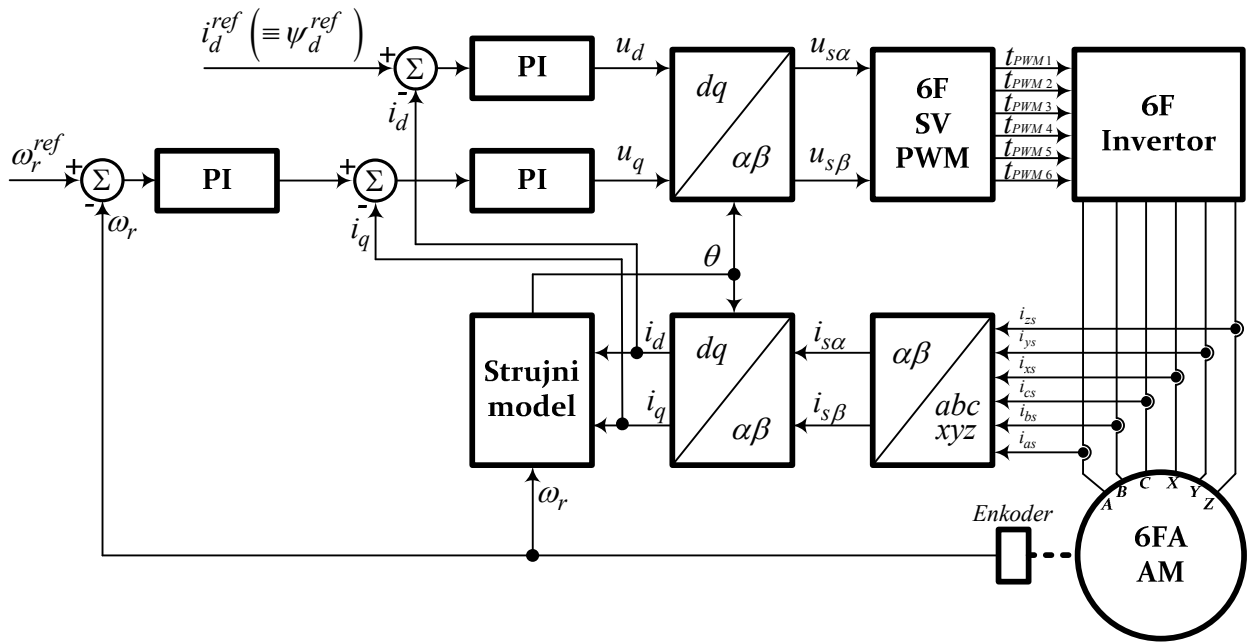
Blok šema vektorski upravljanoj pogona šestofazne asimetrične asinhrone mašine prikazana je na slici 4.3. Na prikazanom blok dijagramu, pogon šestofazne mašine je regulisan po brzini.

### 4.2 Proračun parametara strujnih regulatora

Za određivanje parametara strujnih regulatora korišćena je Dahlin-ova metoda. Uprošćeni izgled strukture regulacione petlje struja statora po kojoj je izvršen izbor parametara regulatora prikazan je na slici 4.4.

Statorsko kolo je prikazano prenosnom funkcijom [76]:

$$G_S(s) = \frac{1}{L_\sigma} \frac{T_\sigma}{1+sT_\sigma} = \frac{1/R_s}{1+sT_\sigma} \dots\dots\dots (4.16)$$

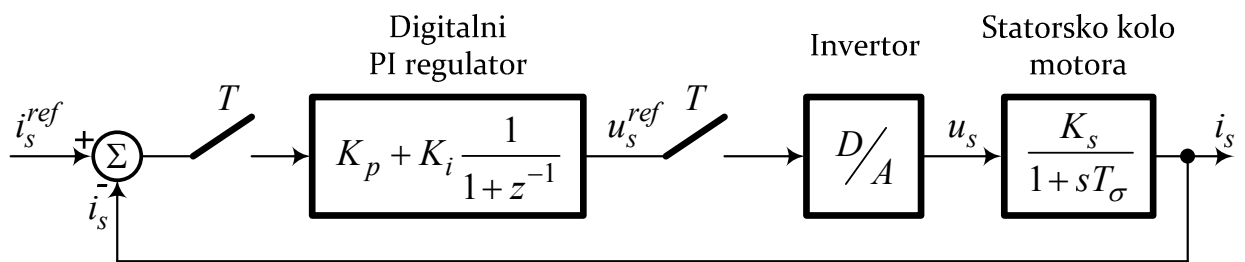


Slika 4.3 Blok šema vektorski upravljanoj pogona šestofazne asimetrične asinhronne mašine

gde je  $T_\sigma = \frac{L_\sigma}{R_s}$  dominantna vremenska konstanta statorsko kola koju definiše otpornost

$R_s$  i ukupna rasipna induktivnost statora  $L_\sigma = L_s \left( 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \right)$ .

Invertor je prikazan kolom zadržke prvog reda sa transportnim kašnjenjem jednakim prekidačkoj periodi invertora ( $T_{PWM}$ ), dok je regulator struje dat u digitalnoj formi.



Slika 4.4 Strujna regulaciona petlja po Dahlin algoritmu

Prema Dahlin-ovom algoritmu, optimalni parametri su:

$$K_{pi} = \frac{1 - e^{-\lambda T_i}}{K_{it} \left( e^{\frac{T_i}{T_\sigma}} - 1 \right) \left[ 1 + \left( 1 - e^{-\lambda T_i} \right) \right]} \dots \dots \dots (4.17)$$

$$K_{ii} = K_{pi} \left( e^{\frac{T_i}{T_\sigma}} - 1 \right) \dots\dots\dots(4.18)$$

gde su  $K_{pi}$  - proporcionalno dejstvo regulatora,  $K_{ii}$  -integralno dejstvo regulatora,  $T_i$  - perioda odabiranja strujne petlje,  $T_\sigma$  - dominantna vremenska konstanta,  $\lambda$  - je parametar Dahlin-ovog proračuna kojim se zadaje brzina odziva upravljane promenljive,  $K_{it}$  - ukupno pojačanje kola koje za statorske namotaje vezane u zvezdu iznosi:

$$K_{it} = \frac{u_{dc}}{\sqrt{3}} \frac{1}{R_s} \dots\dots\dots(4.19)$$

Parametar  $\lambda$  se određuje na osnovu uslova da se prelazne pojave u strujnoj petlji završe u okviru periode odabiranja nadređene i sporije regulacione petlje po brzini. U tom slučaju, minimalno  $\lambda$  iznosi:

$$\lambda \geq \frac{5}{T_\omega} \dots\dots\dots(4.20)$$

gde je  $T_\omega$  perioda odabiranja regulacione petlje po brzini obrtanja.

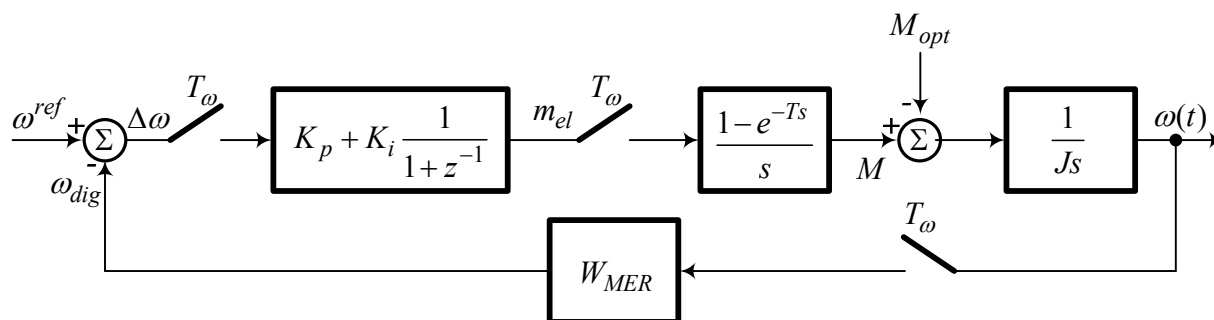
### 4.3 Proračun parametara brzinskog regulatora

Proračun parametara brzinskog regulatora vršen je prema praktičnoj proceduri u kojoj je uticaj trenja zanemaren i mehanički sistem ima čisto integralni odziv (1/sJ). Detaljan opis procedure dat je u literaturi [96].

Prema pomenutoj proceduri za brzinski regulisan pogon, čiji blok dijagram odgovara dijagramu prikazanom na slici 4.5, optimalni parametri proporcionalnog i integralnog dejstva regulatora kojima se obezbeđuje aperiodičan odziv brzine na zadatu skokovitu referencu zavise od perioda odabiranja brzinske petlje  $T_\omega$  i momenta inercije pogona  $J$ . Optimalni parametri se proračunavaju korišćenjem izraza:

$$K_P = 0,2027 \frac{2J}{T_\omega} \dots\dots\dots(4.21)$$

$$K_I = 0,03512 \frac{2J}{T_\omega} \dots\dots\dots(4.22)$$



Slika 4.5 Brzinska regulaciona petlja

#### 4.4 Računarske simulacije vektorski upravljano<sup>g</sup> šestofaznog asinhronog asimetričnog motora

Po svojoj strukturi razvijeni računarski simulacioni model odgovara blok šemi vektorski upravljano<sup>g</sup> pogona šestofaznog asinhronog asimetričnog motora koja je prikazana na slici 4.3.

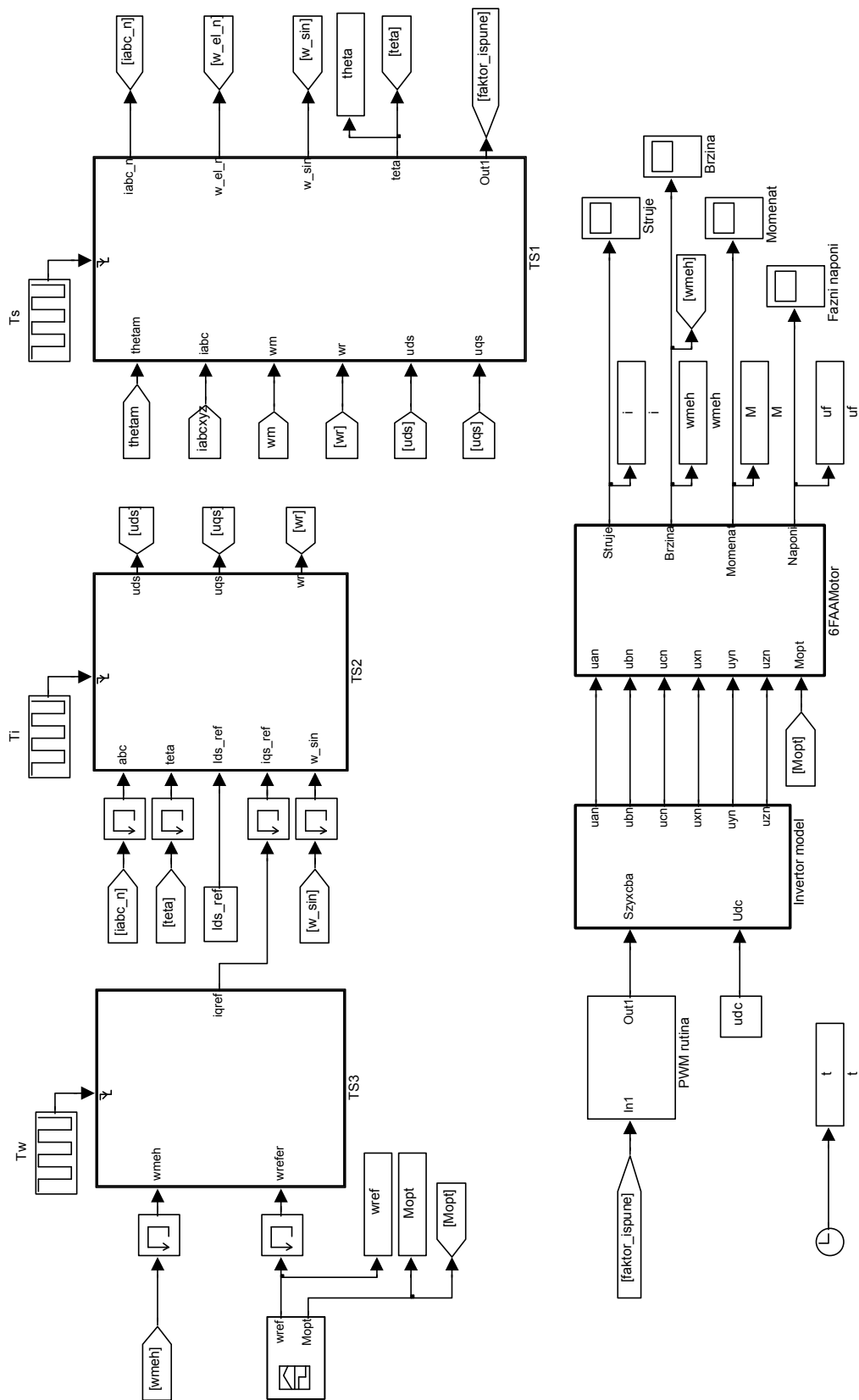
Izgled računarskog simulacionog modela je prikazan na slici 4.6. Osnovu modela čine blokovi TS<sub>1</sub>, TS<sub>2</sub> i TS<sub>3</sub>. Blokovi imaju različitu učestanost aktivacije, pri čemu se aktivacija bloka TS<sub>1</sub> obavlja učestanošću 1/T<sub>s</sub>, učestanost izvršavanja bloka TS<sub>2</sub> je 1/T<sub>i</sub>, dok se najsporiji blok TS<sub>3</sub> izvršava učestanošću 1/T<sub>w</sub>. Za vremena aktivacija pojedinih blokova važi odnos T<sub>i</sub> > T<sub>s</sub> > T<sub>w</sub>.

Operacije unutar bloka TS<sub>1</sub> koji se ostvaruje sa učešćanošću PWM-a se najbrže izvršavaju i u njemu se vrši računanje ugla koji zauzima rotor. Pored toga, u ovom bloku je smešten i algoritam proračunavanja faktora ispunje PWM signala grana invertora, odnosno algoritam SVPWM modulatora (poglavlje 3).

Unutar bloka TS<sub>2</sub>, sa periodom okidanja strujne petlje T<sub>i</sub> se vrši regulacija poprečne i dužne komponente struje statora, proračun klizanja, estimaciju fluksa i transformacija struja iz abcxyz domena u dq domen.

Blok TS<sub>3</sub> se izvršava sa periodom okidanja brzinske petlje T<sub>w</sub>. Elementima unutar bloka se ostvaruje regulacija brzine vektorski upravljano<sup>g</sup> pogona.

Pored blokova TS<sub>1</sub>, TS<sub>2</sub> i TS<sub>3</sub>, simulacioni model vektorskog upravljano<sup>g</sup> šestofazne asimetrične asinhronne mašine čine još i model motora (poglavlje 2), prekidački model šestofaznog invertora (poglavlje 2) i blok kojim se zadaje signal referentne brzine i momenta opterećenja.



Slika 4.6 Izgled simulacionog modela vektorskog upravljanja šestofaznim asinhronim asimetričnim kaveznim motorom

#### 4.4.1 Strujna regulaciona petlja – Verifikacija parametara strujnih regulatora

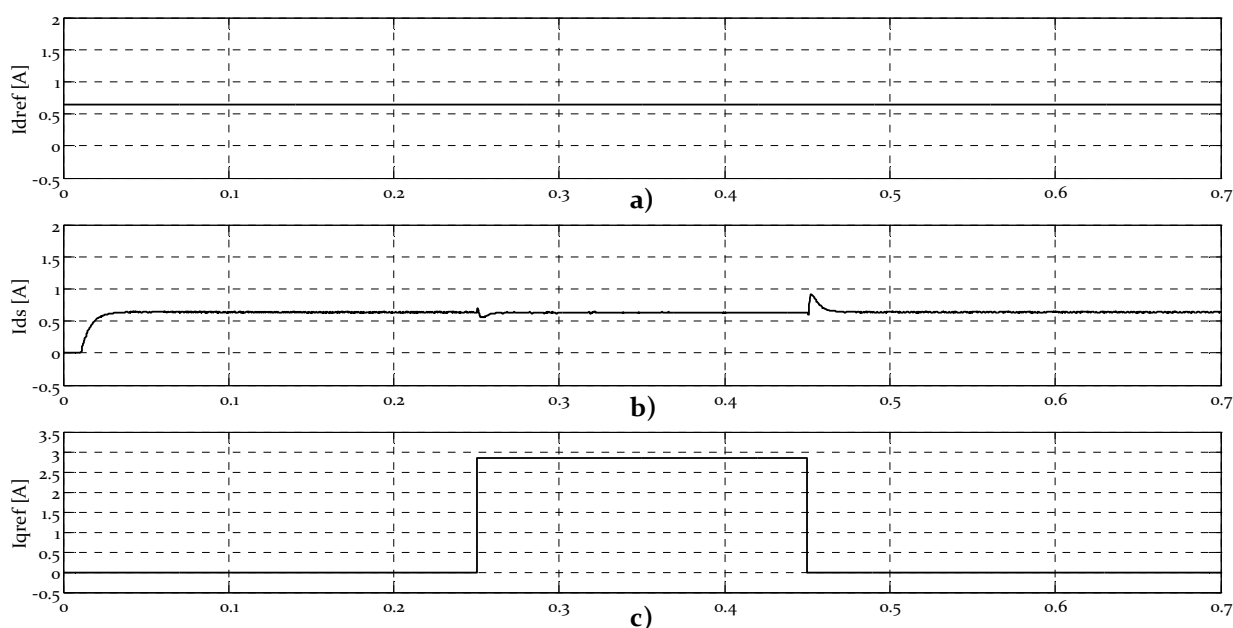
Provera proračunatih parametara strujnih regulatora dobijenih prema proceduri prikazanoj u 4.2 izvršena je na formiranom simulacionom modelu. Pri tome je model prikazan na slici 4.6 izmenjen u tom smislu da je referentna vrednost podužne komponente struje zadavana direktno a ne iz bloka brzinskog regulatora TS<sub>3</sub>.

Na slici 4.7 prikazani su rezultati provere parametara strujnih regulatora.

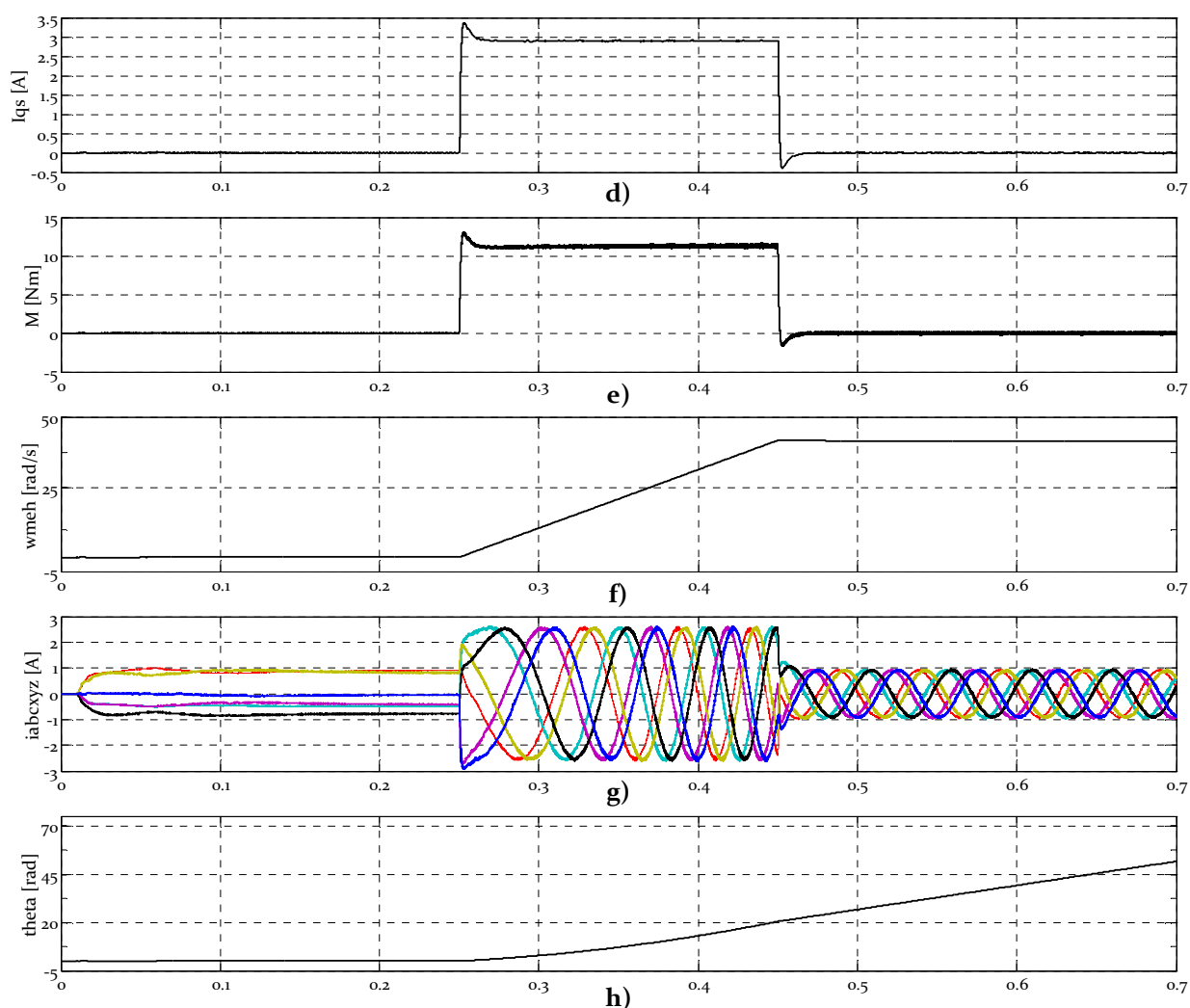
Na graficima a) i b) su prikazani oblici signala referentne ( $i_{dsref}$ ) i stvarne ( $i_{ds}$ ) podužne komponente struje statora. Modelom je definisana početna zadržka od 0,01 s pre otpočinjanja regulisanja podužne komponente. Sa slike se vidi da je odziv na skokovitu promenu struje aperiodičan, a da se nakon 0,01 s dostiže referentna vrednost zadate veličine. Treći grafik prikazuje signal referentne vrednosti poprečne komponente ( $i_{qsref}$ ). Referentni signal u trenutku 0,25 s skokovito menja vrednost od 0 do  $I_n$  i tu vrednost zadržava do 0,45 s.

U intervalu simulacije od 0,25 s do 0,45 s, dok je  $i_{qref}=I_n$  i  $i_{dref}=I_{pobn}$ , šestofazna asimetrična asinhrona mašina razvija nazivni momenat što je vidljivo sa grafika e) ( $M$ ). Konstantnost razvijanog momenta u pomenutom intervalu dovodi do toga da je  $d\omega_{meh}/dt=const.$  što je vidljivo sa grafika f) na slici 4.7.

Sedmi grafik pokazuje signale faznih struja šestofaznog asimetričnog asinhronog motora.



Slika 4.7 Rezultati simulacije modela za proveru rada strujnih regulatora



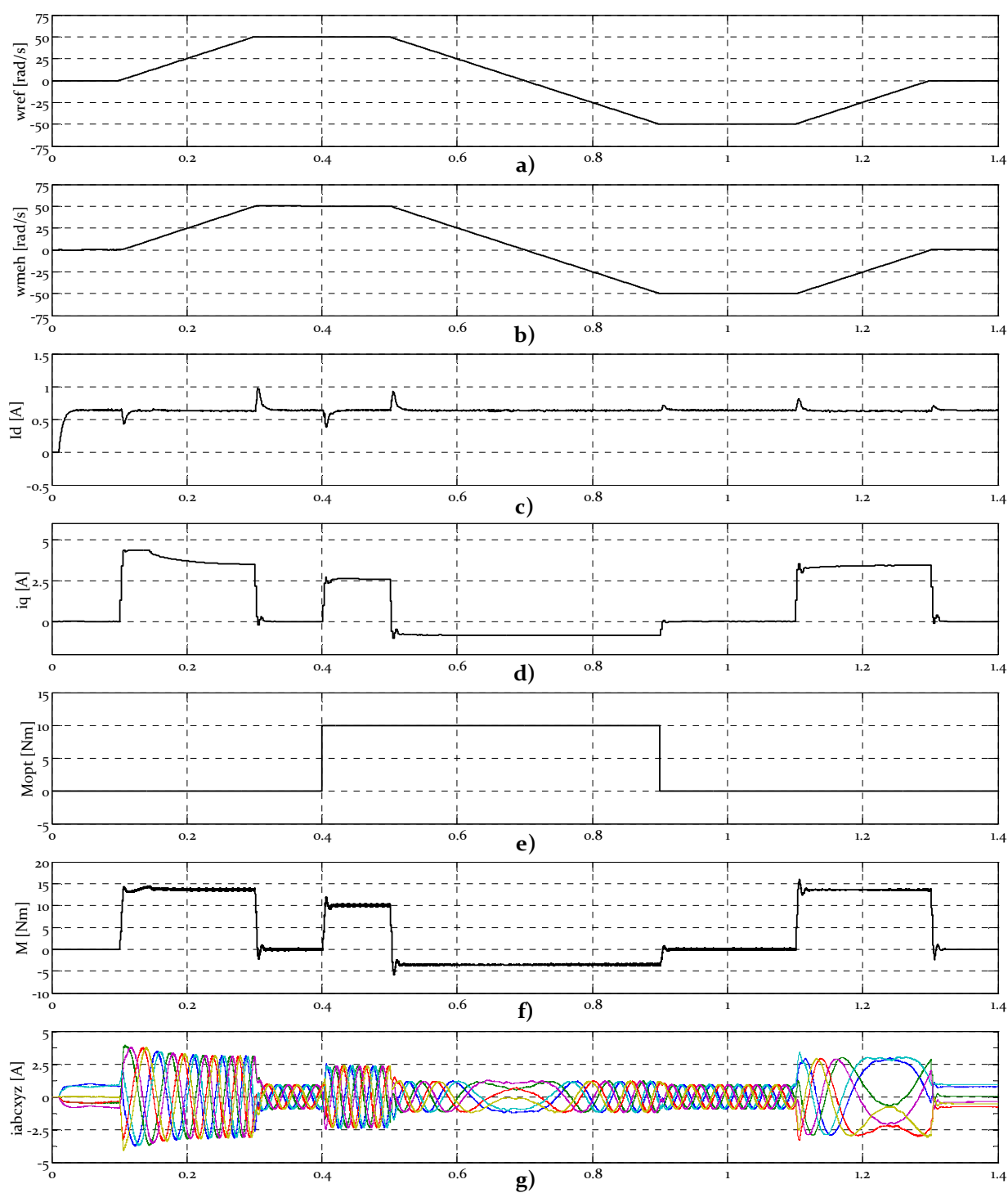
Slika 4.7 Rezultati simulacije modela za proveru rada strujnih regulatora - Nastavak

#### 4.4.2 Brzinska regulaciona petlja – Verifikacija parametara brzinskog regulatora

Proračun parametara brzinskog regulatora je urađen prema (4.21) i (4.22).

Referentni signal brzine prikazan je na grafiku a) na slici 4.8. Pošto nije simuliran vektorski upravljani pogon sa mogućnošću rada u zoni slabljenja polja, poduzna komponenta struje je sve vreme držana na nominalnoj vrednosti, što je vidljivo sa grafika c).

Simulacijom je analiziran i odziv pogona pri nagloj promeni momenta opterećenja. U trenutku 0,4 s simulirano je skokovito opterećenje pogona nazivnim momentom, a potom u trenutku 0,9 s skokovito rasterećenje. Sa grafika b), koji prikazuje stvarnu brzinu vratila motora, nije vidljiv uticaj pomenutih poremećaja, te se konstatuje ispravnost podešenih regulatora.



Slika 4.8 Rezultati simulacije modela vektorskog upravljanja



## ***5. Analiza rada invertorom napajane šestofazne asinhronne asimetrične kavezne mašine u situaciji kvara na jednoj od napojnih faza***

Jedna od najbitnijih prednosti koju višefazna mašinu nudi u poređenju sa trofaznom jeste mogućnost rada i u situaciji ispada jedne ili više napojnih faza.

Kada je u pitanju rad šestofazne asimetrične mašine u režimu kvara, rad mašine je moguć sve dok postoje tri ispravne faze mašine (u opštem slučaju n-fazna mašina može da funkcioniše dok god postoje tri ispravne faze kojima je moguće formirati obrtno polje, pri čemu iz razmatranje ne treba izostaviti raspored ispravnih faza).

Strategije reakcije pogona po nastanku kvara podrazumevaju više rešenja gde se sva rešenja mogu podeliti na:

- Strategija 1. Ovim rešenjem se po nastanku kvara trofazni namotaj koji sadrži neispravnu fazu u potpunost isključuje. Logično, ukoliko se onemogućí porast struja u preostalim fazama nego se upravljanjem one ograniče na nominalne vrednosti, raspoloživa snaga i moment opadaju na polovinu vrednosti koja se ima bez kvara,
- Strategija 2. Ova strategija upravljanja predviđa upravljanje u kome mašina nastavlja da radi sa redukovanim brojem faza dok se sve ispravne faze u režimu kvara koriste. Pri ovakvoj reakciji na kvar pred upravljanje se postavlja jedan od tri ograničavajuća parametra koji na dalje određuju način upravljanja:
  - Sposobnost ostvarivanja nazivnog momenta. U ovom slučaju treba računati da će se u režimu kvara kroz ispravne faze proticati struje veće od nazivne što će dovesti do povećanja gubitaka u namotajima,

- Sumarni nivo gubitaka u namotajima mora ostati isti kao u slučaju ispravnog rada. Ukoliko se ima ovakva potreba, nivo statorskih struja se u određenom procentu povećava ali se istovremeno vrši smanjenje raspoloživog momenta mašine,
- Ograničenje porasta struja statorskih namotaja do nivoa nazivne vrednosti (pod nazivnom strujom se ovde misli na struju koju mašina povlači u ispravnom stanju). U ovom slučaju mašina neće biti u stanju da razvije momenat koji može razviti u ispravnom stanju dok će se istovremeno nivo sumarnih gubitaka u namotajima smanjiti.

### ***5.1 Matematički model asimetrične asinhronne kavezne mašine u situaciji otkaza jedne napojne faze***

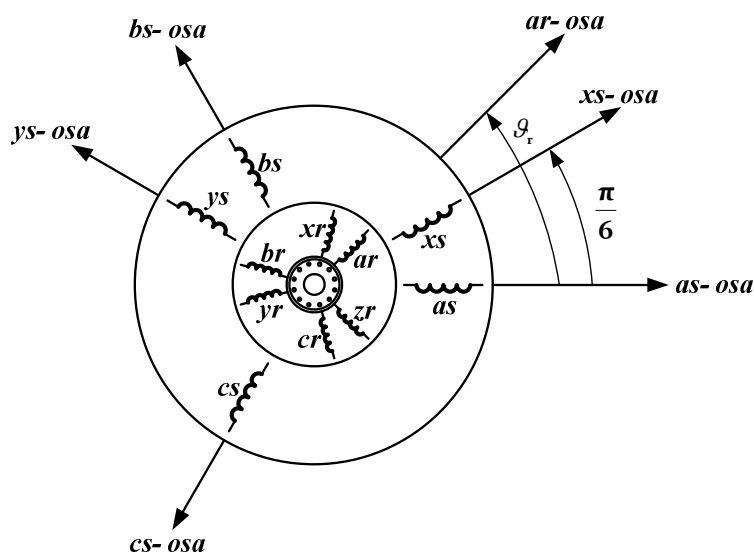
Pretpostavimo da je u jednom trenutku rada šestofazne asimetrične mašine došlo do otkaza jedne od šest napojnih faza. Izraz „otkaz jedne faze“ koristi se da istovremeno opiše dva različita uzroka abnormalnih uslova rada asimetrične mašine:

- kvar na jednoj od napojnih faza i/ili,
- otkaz na jednoj prekidačkoj grani invertora (ali tako da ne dolazi do njenog kratkog spajanja).

Postupak formiranja matematičkog modela šestofaznog asinhronog asimetričnog motora sa kvarom na jednoj fazi prikazan u ovom radu baziran je na postupcima pronađenim u [59]. Prilikom formiranja matematičkog modela mašine usvojene su iste pretpostavke koje su prihvaćene za situaciju modelovanja ispravne mašine. Usvojeno je da je faza Z, faza na kojoj je došlo do kvara.

Šematski prikaz šestofaznog asimetričnog motora sa prekidom izabrane faze dat je na slici 5.1. Indeksi upotrebljeni na slici 5.1 imaju isto značenje kao indeksi korišćeni u poglavlju 2 ali su ovde zbog preglednosti ponovljeni pa tako oznake a, b, c, x, y i z označavaju pripadnost namotaja pojedinih fazama, a dodata oznaka s ili r definiše pripadnost namotaja rotoru ili statoru. Električni ugao  $\vartheta$  je funkcija vremena i njime je definisan položaj između magnetnih osa namotaja statora i rotora.

Za razliku od modela ispravne mašine kada je konstatovano da se model mašine razmatra u šestodimenzionalnom području, matematički model asimetrične mašine u situaciji ispada jedne faze se prikazuje u petodimenzionalnom prostoru.



Slika 5.1 Grafički prikaz šestofazne asimetrične asinhronne kavezne mašine sa ispadom faze Z

Identično objašnjenje navedeno za oznake prikazane na slici 5.1 važi i za sve ostale oznake koje će biti korišćene prilikom izvođenja modela mašine.

### 5.1.1 Matematički model u originalnom području

Jednačina naponske ravnoteže statorskog kola, zapisana u matričnoj formi, glasi

$$[u_s] = [R_s][i_s] + \frac{d[\psi_s]}{dt} \dots\dots\dots (5.1)$$

gde je:

$[u_s]$  - matrica napona statora u originalnom području,

$[i_s]$  - matrica struja statora u originalnom području,

$[\psi_s]$  - matrica statorskih fluksnih obuhvata,

$[R_s]$  - matrica termogenih otpornosti namotaja statora.

Jednačina naponske ravnoteže rotorskog kola, zapisana u matričnoj formi, glasi

$$[u_r] = [R_r][i_r] + \frac{d[\psi_r]}{dt} \dots\dots\dots (5.2)$$

gde je

$[u_r]$  - matrica napona rotora u originalnom području,

$[i_r]$  - matrica struja rotora u originalnom području,

$[\psi_r]$  - matrica rotorskih fluksnih obuhvata,

$[R_r]$  - matrica termogenih otpornosti namotaja rotora.

Razvijeni oblik vektora  $[u_s]$ ,  $[i_s]$ ,  $[\psi_s]$ ,  $[u_r]$ ,  $[i_r]$ ,  $[\psi_r]$  i matrica  $[R_s]$  i  $[R_r]$  korišćenih u jednačinama (3.1) i (3.2) glasi

$$[u_s] = [u_{as} \ u_{xs} \ u_{bs} \ u_{ys} \ u_{cs}]^T \dots\dots\dots (5.3a)$$

$$[i_s] = [i_{as} \ i_{xs} \ i_{bs} \ i_{ys} \ i_{cs}]^T \dots\dots\dots (5.3b)$$

$$[\psi_s] = [\psi_{as} \ \psi_{xs} \ \psi_{bs} \ \psi_{ys} \ \psi_{cs}]^T \dots\dots\dots (5.3c)$$

$$[u_r] = [u_{ar} \ u_{xr} \ u_{br} \ u_{yr} \ u_{cr} \ u_{zr}]^T \dots\dots\dots (5.3d)$$

$$[i_r] = [i_{ar} \ i_{xr} \ i_{br} \ i_{yr} \ i_{cr} \ i_{zr}]^T \dots\dots\dots (5.3e)$$

$$[\psi_r] = [\psi_{ar} \ \psi_{xr} \ \psi_{br} \ \psi_{yr} \ \psi_{cr} \ \psi_{zr}]^T \dots\dots\dots (5.3f)$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} = R_s I_5 \dots\dots\dots (5.3g)$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} = R_r I_6 \dots\dots\dots (5.3h)$$

U izrazima (5.3) su korišćene sledeće oznake:

$u_{as}, u_{bs}, u_{cs}, u_{xs}, u_{ys}$  - fazni naponi statorskih namotaja a, b, c, x i y,

$i_{as}, i_{bs}, i_{cs}, i_{xs}, i_{ys}$  - fazne struje statorskih namotaja a, b, c, x i y,

$\psi_{as}, \psi_{bs}, \psi_{cs}, \psi_{xs}, \psi_{ys}$  - fluksni obuhvati statorskih namotaja a, b, c, x i y,

$u_{ar}, u_{br}, u_{cr}, u_{xr}, u_{yr}, u_{zr}$  - fazni naponi rotorskih namotaja a, b, c, x, y i z,

$i_{ar}, i_{br}, i_{cr}, i_{xr}, i_{yr}, i_{zr}$  - fazne struje rotorskih namotaja a, b, c, x, y i z,

$\psi_{ar}, \psi_{br}, \psi_{cr}, \psi_{xr}, \psi_{yr}, \psi_{zr}$  - fluksni obuhvati rotorskih namotaja a, b, c, x, y i z,

$R_s$  - termogeni otpori statorskih namotaja,

$R_r$  - termogeni otpori rotorskih namotaja.

Matrice statorskih i rotorskih fluksnih obuhvata u izrazima (5.1) i (5.2) mogu da se napišu kao:

$$[\psi_s] = [L_{ss}][i_s] + [L_{sr}(\mathcal{G}_r)][i_r] \dots\dots\dots (5.4)$$

$$[\psi_r] = [L_{rr}][i_r] + [L_{rs}(\mathcal{G}_r)][i_s] \dots\dots\dots (5.5)$$

gde je

$[L_{ss}]$  - matrica induktivnosti statorskih namotaja,

$[L_{rr}]$  - matrica induktivnosti rotorskih namotaja,

$[L_{sr}]$  - matrica međusobnih induktivnosti statorskih i rotorskih namotaja,

$[L_{rs}]$  - matrica međusobnih induktivnosti rotorskih i statorskih namotaja.

Matrica induktivnosti statorskih namotaja  $[L_{ss}]$  je data kao:

$$[L_{ss}]_{5 \times 5} = L_{ls} I_5 + L_{ms} \begin{bmatrix} 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -0.5 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -0.5 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 & 0 & -0.5 & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -0.5 & 0 & 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -0.5 \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & -0.5 & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 & 0 \\ -0.5 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -0.5 & 0 & 1 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.6a)$$

gde je

$L_{ls}$  - induktivnost rasipanja statorskih namotaja,

$L_{ms}$  - međusobna induktivnost statorskih namotaja.

Matrica induktivnosti rotorskih namotaja  $[L_{rr}]$  je data kao:

$$[L_{rr}]_{6 \times 6} = L_{lr} I_6 + L_{ms} \begin{bmatrix} 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 & 0 & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{2}{2} & 0 & 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & 0 & 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{2}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 & 0 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{2}{2} & \frac{2}{2} & \frac{2}{2} & 1 & 0 & -\frac{2}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & 0 & 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{2}{2} & \frac{2}{2} & \frac{2}{2} & 0 & 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.6b)$$

gde je

$L_{lr}$  - induktivnost rasipanja rotorskih namotaja,

$L_{mr}$  - međusobna induktivnost rotorskih namotaja.

Za matricu međusobnih induktivnosti statorskih i rotorskih namotaja  $[L_{sr}]$  i matricu međusobnih induktivnosti rotorskih i statorskih namotaja  $[L_{rs}]$ , važi

$$[L_{sr}(\vartheta_r)] = L_{ms} [\mathcal{G}]_{sr}, [L_{rs}(\vartheta_r)] = L_{ms} [\mathcal{G}]_{rs} = L_{ms} [\mathcal{G}]_{rs} \dots\dots\dots (5.6c)$$

gde je

$L_{ms}$  - maksimalna vrednost međusobne induktivnosti namotaja statora i rotora.

Dakle, matrica međusobnih induktivnosti statorskih i rotorskih namotaja  $[L_{sr}]$  i matrica međusobnih induktivnosti rotorskih i statorskih namotaja  $[L_{rs}]$ , mogu da se napišu i u obliku

$$[L_{sr}]_{5 \times 6} = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\frac{\pi}{6} + \theta_r) & \cos(\frac{2\pi}{3} + \theta_r) & \cos(\frac{5\pi}{6} + \theta_r) & \cos(\frac{4\pi}{3} + \theta_r) & \cos(\frac{3\pi}{2} + \theta_r) \\ \cos(\frac{11\pi}{6} + \theta_r) & \cos(\theta_r) & \cos(\frac{\pi}{2} + \theta_r) & \cos(\frac{2\pi}{3} + \theta_r) & \cos(\frac{7\pi}{6} + \theta_r) & \cos(\frac{4\pi}{3} + \theta_r) \\ \cos(\frac{4\pi}{3} + \theta_r) & \cos(\frac{3\pi}{2} + \theta_r) & \cos(\theta_r) & \cos(\frac{\pi}{6} + \theta_r) & \cos(\frac{2\pi}{3} + \theta_r) & \cos(\frac{5\pi}{6} + \theta_r) \\ \cos(\frac{7\pi}{6} + \theta_r) & \cos(\frac{4\pi}{3} + \theta_r) & \cos(\frac{11\pi}{6} + \theta_r) & \cos(\theta_r) & \cos(\frac{\pi}{2} + \theta_r) & \cos(\frac{2\pi}{3} + \theta_r) \\ \cos(\frac{2\pi}{3} + \theta_r) & \cos(\frac{5\pi}{6} + \theta_r) & \cos(\frac{4\pi}{3} + \theta_r) & \cos(\frac{3\pi}{2} + \theta_r) & \cos(\theta_r) & \cos(\frac{\pi}{6} + \theta_r) \end{bmatrix} \dots\dots (5.7)$$

odnosno

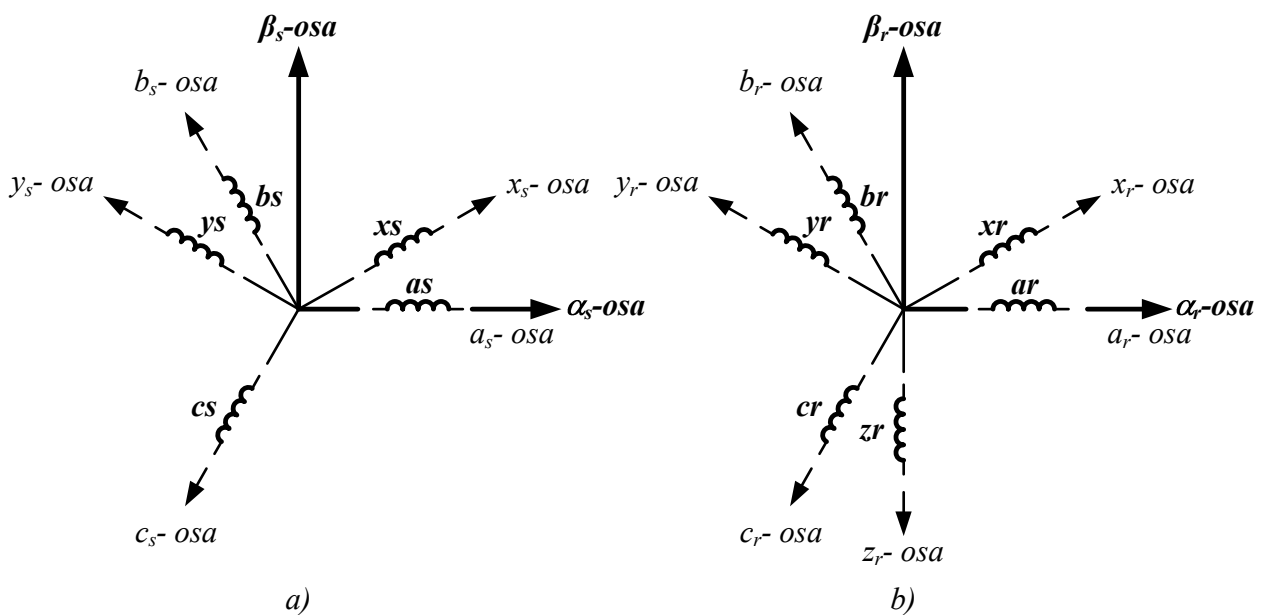
$$[L_{rs}]_{6 \times 5} = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\frac{\pi}{6} - \theta_r) & \cos(\frac{2\pi}{3} - \theta_r) & \cos(\frac{5\pi}{6} - \theta_r) & \cos(\frac{4\pi}{3} - \theta_r) \\ \cos(\frac{11\pi}{6} - \theta_r) & \cos(\theta_r) & \cos(\frac{\pi}{2} - \theta_r) & \cos(\frac{2\pi}{3} - \theta_r) & \cos(\frac{7\pi}{6} - \theta_r) \\ \cos(\frac{4\pi}{3} - \theta_r) & \cos(\frac{3\pi}{2} - \theta_r) & \cos(\theta_r) & \cos(\frac{\pi}{6} - \theta_r) & \cos(\frac{2\pi}{3} - \theta_r) \\ \cos(\frac{7\pi}{6} - \theta_r) & \cos(\frac{4\pi}{3} - \theta_r) & \cos(\frac{11\pi}{6} - \theta_r) & \cos(\theta_r) & \cos(\frac{\pi}{2} - \theta_r) \\ \cos(\frac{2\pi}{3} - \theta_r) & \cos(\frac{5\pi}{6} - \theta_r) & \cos(\frac{4\pi}{3} - \theta_r) & \cos(\frac{3\pi}{2} - \theta_r) & \cos(\theta_r) \\ \cos(\frac{\pi}{2} - \theta_r) & \cos(\frac{2\pi}{3} - \theta_r) & \cos(\frac{7\pi}{6} - \theta_r) & \cos(\frac{4\pi}{3} - \theta_r) & \cos(\frac{11\pi}{6} - \theta_r) \end{bmatrix} \dots (5.8)$$

### Transformaciona matrica u situaciji otkaza jedne faze

Slično kao i u situaciji ispravne mašine, uvođenjem odgovarajućih transformacionih matrica moguće je inherentnu kompleksnost matematičkog modela u originalnom području svesti na prihvatljivu meru.

Prikaz razvoja transformacije kojom se prostor elektromehaničke konverzije odvaja od prostora koji ne učestvuje u istoj prikazan je u nastavku.

Ukoliko se posmatra slika 5.2 koja prikazuje ose fluksnih obuhvata ispravnih namotaja statora i namotaja rotora, može se konstatovati da se isti efekat može postići i sa dva fiktivna namotaja postavljena na ose  $\alpha$  i  $\beta$ .  $\alpha_s$  i  $\beta_s$  označavaju ose namotaja statora, dok su sa  $\alpha_r$  i  $\beta_r$  označene ose fiktivnih namotaja rotora.



Slika 5.2 Ose fluksnih obuhvata ispravnih namotaja statora a) i namotaja rotora b)

Posmatrajući sliku 5.2 a) stvarne fluksne obuhvate namotaja statora možemo ekvivalentirati fluksnim obuhvatima koji potiču od fiktivnih fluksnih obuhvata namotaja postavljenih na  $\alpha$  i  $\beta$  osu tako da oni iznose

$$\psi_{\alpha s} = \psi_{as} + \psi_{xs} \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) + \psi_{bs} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + \psi_{ys} \cos\left(\frac{5\pi}{6}\right) + \psi_{cs} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \dots\dots\dots (5.9)$$

$$\psi_{\alpha s} = \psi_{xs} \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) + \psi_{bs} \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) + \psi_{ys} \sin\left(\frac{5\pi}{6}\right) + \psi_{cs} \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \dots\dots\dots (5.10)$$

ili zapisano u matricnoj formi

$$\psi_{\alpha s} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{as} \\ \psi_{xs} \\ \psi_{bs} \\ \psi_{ys} \\ \psi_{cs} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.11)$$

$$\psi_{\beta s} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{as} \\ \psi_{xs} \\ \psi_{bs} \\ \psi_{ys} \\ \psi_{cs} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.12)$$

Iz navedenog se da zaključiti da se primenom transformacione matrice 5 u 2 oblika

$$T_{\alpha\beta} = \begin{matrix} \alpha \\ \beta \end{matrix} \begin{bmatrix} 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.13)$$

statorske veličine iz originalnog potprostora transformišu u nove, ekvivalentne veličine opisane u novom  $\alpha$ - $\beta$  potprostoru. Značajno je istaći da ovaj prostor sadrži veličine kojima se ostvaruje proces elektromehaničke konverzije.

Pošto je originalni prostor kojim se opisuje šestofazna mašina u prisustvu kvara na jednoj fazi petodimenzionalan, puna transformaciona matrica mora uvažiti i postojanje preostala tri potprostora koja su u formi matrica  $T_{\alpha\beta}$  izostavljena. Iz tog razloga potrebno je matricu  $T_{\alpha\beta}$  proširiti vrednostima kojima se opisuje transformacija veličina iz originalnog domena u preostale potprostore koji su u ovom radu nazvani  $Z_1$ - $Z_2$ - $Z_3$  potprostor.

Veličine kojima se formira puna transformaciona matrica se dobijaju matematički, poznavanjem principa ortogonalnosti potprostora



$$\begin{aligned}
 \alpha^T \beta &= \alpha^T z_1 = \alpha^T z_2 = \alpha^T z_3 = 0 \\
 \beta^T z_1 &= \beta^T z_2 = \beta^T z_3 = 0 \\
 z_1^T z_2 &= z_1^T z_3 = 0 \\
 z_2^T z_3 &= 0
 \end{aligned} \dots\dots\dots (5.14)$$

Preostale članove potpune transformacione matrice čine članovi matrice  $T_z$  koji se dobijaju korišćenjem funkcija i mogućnosti računarskih programa Matlab i Mathematica [97].

Funkcijom *null* određuje se ortogonalna baza novog potprostora

$$[T_z] = (\text{null}[T_c])^T = \begin{bmatrix} [z_1] / \|z_1\| \\ [z_2] / \|z_2\| \\ [z_3] / \|z_3\| \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.15)$$

gde su veličine matrice  $T_c$  normalizovane vrednosti matrice  $T_{\alpha\beta}$ .

$$[T_c] = \begin{bmatrix} [\alpha] / \|\alpha\| \\ [\beta] / \|\beta\| \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.16)$$

gde se vrednost  $\|\alpha\|$  i  $\|\beta\|$  kojima je izvršena normalizacija izračunava iz

$$\begin{aligned}
 \|\alpha\| &= \sqrt{1 + \left(\cos\left(\frac{\pi}{6}\right)\right)^2 + \left(\cos\left(\frac{2\pi}{3}\right)\right)^2 + \left(\cos\left(\frac{5\pi}{6}\right)\right)^2 + \left(\cos\left(\frac{4\pi}{3}\right)\right)^2} \\
 \|\beta\| &= \sqrt{\left(\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right)\right)^2 + \left(\sin\left(\frac{5\pi}{6}\right)\right)^2 + \left(\sin\left(\frac{4\pi}{3}\right)\right)^2 + \left(\sin\left(\frac{3\pi}{2}\right)\right)^2}
 \end{aligned}$$

Potpuna transformaciona matrica se dobija u formi

$$[T_N] = \begin{bmatrix} [T_c] \\ [T_z] \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.17)$$

U slučaju kvara na poslednjoj fazi šestofazne asimetrične mašine, prikazanom procedurom se dolazi do potpune transformacione matrice u obliku

$$[T_s] = \begin{bmatrix} 0.5774 & -0.5 & -0.2887 & -0.5 & -0.2887 \\ 0 & 0.3536 & 0.6124 & 0.3536 & -0.6124 \\ 0.5149 & -0.4492 & 0.6287 & -0.3232 & 0.1828 \\ 0.6306 & -0.1537 & -0.2754 & 0.7078 & 0.0445 \\ 0.0625 & 0.6322 & 0.2656 & 0.1402 & 0.7115 \end{bmatrix} \begin{matrix} \alpha^T \\ \beta^T \\ z_1^T \\ z_2^T \\ z_3^T \end{matrix} \dots\dots\dots (5.18)$$

Pošto se struktura rotora prikazanom analizom nije menjala, analiza formiranja transformacione matrice rotorskih veličina je identična onoj prikazanoj u poglavlju 2 za ispravnu mašinu i ovde je samo navedena bez njenog izvođenja (navodi se da je raspored elemenata u matrici nešto izmenjen u odnosu na zapis (2.12) što je posledica različitog rasporeda namotaja u prikazanoj analizi).

$$[T_r] = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.19)$$

**5.1.2 Matematički model asimetrične asinhronne kavezne mašine u  $\alpha$ - $\beta$  i z1-z2-z3 potprostoru**

Primenom transformacionih matrica raspredanja (5.18) i (5.19), jednačine naponske ravnoteže možemo zapisati:

$$[T_s][u_s] = [T_s][R_s][T_s]^{-1}[T_s][i_s] + \frac{d}{dt} \left( [T_s][L_{ss}][T_s]^{-1}[T_s][i_s] \dots\dots\dots (5.20) \right. \\ \left. + [T_s][L_{sr}][T_r]^{-1}[T_r][i_r] \right)$$

$$[T_r][u_r] = [T_r][R_r][T_r]^{-1}[T_r][i_r] + \frac{d}{dt} \left( [T_r][L_{rr}][T_r]^{-1}[T_r][i_r] \dots\dots\dots (5.21) \right. \\ \left. + [T_r][L_{rs}][T_s]^{-1}[T_s][i_s] \right)$$

gde je

$$\begin{bmatrix} u_\alpha^s \\ u_\beta^s \\ u_{z1}^s \\ u_{z2}^s \\ u_{z3}^s \end{bmatrix} = [T_s][u_s], \quad \begin{bmatrix} i_\alpha^s \\ i_\beta^s \\ i_{z1}^s \\ i_{z2}^s \\ i_{z3}^s \end{bmatrix} = [T_s][i_s], \quad \begin{bmatrix} u_\alpha^r \\ u_\beta^r \\ u_{z1}^r \\ u_{z2}^r \\ u_{z3}^r \\ u_{z4}^r \end{bmatrix} = [T_r][u_r], \quad \begin{bmatrix} i_\alpha^r \\ i_\beta^r \\ i_{z1}^r \\ i_{z2}^r \\ i_{z3}^r \\ i_{z4}^r \end{bmatrix} = [T_r][i_r], \quad [T_s][R_s][T_s]^{-1} = [R_s] = R_s I_5. \quad (5.22)$$

$$[T_s][L_{ss}][T_s]^{-1} = L_{ls}I_5 + L_{ms} \begin{bmatrix} 2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} + 2L_{ms} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + 3L_{ms} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{ls} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \dots (5.23)$$

$$[T_s][L_{sr}][T_r]^{-1} = L_{ms} \begin{bmatrix} \sqrt{6} \cos(\vartheta_r) & -\sqrt{6} \sin(\vartheta_r) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 3 \sin(\vartheta_r) & 3 \cos(\vartheta_r) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \dots (5.24)$$

$$[T_r][L_{rs}][T_s]^{-1} = L_{ms} \begin{bmatrix} \sqrt{6} \cos(\vartheta_r) & 3 \sin(\vartheta_r) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\sqrt{6} \sin(\vartheta_r) & 3 \cos(\vartheta_r) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \dots (5.25)$$

$$[T_r][L_{rr}][T_r]^{-1} = L_{lr}I_6 + L_{mr} \begin{bmatrix} 3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{lr} + 3L_{mr} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{lr} + 3L_{mr} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{lr} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{lr} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{lr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{lr} \end{bmatrix} \dots (5.26)$$

Korištenjem predhodnih izraza dolazi se do izraza za naponsku ravnotežu statorskog i rotorskog kola u  $\alpha$ - $\beta$  potprostoru

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha s} \\ u_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 \\ 0 & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} L_{ls} + 2L_{ms} & 0 \\ 0 & L_{ls} + 3L_{ms} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + L_{ms} \begin{bmatrix} \sqrt{6} \cos(\vartheta_r) & -\sqrt{6} \sin(\vartheta_r) \\ 3 \sin(\vartheta_r) & 3 \cos(\vartheta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} \right\} \dots (5.27)$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_r & 0 \\ 0 & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} L_{lr} + 3L_{ms} & 0 \\ 0 & L_{lr} + 3L_{ms} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} + L_{ms} \begin{bmatrix} \sqrt{6} \cos(\vartheta_r) & 3 \sin(\vartheta_r) \\ -\sqrt{6} \sin(\vartheta_r) & 3 \cos(\vartheta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} \right\} \dots (5.28)$$

dok se model motora u  $z_1$ - $z_2$ - $z_3$  potprostoru može se predstaviti izrazima

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{z1s} \\ i_{z2s} \\ i_{z3s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_{ls}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_s}{L_{ls}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r_s}{L_{ls}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{z1s} \\ i_{z2s} \\ i_{z3s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{ls}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{ls}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{ls}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{z1s} \\ u_{z2s} \\ u_{z3s} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.29)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{z1r} \\ i_{z2r} \\ i_{z3r} \\ i_{z4r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_r}{L_{lr}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_r}{L_{lr}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r_r}{L_{lr}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{r_r}{L_{lr}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{z1r} \\ i_{z2r} \\ i_{z3r} \\ i_{z4r} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.30)$$

Kako bi se eliminisala poziciona zavisnost rotorskih i statorskih veličina i u ovom slučaju je uvedena transformacija rotacije formalizovana oblikom

$$[T_1] = \begin{bmatrix} \cos(\mathcal{G}_r) & \sin(\mathcal{G}_r) \\ -\sin(\mathcal{G}_r) & \cos(\mathcal{G}_r) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.31a)$$

kojom se statorske veličine svode na stacionarni koordinatni sistem i

$$[T_2] = \begin{bmatrix} \cos(\mathcal{G}_r) & -\sin(\mathcal{G}_r) \\ \sin(\mathcal{G}_r) & \cos(\mathcal{G}_r) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.31b)$$

kojom se rotorske veličine svode na stacionarni koordinatni sistem.

Primenom transformacione matrice obrtanja dolazi se do izraza za naponsku ravnotežu statora i rotora u generalizovanom koordinatnom sistemu

$$T_1 \begin{bmatrix} u_{\alpha s} \\ u_{\beta s} \end{bmatrix} = R_s T_1 \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + T_1 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{\alpha s} \\ \psi_{\beta s} \end{bmatrix} T_1^T \dots\dots\dots (5.32)$$

$$T_2 \begin{bmatrix} u_{\alpha r} \\ u_{\beta r} \end{bmatrix} = R_r T_2 \begin{bmatrix} i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} + T_2 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{\alpha r} \\ \psi_{\beta r} \end{bmatrix} T_2^T \dots\dots\dots (5.33)$$

Rešavanjem ovih jednačina dobijamo

$$\begin{bmatrix} u_{ds} \\ u_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + L_{ds} \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & r_s + L_{qs} \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_d \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & M_q \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.34)$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_r + L_r \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & r_r + L_r \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_d \frac{d}{dt} & \omega_r M_q \\ -\omega_r M_d & M_q \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.35)$$

gde je

$$L_{ds} = L_{ls} + 2L_{ms}, \quad L_{qs} = L_{ls} + 3L_{ms}, \quad L_r = L_{lr} + 3L_{ms}, \quad M_d = \sqrt{6}L_{ms}, \quad M_q = 3L_{ms}.$$

Ako su fluksevi statora i rotora posmatraju kao promenljive stanja, tada matematički model mašine možemo zapisati kao

$$\begin{bmatrix} u_{ds} \\ u_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 \\ 0 & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{ds} \\ \psi_{qs} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.36)$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_r & 0 \\ 0 & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{dr} \\ \psi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{dr} \\ \psi_{qr} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.37)$$

gde je

$$\begin{bmatrix} \psi_{ds} \\ \psi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ds} & 0 \\ 0 & L_{qs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_d & 0 \\ 0 & M_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.38)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{dr} \\ \psi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_d & 0 \\ 0 & M_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{ds} & 0 \\ 0 & L_{qs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.39)$$

### 5.1.3 Elektromagnetni momenat

Elektromagnetni momenat mašine se može zapisati kao

$$T_e = \frac{1}{2} [i]^T \frac{d[L]}{d\vartheta_r} [i] \dots\dots\dots (5.40)$$

Vektor struja u sebi sadrži samo komponente struje d-q domena jer se samo u njemu odvija elektomehanička konverzija energije:

$$[i] = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.41)$$

Iz istih razloga matrica induktivnosti je popunjena samo varijablama koje učestvuju u elektromehaničkoj konverziji energije i može se zapisati na sledeći način

$$\begin{aligned}
 [L] &= \begin{bmatrix} L_{ds,ds} & L_{ds,q_s} & L_{ds,d_r} & L_{ds,q_r} \\ L_{q_s,ds} & L_{q_s,q_s} & L_{q_s,d_r} & L_{q_s,q_r} \\ L_{d_r,ds} & L_{d_r,q_s} & L_{d_r,d_r} & L_{d_r,q_r} \\ L_{q_r,ds} & L_{q_r,q_s} & L_{q_r,d_r} & L_{q_r,q_r} \end{bmatrix} = \dots\dots\dots (5.42) \\
 &= \begin{bmatrix} L_{ds} & 0 & M_d \cos(\vartheta_r) & -M_d \sin(\vartheta_r) \\ 0 & L_{q_s} & M_q \sin(\vartheta_r) & M_q \cos(\vartheta_r) \\ M_d \cos(\vartheta_r) & M_q \sin(\vartheta_r) & L_{d_r} & 0 \\ -M_d \sin(\vartheta_r) & M_q \cos(\vartheta_r) & 0 & L_{q_r} \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

Koristeći se gornjim matricama struja i induktivnosti u d-q domenu, elektromagnetni momenat se može predstaviti kao

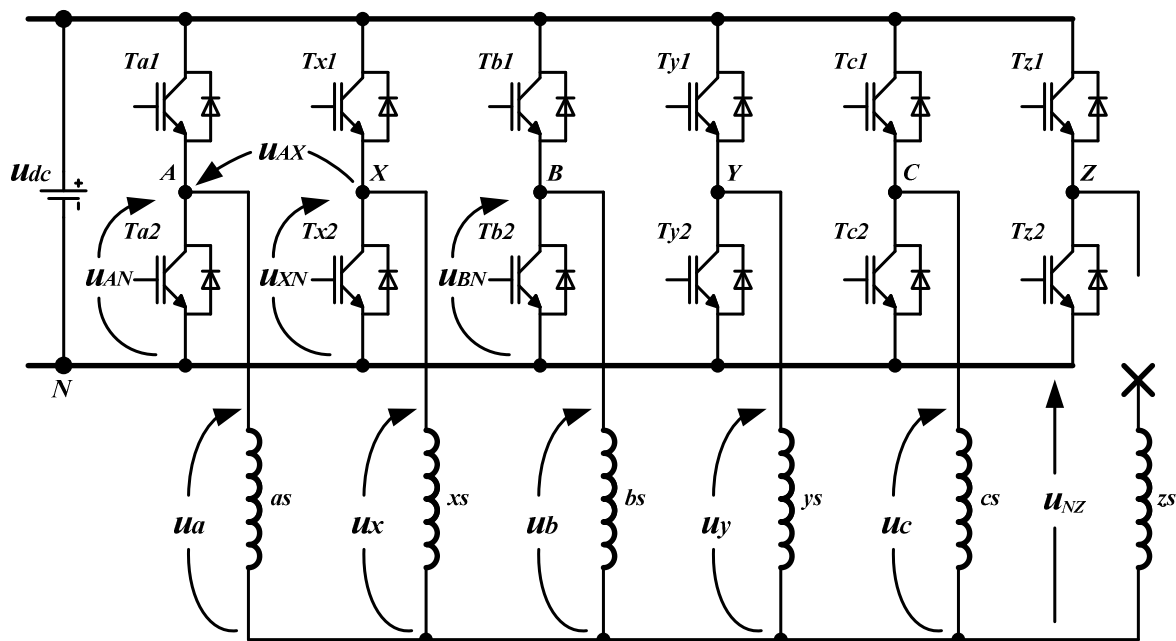
$$T_e = \frac{P}{2} (M_q i_{q_s} i_{d_r} - M_d i_{d_s} i_{q_r}) \dots\dots\dots (5.43)$$

Još jedan koristan način predstavljanja elektromagnetnog momenta je korišćenjem fluksa rotora izraženog iz (5.39)

$$T_e = \frac{P}{2} \frac{1}{L_r} (M_q i_{q_s} \psi_{d_r} - M_d i_{d_s} \psi_{q_r}) \dots\dots\dots (5.44)$$

### 5.2 Model invertora u situaciji otkaza jedne napojne faze

Na slici 5.3 prikazan je šestofazni invertorom kojim se napaja šestofazna asimetrična asinhronna mašina sa kvarom na šestoj fazi.



Slika 5.3 Šestofazna asimetrična mašina sa kvarom na šestoj fazi napajana iz šestofaznog invertora

Pošto je za kontrolu i upravljanje mašinom uvek potrebno poznavati iznose faznih veličina, postoji neophodnost određivanja transformacione forme kojom se linijski naponi konvertuju u fazne.

Transformaciona matrica kojom se linijski naponi prevode u fazne u situaciji napajanja ispravne mašine detaljno je prikazana u poglavlju 2. Iako nije eksplicitno konstatovana nepromenljivost ove forme odnosno veličina u matrici, jasno je da za ispravnu mašinu data matrica zadržava oblik bez obzira na parametre povezane mašine.

Ukoliko je reč o napajanju mašine sa strukturnim poremećajem u vidu otkaza jedne ili više napojnih faza, situacija se drastično komplikuje. Transformaciona forma u ovom slučaju postaje zavisna od parametara povezane mašine pa samim tim više nije univerzalna i za svaku mašinu mora biti izračunata. Olakšavajuća okolnost je ta što se jednom proračunata transformaciona forma nemenja tokom rada.

Da bi se transformaciona forma odredila polazi se od diferencijalnih jednačina kojima se opisuje razmatrana mašina u situaciji kratkog spoja uz zanemarivanje aktivnih otpornosti namotaja [59]. Treba navesti da uvedena zanemarivanja smanjuju tačnost transformacione forme.

Diferencijalne jednačine koje opisuju mašinu u navedenom pogonskom stanju i uz usvojena uprošćenja za slučaj kada se analizira napajanje faznim naponima date u matričnoj formi su

$$[L_1 \quad L_2] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{xs} \\ i_{bs} \\ i_{ys} \\ i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{as} \\ u_{xs} \\ u_{bs} \\ u_{ys} \\ u_{cs} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.45)$$

gde je

$$L_1 = \begin{bmatrix} L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ms} & \frac{1+\sqrt{3}}{2}L_{ms} & 0 & \frac{1-\sqrt{3}}{2}L_{ms} \\ \sqrt{3}L_{ms} & L_{ls} + \frac{2+\sqrt{3}}{2}L_{ms} & \frac{\sqrt{3}}{2}L_{ms} & \frac{\sqrt{3}-1}{2}L_{ms} \\ 0 & \frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ms} & \frac{1+\sqrt{3}}{2}L_{ms} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & \frac{\sqrt{3}}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} \\ -L_{ls} - \frac{3}{2}L_{ms} & -L_{ls} - \frac{2+\sqrt{3}}{2}L_{ms} & -L_{ls} - \frac{3}{2}L_{ms} & -L_{ls} - L_{ms} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.46)$$

$$L_2 = \begin{bmatrix} \sqrt{3}L_{ms} & 0 \\ \frac{3}{2}L_{ms} & \frac{\sqrt{3}}{2}L_{ms} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2}L_{ms} & \frac{3}{2}L_{ms} \\ -\frac{3}{2}L_{ms} & \frac{\sqrt{3}}{2}L_{ms} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2}L_{ms} & -\frac{3}{2}L_{ms} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.47)$$

Diferencijalne jednačine koje opisuju mašinu u navedenom pogonskom stanju i uz usvojena uprošćenja za slučaj kada se analizira napajanje linijskim naponima su

$$\begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{xs} \\ i_{bs} \\ i_{ys} \\ i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{axs} \\ u_{xbs} \\ u_{bys} \\ u_{yrs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.48)$$

gde je

$$L_{11} = \begin{bmatrix} L_{ls} + \frac{3-2\sqrt{3}}{2}L_{ms} & -L_{ls} - \frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{\sqrt{3}}{2}L_{ms} & -(\sqrt{3}-1)L_{ms} \\ \sqrt{3}L_{ms} & L_{ls} + \frac{1+\sqrt{3}}{2}L_{ms} & -L_{ls} - \frac{3-\sqrt{3}}{2}L_{ms} & -L_{ms} \\ \frac{\sqrt{3}}{2}L_{ms} & L_{ms} & L_{ls} + \frac{3-\sqrt{3}}{2}L_{ms} & -L_{ls} + \frac{\sqrt{3}-1}{2}L_{ms} \\ L_{ls} + \frac{3-\sqrt{3}}{2}L_{ms} & L_{ls} + \frac{1+\sqrt{3}}{2}L_{ms} & L_{ls} + \frac{\sqrt{3}+3}{2}L_{ms} & 2L_{ls} + 2L_{ms} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.49)$$

$$L_{12} = \begin{bmatrix} \frac{2\sqrt{3}-3}{2}L_{ms} & -\frac{\sqrt{3}}{2}L_{ms} \\ \frac{3+\sqrt{3}}{2}L_{ms} & \frac{\sqrt{3}-3}{2}L_{ms} \\ \frac{3-\sqrt{3}}{2}L_{ms} & \frac{3-\sqrt{3}}{2}L_{ms} \\ \frac{\sqrt{3}-3}{2}L_{ms} & \frac{\sqrt{3}+3}{2}L_{ms} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.50)$$

$$L_{21} = \sqrt{3}L_{ms} \begin{bmatrix} \frac{3\sqrt{3}}{2}L_{ms} & \frac{\sqrt{3}+3}{2}L_{ms} & 0 & \frac{\sqrt{3}-3}{2}L_{ms} \\ \frac{3}{2}L_{ms} & \frac{\sqrt{3}+3}{2}L_{ms} & 3L_{ms} & \frac{\sqrt{3}+3}{2}L_{ms} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.51)$$



$$L_{22} = \begin{bmatrix} L_{lr} + 3L_{ms} & 0 \\ 0 & L_{lr} + 3L_{ms} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.52)$$

Ukoliko se izraz (5.48) prikaže u obliku

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{xs} \\ i_{bs} \\ i_{ys} \\ i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} u_{axs} \\ u_{xbs} \\ u_{bys} \\ u_{y cs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.53)$$

a potom uvrsti u izraz (5.45) dolazi se do konačne forme kojom se linijski naponi prevde u odgovarajuće fazne

$$\begin{bmatrix} u_{as} \\ u_{xs} \\ u_{bs} \\ u_{ys} \\ u_{cs} \end{bmatrix} = [L_1 \quad L_2] \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} u_{axs} \\ u_{xbs} \\ u_{bys} \\ u_{y cs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.54)$$

U razmatranom slučaju i za podatke koji odgovaraju obrađivanoj mašini, transformaciona matrica kojom se linijski napone prevode u fazne napone je

$$[L_1 \quad L_2] \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} 0.7243 & 0.5025 & 0.3927 & 0.2701 & 0.4019 & 0.0168 \\ -0.2025 & 0.6391 & 0.4928 & 0.3067 & -0.1124 & 0.0168 \\ -0.2025 & -0.3609 & 0.4928 & 0.3067 & -0.1124 & 0.0168 \\ -0.2025 & -0.3609 & -0.5072 & 0.3067 & -0.1124 & 0.0168 \\ -0.2025 & -0.3609 & -0.5072 & -0.6933 & -0.1124 & 0.0168 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.55)$$

Pošto su poslednja dva elementa u vektoru linijskih napona jednaka nuli, poslednje dve kolone u transformacionoj matrici (5.55) mogu biti izostavljene iz zapisa.

I u slučaju razmatranja mašine sa kvarom moguće je iscrtati položaje vektora u  $\alpha$ - $\beta$  i  $z_1$ - $z_2$ - $z_3$  potprostoru. U tom smislu tabelom 5.1 prikazana su 32 ( $2^5$ ) prekidačka stanja u kojima se može naći invertor. Usvojeno je da se broj vektora definiše na osnovu aktivnosti grane invertora s tim što najveću težinu ima Y grana (da podsetimo Z grana je u kvaru).

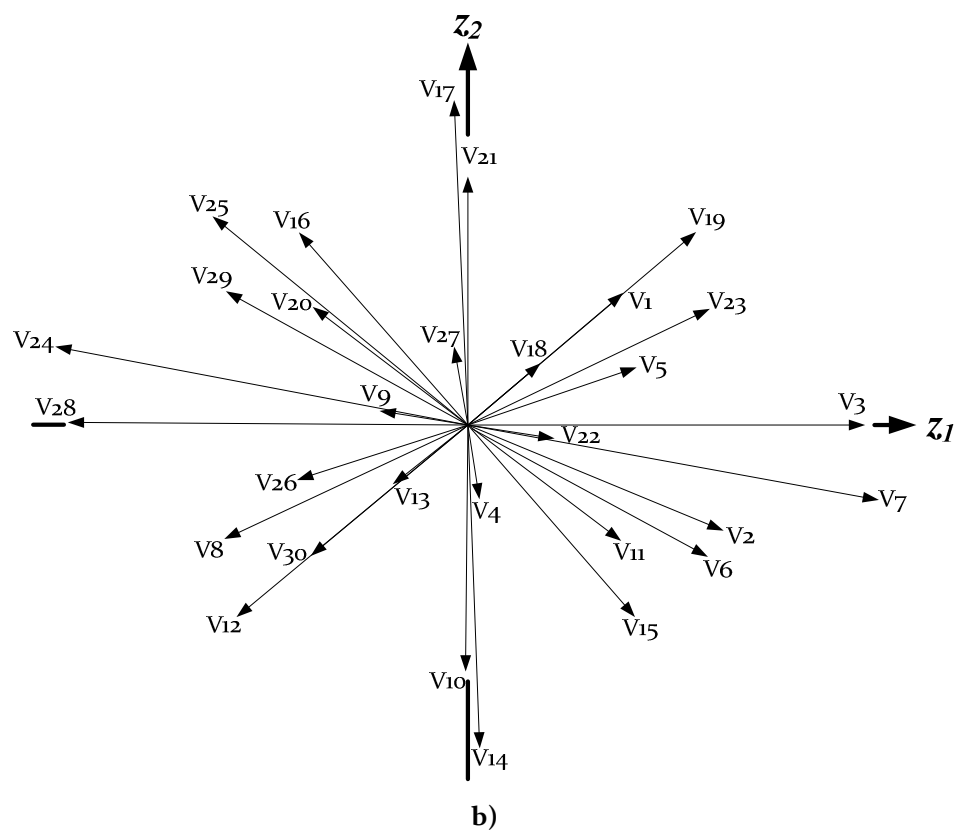
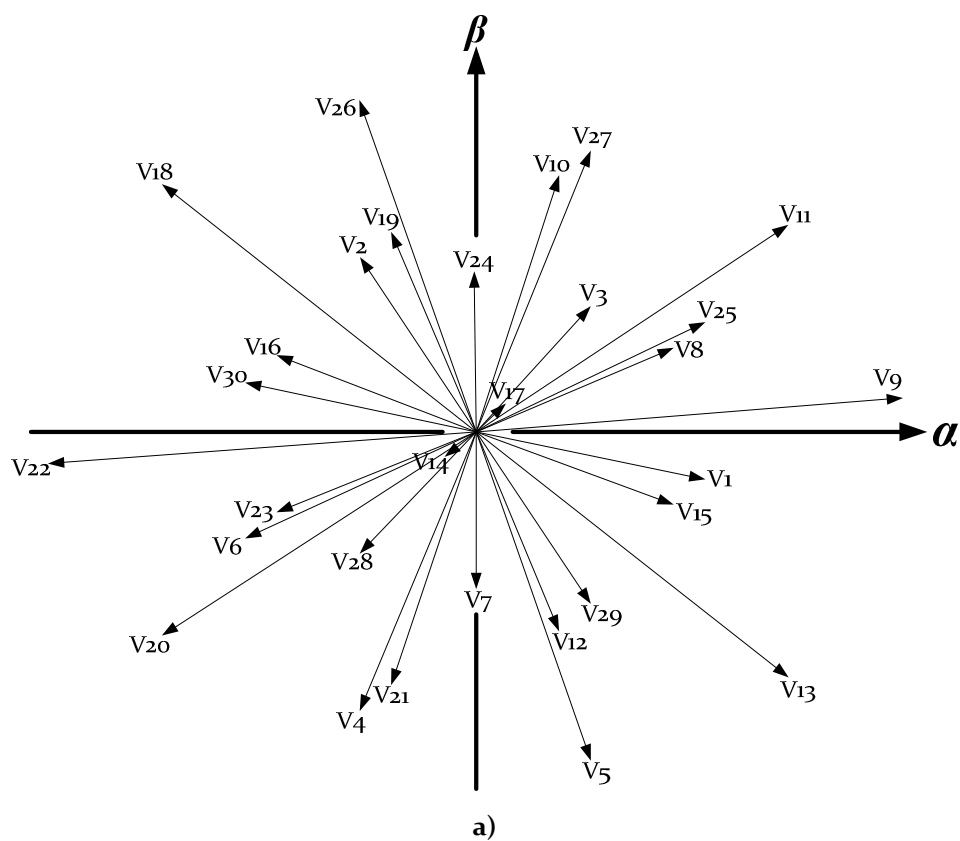
**Tabela 5.1 Prikaz napona  $u_{AN}$ ,  $u_{BN}$ ,  $u_{CN}$ ,  $u_{XN}$ ,  $u_{YN}$  sa stanjima uključenosti grana**

	Grana Y	Grana X	Grana C	Grana B	Grana A	Vektor	$u_{AX}$	$u_{XB}$	$u_{BY}$	$u_{YC}$
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
2	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0
3	0	0	0	1	0	2	0	-1	1	0
4	0	0	0	1	1	3	1	-1	1	0

Tabela 5.1 Prikaz napona  $u_{AN}$ ,  $u_{BN}$ ,  $u_{CN}$ ,  $u_{XN}$ ,  $u_{YN}$  sa stanjima uključenosti grana

	Grana Y	Grana X	Grana C	Grana B	Grana A	Vektor	$u_{AX}$	$u_{XB}$	$u_{BY}$	$u_{YC}$
5	0	0	1	0	0	4	0	0	0	-1
6	0	0	1	0	1	5	1	0	0	-1
7	0	0	1	1	0	6	0	-1	1	-1
8	0	0	1	1	1	7	1	-1	1	-1
9	0	1	0	0	0	8	-1	1	0	0
10	0	1	0	0	1	9	0	1	0	0
11	0	1	0	1	0	10	-1	0	1	0
12	0	1	0	1	1	11	0	0	1	0
13	0	1	1	0	0	12	-1	1	0	-1
14	0	1	1	0	1	13	0	1	0	-1
15	0	1	1	1	0	14	-1	0	1	-1
16	0	1	1	1	1	15	0	0	1	-1
17	1	0	0	0	0	16	0	0	-1	1
18	1	0	0	0	1	17	1	0	-1	1
19	1	0	0	1	0	18	0	-1	0	1
20	1	0	0	1	1	19	1	-1	0	1
21	1	0	1	0	0	20	0	0	-1	0
22	1	0	1	0	1	21	1	0	-1	0
23	1	0	1	1	0	22	0	-1	0	0
24	1	0	1	1	1	23	1	-1	0	0
25	1	1	0	0	0	24	-1	1	-1	1
26	1	1	0	0	1	25	0	1	-1	1
27	1	1	0	1	0	26	-1	0	0	1
28	1	1	0	1	1	27	0	0	0	1
29	1	1	1	0	0	28	-1	1	-1	0
30	1	1	1	0	1	29	0	1	-1	0
31	1	1	1	1	0	30	-1	0	0	0
32	1	1	1	1	1	31	0	0	0	0

Na slici 5.4 je prikazan prostorni raspored vektora faznih napona u  $\alpha\beta$  i  $z_1\text{-}z_2$  potprostorima. Pošto se razmatra situacija u kojoj je mašina spojena na jedno zvezdište veličine  $z_3$  potprostora su jednake nuli i nisu prikazane.



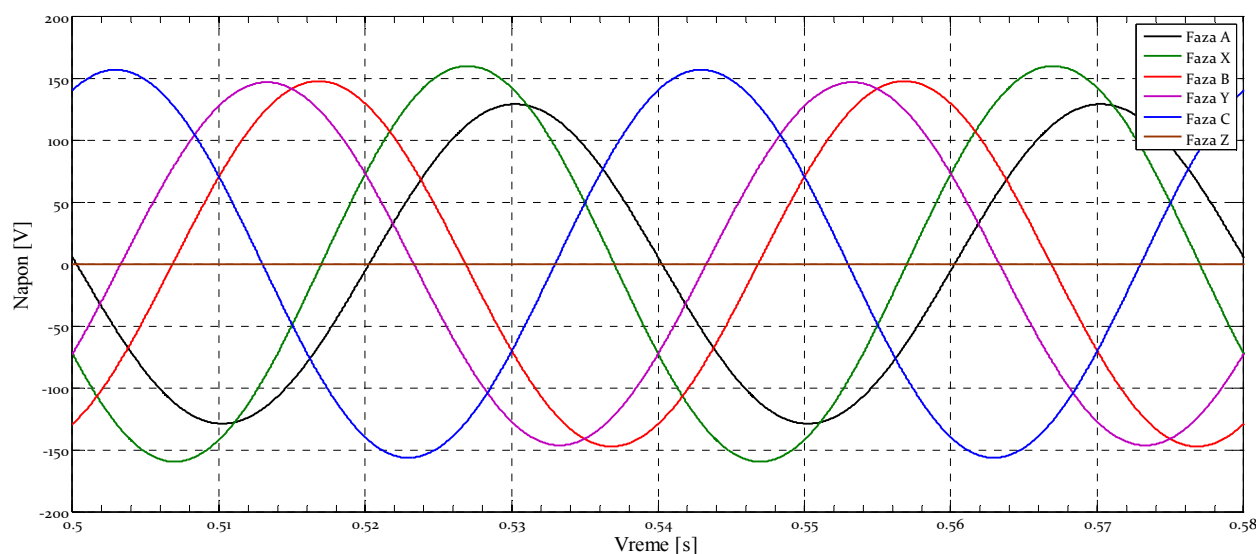
Slika 5.4 Prostorni raspored vektora u  $\alpha$ - $\beta$  potprostoru a) i  $z_1$ - $z_2$  potprostoru b)

### 5.3 Računarske simulacije šestofazne asinhronne asimetrične kavezne mašine u situaciji kvara na jednoj od napojnih faza

Kako bi se proverila prikazana razmatranja i bolje sagledale eksploatacione karakteristike asimetrične mašine u uslovima rada pri otkazu jedne od faza, razvijen je računarski simulacioni model.

U skladu sa postavljanim teorijskim osnovama, računarskim modelom je simuliran otkaz na poslednjoj Z fazi mašine.

Na slici 5.5 prikazani su fazni naponi dovedeni na priključne terminale asimetrične mašine. Fazni naponi su definisani u skladu sa analizom prikazanom u poglavlju 5.2. Kao što se sa slike da primetiti, izabrano je da se mašina napaja naponom frekvencije 25 Hz. Vrednost učestanosti napona je izabrana zbog mogućnosti kasnije eksperimentalne verifikacije rezultata simulacija. Efektivna vrednost napona je definisana u skladu sa zavisnošću  $U/f$ .



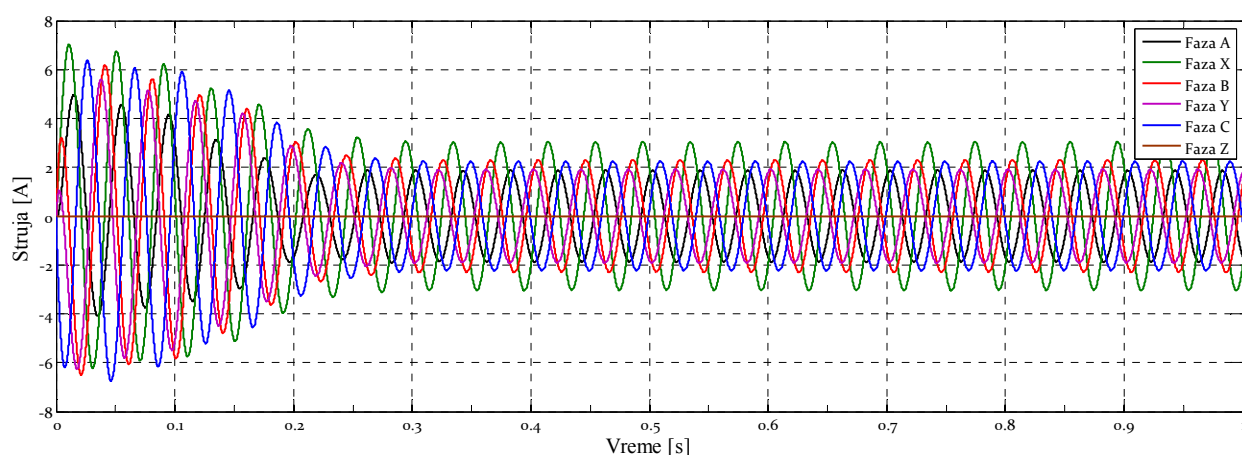
Slika 5.5 Fazni naponi šestofazne asimetrične asinhronne mašine

Slika 5.6 prikazuje izgled faznih struja mašine u prvoj sekundi rada. Pošto je simulirano priključenje bez kontrolisanja povećavanja napona zalet mašine je praćen strujama većim od struja koje se imaju u ustaljenom stanju.

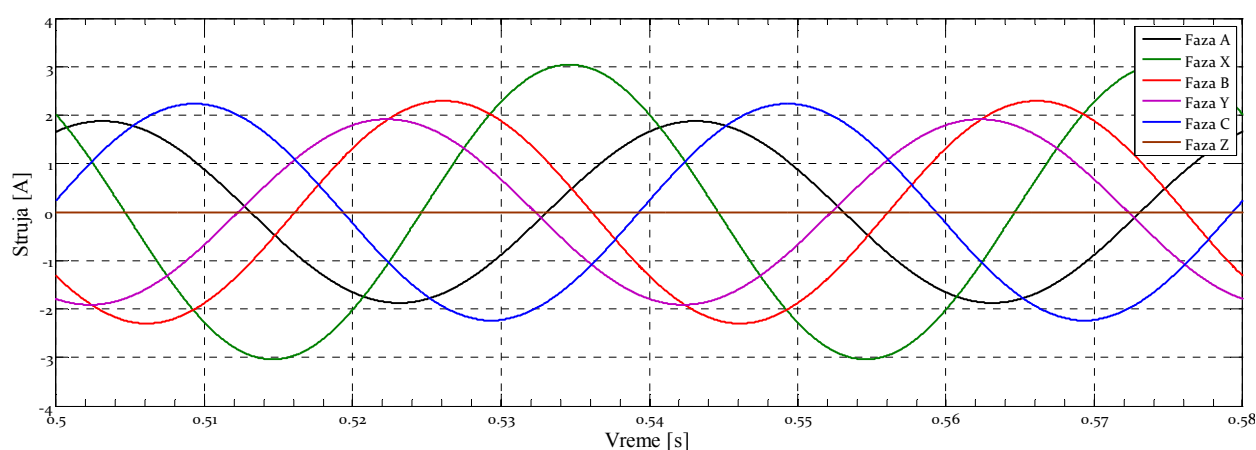
Kako bi se jasnije sagledao oblik i vrednosti struja koje se imaju u ustaljenom stanju na slici 5.7 su prikazane fazne struje u vremenskom intervalu od 0,5 s do 0,58 s (za frekvenciju napajanja 25 Hz ovo je vreme trajanja dve periode).

Značajno je skrenuti pažnju i na uticaj razmatranog stanja asimetrične mašine na razvijeni momenat. Na slici 5.8 prikazan je talasni oblik razvijenog elektromagnetnog momenta u tretiranoj situaciji napajanja. Na istoj slici je prikazan i talasni oblik razvijenog elektromagnetnog momenta ispravne mašine. Jasno je da se u situaciji otkaza faze pojavljuje oscilovanje razvijenog momenta koja nije uočena u situaciji kada je mašina ispravna. U oba simulirana stanja mašina se nalazila u režimu praznog hoda sa redukovanim naponom i frekvencijom napajanja.

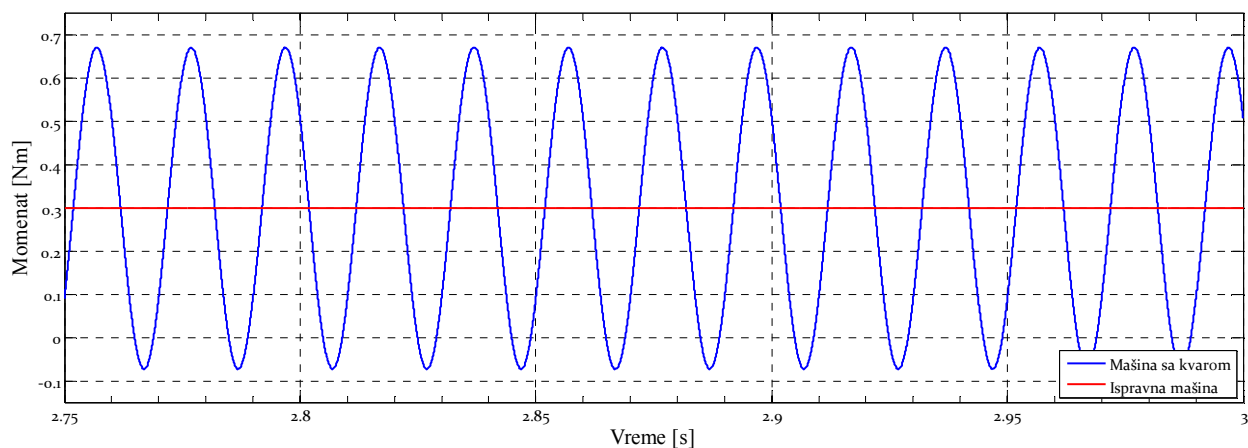
Prirodno, sličan zaključak koji je donesen za razvijeni elektromagnetni momenat mašine bez i sa prisutnim kvarom može biti iznesen i za brzine obrtanja. Na slici 5.9 prikazan je segment vremenskog oblika brzina obrtanja dobijenih računarskim simulacijama mašine bez i sa prisutnim kvarom.



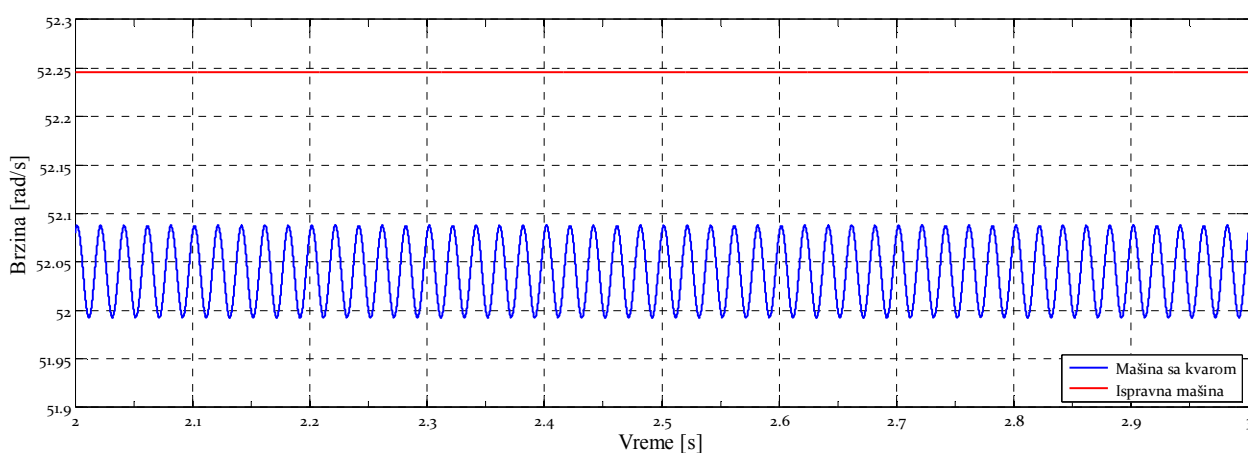
**Slika 5.6 Prikaz faznih struja šestofazne asimetrične asinhronne mašine u situaciji prekida faze Z dobijen računarskom simulacijom**



**Slika 5.7 Prikaz dva perioda faznih struja šestofazne asimetrične asinhronne mašine u situaciji prekida faze Z dobijen računarskom simulacijom**



Slika 5.8 Elektromagnetni moment mašine sa otkazom napojne faze a) i ispravne mašine b)

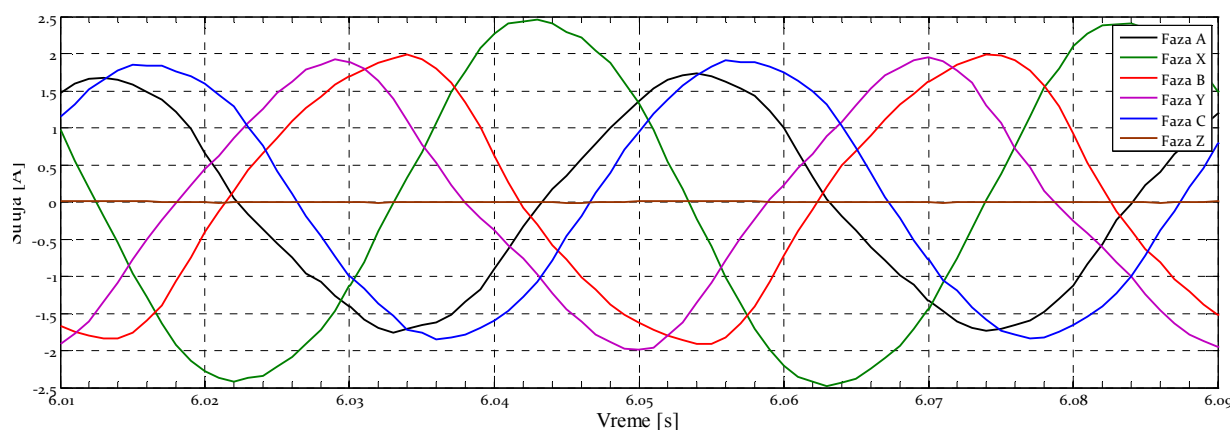


Slika 5.9 Brzina obrtanja mašine sa otkazom napojne faze a) i ispravne mašine b)

Kako bi se potvrdili zaključci simulacija, ponašanje šestofazne asimetrična asinhrona mašina u situaciji otkaza Z faze je proveren eksperimentalno. U razmatranom eksperimentu mašina je napojena iz šestofaznog invertora. Invertor je upravljani sinusnom modulacionom tehnikom u otvorenoj sprezi po principu U/f. Vratilo mašine nije terećeno.

U navedenim uslovima napajanja i rada snimljeno je šest faznih struja mašine. Oblik snimljenih struja prikazan je na slici 5.10. Ukoliko se uporede rezultati simulacija sa slike 5.7 sa rezultatima eksperimenata prikazanih na slici 5.10 jasno se uočava zadovoljavajuća sličnost dobijenih rezultata. Talasni oblici struja dobijeni simulacijama i praktičnom proverom se poklapaju u zadovoljavajućoj meri. Ukoliko se uporede maksimalne/efektivne vrednosti struja, da se zaključiti određeno odstupanje među dobijenim rezultatima (najveće uočeno odstupanje je primećeno za X fazu mašine i ono iznosi oko 16,6 %). Ipak uvažavajući prihvaćena pojednostavljena modela te približnu formu kojom se modeluje zavisnost linijskih i faznih napona odnosno invertorski sklop,

može se konstatovati da formirani teorijski pristup i metod simulacije u zadovoljavajućoj meri oslikava stvarne uslove rada mašine u režimu ispada jedne faze.



**Slika 5.10 Prikaz dva perioda merenih faznih struja šestofazne asimetrične asinhronne mašine u situaciji prekida faze**

## ***6. Eksperimentalni rezultati***

Svaki ozbiljan naučno-istraživački rad kao konačni cilj treba i mora da ima eksperimentalnu verifikaciju prethodno iznesenih teorijskih analiza i urađenih računarskih simulacija. Ponovljivost eksperimenta kao kontrolisanog empirijskog prikupljanja podataka predstavlja jedinu i konačnu potvrdu izvodljivosti iznesenih tvrdnji. Ono čime jedan istraživač ovladava kroz eksperimentalne procedure je sticanje mogućnosti predikcije još neurađenih eksperimenata, što predstavlja sposobnost koja dolazi kroz iskustvo stečeno malim brojem uspešno okončanih eksperimenata i velikim brojem neuspeha.

Eksperimentalni rezultati prikazani u nastavku prikupljeni su na laboratorijskom prototipu koji je rezultat dugogodišnjeg angažmana i predanog rada autora i nekolicine njegovih kolega. Laboratorijski prototip predstavlja multifunkcionalno rešenje ne kome se mogu sprovesti praktične provere iz domena digitalne kontrole trofaznih i višefaznih elektromotornih pogona, pretvarača povezanog na niskonaponsku elektroenergetsku mrežu, testiranje uticaja različitih parametara na kvalitet isporučene/preuzete električne energije i slično. Formirani eksperimentalni prototip bez bilo kakvih adaptacija i dodavanja novih elemenata omogućava izvođenje oglada iz svih navedenih oblasti [90].

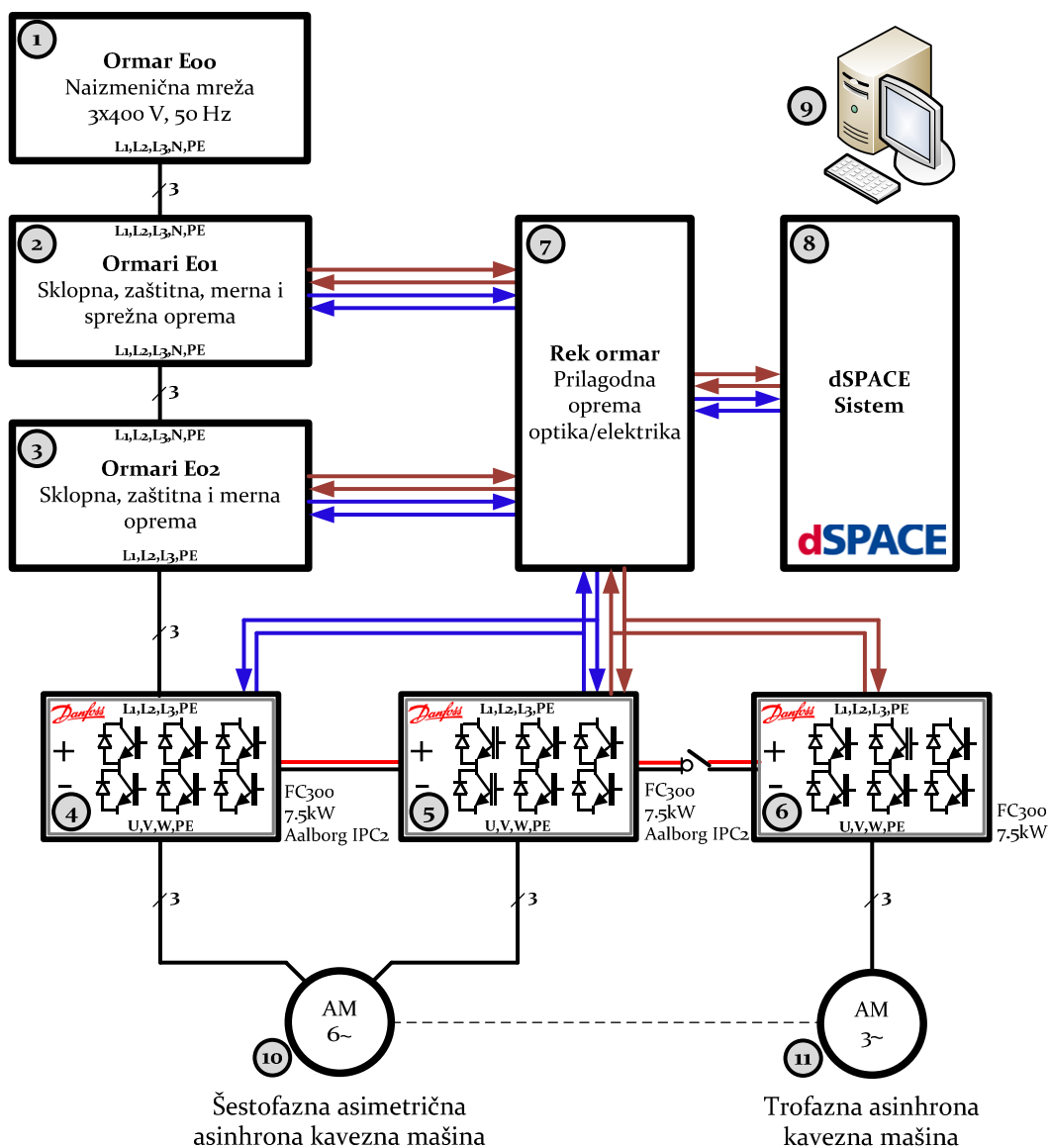
### ***6.1 Opis laboratorijskog prototipa***

Blok šema izvedenog laboratorijskog prototipa prikazana je na slici 6.1. Na slici su prikazani osnovni delovi realizovanog prototipa.

Oznakom 1 je prikazan napojni elektro ormar E<sub>00</sub>. U elektro ormar E<sub>01</sub> (oznaka 2 na slici 6.1) smeštena je sklopna, merna i zaštitna opreme kojom se realizuju eksperimenti vezani za povezivanje pretvarača na mrežu. Više detalja u vezi sa praktičnom realizacijom i svrhom ovog ormara može se pronaći u [90].



Detaljne šeme elektro ormara Eoo, Eo1 i Eo2 su date u prilogu ovog rada.



Slika 6.1 Blok šema izvedenog prototipa 1 – napojni elektro ormar Eoo, 2 – elektro ormar Eo1 za smještaj opreme kojom se obezbeđuje povezivanje pretvarača na mrežu, 3 – elektro ormar Eo2 za smještaj sklopne, zaštitne i merne opreme za napajanje šestofazne asimetrične mašine, 4,5 – frekventni pretvarači sa ugrađenom IPC2 digitalnom karticom za napajanje šestofazne asimetrične mašine, 6 – frekventni pretvarač za napajanje trofaznog asinhronog motora, 7 – prilagodni rek ormar optički/električni signali, 8 – dSPACE modularni sistem, 9 – personalni računar za upravljanje dSPACE sistemom, 10 – trofazna asinhrona kavezna mašina, 11 – šestofazna asimetrična asinhrona kavezna mašina

### 6.1.1 Šestofazni inverter

Napajanje šestofazne asimetrične asinhronne kavezne mašine (oznaka 10 na slici 6.1) obezbeđeno je preko dva industrijska pretvarača frekvencije serije FC300 proizvođača Danfoss (oznaka 4 i 5 na slici 6.1). Napajanje prvog pretvarača obezbeđeno je iz elektro ormara E02, dok je napajanje drugog pretvarača ostvareno povezivanjem na jednosmerno međukola prvog pretvarača. Prilikom izbora šestofazne mašine koja će se napajati iz ovako formiranog šestofaznog invertora treba imati na umu da se napajanje oba pretvarača ostvaruje preko trofaznog diodnog ispravljača jednog pretvarača.

Osnovni podaci korišćenih pretvarača:

Kodni broj:	131B0052
Proizvod:	VLT® AutomationDrive FC 300
Tipski kod:	FC-302P7K5T5E20H1BGXXXXSXXXXAXBXCXXXXDX VLT® AutomationDrive FC 300 7,5 KW / 10 HP, 380 - 500 VAC kućište IP20, RFI Class A1/B (C1) kočioni otpornik integrisan
EAN:	570242709445

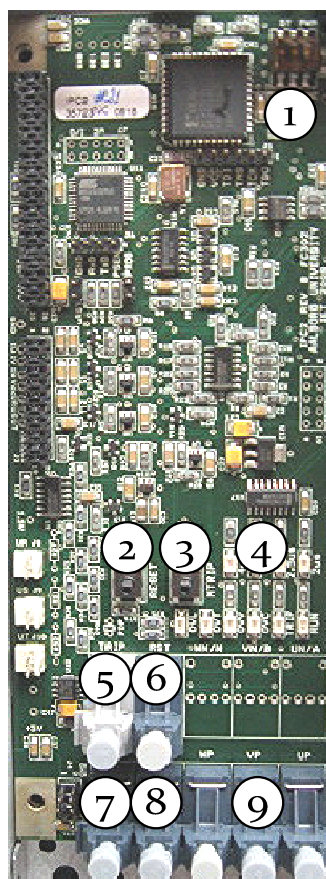
Kako bi se moglo upravljati mosnim IGBT tranzistorima, originalna elektronska kontrolna kartica frekventnog pretvarača je zamenjena elektronskom karticom IPC2 koja je razvijena na danskom univerzitetu u Aalborgu i isključivo je namenjena za ugradnju u izabrani tip frekventnog pretvarača. IPC2 kartica omogućuje daljinsko upravljanje pretvaračima upotrebom optičkih upravljačkih signala.

Izgled kartice IPC2 je prikazana na slici 6.2.

IPC2 kartica je opremljena sa šest optičkih prijemnika (tamno siva boja) i jednim optičkim predajnikom (svetlo siva boja). Na ulaze označene sa WP, VP i UP se dovode optički upravljački signali. Ovim signalima se vrši upravljanje IGBT tranzistorima u granama invertorskog modula energetskog pretvarača FC300. Logička jedinica na ulazu podrazumeva otvaranje gornjeg tranzistora u grani, dok logička nula aktivira donji tranzistor. Kontrola mrtvog vremena se generiše na samoj kartici. Mrtvo vreme (eng. *dead time*) se podešava mikroprekidačima na kartici. Izbor mrtvog vremena je prepušten korisniku. Moguće vrednosti mrtvog vremena su 2  $\mu$ s, 2,5  $\mu$ s, 3  $\mu$ s i 4  $\mu$ s.

Signalizacija alarmnih stanja kartice i pretvarača obezbeđena je optičkom indikacijom preko postavljenih LED dioda. Indikacija je obezbeđena za sledeće pogonske

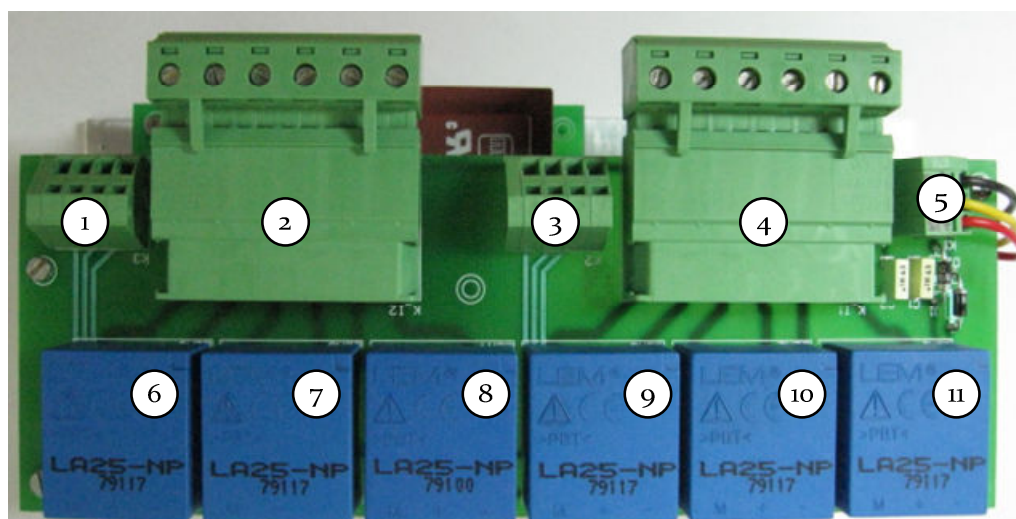
situacije 250 % prekoračenje vrednosti nominalne struje pretvarača (proveravaju se sve tri faze), premašenje napona jednosmernog međukola u iznosu većem od 140 % nominalne vrednosti, temperatura hladnjaka veća od 90 stepeni, vrednost napona napajanja kartice van opsega [4,75 V - 5,25 V] [98]. Ukoliko neko od pomenutih stanja bude detektovano, dolazi do trenutnog isključenja frekventnog pretvarača. Pomenute vrednosti za aktivaciju alarma nije moguće podešavati. Dojava alarma ka kontrolnom sistemu omogućena je optičkim predajnikom sa oznakom TRIP. Daljinska deaktivacija alarmnog stanja je moguća dovođenjem signala na optički prijemnik sa oznakom RST. Kartica IPC2 omogućava i lokalnu, ručnu manipulaciju tzv. trip stanjem pretvarača preko mikrotastera MTRIP i RESET. Na optički prijemnik označen sa EN (eng. *Enable*) se dovodi signal dozvole rada upravljačkih kola tranzistora. U slučaju neaktivnog signala dozvole, i pored dovođenja upravljačkih PWM signala, oni se ne mogu proslediti na prekidačke elemente. Na ulaz označen sa BR se dovodi signal za uključenje otpornika za kočenje (eng. *breaking chopper*).



**Slika 6.2 Izgled IPC2 kartice 1 – mikroprekidači za podešavanje mrtvog vremena, 2 – RESET mikrotaster, 3 – TRIP mikrotaster, 4 – LED indikacija, 5 – optički predajnik signala TRIP, 6 – optički prijemnik signala RST, 7 – optički predajnik BR signala, 8 – optički predajnik EN signala, 9 – optički predajnici WP, VP i UP signala**

### 6.1.2 Merenje faznih struja šestofazne mašine

Merenje struja je realizovano pomoću šest strujnih sondi tipa LA 25-NP proizvođača LEM [99]. Mereni strujni signali sa LEM sonde se bez bojazni mogu voditi direktno na *dSPACE* sistem odnosno nije potrebno obezbeđivanje galvanskog odvajanja signala. Galvansko odvajanje je prisutno zahvaljujući samom principu rada sonde (eng. *Hall-ov efekat*). Pošto je napajanje šestofazne mašine obezbeđeno iz dva trofazna invertora, merne sonde su tako raspoređene da tri mere struja kroz namotaje A, B i C odnosno priključene su na izlaz pretvarača 4 sa slike 6.1, a preostale tri mere struje kroz namotaje X, Y i Z mašine odnosno priključene su na izlaz pretvarača 5 sa slike 6.1. Strujna sonda poseduje mogućnost izbora vrednosti primarne struje a u ovom radu strujna sonda je povezana tako da je nominalna primarna struja 5 A. Prenosni odnos sonde je 5:1000. Na slici 6.3 prikazan je izgled realizovane kartice sa 6 strujnih sondi. Kartica je smeštena u elektor ormar Eo2. Šema strujne merne kartice data je u prilogu.



Slika 6.3 Izgled strujne merne kartice 1 – konektor za očitavanje signala merenih struja faza A, B i C, 2 – konektor za povezivanje primarne struje mernih sondi (faze A, B i C), 3 – konektor za očitavanje signala merenih struja faza X, Y i Z, 4 – konektor za povezivanje primarne struje mernih sondi (faze X, Y i Z), 5 – konektora za napajanje merne strujne kartice, 6 .. 11 – LEM sonde faza A ..Z

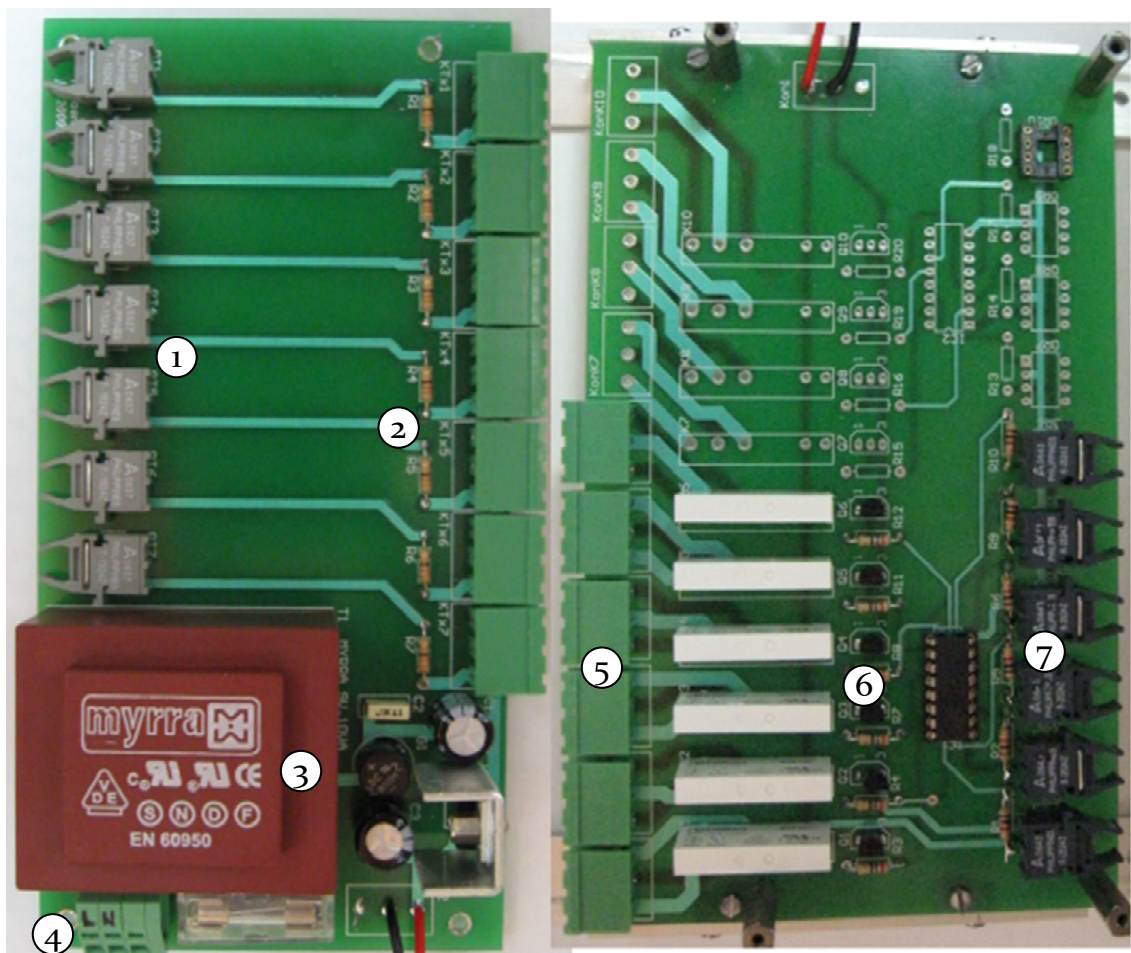
### 6.1.3 Daljinska kontrola, manipulacija i akvizicija

Ranije je istaknuto da je formirana eksperimentalna postavka višestruko funkcionalna. Ovakva funkcionalnost se obezbeđuje preko kontaktorske šeme gde se aktivacijom pojedinih grupa kontaktora vrši definisanje ispitne postavke.

Manipulisanje ispitnim postavkama je moguće u lokalnom - ručnom režimu i u daljinskom - automatskom režimu. U ručnom režimu se postavka definiše aktivacijom

nekih od tastera koji su postavljeni na vratima elektro ormara Eo2. U daljinskom režimu aktivacija kontaktora se izvodi daljinski iz dSPACE sistema. Kako su signali koje generiše komandni signal u opštem slučaju neadekvatni za direktno uključenje kontaktora (po snazi i po prirodi napajanja), manipulacija njima se obavlja posredstvom pomoćne elektronske kartice. I u ovom slučaju se vodilo računa o sigurnosti kontrolnog sistema pa su i ovde svi signali koji dolaze ili odlaze ka kontrolnom sistemu galvanski izolovani. U svrhu galvanskog odvajanja svi signali sa kontrolnog sistema su vođeni kao optički tako da kartica daljinske kontrole, manipulacije i upravljanja obavlja i funkcije konverzije optičkih signala u električne i obrnuto (zavisno da li se signal prima/šalje od/ka kontrolnom sistemu).

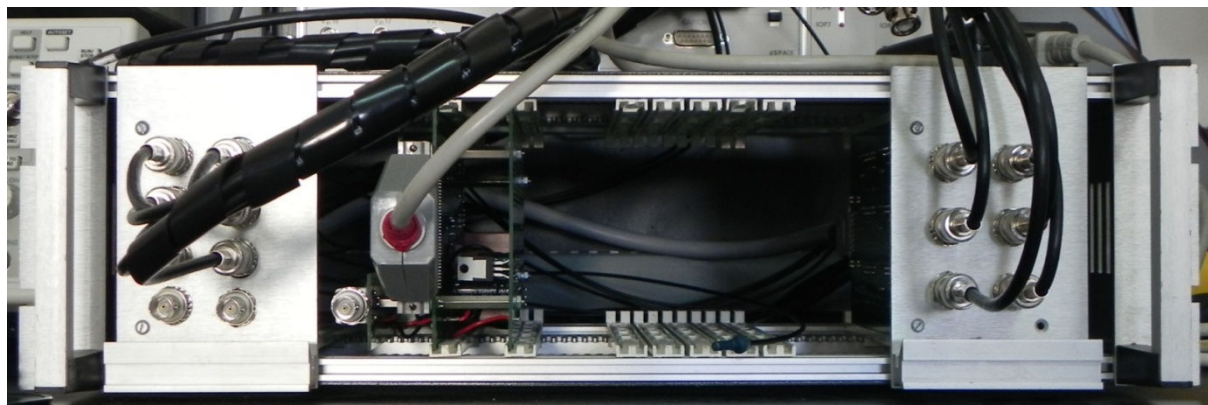
Na slici 6.4 prikazan je izgled realizovane kartice daljinske kontrole, manipulacije i upravljanja. Kartica je smeštena u elektro ormar Eo2. Šema strujne merne kartice data je u prilogu.



Slika 6.4 Izgled kartice daljinske kontrole, manipulacije i upravljanja 1 – optički predajnici, 2 – konektori za dovođenje predajnih signala, 3 – stabilizacija napajanja, 4 – konektor 230 V, 50 Hz, 5 – konektori za odvođenje prijemnih signala, 6 – releji, 7 – optički prijemnici

### 6.1.4 Prilagodni rek ormar

Kako bi se mereni, upravljački i kontrolni signali iz dSPACE sistema prilagodili energetske uređajima i obrnuto, razvijene su odgovarajuće elektronske prilagodne kartice. Prilagodne kartice smeštene su u rek ormar čiji je izgled prikazan na slici 6.5.



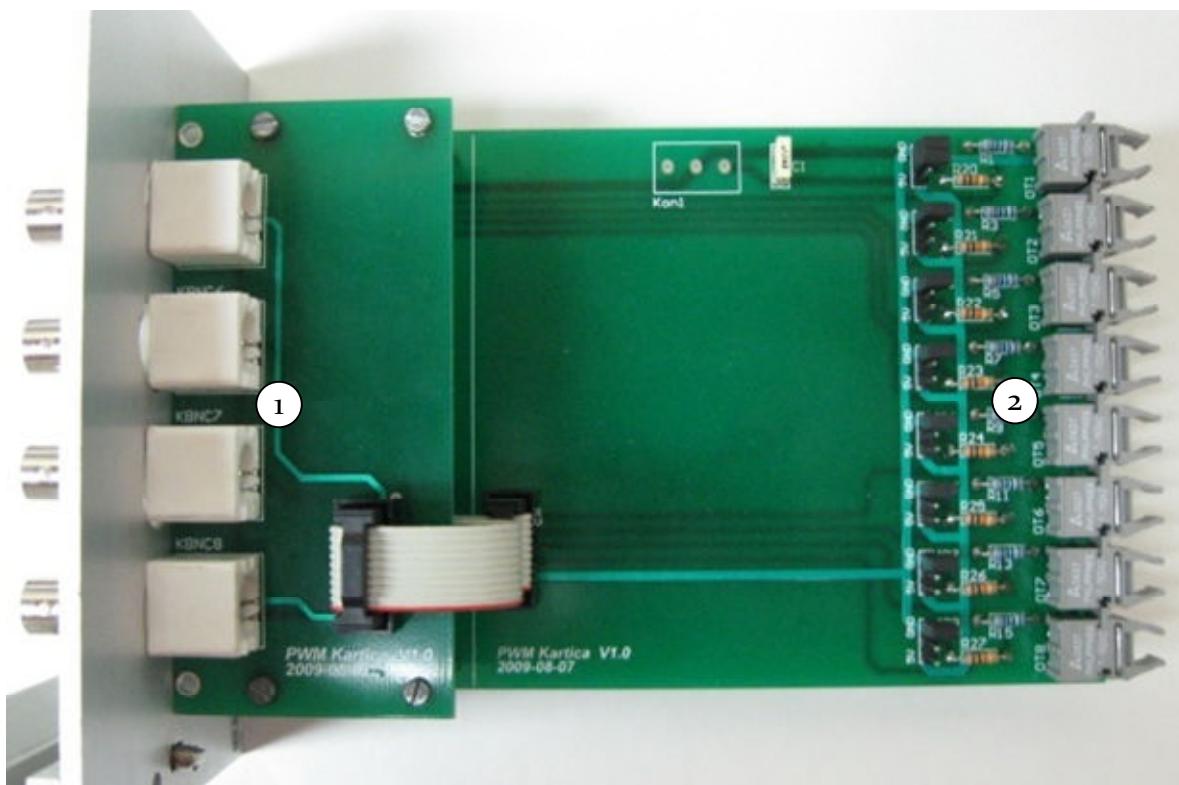
Slika 6.5 Izgled prilagodnog rek ormara

#### 6.1.4.1 Prilagodna PWM kartica

PWM signali za kontrolu invertorskih tranzistora se generišu putem dSPACE kartice DS5101. PWM signali su dostupni na BNC konektor panelu CP5101. Kako bi se razdvojile mase energetskeg dela od mase kontrolnog dSPACE sistema, PWM signali se do frekventnih pretvarača prenose optičkim putem.

Postavljanim *pull-up* i *pull-down* otpornicima, prilagodna kartica nudi mogućnost usklađivanja logike aktivacije tranzistora u granama invertora i kontrolnog sistema, odnosno u ovom slučaju usklađivanja logike IPC2 kartice i PWM kartice DS5101. Problem u razmatranom slučaju može nastupiti po uključenju dSPACE sistema, jer inicijalno stanje PWM signala sa kartice DS5101 podrazumeva postavljanje na visok logički nivo. Ovo bi značilo da se sva tri gornja tranzistora u granama invertorskog modula energetskeg pretvarača nalaze u uključenom stanju. Ovakvo stanje prekidačkih elemenata bi dovelo do postavljanja sva tri namotaja priključene mašine na pozitivan potencijal jednosmernog međukola. Iako i ovo stanje generiše nulti vektor na izlazu, bezbednije stanje podrazumeva aplikaciju nultog napona na priključcima mašine. Ukoliko se razmatra pitanje aktivacije kočionog otpornika pravi smisao logike je lakše objasniti jer inicijalno stanje podrazumeva uključeno stanje kočionog tranzistora. Povezivanjem *pull-down* otpornika, uključuju se donji tranzistori u invertorskim granama, čime se sprečava da namotaji mašine budu spojeni na pozitivan kraj jednosmernog međukola, a takođe se izbegava aktiviranje kočionog tranzistora.

Izgled prilagodne PWM kartice je prikazan na slici 6.6 a detaljne šeme su prikazane u prilogu ovog rada.



**Slika 6.6 Izgled prilagodne PWM kartice**

**1 – BNC konektori za povezivanje na konektor dSPACE panel, 2 – optički predajnici**

Prilagodna kartica PWM signala realizovana je na dve elektronske pločice. Na donjoj pločici se nalazi osam pojedinačnih prilagodnih kanala, kao i četiri BNC konektora za povezivanje sa konektor panelom CP5101. Preostala četiri BNC konektora se nalaze na gornjoj pločici.

#### **6.1.4.2 Prilagodna kartica digitalnih signala**

Upravljanje i nadzor pretvarača i sklopne opreme postavljene u elektro ormarima Eo1 i Eo2 obezbeđeno je preko prilagodne kartice digitalnih signala. Kartica je preko konektor panela CP2201 povezana na karticu DS2201 dSPACE razvojnog sistema. Optički signali sa ove kartice vezani su na karticu opisanu u 6.1.3.

Četiri izlazna optička kanala kartice se koriste za upravljanje pretvaračima – ENABLE i RESET, dok su ostali izlazni kanali namenjeni kontroli sklopne opreme u ormarima Eo1 i Eo2. Dva prijemna kanala služe za prijem informacije o prisutnoj grešci na pretvaračima – TRIP, dok se ostali kanali namenjeni akviziciji stanja sklopne opreme u ormarima Eo1 i Eo2.

Takođe, na kartici je ostavljen BNC konektor za sinhronizaciju analognih kanala (sinhronizovan početak A/D konverzije) sa ostatkom dSPACE sistema.

Prilagodna kartica digitalnih signala identična je kartici prikazanoj u 6.1.3

#### **6.1.4.3 Prilagodna kartica analognih signala**

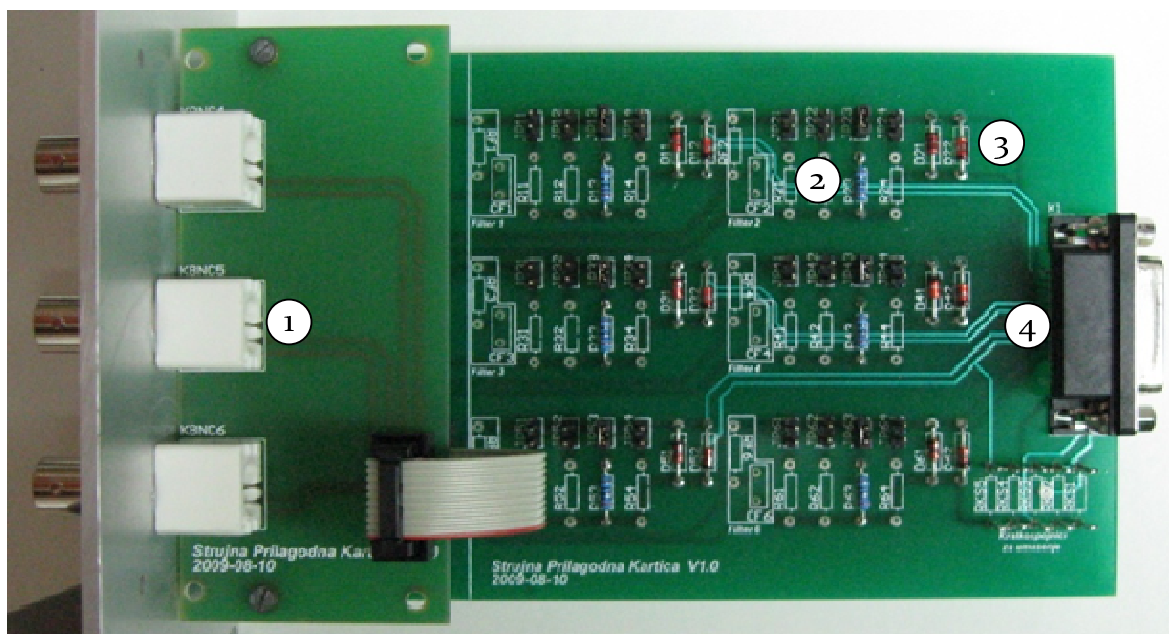
Pošto dSPACE sistem prihvata isključivo naponske signale u opsegu  $\pm 10$  V, postavljanjem analogne prilagodne kartice obezbeđeno je pretvaranje strujnih signala na izlazu strujnih sonde u naponske.

U ovom radu se u dSPACE sistem u analognom obliku uvode jedino mereni signali faznih struja mašine. Pošto je strujni signal imun na šum, signali dobijeni na izlazu iz strujne merne kartice se pretvaraju u naponski signal na prilagodnoj kartici. Pretvaranje strujnog signala se ostvaruje principom omovog zakona proticanjem struje preko otpornika stabilne otpornosti. Pad napona koji se dobija na ovom otporniku predstavlja ulazni naponski signal koji se pomoću BNC konektora prilagodne kartice vodi na konektor panel CP2004, koji predstavlja interfejs ka analognim ulazima kartice DS2004 koja će biti opisana u nastavku. Zaštita ulaza kartice DS2004 od prekoračenja dozvoljenog napona ostvarena je paralelnim vezivanjem dve suprotno polarisane redno povezane zener diode probojnog napona 9,1 V (ovo garantuje da ukupan napon na ulazu dSPACE kartice neće preći  $9,1 \text{ V} + 0,7 \text{ V} = 9,8 \text{ V}$ ).

Da bi se dobila stvarna vrednost merene struje u dSPACE okruženju, izlaz iz bloka koji predstavlja A/D konvertor se mora korigovati prenosnim odnosom LEM sonde (5 A / 25 mA) i prenosnim odnosom A/D konvertora, te podeliti sa vrednošću otpornosti korišćenog otpornika. Operacija skaliranja se izvodi softverski u dSPACE radnom okruženju.

Prilagodna kartica strujnih signala, čije izgled je prikazan na slici 6.7, realizovana je na dve elektronske pločice. Na donjoj pločici se nalaze pojedinačna prilagodna kola za izlaze svih šest LEM sonde, kao i tri BNC konektora za povezivanje sa konektor panelom CP2004. Na gornjoj se nalaze preostala tri BNC konektora. Detaljne šeme prilagodne kartice prikazane su u prilogu ovog rada.





Slika 6.7 Izgled prilagodne strujne merne kartice

1 – BNC konektori za povezivanje sa CP2004, 2 – otpornik za pretvaranje strujnog signala u naponski, 3 – zener diode, 4 – konektor za prihvatanje strujnih signala

### 6.1.5 dSPACE modularni sistem za razvoj i testiranje aplikacija u realnom vremenu

Realizovani laboratorijski prototip opremljen je naprednim dSPACE modularnim sistemom namenjenim za razvoj i testiranje aplikacija u realnom vremenu. Osnovna prednost ovog sistema u odnosu na druga rešenja za razvoj aplikacija u realnom vremenu, jeste njegova značajno veća efikasnost [100]. Ova konstatacija zasniva se na činjenici da je sam sistem modularan, ali i da se zasniva na grafičkom modelovanju sistema upravljanja uz upotrebu MATLAB/Simulink softverskog okruženja. Na ovaj način sistem kontrole i upravljanja moguće je razvijati u nekoliko nezavisnih etapa, a svaku od njih proveriti i simulacijom, pre prelaska na objekat upravljanja. Druga prednost ovakvog sistema, jeste da se izvršni kod automatski generiše iz grafičkog modela. Sam sistem, u zavisnosti od konfiguracije, se sastoji od niza dSPACE kartica, od kojih svaka ima svoju specifičnu ulogu.

#### 6.1.5.1 dSPACE DS1006 - procesorska kartica

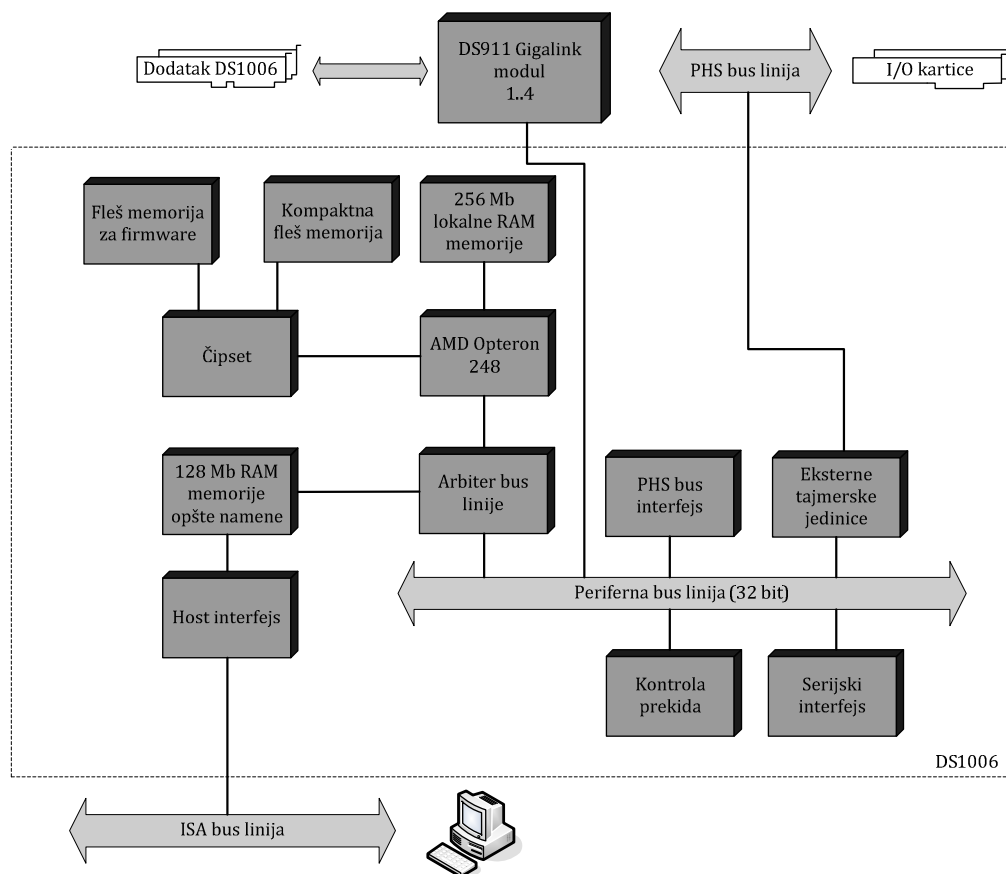
Osnovu DS1006 procesorske kartice čini AMD Opteron™ procesor sledećih karakteristika: memorija za podatke: 64 KB, memorije za instrukcije: 64 KB, 1024 KB interne memorije, HyperTransport™ tehnologija povezivanja za visokopropusan pristup I/O uređajima sa malim kašnjenjem, ugrađen memorijski kontroler za brzi pristup

memoriji. Kartica poseduje pristup modularnim ulazno/izlaznim (I/O) karticama preko sopstvene periferne linije za prenos podataka velikom brzinom (PHS bus linija). Kartica poseduje tajmere pod oznakom A i D za periodične događaje kao i tajmer B za periodične ili asinhronne događaje. Tajmeri A i D su 32-bitni brojači naniže, koji generišu prekid svaki put kada dostignu nulu. Tajmer B je 32-bitni brojač naviše, sa pre-skaliranjem i programabilnom uporednom jedinicom. Generisanje prekida se dešava po dostizanju vrednosti uporedne jedinice. Da bi se generisao sledeći prekid uporedna jedinica mora da se postavi na sledeću vrednost. Prekidi generisani od strane A i B tajmera u višeprosorskim sistemima mogu biti prosleđeni na druge DS1006 kartice koristeći *Gigalink* vezu. Ovo nije slučaj za D tajmer. Kao odrednica apsolutnih vremenskih intervala koristi se *Time-Stamp* jedinica. To je zapravo 64-bitni brojač naviše sa brzim pristupom, koji radi na procesorskom *clock-u* (CPUCLK=2.2, 2.6 ili 3.0 GHz). Ova jedinica se koristi za merenje vremenskih intervala i kao vremenski pečat. Teorijska, hardverska rezolucija za CPUCLK=2.2 GHz je oko 0.5 ns, međutim, zbog softverskih ograničenja, efektivna rezolucija koja se postiže iznosi 20 ns. Kod višeprosorskih sistema ovaj brojač nije pogodan za korišćenje, te je iz tog razloga DS1006 kartica opremljena jedinicom za sinhronizovanje vremenskih baza. DS1006 poseduje 1 GB lokalne memorije za izvršavanje modela u realnom vremenu, 128 MB globalne memorije za razmenu podataka sa računarnom na koji je povezana (eng. *host PC*) kao i 2 MB memorije za automatsko pokretanje aplikacija u realnom vremenu nezavisno od računara na koji je kartica povezana [101].

Na slici 6.8 može se videti pregled funkcionalnih jedinica kartice DS1006. DS1006 poseduje kontrolu prekida kojom se upravlja različitim prekidima koji se mogu javiti. Prekidi imaju svoje prioritete a takođe mogu biti i maskirani. Upravljanje prekidima i operacijama koje se izvršavaju kao posledica istih, lako se implementira upotrebom blokova iz biblioteke za povezivanje sa aplikacijama u realnom vremenu (RTI biblioteka).

Kontrola modularnih I/O kartica izvedena je sa PHS bus linijom, koja je 32-bitna I/O bus linija. PHS bus linija potpuno podržava sve kartice koje se rade na PHS-bus linijama, uključujući i one koje podržavaju unapređeni PHS++ standard. Interfejs PHS bus linija pruža sledeće:

- maksimalna brzina prenosa podataka od 20 MB/s (za PHS++ i više),
- 8 linija za prekide od strane I/O kartica,
- do 8 hardverskih prekida od strane I/O kartica po jednoj liniji za prekid.



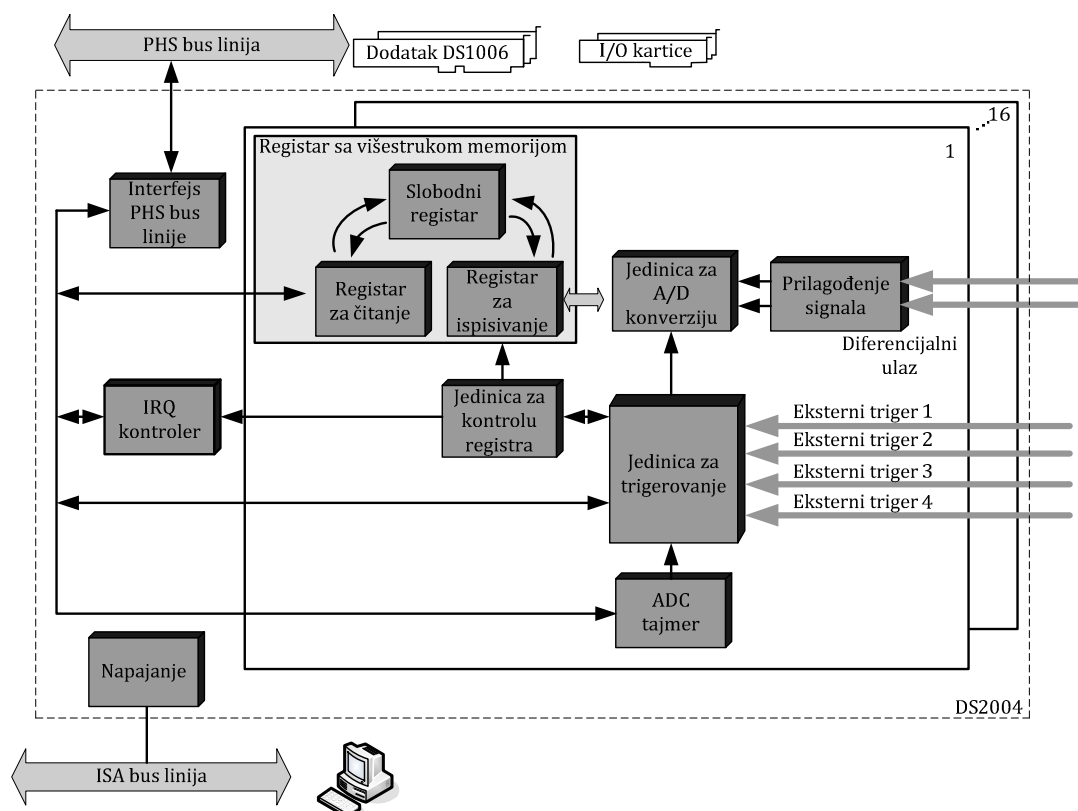
Slika 6.8 Pregled funkcionalnih jedinica procesorske kartice DS1006

### 6.1.5.2 dSPACE DS2004 - kartica A/D konverzije

DS2004 je kartica velike brzine za analogno/digitalnu (A/D) konverziju koja se koristi u modularnom dSPACE sistemu baziranom na procesorskoj kartici DS1006. Kartica DS2004 ima mogućnost diferencijalnog prenosa tako da je moguće pretvaranje analognog u digitalni signal sa visokom periodom odabiranja [102]. Na slici 6.9 može se videti pregled funkcionalnih jedinica kartice DS2004.

Osnovne komponente DS2004 A/D kartice su:

- jedinica za prilagođenje signala koja vrši prilagođenje analognog ulaznog signala prema zahtevima jedinice za konverziju,
- jedinica za A/D konverziju koja se sastoji iz kola za odabiranje (eng. *sample and hold*) i konvertera za digitalizaciju signala,
- trigger jedinica koja vrši procenu podešenog moda za trigerovanje, reaguje na trigger za sukcesivnu konverziju, te na trigger za A/D konverziju signala,



Slika 6.9 Pregled funkcionalnih jedinica A/D kartice DS2004

- registar sa višestrukom memorijom (eng. *swinging buffer*) koji se sastoji od registra za upis, čitanje i slobodnog registra,
- jedinica za kontrolu registara koja kontroliše registar sa višestrukom memorijom, zamenjuje slobodni sa registrom za upis te postavlja odgovarajući bit (eng. *flag bit*) da ukaže da postoje novi rezultati konverzije,
- ADC jedinica koja poseduje tajmer visoke rezolucije, koji se može koristiti kao izvor trigeru za A/D konverziju.

Kartica sadrži 16 A/D kanala sa mogućnošću diferencijalnog prenosa. Svaki kanal sadrži kolo za odabiranje i sopstevni A/D konverter. Rezolucija je 16-bitna a maksimalno trajanje konverzije je 800 ns. Moguće vrednosti ulaznih napona su +5 V i +10 V. Moguće je generisati četiri nezavisna hardverska prekida a takođe moguće je raditi pojedinačnu konverziju kao i sukcesivnu konverziju. Sukcesivna konverzija može biti trigerovana i kontinualna, sa maksimalno 16384 analognih vrednosti po jednoj konverziji. Kao triger se može koristiti eksterni signal, tajmer kanala konverzije i softverski triger. Eksterni triger ulazi mogu imati maksimalnu frekvenciju od 1,25 MHz.

---

Povezivanje DS2004 kartice sa izvorom analognog signala vrši se preko konektor ploče CP2004, koja omogućava uspostavljanje veze upotrebom BNC konektora. Svaki ADC kanal poseduje registar sa višestrukom memorijom za odvajanje registra za čitanje i registra za upis.

Podešavanje trigerovanja A/D konverzije zahteva podešavanje dva tipa trigera:

- triger za sukcesivnu konverziju (eng. *burst trigger*) – označava početak sekvence A/D sukcesivnih konverzija. Izbor ovog trigera se vrši povezivanjem izvora trigera na kanal za konverziju,
- triger za konverziju – započinje svaku pojedinačnu konverziju, sa jednim rezultatom za jedan triger. Izbor ovog trigera vrši se povezivanjem izvora trigera na kanal za konverziju.

Prekidi koje generiše DS2004 koriste se za upravljanje zadacima koji se izvršavaju na procesorskoj kartici. Prekidi se prosleđuju putem PHS bus linija za prekide. Da bi prekid bio korišten prethodno mora biti i odobren (eng. *interrupt enable*). Prekidi koji DS2004 može generisati su:

- prekid prilikom početka sukcesivne konverzije koji pokazuje da je započela sukcesivna konverzija. Ovaj prekid generiše jedinica za A/D konverziju pa postoji jedan za svaki kanal A/D konverzije,
- prekid koji pokazuje da su rezultati konverzije spremni za čitanje a koji generiše jedinica za A/D konverziju, pa postoji jedan za svaki kanal. Kod pojedinačne konverzije ovaj prekid ukazuje da je konverzija završena i da su podaci spremni za čitanje, dok kod sukcesivne konverzije ukazuje da je sukcesija završena i da su svi rezultati spremni za preuzimanje. Ukoliko se sukcesivna konverzija završi pre nego što dostigne naznačeni broj konverzija, prekid će biti generisan sa nepotpunim rezultatima,
- prekid koji pokazuje da su neki podaci izgubljeni koji takođe generiše jedinica za A/D konverziju pa postoji jedan za svaki kanal A/D konverzije. Ovaj prekid se može javiti kada se slobodni registar kod registra sa višestrukom memorijom ne iščita pre nego što se u njega upišu novi rezultati konverzije. Ovo se može desiti ukoliko se sukcesivna konverzija startuje brže nego što se vrši čitanje rezultata,
- Prekid koji pokazuje da je došlo do preklapanja dve konverzije koji generiše jedinica za A/D konverziju, pa postoji jedan po kanalu. Ovaj prekid se javlja

ukoliko se trigger za konverziju javi pre nego što se završila prethodna konverzija. U ovom slučaju se generiše prekid, a novi trigger za konverziju se ignoriše. Prekid se dešava ukoliko je period između dva triggera manji od trajanja konverzije, ili ukoliko imamo signal koji zahteva više vremena za konverziju (npr. signal sa dosta šuma).

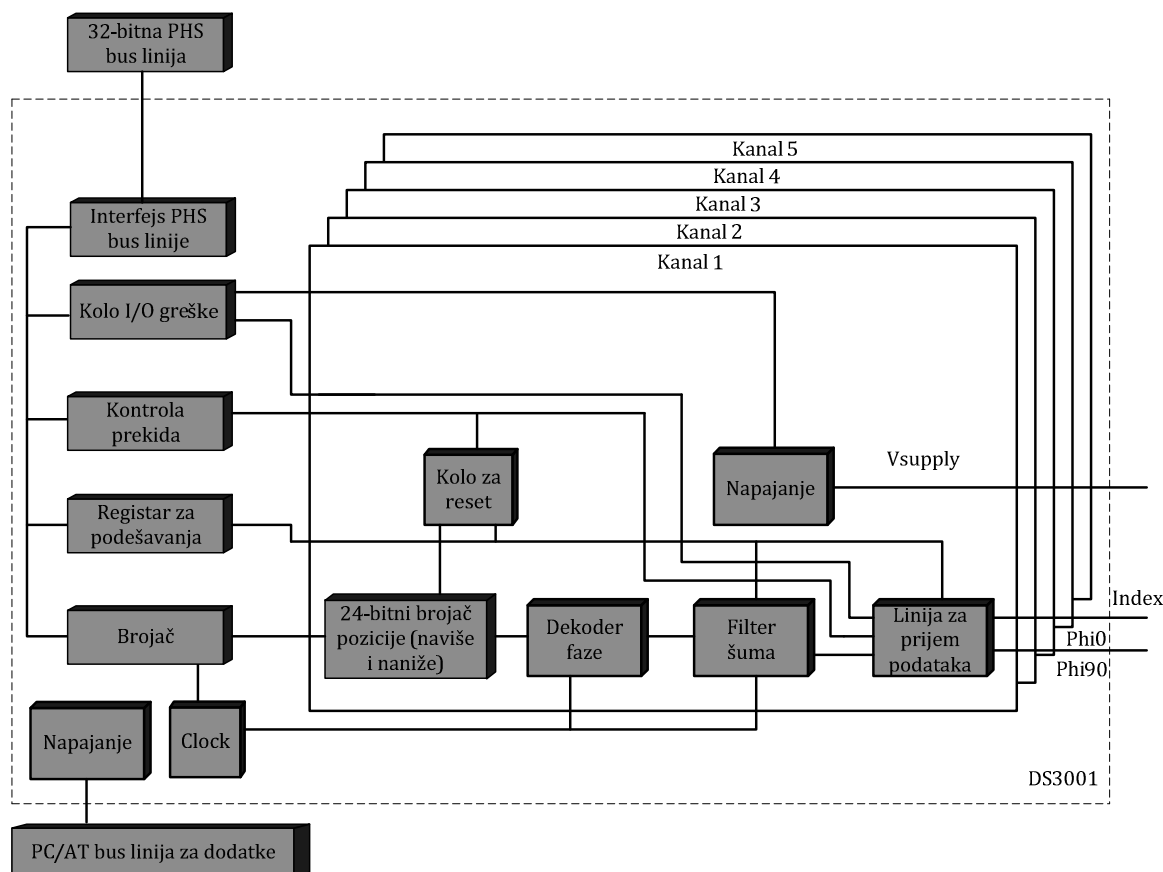
### **6.1.5.3 dSPACE DS3001 - enkoderska kartica**

DS3001 je kartica modularnog sistema namenjena za povezivanje inkrementalnih enkodera. Ona poseduje pet paralelnih 24-bitnih enkoderskih ulaznih kanala. Takođe poseduje i mogućnost učetrostručavanja signala. Način prenosa signala može biti diferencijalni ili sa jednim krajem. Linije poseduju filtre za digitalne šumove. Kartica može da napaja enkoder sa regulisanih 5 V a takođe poseduje i liniju koja registruje prisustvo zasebnog izvora napajanja. Maksimalna frekvencija pri kojoj kartica može da registruje pristigle signale je 5 MHz. Veza kartice DS3001 sa PHS bus linijom ostvaruje se upotrebom seta 32-bitnih registara. DS3001 sadrži 10 registara koje koristi za pristup i kontrolu kanala za povezivanje inkrementalnih enkodera [103].

Svaki kanal za povezivanje inkrementalnog enkodera poseduje 24-bitni registar brojača pozicije (eng. *PCR - Position Counter Register*) koji pretvara pulseve naviše i naniže brojača kvadraturnog dekodera u 24-bitnu paralelnu informaciju o poziciji. Njima se pristupa pomoću *bus linije* sa zadržkom, koja preuzima stvarnu vrednost brojača na početku operacije čitanja i zadržava je tokom čitave operacije. Omogućeno je nasumično čitanje pozicije čitača, bez obzira na to da li je brojač aktivan, i pri tome nema čitanja tranzijentih podataka i nema gubitka podataka. Na slici 6.10 može se videti pregled funkcionalnih jedinica kartice DS3001.

### **6.1.5.4 dSPACE DS5101 - DWO (PWM) kartica**

Kartica digitalnih izlaza talasnog oblika (DWO kartica eng. *Digital Waveform Output*) je dizajnirana tako da generiše brze, kompleksne signale visoke rezolucije. Kartica može generisati veliki broj signala na različitim frekvencijama uključujući signale inkrementalnog enkodera kao i talasne oblike impulsno širinske modulacije (PWM). Moguće je menjati širine signala u toku rada a upotrebom različitih mehanizama okidanja i prekida ostvariti visok nivo fleksibilnosti [104].



Slika 6.10 Pregled funkcionalnih jedinica enkoderske kartice DS3001

Kartica DS5101 ima okruženja za povezivanje na modularne sisteme i eksterne jedinice. Komunikacija između procesorske kartice i I/O modula odvija se preko PHS bus linije. Postoje dva načina povezivanja spoljnih uređaja na DS5101. Da bi se pristupilo I/O jedinicama DS5101 kartice potrebno je povezati spoljašnji uređaj preko BNC konektora na ploči za povezivanje. Kartica DS5101 se sastoji iz 8 modula, gde svaki modul poseduje dva kanala za generisanje signala.

Kartica može da generiše standardne DWO signale, za koje postoje unapred pripremljene DWO aplikacije, ali i sopstvene DWO signale koje je moguće isprogramirati. DS5101 omogućava različite izvore trigera:

- softverski triger na jednom ili više izlaznih kanala,
- svaki kanal može biti podešen kao ulazni za signale trigera, koje se kasnije softverski prosleđuju na ostale izlazne kanale.

Postoji niz standardnih DWO aplikacija koji se mogu koristiti:

- jednofazni PWM signal (PWM<sub>1</sub>) kojim se generiše jednofazni PWM na najviše 16 kanala. Kanali nisu sinhronizovani. Moguće je podesiti PWM period u opsegu od

500 ns do 26 s, individualno za svaki PWM kanal, a faktor ispunje može uzeti vrednosti od 0 do 100 %.

- trofazni PWM signali (PWM3) kojim se generiše trofazni PWM i to najviše četiri nezavisna signala istovremeno. Da bi se izlazni signali sinhronizovali potrebno je da se generiše *master clock* signal na dodatnom kanalu. Ova aplikacija ukupno zahteva 4 kanala. Polaritet PWM kanala je takav da je kod njih jedinica aktivna (eng. *active high polarity*). Moguće je podesiti PWM period u opsegu od 500 ns do 26 s, individualno za svaki PWM kanal. Faktor ispunje može uzeti vrednosti od 0 do 100 %.
- trofazni PWM signali sa invertovanim i neinvertovanim izlazima (PWM6) koji generiše trofazni šestokanalni PWM signal sa tri invertovana i tri neinvertovana izlaza. Da bi se izlazni signali sinhronizovali potrebno je da se generiše *master clock* na dodatnom kanalu (ukupno zahteva 7 kanala), tako da je moguće generisati najviše 2 trofazna šestokanalna PWM signala istovremeno. Vreme kašnjenja uključanja invertovanih izlaza je moguće podesiti. Moguće je podesiti PWM period u opsegu od 500 ns do 26 s, individualno za svaki (invertovani i neinvertovani) PWM kanal, a faktor ispunje se može definisati kao  $0 < d < 1$  za neinvertovane signale. Invertovani i neinvertovani kanali su simetrični prema sredini PWM perioda.
- simulacija inkrementalnog enkodera koji simulira signale PH10 i PH90 inkrementalnog enkodera koji imaju međusobni fazni pomeraj od  $-90^\circ$  i  $+90^\circ$ . Brzina može da se menja u toku rada. Simulacija inkrementalnog enkodera zahteva 2 kanala (PH10 i PH90). Kartica može simulirati do 7 enkodera istovremeno. Pri ovom radu kanali 15 i 16 se ne koriste.

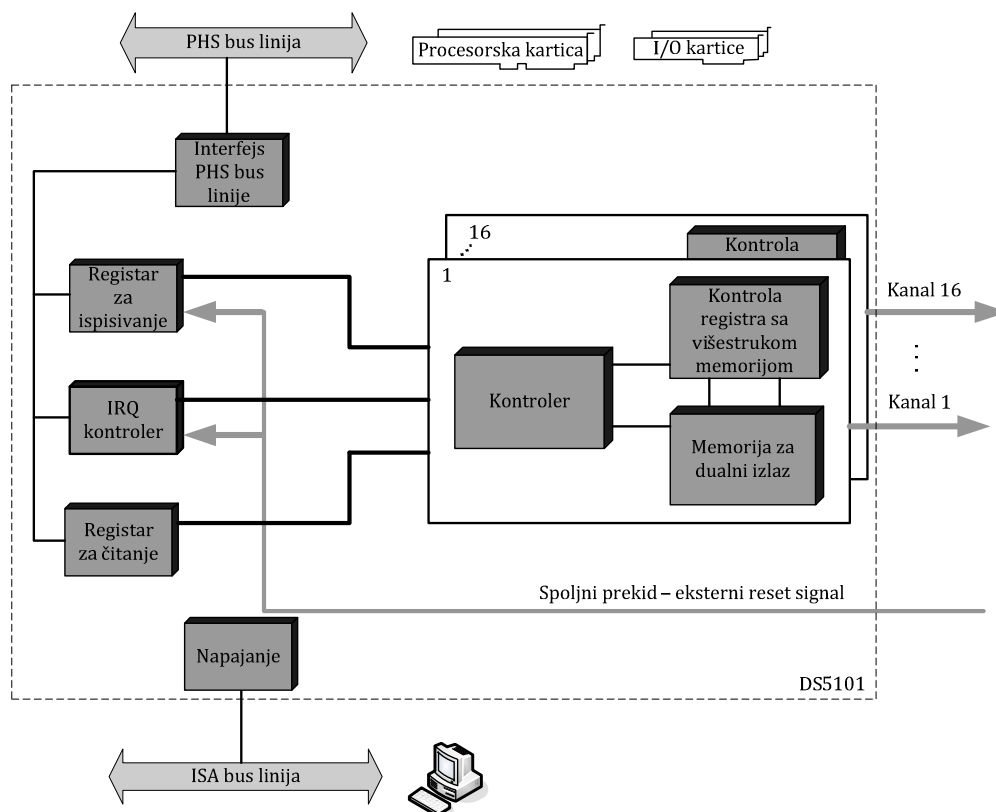
DS5101 omogućava i pisanje sopstvenog DWO koda. Napisani DWO kod se kompajlira putem DWO kompajler. Ovaj kompajler generiše izvorni C fajl. Generisani C kod uključuje kod aplikacije i uputstva za učitavanje fajla na karticu. Može uključivati i gotove funkcije za ažuriranje vrednosti kašnjenja. Napisani C fajl treba dodati u sopstveni model da bi bio pokrenut sa procesorske kartice. Vrednosti kašnjenja mogu biti ažurirane i tokom rada aplikacije (eng. *running mode*). Ukoliko se DWO aplikacija nalazi u simulink modelu, funkcija za ažuriranje mora biti data u formi S funkcije.

DS5101 kartica pruža mogućnost generisanja različitih hardverskih prekida koji potiču od uređaja koji se nalaze na DS5101. Postoje dva tipa prekida i to su:



- prekid prilikom generisanja signala koji je specifičan prema nameni:
  - PWM<sub>3</sub> i PWM<sub>6</sub> za koje *clock* generiše prekid u  $0,5t_p - T_{intshift}$  gde pomeraj trenutka generisanja prekida zavisi od PWM signala i podešavanja,
  - monoflop za koji se prekid generiše na padajućoj ivici signala aktivnog u jedinici (eng. *high active*),
  - monoflop sa kašnjenjem za koji se prekid generiše na rastućoj neinvertovanoj ivici i rastućoj ivici invertovanog signala,
  - sopstveni DWO signali za koje je moguće generisati prekid na svakom od 16 DWO kanala. Da bi ovo bilo ispunjeno potrebno je uključiti direktive prekida u sopstvenu DWO aplikaciju.
- spoljašnji reset koji je u stvari prekid od eksternog uređaja. Može se koristiti kao triger u aplikacijama u realnom vremenu. Eksterni reset signal mora biti povezan na DS5101 I/O konektor. Rastuća ivica eksternog reset signala resetuje DS5101 karticu (prema pomenutom pravilu). Ako je eksterni reset signal visok tokom barem 200 ns kontroler prekida kartice DS5101 generiše zahtev za prekid.

Na slici 6.11 moguće je videti pregled funkcionalnih jedinica kartice DS5101.



Slika 6.11 Pregled funkcionalnih jedinica DWO kartice DS5101

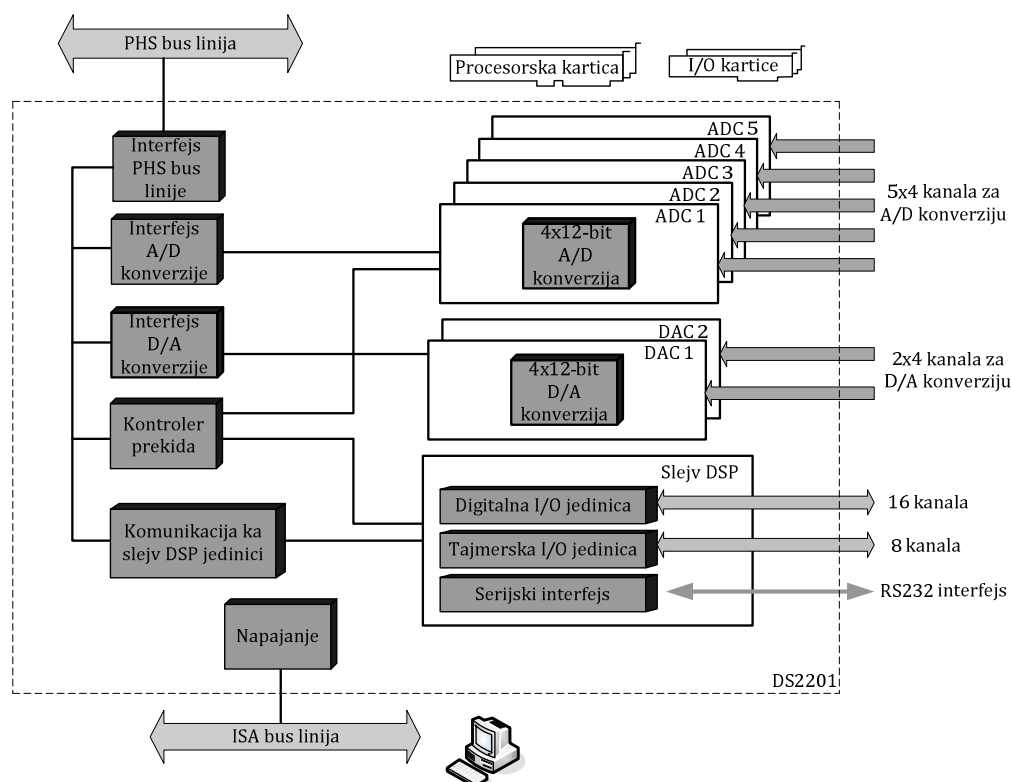
Postoji niz hardverskih i softverskih ograničenja kartice DS5101. Neki od najbitnijih su:

- minimalna dužina pulsa je 250 ns,
- nije moguće generisati signale koji su konstantno nula ili jedan. Uvek postoji preostali puls minimalne dužine. Ovo se dešava iz razloga što je jednoj naredbi potrebno 250 ns da se izvrši.
- generisanje signala je jedino ostvarivo unutar limita od 25 ns vremenske baze vremenskog I/O modula, koji dovodi do efekta kvantizacije. Ovo znači da je moguće generisati signale na frekvencijama koje su na celobrojnim umnošcima od 25 ns.
- svaki od 16 kanala može biti korišten isključivo za generisanje jednog tipa signala. Nemoguće je u isto vreme na istom kanalu generisati dve različite DWO aplikacije.

#### **6.1.5.5 dSPACE DS2201 – I/O kartica**

Kartica DS2201 pruža mogućnost korištenja različitih tipova I/O (eng. *Input / Output*) signala. Kartica ima 20 kanala za A/D konverziju, 8 paralelnih kanala za D/A konverziju i 16 paralelnih linija za digitalne ulaze i izlaze. Takođe pruža mogućnost merenja na maksimalno 4 kanala, a generisanje signala na maksimalno 6 kanala. Uključena je mogućnost generisanja PWM i pravougaonog signala, kao i mogućnost merenja istog [105]. Na slici 6.12 dat je pregled funkcionalnih jedinica kartice DS2201. Kartica poseduje i *slejev* DSP jedinicu koja je zadužena za digitalnu I/O jedinicu, vremensku bazu za generisanje signala I/O jedinice i univerzalnih asinhroni prenos i primanje podataka. Kartica može da generiše osam prekida. Kada se kartica integriše, ona preuzima operacije sa ulazima i izlazima, dok procesorska kartica preuzima kontrolu aplikacije u realnom vremenu. Komunikacija između procesorske kartice i I/O kartice vrši se perifernom linijom visoke brzine. Povezivanje spoljašnjih uređaja na DS2201 karticu vrši se putem panela koji pruža mogućnost povezivanja BNC konektorima i poseduje LED indikaciju stanja digitalnih ulaza ili izlaza.

Analogni ulazni kanali poseduju jedinicu za A/D konverziju. Kartica poseduje ukupno pet jedinica za A/D konverziju signala koji su multipleksirani svaki na 4 kanala. Svaki kanal poseduje kolo za odabiranje, rezolucija jedinice za konverziju je 12-bitna, a ulazni nivo je +10 V.



Slika 6.12 Pregled funkcionalnih jedinica I/O kartice DS2201

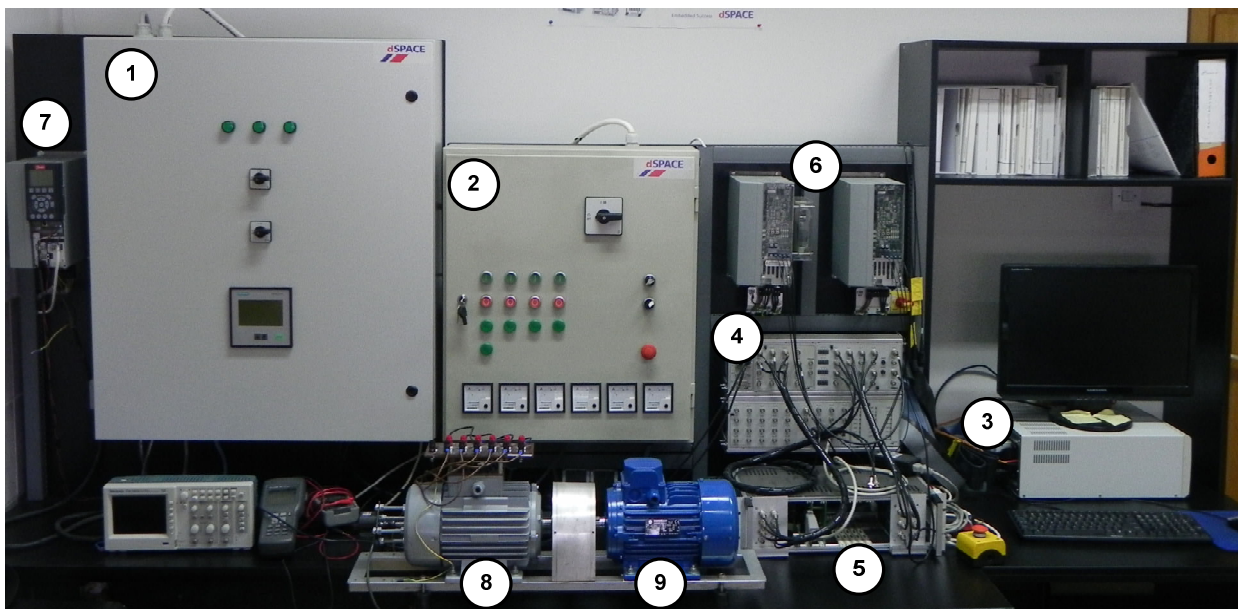
DS2201 poseduje dve jedinice za D/A konverziju sa 4 izlazna kanala za svaku jedinicu (ukupno 8). Rezolucija D/A jedinica za konverziju je 12-bitna, izlazni nivo je  $+10\text{ V}$  i moguća su dva načina rada transparentni i sa zadržavanjem (eng. *transparent i latched*). Za transparentni mod vrednost koja je konvertovana odmah se prosleđuje na izlaz, dok kod moda sa zadržavanjem vrednost konverzije se prosleđuje na izlaz tek po dobijanju komande za ispis. Ovo omogućava simultani ispis vrednosti na više kanala.

Kartica DS2201 pruža mogućnost korištenja različitih prekida koji su generisani bilo sa uređaja na kartici, bilo sa spoljašnjih uređaja povezanih na DS2201. Dostupni su sledeći prekidi:

- kraj A/D konverzije – pruža informaciju o statusu A/D konverzije za svaku od pet A/D jedinica. Ovaj prekid se generiše kada je A/D jedinica završila konverziju,
- slejv DSP spreman – označava da je slejv DSP jedinica spremna da primi nove naredbe od DS2201 kartice (nova naredba se ne može izvršavati dok se ne završi izvršavanje prethodne naredbe),
- korisnički prekidi – pružaju mogućnost aktivacije prekida spoljnim uređajem, prema potrebama korisnika.

### 6.1.5 Izgled realizovanog prototipa

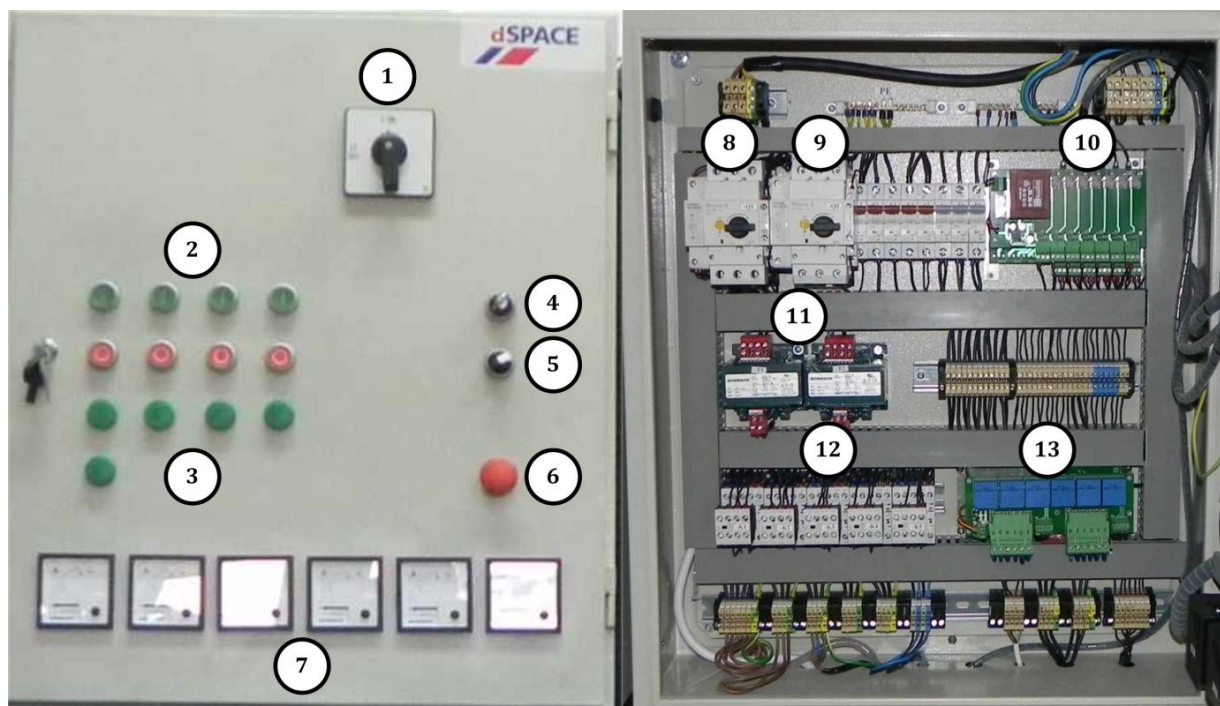
Na slici 6.13 prikazan je izgled realizovanog laboratorijskog prototipa. Objašnjenje numerisanih delova prototipa se može pronaći u opisu slike. Detaljne trolejne i jednopolne šeme povezivanja sklopne, merne i zaštitne opreme prikazane su u prilogu.



**Slika 6.13 Izgled realizovanog eksperimentalnog sistema 1 – Razvodni ormar Eo1, 2 – Razvodni ormar Eo2, 3 – dSPACE sistem, 4 – konektor panel, 5 – rek ormar za smeštaj prilagodnih kartica merenja i upravljanja, 6 – Šestofazni inverter (2xDanfoss FC300 pretvarač sa ugrađenom IPC2 karticom), 7 - pretvarač Danfoss FC302 povezan sa opteretnom mašinom, 8 – šestofazna asimetrična asinhrona kavezna mašina (pogonska), 9 – trofazna asinhrona kavezna mašina (opteretna)**

Sa slici 6.14 prikazan je spoljašnji i unutrašnji izgled ormara Eo2. Oprema koja se nalazi u ovom ormaru predstavlja bazu prototipa kojom se realizuje višefunkcionalnost laboratorijske postavke. Ostali segmenti koji su vidljivi na slici 6.13 za obrađivanu tematiku nisu od interesa, te iz tog razloga ovde i neće biti dodatno objašnjeni. Detaljni opisi ove opreme mogu se pronaći u radu [90].

Napajanje ormara Eo2 obezbeđeno je sistemom ulaz – izlaz iz ormara Eo1 napojnim vodom PP/F-Y 5x6mm<sup>2</sup>. Isključenje ormara Eo2 sa mreže obezbeđeno je teretnom trolejnom sklopkom QG, pod oznakom 1 na slici 6.14, nazivne struje 25 A. Obezbeđenje opreme i mogućnost daljinskog isključenja ostvareno je postavljanjem zaštitnog prekidača Q1, pod oznakom 8 na slici 6.14, opsega podešavanja struje 24 A do 32 A. U cilju daljeg proširenja funkcionalnosti ormara, u ormar je postavljen i rezervni prekidač Q2, pod oznakom 9 na slici 6.14, koji je identičan prekidaču Q1.



**Slika 6.14 Spoljašnji i unutrašnji izgled ormara Eo2 1 – rastavna sklopka, 2 – tasteri za izbor ispitne postavke, 3 – signalizacija stanja ispitne postavke, 4 – preklopka uključivanja kontrolnog napona, 5 – selektor lokalno/daljinski, 6 – total stop, 7 – ampermetri, 8 – zaštitni prekidač, 9 – zaštitni prekidač – proširenje, 10 – kartica daljinske kontrole i nadzora, 11 – odvojni transformatori, 12 – kontaktori, 13 – strujna merna kartica**

Izlaz oba pretvarača je preko strujne merne kartice (13 na slici 6.14, detaljan opis u poglavlju 6.1.2) vezan na ulazne stezaljke dva kontaktora i to pretvarač FP1 na ulaze kontaktora K1 i K3, a pretvarač FP2 na ulaze kontaktora K2 i K4. U zavisnosti od vrste eksperimenta koji se izvodi na realizovanom sistemu potrebno je aktivirati određeni kontaktor ili grupu kontaktora, pod oznakom 12 na slici 6.14. Pojedine kombinacije istovremenog uklopa kontaktora nisu dozvoljene. Istovremeno, uslovljavanje uklopa kontaktora vezano je i za stanje (isključen/uključen) zaštitnog prekidača Q1. Postavljanje kontaktora u odgovarajuće stanje omogućeno je u lokalnom i daljinskom režimu. Izbor režima ostvaruje se preklopnim tasterom (oznaka 5 na slici 6.14) koji je postavljen na vratima ormara Eo2. U lokalnom režimu postavljanje kontaktora u ispitnu vezu se ostvaruje tasterima postavljenim na vrata ormara Eo2 (oznaka 2 na slici 6.14), dok se u daljinskom režimu kontrola uključivanja kontaktora sprovodi iz dSPACE razvojnog sistema preko kartice daljinske kontrole i nadzora (detaljan opis u poglavlju 6.1.3), pod oznakom 10 na slici 6.14.

## 6.2 Rezultati sprovedenih eksperimenata

### 6.2.1 Određivanje parametara šestofazne asimetrične asinhronne mašine

Za optimalan rad vektorski upravljano pogona od vitalnog je značaja tačno poznavanje vrednosti rotorske vremenske konstante [76].

Postoji nekoliko metoda odrađivanja parametara mašine, različitih po principu i složenosti. U ovom radu će biti izvršeno određivanje vrednosti rasipne induktanse statorskog i rotorskog namota, određivanje vrednosti induktanse grane magnećenja kao i određivanje vrednosti otpornosti namotaja kroz sprovođenje ogled kratkog spoja i praznog hoda.

U nastavku će biti date napomene i istaknute specifičnosti za sprovođenje pomenutih ogleda u slučaju kada je ispitanik šestofazna asimetrična asinhronna mašina.

Podaci sa natpisne pločice ispitanika su prikazani u tabeli 6.1.

Tabela 6.1 Podaci sa natpisne pločice šestofazne asimetrične asinhronne mašine

Model	ZK 90 L-6 N
Nominalna snaga	1.1 [kW]
Napon fazni	220 [V]
Nominalna struja	1.75 [A]
Frekvencija	50 [Hz]
Nominalna brzina	930 [ob/min]
$\cos\Phi$	0.69

#### 6.2.1.1 Merenje otpora namotaja

Merenje otpora statorskih namotaja izvršeno je pomoću klasične U-I metode u naponskom spoju. Merene su vrednosti otpora namotaja u hladnom stanju i neposredno nakon završetka merenja u toplom stanju. Zbog kratkog trajanja eksperimenta, merenjima nije primećena razlika u otpornostima namotaja pre i nakon završenog eksperimenta.

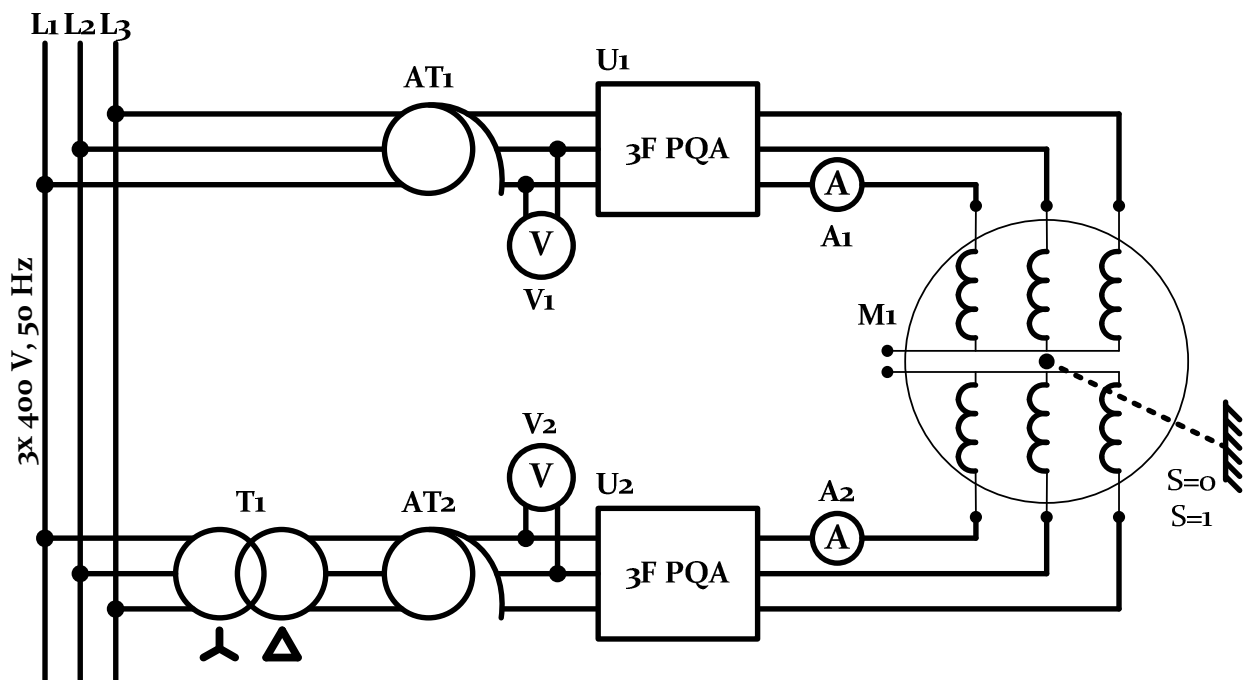
#### 6.2.1.2 Ispitna šema veze za ogled kratkog spoja i praznog hoda

Na slici 6.15 prikazana je šema povezivanja ispitanika i korišćene aparature.

Mašina se napaja iz trofazne mreže 400 V, 50 Hz preko sprešne grupe koju čine autotransformatori i energetski transformator fiksnog prenosnog odnosa. Energetskim transformatorom T<sub>1</sub> (400/400 V, sprega Yd<sub>1</sub>) postiže se fazni pomeraj od 30° napona

napajanja faza X, Y i Z. Autotransformatorima AT<sub>1</sub> i AT<sub>2</sub> vrši se varijacija efektivne vrednosti napona napajanja mašine.

Očitavanje osnovnih merenih parametara u izvedena dva oglada ostvareno je upotrebom dva trofazna analizatora kvaliteta električne energije U<sub>1</sub> i U<sub>2</sub>. Upotrebljena su dva identična instrumenta tip C.A 8332B proizvođača Chauvin Arnoux.



Slika 6.15 Šema povezivanja mašine i opreme – s=0 ogled praznog hoda, s=1 ogled kratkog spoja

Ovim instrumentima su merene vrednosti napona, struja, faktora snage, aktivne, reaktivne i prividne snage. Ampermetri A<sub>1</sub> i A<sub>2</sub> i voltmetri V<sub>1</sub> i V<sub>2</sub> su tokom eksperimenta korišćeni za kontrolu merenih rezultata korišćenih uređaja.

Korišćeni uređaji imaju mogućnost podešavanja intervala nad kojim se vrši usrednjavanje rezultata merenja. Uređaj kontinualno beleži rezultate merenja u internoj memoriji, a vrednosti koje nudi za prikazivanje i kasniju obradu usrednjava na periodu koji se može birati. U ovom eksperimentu je izabran najmanji mogući period usrednjavanja od 1 s.

Eksperiment je izveden tako da je udešavanje promenljivih čija se promena pratila vršeno preko autotransformatora. Kada bi se želena vrednost podesila na oba seta namotaja pravila bi se zadržka od 10-ak sekundi. Na ovaj način bi se formirala svaka tačka merenja opisana sa 10-tak merenih vrednosti. Korišćeni instrumenti omogućavaju *off-line* analizu rezultata merenja pa je izabrani vremenski interval dovoljan da se u tabelarnom prikazu rezultata merena tačka lako detektuje (prilikom udešavanja autotransformatora

merene vrednosti variraju, dok su u mernim tačkama ove vrednosti konstantne ili imaju male varijacije). Zbog ovakvog načina rada eksperiment se izvršavao u relativno kratkom vremenu (oko 200 s za ogled sa 11 tačaka merenja). Kontrola rezultata poređenjem pokazivanja ampermetara i voltmetara i vrednosti merenja analizatora kvaliteta je vršena u intervalima kada se podesi tačka merenja. Nisu primećena odstupanja u pokazivanju. Kako bi se povećala osetljivost korišćenih mernih sonti analizatora (izvedba slična kleštima eng. *current clamps*), fazni provodnici su više puta obmotani oko strujnih sondi.

### 6.2.1.3 Ogled kratkog spoja

Ogledom kratkog spoja se određuju otpornost rotora  $R_r$  i parametri rasipnih induktivnosti statora  $L_{ls}$  i rotora  $L_{lr}$ .

Preko izračune impedanse u kratkom spoju

$$Z_{ks} = \frac{U_{ks}}{I_{ks}} \dots\dots\dots (6.1)$$

i izračunate ukupne aktivne otpornosti kratkog spoja

$$R_{ks} = \frac{P_{ks}}{3I_{ks}^2} \dots\dots\dots (6.2)$$

izračunava se ukupna reaktansa kratkog spoja

$$X_{ks} = \sqrt{Z_{ks}^2 - R_{ks}^2} \dots\dots\dots (6.3)$$

Vrednost rotorske otpornosti svedena na stator dobija se iz prethodno izračunatih podataka

$$R_r = R_{ks} - R_s \dots\dots\dots (6.4)$$

gde je  $R_s$  vrednost aktivne otpornosti statorske otpornosti.

Vrednost rasipne induktivnosti statora i rotora (pod pretpostavkom da su jednake), se računa kao

$$L_{ls} = L_{lr} = \frac{1}{2} \frac{X_{ks}}{2\pi f_s} \dots\dots\dots (6.5)$$

Rezultati izvršenog ogleda kratkog spoja prikazani su u tabeli 6.2.



Tabela 6.2 Rezultati ogleda kratkog spoja

Merenje broj	Ia A	Ib A	Ic A	Ua V	Ub V	Uc V	Pabc W
1	0.280	0.300	0.315	10.487	10.397	10.297	6.564
2	0.575	0.584	0.598	20.400	20.200	20.187	25.185
3	0.868	0.859	0.858	31.167	30.233	30.400	55.596
4	1.157	1.127	1.184	40.373	39.873	40.936	99.147
5	1.441	1.428	1.464	50.160	49.610	50.520	155.394
6	1.695	1.697	1.700	59.339	58.906	59.172	215.339

a) izmerene vrednosti a,b,c

Merenje broj	Ix A	Iy A	Iz A	Ux V	Uy V	Uz V	Pxyz W
1	0.315	0.338	0.300	10.900	10.196	10.150	6.938
2	0.598	0.618	0.591	20.560	20.000	20.027	25.463
3	0.964	0.956	0.939	31.794	30.735	30.994	63.668
4	1.204	1.224	1.219	40.964	40.236	40.686	104.506
5	1.480	1.472	1.467	50.300	49.120	49.813	155.034
6	1.756	1.745	1.736	59.675	58.600	59.235	220.698

b) izmerene vrednosti x,y,z

Merenje Broj	Iksabc A	Uksabc V	Rs $\Omega$	Rks $\Omega$	Zks $\Omega$	Xks $\Omega$
1	0.298	10.393	12.700	24.587	34.84	24.68
2	0.586	20.262	12.700	24.465	34.59	24.45
3	0.862	30.600	12.700	24.964	35.52	25.26
4	1.156	40.394	12.700	24.737	34.95	24.69
5	1.444	50.097	12.700	24.839	34.69	24.22
6	1.697	59.139	12.700	24.919	34.84	24.36

c) proračunate vrednosti namotaji a,b,c

Merenje Broj	Iksxyz A	Uksxyz V	Rs $\Omega$	Rks $\Omega$	Zks $\Omega$	Xks $\Omega$
1	0.318	10.415	12.817	22.904	32.78	23.45
2	0.602	20.196	12.817	23.405	33.54	24.02
3	0.953	31.175	12.817	23.371	32.71	22.89
4	1.215	40.629	12.817	23.584	33.43	23.69
5	1.473	49.744	12.817	23.826	33.78	23.94
6	1.746	59.170	12.817	24.142	33.90	23.79

d) proračunate vrednosti namotaji x,y,z

Merenje Broj	Rr' (a,b,c) $\Omega$	Lxs = Lxr' (a,b,c) H	Rr' (x,y,z) $\Omega$	Lxs = Lxr' (x,y,z) H
1	11.89	0.0393	10.09	0.0373
2	11.77	0.0389	10.59	0.0382
3	12.26	0.0402	10.55	0.0364
4	12.04	0.0393	10.77	0.0377
5	12.14	0.0385	11.01	0.0381
6	12.22	0.0388	11.33	0.0379
sr. vrednost	12.058	0.0392	10.722	0.0376

e) konačne vrednosti namotaji a,b,c,x,y,z

### 6.2.1.4 Ogljed praznog hoda

Osnovni rezultat ogljeda praznog hoda je kriva induktivnosti magnećenja iz koje se očitava induktivnost magnećenja što ujedno predstavlja nominalnu  $d$  struju [76].

Induktivnost magnećenja računa se iz reaktanse magnećenja kao

$$L_m = \frac{X_m}{2\pi f_s} \dots\dots\dots (6.6)$$

dok se reaktansa magnećenja dobija iz reaktivne energije predate induktivnosti magnećenja koja je razlika reaktivne snage praznog hoda i reaktivne snage potrošene na rasipnoj induktivnosti

$$Q_m = Q_0 - Q_{ls} = 3I_0 U_0 \sin \varphi - 3\omega_s L_{ls} I_0^2 \dots\dots\dots (6.7)$$

Konačno, poznavanjem vrednosti reaktivne snage utrošene na reaktansi magnećenja, reaktansa magnećenja se dobija iz izraza

$$X_m = \frac{3E_0^2}{Q_m} \dots\dots\dots (6.8)$$

gde se indukovana EMS računa preko izraza

$$E_0 = \sqrt{(U_0 \cos \varphi_0 - R_s I_0)^2 + (U_0 \sin \varphi_0 - X_{ls} I_0)^2} \dots\dots\dots (6.9)$$

Nominalna struja magnećenja se bira tako da se pozicionira na kolenu krive  $L_m=f(I_0)$  što se na istom diagramu manifestuje početkom pada krive [76].

**Tabela 6.3 Rezultati ogljeda praznog hoda**

Merenje broj	Ia A	Ib A	Ic A	Ua V	Ub V	Uc V	Pabc W
1	0.109	0.102	0.128	20.708	20.204	20.368	4.203
2	0.187	0.185	0.190	41.100	40.506	40.503	7.277
3	0.263	0.252	0.268	61.488	60.890	60.912	6.071
4	0.343	0.316	0.373	80.186	80.000	80.341	9.695
5	0.443	0.426	0.480	100.341	100.176	100.315	19.211
6	0.533	0.513	0.572	120.074	120.097	120.128	19.604
7	0.627	0.638	0.666	139.930	139.787	139.353	25.412
8	0.734	0.740	0.791	159.973	160.163	159.822	44.109
9	0.862	0.866	0.904	179.780	179.567	179.261	30.272
10	1.005	1.035	1.059	200.002	199.793	199.141	54.717
11	1.235	1.280	1.309	220.328	220.264	219.516	66.722

a) izmerene vrednosti a,b,c

Tabela 6.3 Rezultati ogleđa praznog hoda - Nastavak

Merenje broj	I <sub>x</sub> A	I <sub>y</sub> A	I <sub>z</sub> A	U <sub>x</sub> V	U <sub>y</sub> V	U <sub>z</sub> V	P <sub>xyz</sub> W
1	0.130	0.143	0.124	21.032	20.235	20.239	4.571
2	0.207	0.207	0.203	40.897	40.033	40.392	4.628
3	0.319	0.331	0.310	62.116	61.187	61.292	11.320
4	0.413	0.441	0.414	81.222	80.054	80.204	14.608
5	0.514	0.550	0.509	100.968	99.729	99.698	15.683
6	0.633	0.678	0.644	121.106	120.155	120.018	26.612
7	0.775	0.801	0.758	140.849	139.690	139.698	35.737
8	0.912	0.949	0.913	160.630	159.543	159.513	36.787
9	1.095	1.113	1.082	181.643	180.391	180.380	76.411
10	1.309	1.315	1.289	201.366	200.063	200.047	89.353
11	1.612	1.603	1.608	221.919	220.719	220.710	132.570

b) izmerene vrednosti x,y,z

Merenje Broj	I <sub>oabc</sub> A	U <sub>oabc</sub> V	R <sub>s</sub> Ω	cosφ <sub>abc</sub>	sinφ <sub>abc</sub>	Q <sub>abc</sub> Var	Q <sub>xsabc</sub> Var	EMS <sub>abc</sub> V
1	0.113	20.427	12.700	0.607	0.795	5.50	0.47	18.45
2	0.187	40.703	12.700	0.318	0.948	21.67	1.29	37.79
3	0.261	61.097	12.700	0.127	0.992	47.42	2.51	57.56
4	0.344	80.176	12.700	0.117	0.993	82.13	4.36	75.56
5	0.450	100.277	12.700	0.142	0.990	133.89	7.46	94.12
6	0.539	120.100	12.700	0.101	0.995	193.19	10.72	112.98
7	0.643	139.690	12.700	0.094	0.996	268.44	15.28	131.25
8	0.755	159.986	12.700	0.122	0.993	359.72	21.05	149.83
9	0.877	179.536	12.700	0.064	0.998	471.43	28.40	168.38
10	1.033	199.646	12.700	0.088	0.996	616.30	39.39	186.21
11	1.275	220.036	12.700	0.079	0.997	838.81	59.98	203.66

c) proračunate vrednosti namotaji a,b,c

Merenje Broj	I <sub>oxyz</sub> A	U <sub>oxyz</sub> V	R <sub>s</sub> Ω	cosφ <sub>xyz</sub>	sinφ <sub>xyz</sub>	Q <sub>xyz</sub> Var	Q <sub>xsxyz</sub> Var	EMS <sub>xyz</sub> V
1	0.133	20.502	12.817	0.560	0.829	6.76	0.62	18.26
2	0.206	40.441	12.817	0.186	0.983	24.51	1.50	37.63
3	0.320	61.532	12.817	0.192	0.981	57.97	3.63	57.13
4	0.423	80.493	12.817	0.143	0.990	100.97	6.33	74.92
5	0.524	100.132	12.817	0.100	0.995	156.73	9.75	93.50
6	0.652	120.426	12.817	0.113	0.994	234.01	15.06	112.08
7	0.778	140.079	12.817	0.109	0.994	324.93	21.45	130.16
8	0.924	159.896	12.817	0.083	0.997	441.91	30.29	148.43
9	1.097	180.805	12.817	0.128	0.992	590.02	42.65	166.60
10	1.305	200.492	12.817	0.114	0.993	779.58	60.33	183.87
11	1.608	221.116	12.817	0.124	0.992	1058.46	91.66	200.52

d) proračunate vrednosti namotaji x,y,z

Tabela 6.3 Rezultati ogleđa praznog hoda - Nastavak

Merenje Broj	Lm H	Im=Id A	Rm $\Omega$	Lm H	Im=Id A	Rm $\Omega$
1	0.646	0.09	269.05	0.519	0.11	245.70
2	0.669	0.18	634.17	0.587	0.20	986.29
3	0.705	0.26	1738.07	0.574	0.32	931.66
4	0.701	0.34	1874.60	0.566	0.42	1238.48
5	0.669	0.45	1473.80	0.568	0.52	1790.85
6	0.668	0.54	2076.41	0.548	0.65	1521.52
7	0.650	0.64	2164.39	0.533	0.78	1530.54
8	0.633	0.75	1630.36	0.511	0.92	1935.44
9	0.611	0.88	2995.82	0.484	1.10	1182.64
10	0.574	1.03	2038.25	0.449	1.30	1237.74
11	0.509	1.27	2014.90	0.397	1.61	1003.35
usvojeno nom.	0.669	0.45	1473.80	0.566	0.42	1238.48

e) konačne vrednosti namotaji a,b,c,x,y,z

### 6.2.1.5 Proračunati parametri šestofazne asimetrične asinhronne mašine

U tabeli 6.4 su dati relevantni parametri šestofazne asimetrične asinhronne mašine koja je korišćena u ovom radu.

Tabela 6.4 Parametri mašine dobijeni ogleđom kratkog spoja i praznog hoda

Rs	12.759 $\Omega$
Lm	617.162 mH
Rr'	11.387 $\Omega$
Llr'	38.389 mH
Lls	38.389 mH
Tr	57.569 ms

### 6.2.2 Eksperimentalna verifikacija modulacionih tehnika upravljanja

Svi algoritmi modulacionih tehnika realizovani su korišćenjem *Matlab/Simulink* alata uz upotrebu elemenata biblioteke *dSPACE Real Time Interface (RTI)*, kao sprege sa *dSPACE* sistemom. Pokretanje i prekidanje eksperimenta, manipulacija tokom eksperimenta, promena eksperimentalnih varijabli, kao i komforan prikaz željenih rezultata korišćenjem virtuelne instrumentacije ostvaren je korišćenjem *dSPACE ControlDesk* okruženja.

#### 6.2.2.1 Sinusna PWM tehnika

Eksperimentalna provera modulacionih tehnika započeta je proverom sinusne PWM tehnike (SPWM). Tehnika je realizovana korišćenjem šest *Simulink* blokova kojima je generisano šest referentnih sinusoida. Amplitude i frekvencija sinusnih referenci su simultano menjane za svih šest signala. Izlazi iz blokova referentnih signala podeljeni su

u dve grupe po tri signala. Prva grupa signala dovedena je na ulaz prvog bloka RTI biblioteke DS5101 kartice (blok „DS5101PWM3\_Bx\_BLy“) kojima se generišu PWM signali za upravljanje invertorom za napajanje A, B i C faza mašine. Druga grupa signala formirana je na identičan način i ovom grupom se upravlja invertorom koji napaja X, Y i Z faze mašine. Primenjen je U/f princip upravljanja. Veza između stvarnog sistema i softvera za prezentaciju rezultata ostvarena je upotrebom bloka „DS2004ADC\_BLx“ RTI biblioteke kartice DS2004. Fazne struje motora su pre prezentacije skalirane prenosnim odnosom koji uključuje prenosne odnose upotrebljenih strujnih sonde i konverziju struja/napon.

Model je organizovan tako da je njegovo izvršenje taktovano PWM signalom na način da se po isteku jednog PWM ciklusa generisanjem unutrašnje prekidne rutine pokreće ponovno izvršenje modela. Podešena je 8 kHz frekvencija PWM-a.

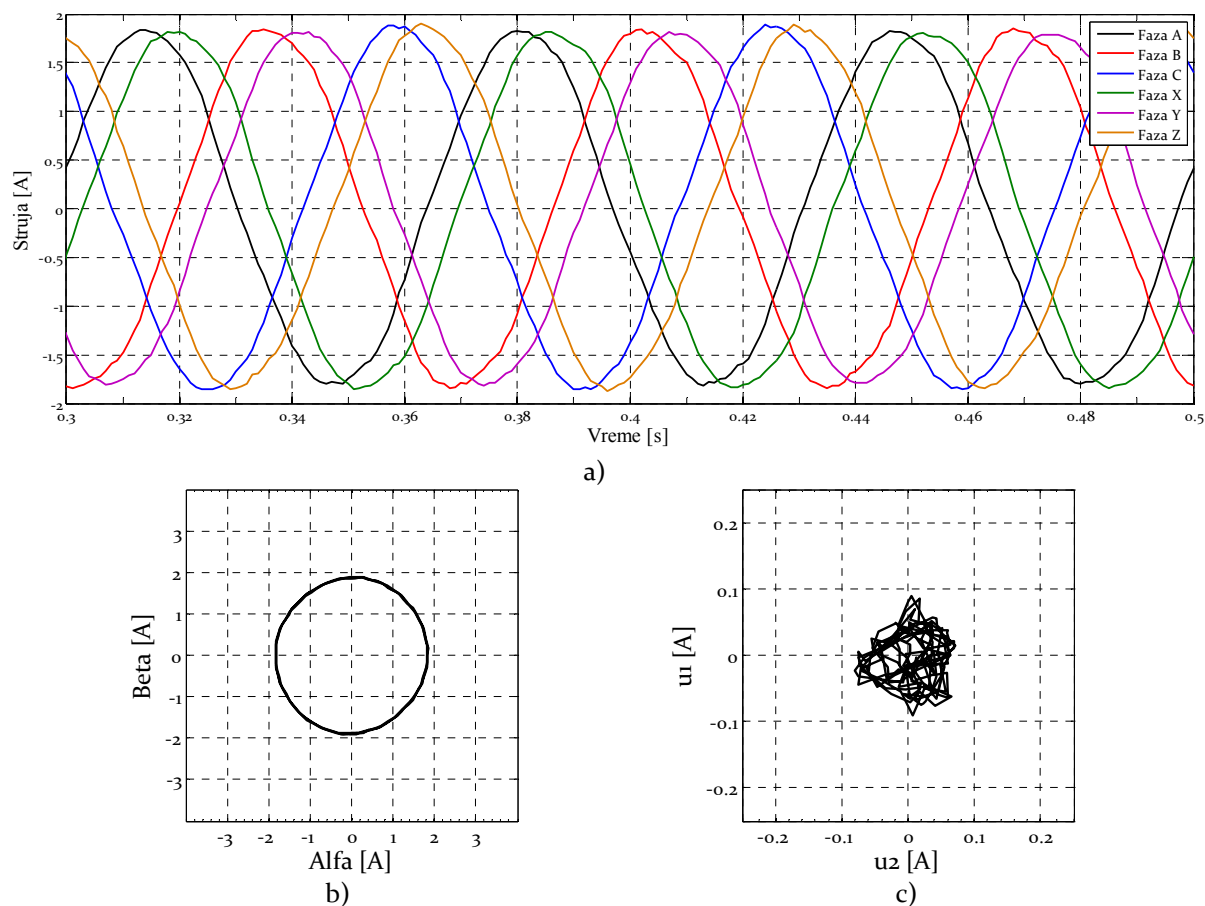
Eksperiment je sproveden za tri različite vrednosti indeksa modulacije odnosno frekvencije. Sva tri urađena eksperimenta odnose se na linearni režim rada. Nelinearni režim rada nije testiran. U prvom eksperimentu zadat je referentni signal indeksa modulacije 0,3 što odgovara frekvenciji signala od 15 Hz. Pošto je primenjen princip skalarnog upravljanja očekivana je efektivna vrednost faznog napona od 66 V ( $220V \cdot m$ ). Preostala dva eksperimenta su izvedena na identičan način s tim što je indeks modulacije povećan na 0,5 i 1.

Na slikama 6.16 do 6.21 prikazani su rezultati sprovedenih eksperimenata prikupljeni korišćenjem dSPACE virtuelne instrumentacije ( a) fazne struje, b) hodograf  $\alpha$ - $\beta$  komponenti struje, c) hodograf  $\mu_1$ - $\mu_2$  komponenti struje) i analizatora kvaliteta ( a) talasni oblik faznog napona faze A, b) spektar faznog napona faze A, c) talasni oblik struje faze A, d) spektar struje faze A).

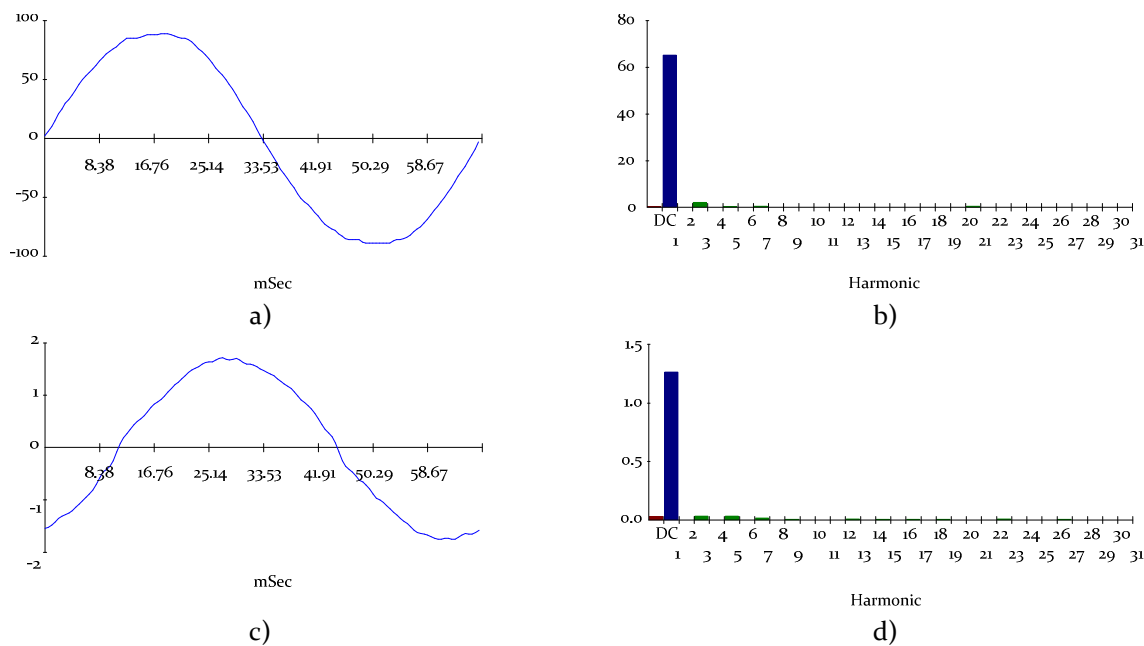
Osnovni parametri napona i struje su mereni prenosnim monofaznim analizatorom kvaliteta električne energije Fluke 41B koji ima opseg merenja veličina počevši od signala frekvencije 5 Hz. Za sva tri zadata indeksa modulacije rezultati izvršenih merenja su prikazani u tabeli 6.5.

**Tabela 6.5 Rezultati merenja sprovedenih pri eksperimentalnoj proveru SPWM tehnike**

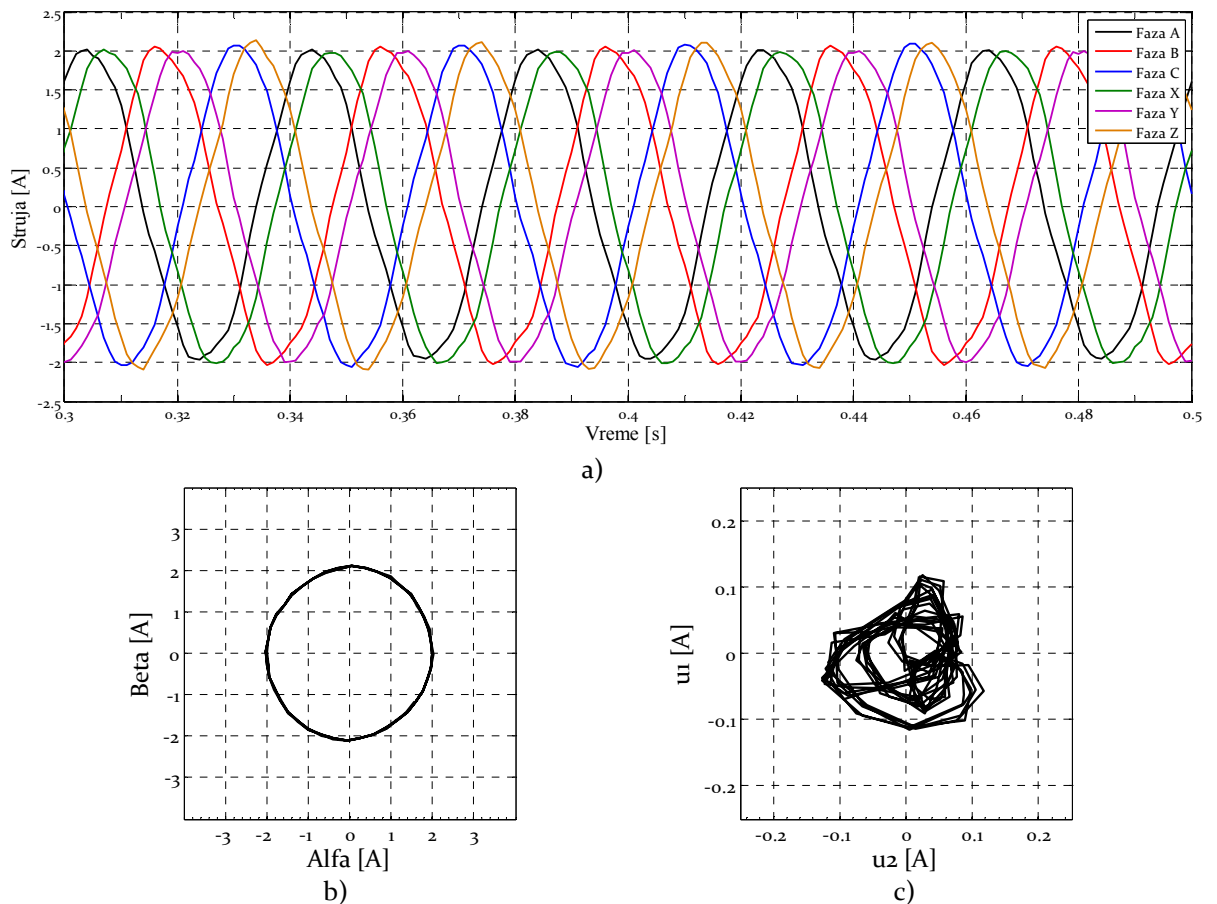
	Eksperiment 1 $m=0,3$	Eksperiment 2 $m=0,5$	Eksperiment 3 $m=1$
Fazni napon [V]	65,31	111,25	202,4
THDU [%]	3,5	3,86	3,91
Fazna struja [A]	1,27	1,4	1,49
THDI [%]	4,41	5,12	11,07
Frekvencija [Hz]	14,91	24,91	44,89



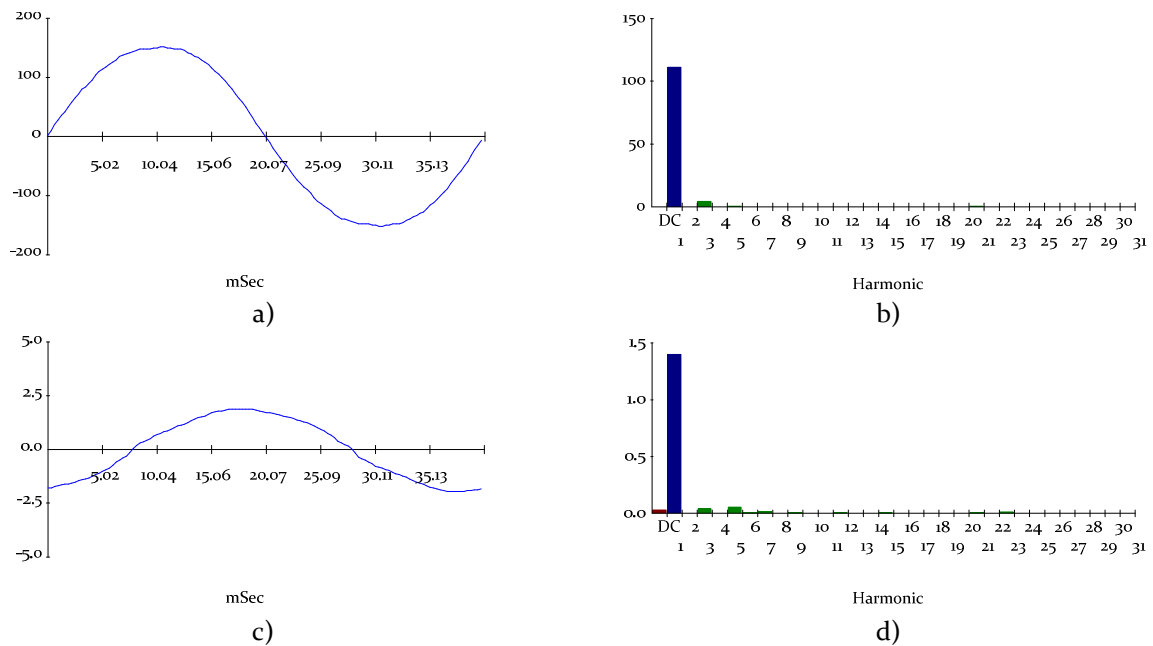
Slika 6.16 Ekperimentalni rezultati SPWM tehnike  $m=0,3$  prikupljeni dSPACE sistemom: a) talasni oblik faznih struja, b)  $\alpha$ - $\beta$  hodograf faznih struja, c)  $\mu_1$ - $\mu_2$  hodograf faznih struja



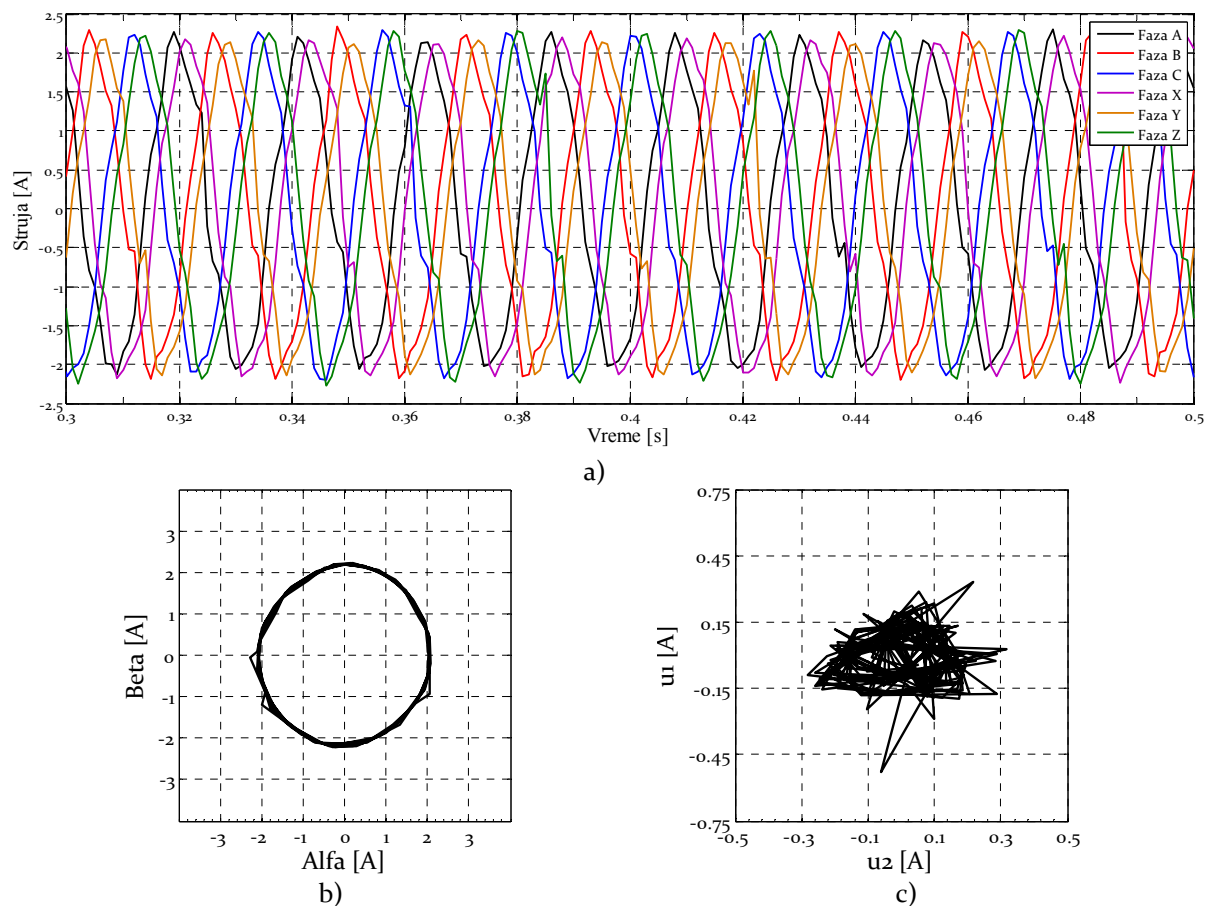
Slika 6.17 Ekperimentalni rezultati SPWM tehnike  $m=0,3$  prikupljeni ručnim analizatorom harmonika Fluke 41b: a) talasni oblik napona faze A, b) harmonijski sastav napona faze A, c) talasni oblik struje faze A, d) harmonijski sastav struje faze A



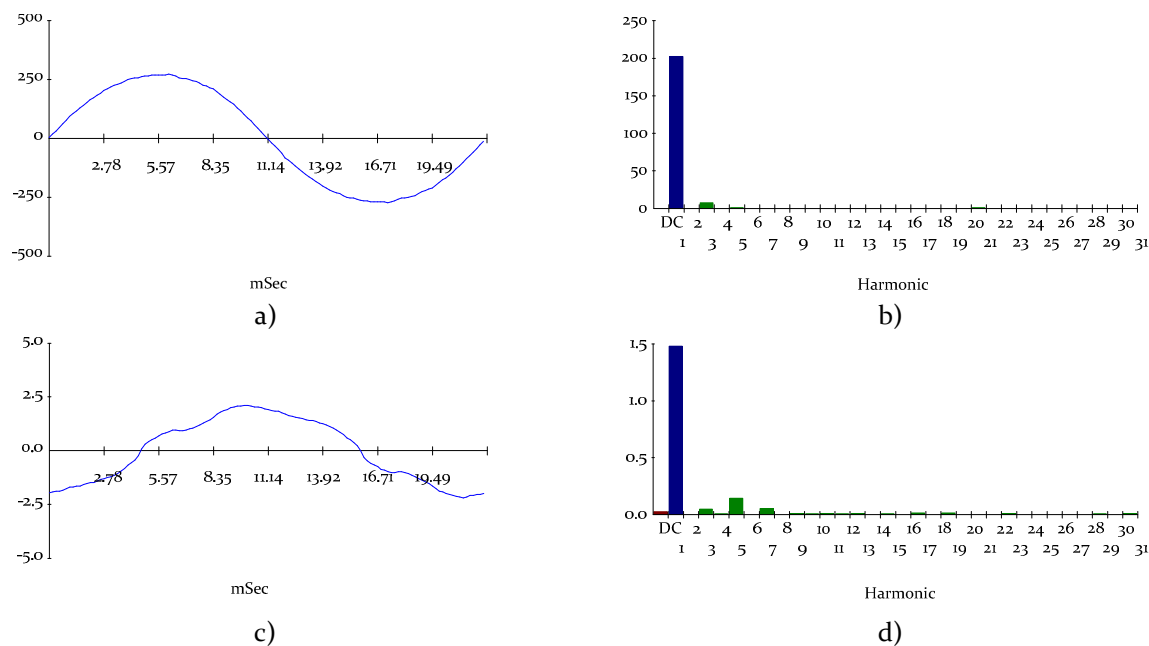
Slika 6.18 Ekperimentalni rezultati SPWM tehnike  $m=0,5$  prikupljeni dSPACE sistemom: a) talasni oblik faznih struja, b)  $\alpha$ - $\beta$  hodograf faznih struja, c)  $\mu_1$ - $\mu_2$  hodograf faznih struja



Slika 6.19 Ekperimentalni rezultati SPWM tehnike  $m=0,5$  prikupljeni ručnim analizatorom harmonika Fluke 41b: a) talasni oblik napona faze A, b) harmonijski sastav napona faze A, c) talasni oblik struje faze A, d) harmonijski sastav struje faze A



Slika 6.20 Ekperimentalni rezultati SPWM tehnike  $m=1$  prikupljeni dSPACE sistemom: a) talasni oblik faznih struja, b)  $\alpha$ - $\beta$  hodograf faznih struja, c)  $\mu_1$ - $\mu_2$  hodograf faznih struja



Slika 6.21 Ekperimentalni rezultati SPWM tehnike  $m=1$  prikupljeni ručnim analizatorom harmonika Fluke 41b: a) talasni oblik napona faze A, b) harmonijski sastav napona faze A, c) talasni oblik struje faze A, d) harmonijski sastav struje faze A



### 6.2.2.2 Sinusna ZSSPWM tehnika

Zbog suštinske sličnosti sa SPWM tehnikom, princip programske realizacije ZSSPWM tehnike je urađen na osnovama SPWM eksperimenta. Jedina razlika u realizaciji ove dve tehnike je način formiranja referentnih signala. Način formiranja referentnog signala u slučaju ZSSPWM tehnike opisan je u poglavlju 3.1.3.2.

I u slučaju ZSSPWM tehnike eksperiment je sproveden za tri vrednosti indeksa modulacije 0,3, 0,5 i 1,104. Najveća vrednost indeksa modulacije je namerno snižena u odnosu na vrednosti koja ograničava linearnu zonu rada jer ovakva vrednost obezbeđuje nazivno napajanje mašine 220 V, 50 Hz. Naime, pošto je naizmenična mreža nazivnog faznog napona 230 V potrebno je obezbediti snižavanje indeksa modulacije kako bi se na izlazu invertora dobio željeni napon. Istovremeno sa ovim, nagib  $U/f$  karakteristike je promenjen kako bi se ispunio uslov da se nazivnih 220 V dobija pri frekvenciji 50 Hz.

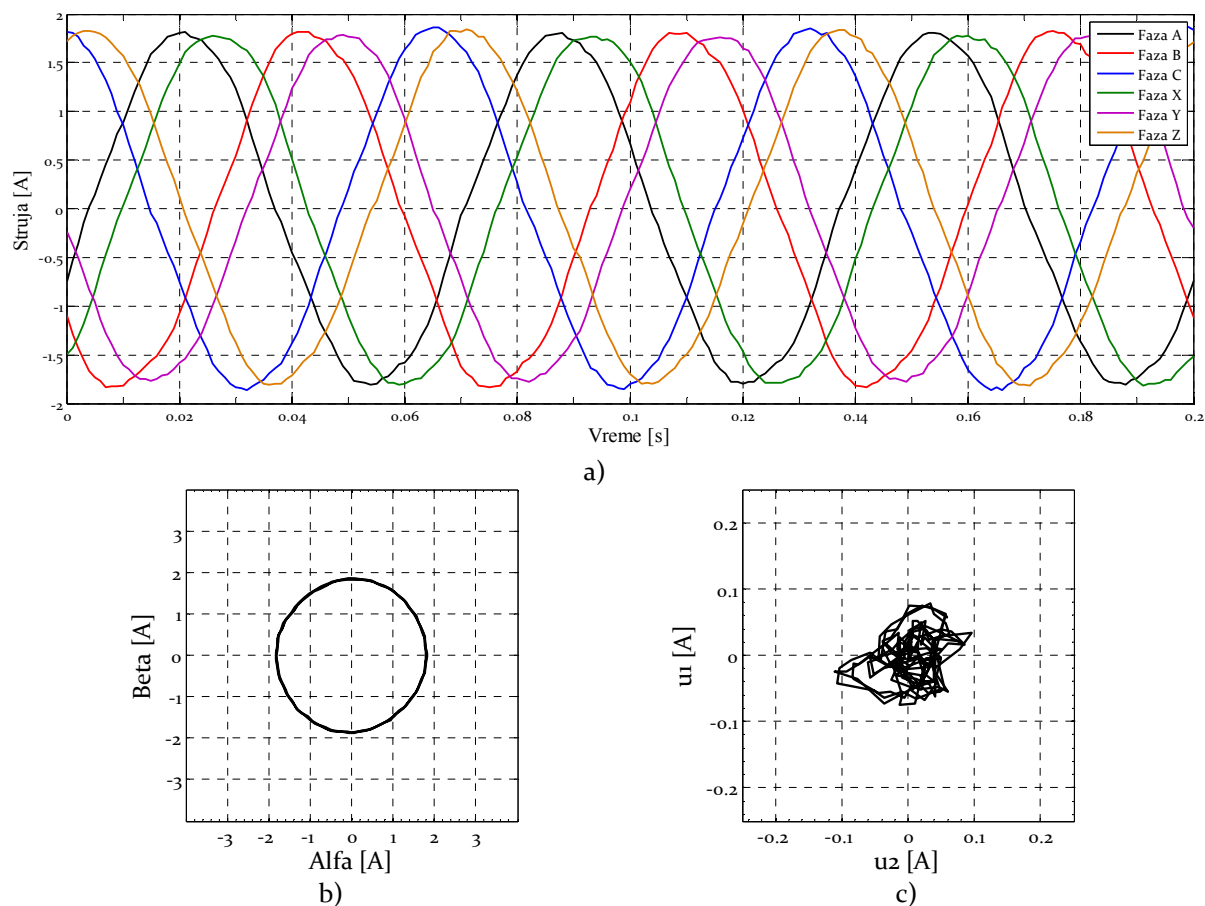
Za sva tri zadata indeksa modulacije rezultati izvršenih merenja su prikazani u tabeli 6.6.

**Tabela 6.6 Rezultati merenja sprovedenih pri eksperimentalnoj proveri ZSSPWM tehnike**

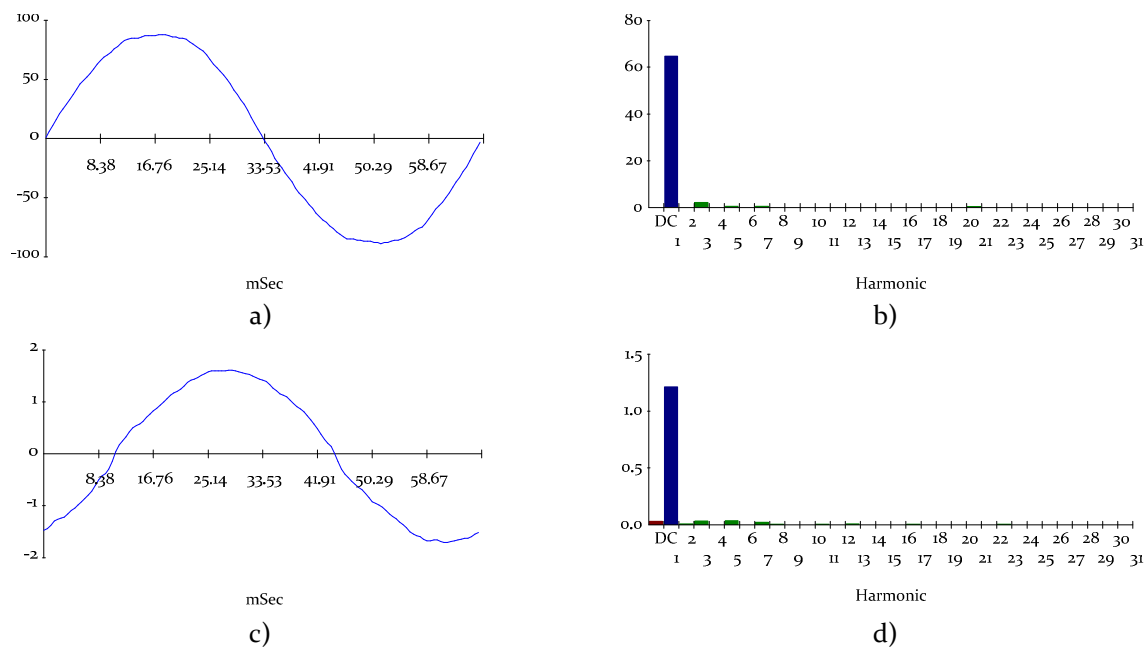
	Eksperiment 1 $m=0,3$	Eksperiment 2 $m=0,5$	Eksperiment 3 $m=1,104$
Fazni napon [V]	64,76	110,46	223,7
THDU [%]	3,52	3,77	3,89
Fazna struja [A]	1,21	1,36	1,47
THDI [%]	4,82	5,55	8,39
Frekvencija [Hz]	14,91	24,91	49,97

Iz rezultata prikazanih u prethodnoj tabeli zaključuje se da primena ZSSPWM tehnike kao osnovnu prednost u odnosu na SPWM donosi bolje iskorišćenje napona jednosmernog međukola. Može se primetiti da su izobličenja napona i struja koja se imaju primenom ZSSPWM neznatno niža u odnosu na izobličenja SPWM tehnike.

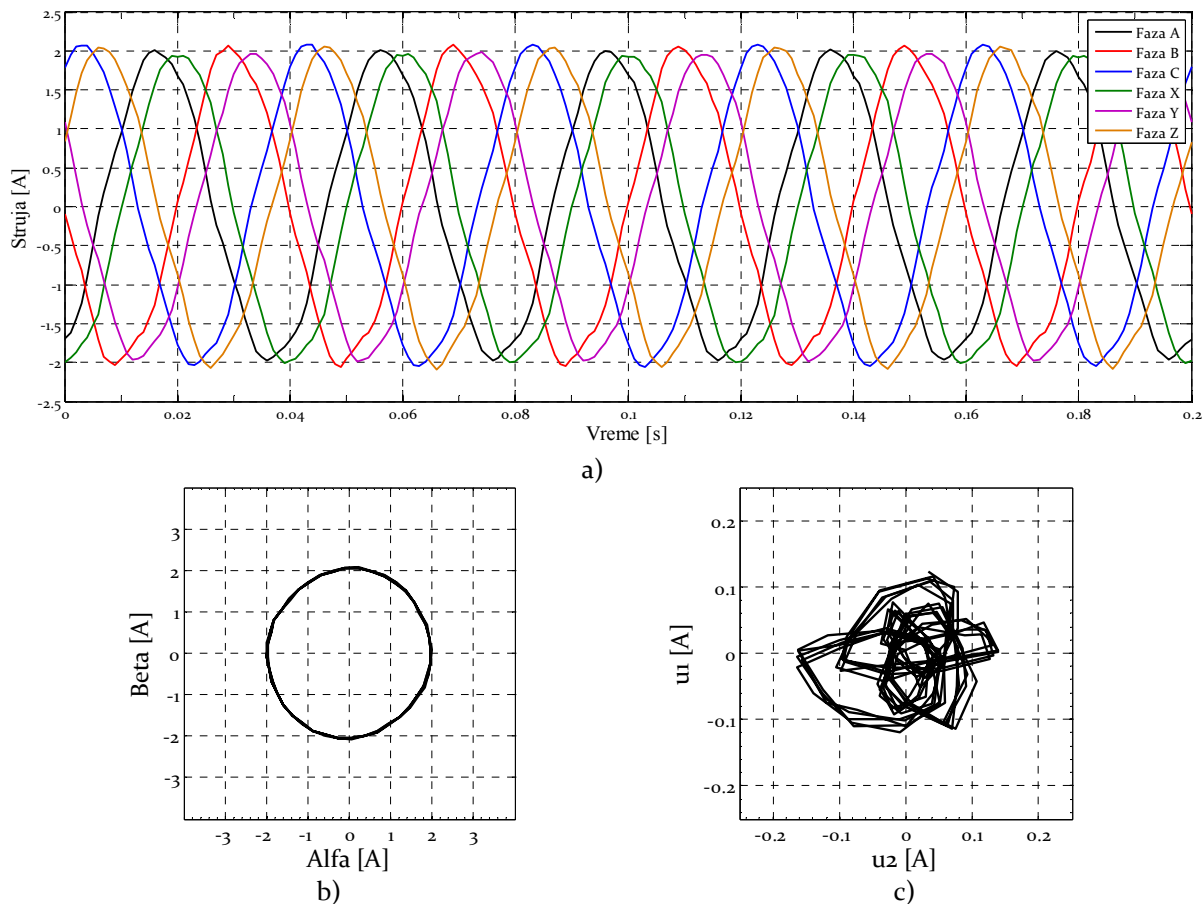
Na slikama 6.22 do 6.27 prikazani su rezultati sprovedenih eksperimenata prikupljeni korišćenjem dSPACE virtuelne instrumentacije ( a) fazne struje, b) hodograf  $\alpha$ - $\beta$  komponenti struje, c) hodograf  $\mu_1$ - $\mu_2$  komponenti struje) i pomenutog analizatora kvaliteta ( a) talasni oblik faznog napona faze A, b) spektar faznog napona faze A, c) talasni oblik struje faze A, d) spektar struje faze A).



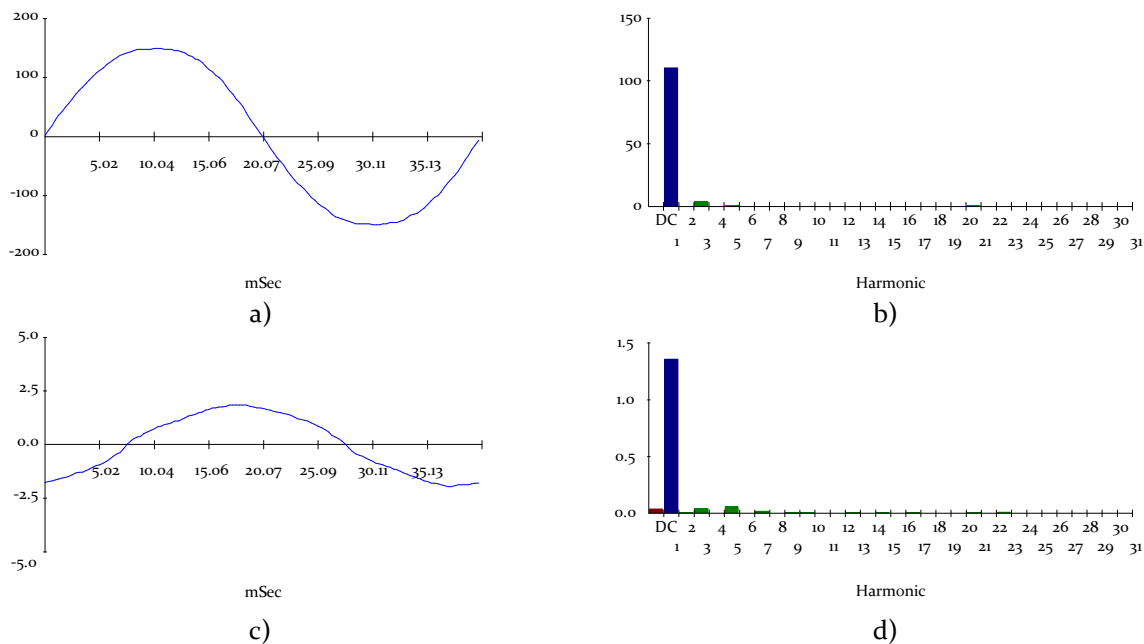
Slika 6.22 Ekperimentalni rezultati ZSSPWM tehnike  $m=0,3$  prikupljeni dSPACE sistemom: a) talasni oblik faznih struja, b)  $\alpha$ - $\beta$  hodograf faznih struja, c)  $\mu_1$ - $\mu_2$  hodograf faznih struja



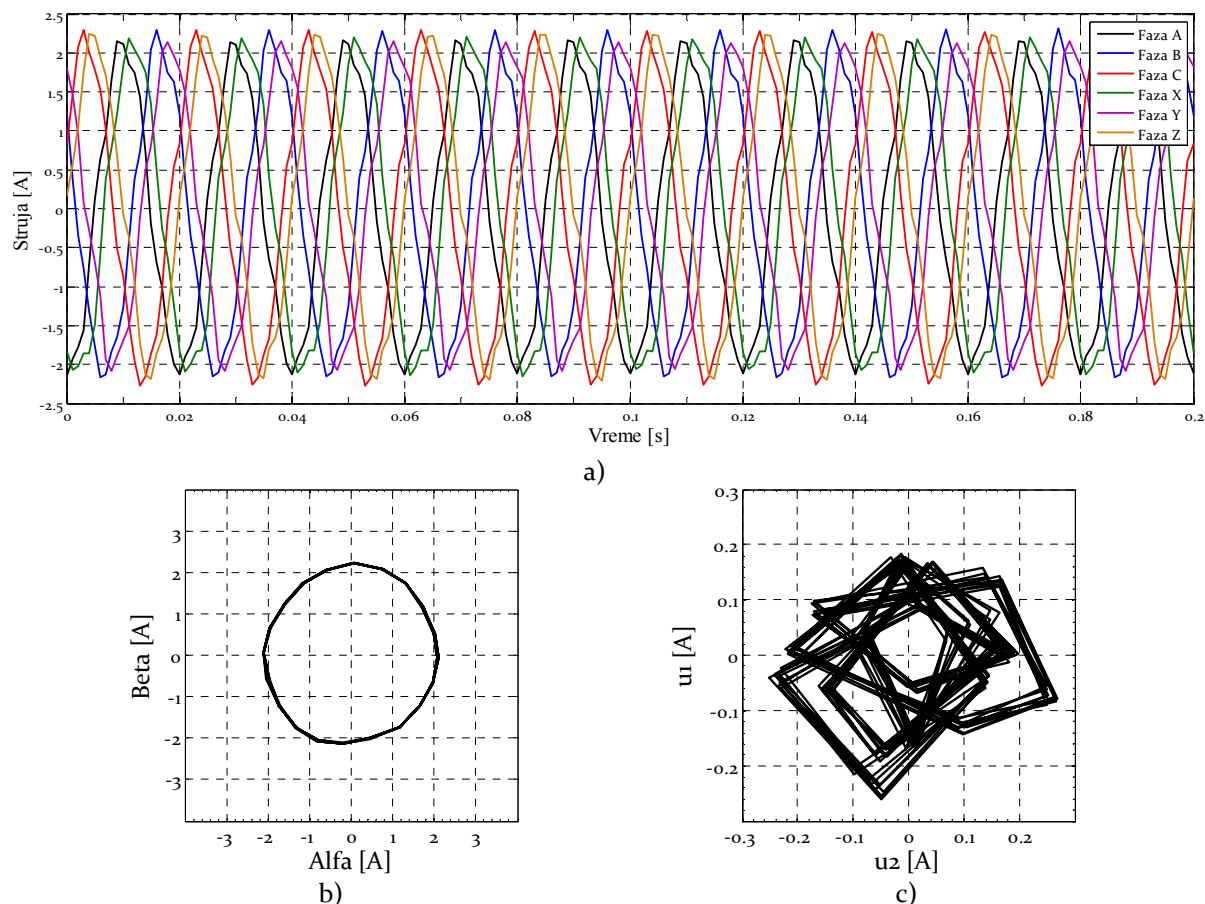
Slika 6.23 Ekperimentalni rezultati ZSSPWM tehnike  $m=0,3$  prikupljeni ručnim analizatorom harmonika Fluke 41b: a) talasni oblik napona faze A, b) harmonijski sastav napona faze A, c) talasni oblik struje faze A, d) harmonijski sastav struje faze A



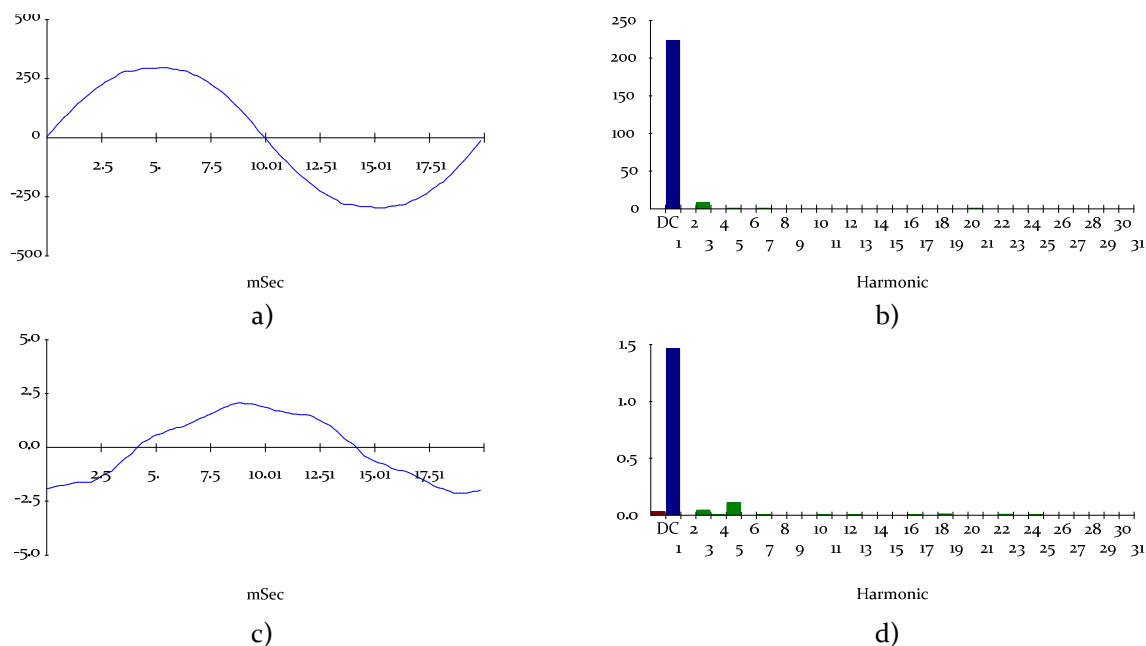
Slika 6.24 Ekperimentalni rezultati ZSSPWM tehnike  $m=0,5$  prikupljeni dSPACE sistemom: a) talasni oblik faznih struja, b)  $\alpha$ - $\beta$  hodograf faznih struja, c)  $\mu_1$ - $\mu_2$  hodograf faznih struja



Slika 6.25 Ekperimentalni rezultati ZSSPWM tehnike  $m=0,5$  prikupljeni ručnim analizatorom harmonika Fluke 41b: a) talasni oblik napona faze A, b) harmonijski sastav napona faze A, c) talasni oblik struje faze A, d) harmonijski sastav struje faze A



Slika 6.26 Ekperimentalni rezultati ZSSPWM tehnike  $m=1,104$  prikupljeni dSPACE sistemom: a) talasni oblik faznih struja, b)  $\alpha$ - $\beta$  hodograf faznih struja, c)  $\mu_1$ - $\mu_2$  hodograf faznih struja



Slika 6.27 Ekperimentalni rezultati ZSSPWM tehnike  $m=1,104$  prikupljeni ručnim analizatorom harmonika Fluke 41b: a) talasni oblik napona faze A, b) harmonijski sastav napona faze A, c) talasni oblik struje faze A, d) harmonijski sastav struje faze A

### **6.2.2.2 Tehnika aproksimacije referentnog vektora upotrebom tri najbliža velika vektora i jednog manjeg vektora**

U poglavlju 3.2.4.1 je navedeno da se logika PWM kanala prilikom tranzicije referentnog signala kroz sektore menja u tom smislu da se u jednoj polovini sektora zahteva *active high* logika dok se u drugoj polovini primenjuje *active low* logika. Upotrebom standardnih blokova u DS5101 RTI biblioteci korisniku nije data mogućnost kontinualne promene logike tokom izvođenja eksperimenta. Iz tog razloga morala se razviti tehnika kontrolisane promene logike. U tu svrhu se iskoristila fleksibilnost dSPACE sistema, tačnije kartice DS5101 kojom se korisniku nudi mogućnost formiranja sopstvenog PWM generatora.

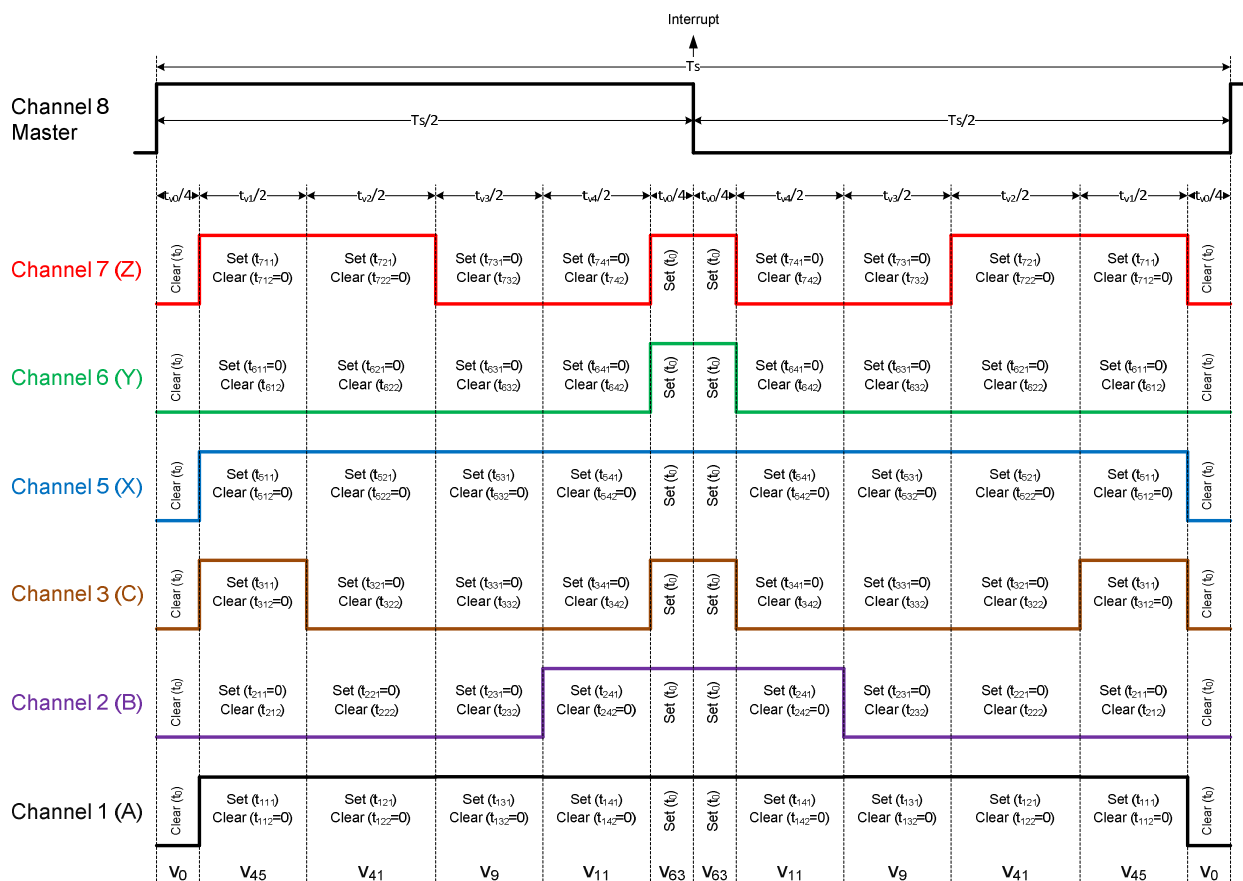
U nastavku će, pre prikaza dobijenih rezultata eksperimenta, ukratko biti predstavljena i objašnjena logika za generisanje proizvoljnog PWM signala primenom DS5101 kartice i programske podrške koja služi toj svrsi.

#### **Objašnjenje generisanja proizvoljnog PWM signala**

Formiranje proizvoljnog oblika PWM signala se izvodi pomoću DWO (*Digital Waveform Output*) programa i odgovarajućeg koda koji su specijalno razvijeni za potrebe programiranja kartice digitalnih signala DS5101. DWO program se instalira u sklopu instalacije dSPACE programskog paketa. Pokretanje DWO kompajlera se izvršava u komand promptu (cmd.exe). Za pisanje DWO koda se može koristiti text editor tipa *Notepad*-a pri čemu se napisani kod sačuvava sa ekstenzijom \*.src kako bi bio prepoznat i prihvaćen od strane kompajlera. Sintaksa i semantika DWO instrukcija se može proučiti u odgovarajućim dokumentima koji se instaliraju na računar istovremeno sa instalacijom dSPACE programskog paketa. Treba naglasiti da jednom generisan DWO kod koji upravlja karticom DS5101 ne može biti promenjen tokom rada tj. ovaj kod na neki način postaje firmver kartice. Iz tog razloga napisani DWO kod mora imati zadovoljavajući oblik kako bi se svi oblici PWM signala mogli formirati.

Za analizu je uzet kompleksan oblik PWM signala prikazan na slici 6.28.

Kao što se sa slike 6.28 može videti, signali na kanalima 3 i 7 u toku jednog PWM ciklusa naprave 6 promena stanja dok signali na ostalim kanalima dva puta menjaju stanje. Ovakav oblik signala se u slučaju višefaznih mašina objašnjava potrebom generisanja različitih vektora napona na motoru. Pošto je oblik PWM signala nestandardan, u smislu da se u toku jednog PWM ciklusa dešavaju više od dve tranzicije na nekim kanalima, standardan DSP kontroler je za razmatranu primenu neupotrebljiv.



Slika 6.28 Analizirani oblik PWM signala u početnom trenutku analize

Zbog potrebe generisanja ovakvih oblika PWM signala i formiranja odgovarajućeg modulatora koji bi bio temeljen na dobro poznatom trofaznom modulatoru prostornog vektora, neophodno je obezbediti devet različitih promenljivih koje će se koristiti u DWO kodu tj. u rutini rada DWO kartice DS5101. Promenljive će nositi informacije o vremenu vođenja gornjeg ili donjeg tranzistora u granama invertora tj. vremenu primene naponskih vektora na asimetrični motor.

Formiranje oblika PWM signala će se objasniti na primeru generisanja PWM signala na kanalu 7 DS5101 kartice.

Program koji izračunava vremena neophodna za upravljanje karticom DS5101 se može realizovati blokovskom strukturom u SIMULINK-u ili se može napisati u obliku MATLAB S-funkcije. Program u svakom PWM ciklusu izračunava pet vremena, četiri vremena vođenja nenultih vektora i jedno vreme vođenja nultih vektora. Ovako izračunata vremena se "predaju" DWO kodu tj. vremenskim varijablama koje upravljaju PWM izlazima. Zbog potrebe za formiranje komplikovanog oblika PWM signala, program pre samog prosleđivanja izračunatih vremena vrši njihovo raspoređivanje. Vremena se raspoređuju na osam vremenskih varijabli po svakom kanalu za realizaciju nenultih

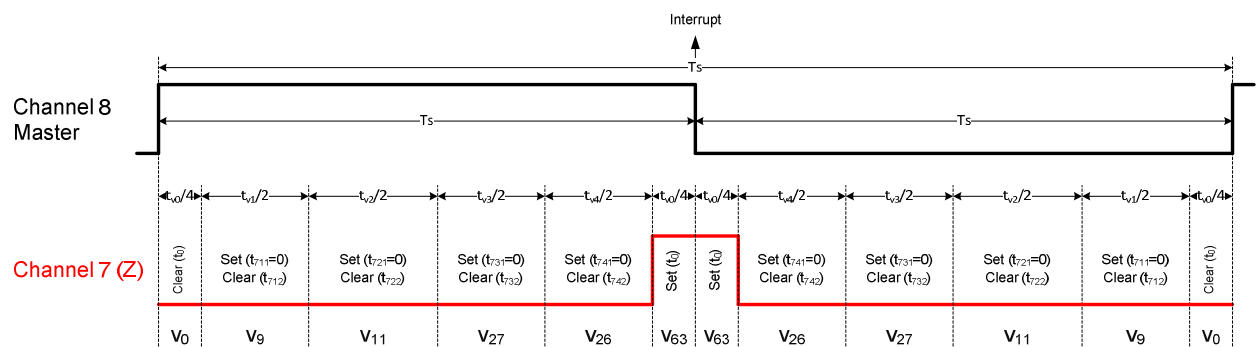
vektora i jednu zajedničku varijablu vremena vođenja nultih vektora koje je zajedničko za sve kanale. Ovih devet vremenskih varijabli po kanalu su na Slici 6.28 označene sa  $t_0$ ,  $t_{xy1}$  i  $t_{xy2}$  gde je  $x=1,2,3,5,6,7$  broj stvarnog PWM kanala na DS5101 kartici i  $y=1,2,3,4$  broj nenultog vektora.

Upravljanje PWM izlazom tj. kontrola stanja izlaza se postiže izdavanjem DWO instrukcije za postavljanje PWM izlaza na stanje logičke jedinice, komanda *set*, i nule, komanda *clear*. Ukoliko je logika direktna stanje logičke jedinice na izlazu PWM kanala će prouzrokovati uključenje gornjeg tranzistora u upravljanoj grani invertora dok će stanje nule prouzrokovati uključenje donjeg tranzistora.

Na slici 6.28 se vidi da PWM ciklus na svim kanalima započinje nutim stanjem (na motor se primenjuje nulti naponski vektor). Trajanje ovog stanja je definisano varijablom  $t_0$ . Nakon toga, kanal 7 menja stanje (uključuje se gornji tranzistor u grani invertora) i zadržava ga u trajanju od  $t_{711}$  koje je u opštem slučaju različito od 0. PWM kanal nakon isteka  $t_{711}$  menja stanje na nultu vrednost tj. uključuje se donji tranzistor u grani invertora. Sa slike 6.28 se vidi da je trajanje stanja u razmatranom slučaju jednako nuli ( $t_{712}=0$ ), što će se u stvarnosti manifestovati isključenjem oba tranzistora (zbog postojanja mrtvog vremena). Nakon toga PWM kanal se postavlja na stanje 1 u trajanju  $t_{721}$ , a potom na nultu u trajanju od  $t_{722}=0$ . Promena stanja do sredine PWM ciklusa  $T_s$  se može opisati na sličan način. U sredini ciklusa nulti vektor u trajanju  $t_{10}$  se ponovo primenjuje ali sada kroz primenu logičkih jedinica na upravljačka kola IGBT tranzistora (svi gornji tranzistori invertora uključeni).

U drugom poluciklusu se vektori primenjuju obrnutim redosledom.

Uvođenje nultih trajanja nenultih vektora u DWO kod može biti objašnjeno time što se kroz pojedine sektore logika menja pa ovim dodatim varijablama izvođenje PWM oblika postaje moguće. U cilju objašnjenja, na slici 6.29 je pretpostavljen izgled PWM signala na kanalu 7 u narednom sektoru.



Slika 6.29 Oblik PWM signala na kanalu 7 u narednom sektoru

Nakon završetka primene nultog vektora na početku PWM ciklusa, na motor se primenjuju četiri nenulta naponska vektora koja se karakterišu time da se za njihovu realizaciju 7 kanal PWM-a postavlja na 0 tj. donji tranzistor se drži uključen. Kao što se da primetiti, za razliku od situacije kada se referentni vektor nalazio u prethodnom sektoru, u ovoj situaciji na PWM kanalu 7 se dešavaju samo dve tranzicije. Naravno, DWO kod se ne može promeniti i ostaje isti kao što je bio i za prethodno analizirani sektor. Poređenjem slike 6.28 i 6.29 sada se lako shvata svrha uvođenja dodatnih vremenskih promenljivih odnosno njihovo dupliranje na mestima potrebnim za realizaciju nenultih vektora.

Vidljivo je da su vremena koja se dodeljuju za realizaciju vektora  $v_1$  i  $v_2$  zamenila promenljivu u tom smislu da je sada nulto vreme dodeljeno promenljivoj  $t_{711}$  (*set funkcija*) za vektor  $v_1$  i promenljivoj  $t_{721}$  (*set funkcija*) za vektor  $v_2$ . Na sličan način se može izvršiti promena logike i na ostalim mestima tokom PWM ciklusa.

Značajno je skrenuti pažnju na svrhu kanala 8 – sinhro kanala u procesu generisanja PWM signala. Kako bi se osigurala međusobna sinhronizacija svih signala, nakon završetka trajanja svakog PWM ciklusa u DWO kodu se vrši *reset* brojača svih kanala slanjem okidnog (*trigger*) impusa na sve korišćene kanale. Okidni impuls se generiše po isteku ciklusa koji je definisan na kanalu 8. Istovremeno, signal na kanalu 8 se koristi za trenutak slanja naredbe odabiranja A/D kanala.

Ukoliko se razume da je izbor vremena koja su se prikazala ovom analizom apsolutno proizvoljan, te da je podešavanje logike na kanalu takođe podređeno želji korisnika, jasno je koliki konfor se postiže korišćenjem dSPACE sistema i DS5101 kartice.

U nastavku je dat primer DWO koda sa kratkim komentarima osnovnih naredbi.

Komandom *ch x* aktivira se dati kanal za rad. U protivnom kanal nebi bio aktivan. Početno stanje na kanalu 7 je stanje 0. Ovo stanje će biti aktivno samo u početnom trenutku jer se posle toga kontrola kanala 7 radi u petlji (*begin* i *goto begin*). Komandom *syncen* vrši se aktuelizacija stanja u registrima kanala 7. Nakon ovoga, algoritam programa vrši kontrolu stanja bita *flag* i u situaciji ispunjenosti uslova postavlja PWM izlaz na 0 u trajanju  $t_{71}$  (*reset t71*) a ukoliko uslov nije zadovoljen postavlja PWM izlaz na 1 u trajanju  $t_{71}$  (*set t71*).

Dalje se tok programa izvršava skokom na odgovarajući *set* instrukcija (*goto l1*, *goto l2*) u okviru koga se formira izgled PWM signala.



```

# Kanal 7 - PWM kanal -----
ch7                                # kanal 7
  reset, wait;                      # nizak nakon reseta
begin:
  syncen,                            # koristi aktuelnu vrednost
  if flag
    reset t71, goto l1,
  else
    set t71, goto l2;
l1:
  set t72;
  reset, wait,
  goto begin;
l2:
  reset t72;
  set, wait,
  goto begin;                        # počni ponovo

# Kanal 8 - Master takt -----
ch8                                # master takt
  reset, t0;                          # nizak nakon reseta
begin:
  syncen,                            # koristi aktuelnu vrednost
  tr1, tr2, tr3, tr4, tr5, tr6,      # trigger svih kanala
  set, t0;                            # postavi visok nivo izlaza u trajanju t0
  phsint,                             # pošalji A/D interapt
  reset, t0,                          # postavi nizak nivo izlaza u trajanju t0
  goto begin;                         # počni ponovo

```

#### Prikaz segmenta DWO koda kojim se realizuje nova modulaciona tehnika

Pored DWO koda kojim se oblikuje PWM signal, za realizaciju proizvoljnog PWM signala neophodno je ispravno konfigurisati DS5101 karticu. Konfiguracioni fajl je C-fajl koji sadrži inicijalizacione instrukcije DS5101 kartice, instrukcije kojima se može upravljati tokom izvršenja DWO koda (ovako je rešena promena logike PWM signala po sektorima), kontrola generisanja interapt rutine, davanje signala za početak A/D konverzije itd.

#### **Rezultati eksperimenta**

Implementacija tehnike bazirana je na principima prikazanim u poglavlju 3.2.4.3. Radi optimizacije izvršnog koda, proračunavanje 12 vremenskih koeficijenata realizovano

je S-funkcijom. Takođe, u S-funkciji se proračunavaju vremena vođenja svih vektora, kao i aktivan sektor u kome se nalazi referentni vektor. Informacije proračunate S-funkcijom se predaje bloku koji sadrži opis DWO funkcije.

Slično kao i do sada, eksperiment je urađen za nekoliko različitih vrednosti referentnog signala i za U/f princip upravljanja. Posmatrani su osnovni parametri generisanog napona i struje kroz asimetričnu mašinu.

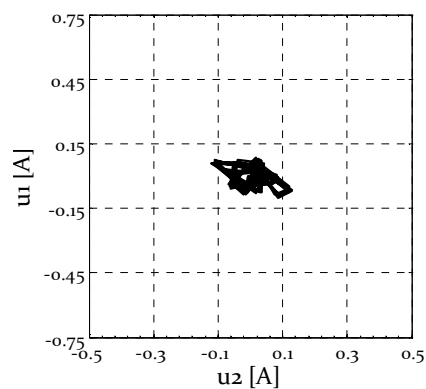
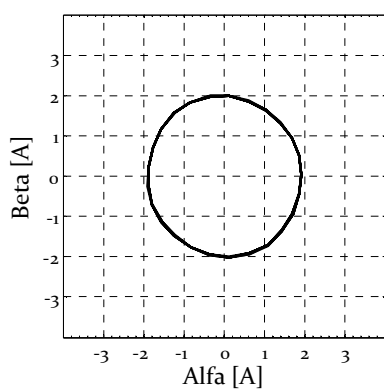
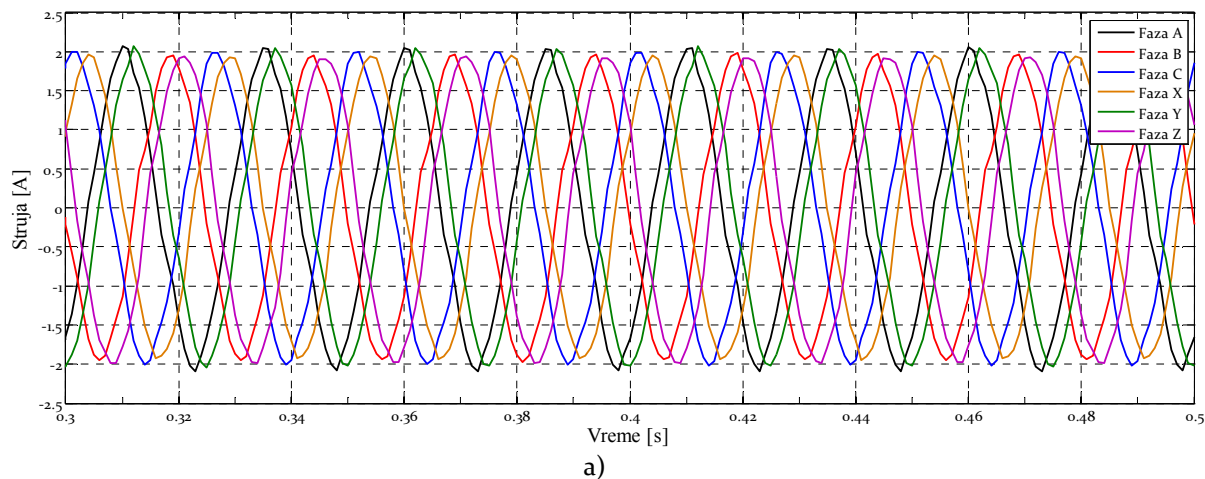
U prvom slučaju, zadat je referentni signal vrednosti  $|u_{ref}|=0,3$  što odgovara frekvenciji od 15 Hz. Pošto je primenjen princip skalarnog upravljanja očekivana je efektivna vrednost faznog napona od 66 V ( $220V \cdot |u_{ref}|$ ). Preostala dva eksperimenta su izvedena na identičan način s tim što je vrednost referentnog vektora promenjena na 0,5 odnosno 25 Hz i 1 odnosno 50 Hz.

Na slikama 6.30 do 6.35 prikazani su rezultati sprovedenih eksperimenata prikupljeni korišćenjem dSPACE virtuelne instrumentacije (pod a) fazne struje, pod b) hodograf  $\alpha$ - $\beta$  komponenti struje, pod c) hodograf  $\mu_1$ - $\mu_2$  komponenti struje) i korišćenjem Fluke 41b analizatora kvaliteta (pod a) talasni oblik faznog napona faze A, pod b) spektar faznog napona faze A, pod c) talasni oblik struje faze A, pod d) spektar struje faze A).

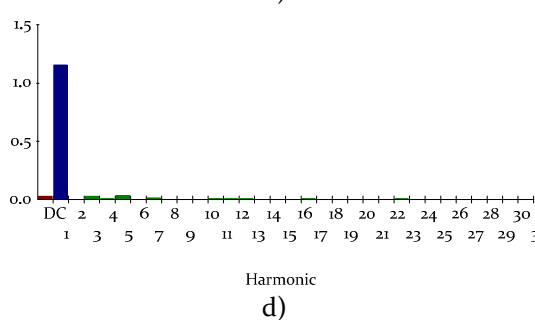
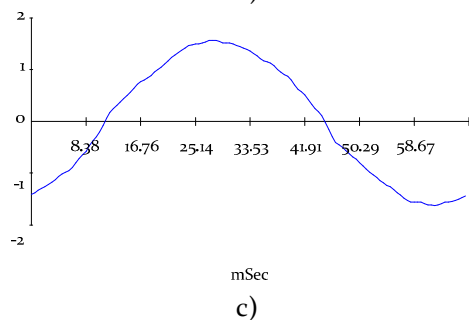
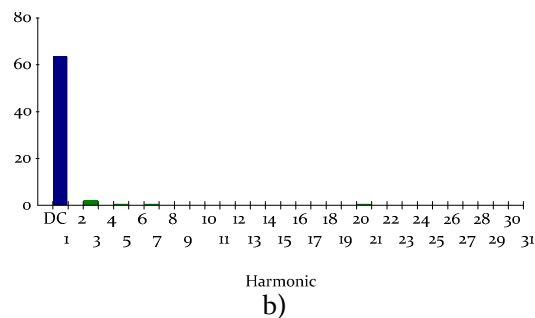
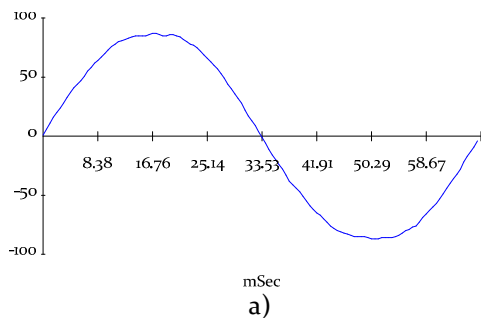
Za tri zadate vrednosti referentnog signala rezultati izvršenih merenja su prikazani u tabeli 6.7.

**Tabela 6.7 Rezultati merenja sprovedenih pri eksperimentalnoj proveri nove tehnike**

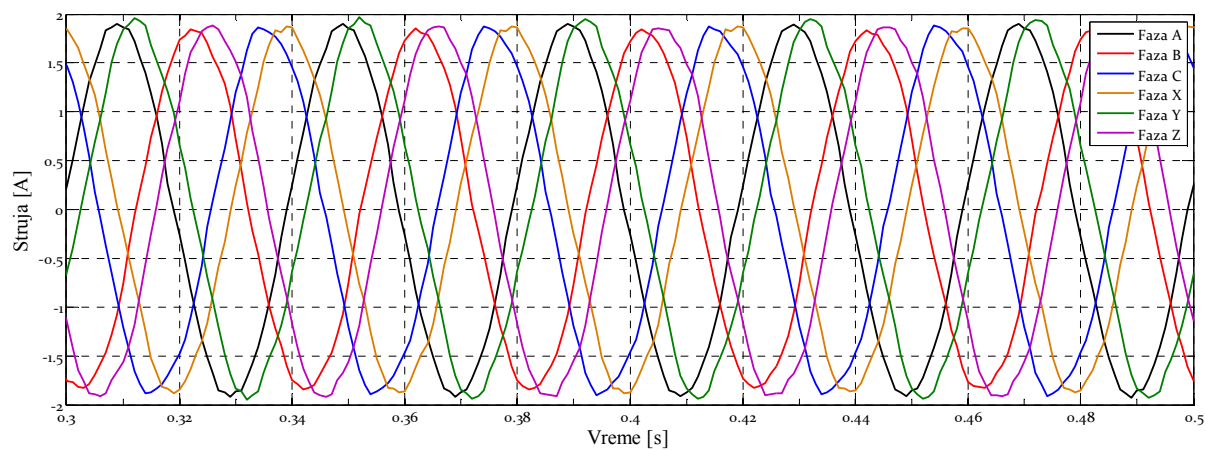
	Eksperiment 1 m=0,3	Eksperiment 2 m=0,5	Eksperiment 3 m=1
Fazni napon [V]	63,62	108,29	218,6
THDU [%]	3,33	3,52	3,61
Fazna struja [A]	1,16	1,28	1,35
THDI [%]	4,25	4,97	5,23
Frekvencija [Hz]	14,91	24,91	49,97



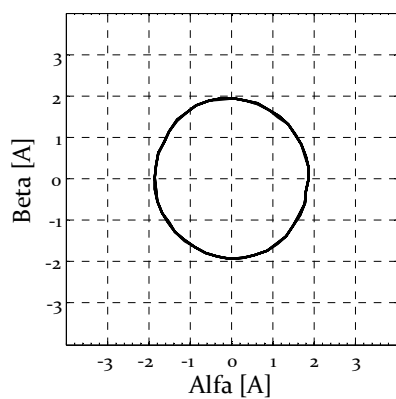
Slika 6.30 Eksperimentalni rezultati nove tehnike  $|u_{ref}|=0,3$  prikupljeni dSPACE sistemom: a) talasni oblik faznih struja, b)  $\alpha$ - $\beta$  hodograf faznih struja, c)  $\mu_1$ - $\mu_2$  hodograf faznih struja



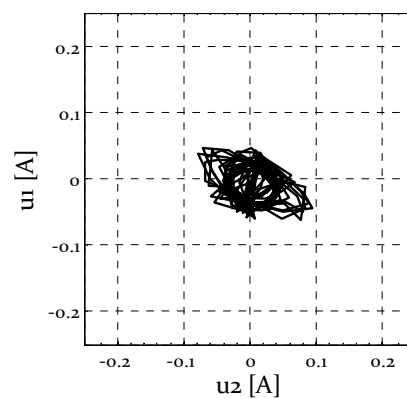
Slika 6.31 Eksperimentalni rezultati nova tehnike  $|u_{ref}|=0,3$  prikupljeni ručnim analizatorom harmonika Fluke 41b: a) talasni oblik napona faze A, b) harmonijski sastav napona faze A, c) talasni oblik struje faze A, d) harmonijski sastav struje faze A



a)

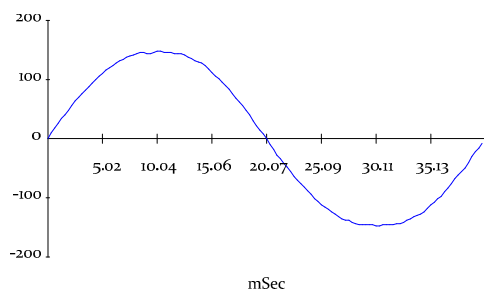


b)



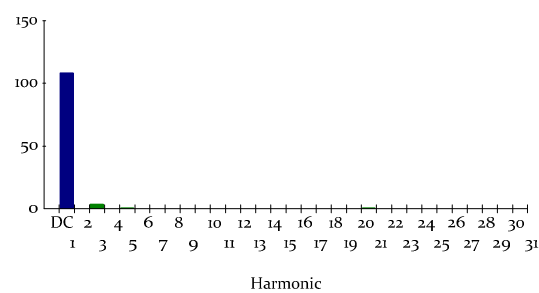
c)

Slika 6.32 Eksperimentalni rezultati nove tehnike  $|u_{ref}|=0,5$  prikupljeni dSPACE sistemom: a) talasni oblik faznih struja, b)  $\alpha$ - $\beta$  hodograf faznih struja, c)  $\mu_1$ - $\mu_2$  hodograf faznih struja



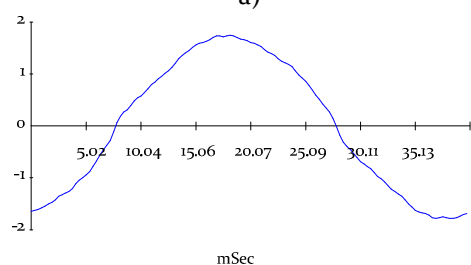
mSec

a)



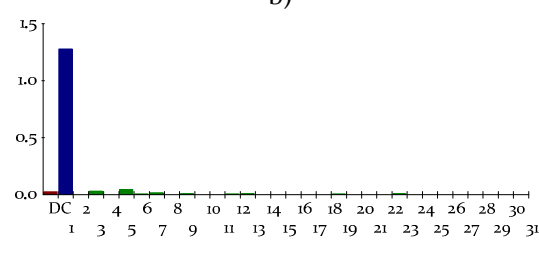
Harmonic

b)



mSec

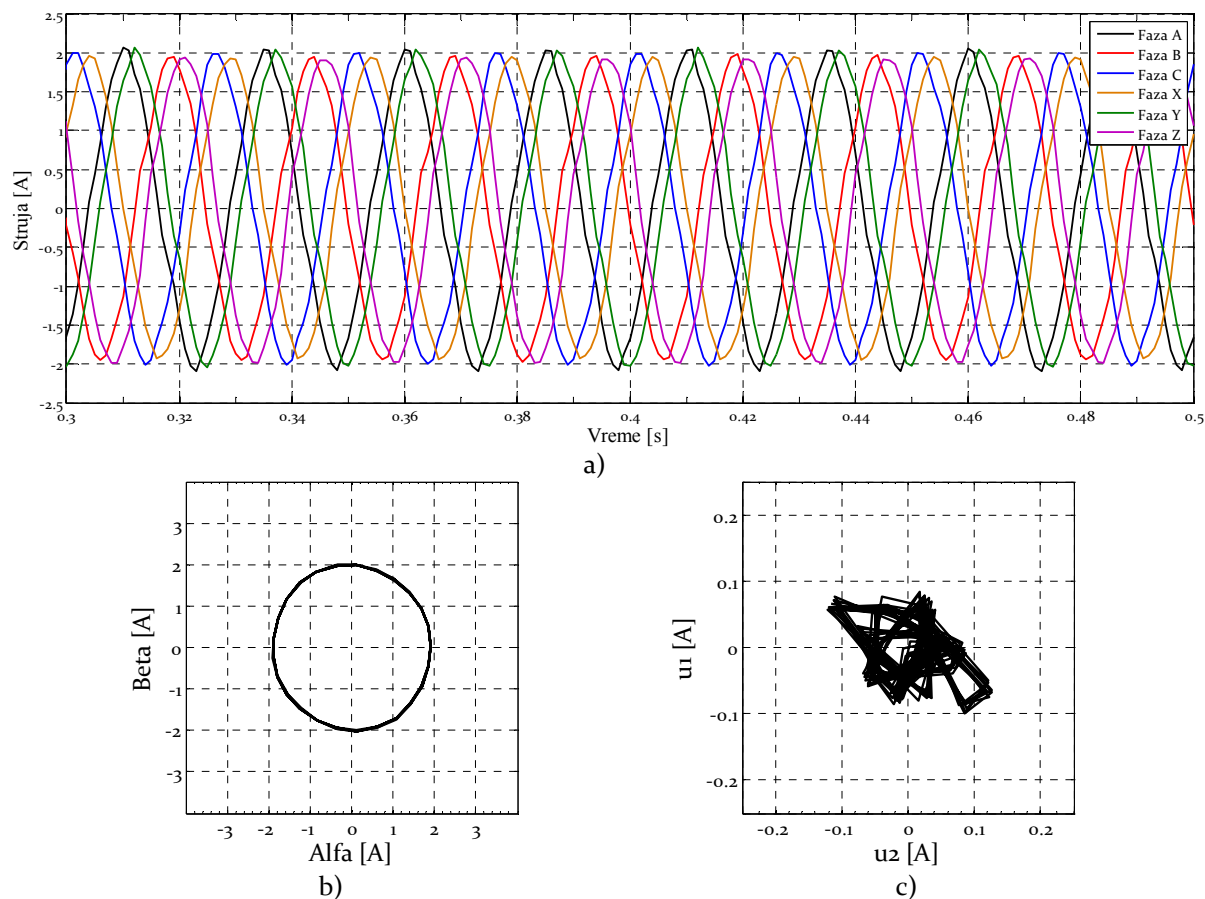
c)



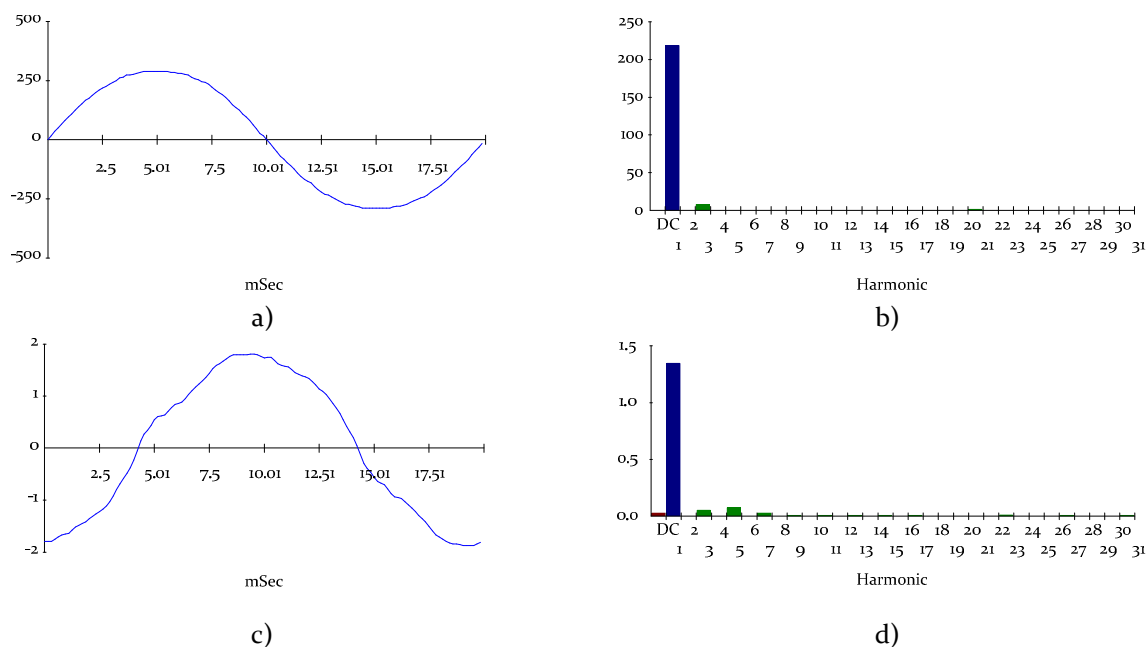
Harmonic

d)

Slika 6.33 Eksperimentalni rezultati nova tehnika  $|u_{ref}|=0,5$  prikupljeni ručnim analizatorom harmonika Fluke 41b: a) talasni oblik napona faze A, b) harmonijski sastav napona faze A, c) talasni oblik struje faze A, d) harmonijski sastav struje faze A



Slika 6.34 Ekperimentalni rezultati nove tehnike  $|u_{ref}|=1$  prikupljeni dSPACE sistemom: a) talasni oblik faznih struja, b)  $\alpha$ - $\beta$  hodograf faznih struja, c)  $\mu_1$ - $\mu_2$  hodograf faznih struja

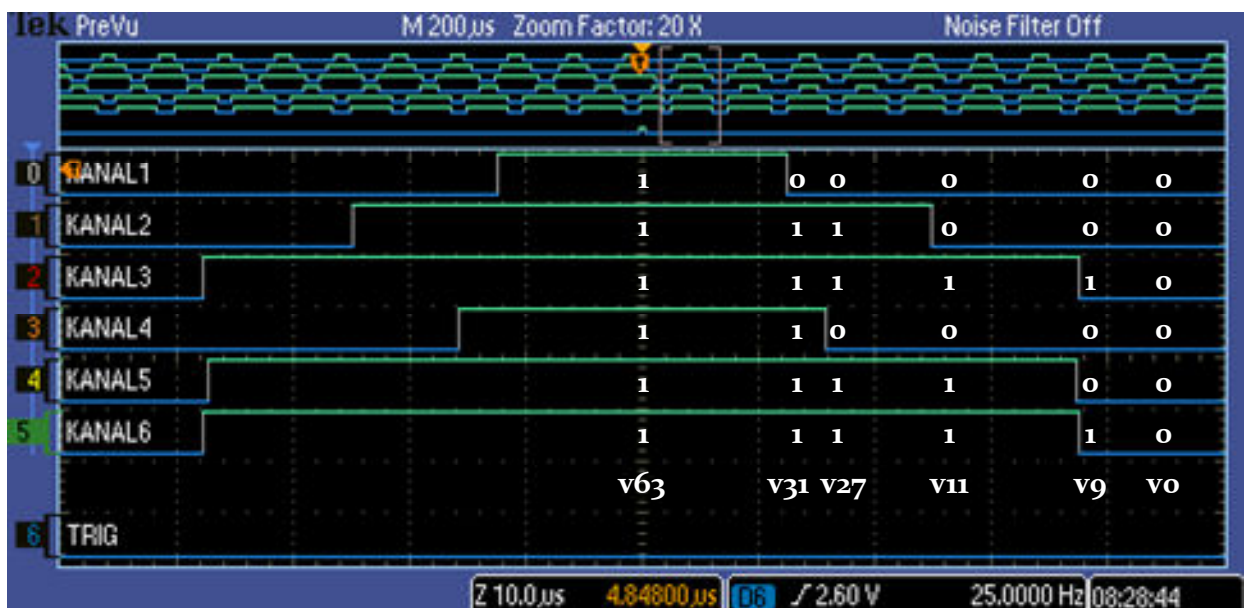


Slika 6.35 Ekperimentalni rezultati nova tehnika  $|u_{ref}|=1$  prikupljeni ručnim analizatorom harmonika Fluke 41b: a) talasni oblik napona faze A, b) harmonijski sastav napona faze A, c) talasni oblik struje faze A, d) harmonijski sastav struje faze A

Na slici 6.36 prikazan je izgled PWM signala svih 6 kanala koji se dobijaju primenom razmatrane tehnike kada se referentni vektor nalazi u sektoru 3P. Eksperiment je urađen za U/f princip upravljanja za zadatu vrednost frekvencije 25 Hz.

Signali su na ulaze osciloskopa povezani u redosledu od Z do A, odnosno na prvi ulaz osciloskopa je povezan PWM kanal Z, na drugi ulaz kanal Y itd. Okidni impuls kojim se bira trenutak očitavanja PWM signala doveden je na sedmi ulaz osciloskopa. Kao izvor ovog signala je korišćen tranzicioni trenutak promene aktivnog sektora što je u konkretnom slučaju prelaz iz sektora 2S u sektor 3P.

Na segmentu slike 6.36 koji se odnosi na desni prekidački poluperiod jasno se prepoznaje šest zona sa različitim oblicima PWM signala po kanalima. Svakom od zona generiše se po jedan vektor kojima se vrši aproksimacija referentnog. U konkretnom primeru na sredini PWM ciklusa generiše se nulti vektor postavljanjem svih šest PWM kanala na stanje logičke jedinice. Naredni vektor  $v_{31}$  se formira od pet visokih stanja na kanalima A, B, C, X, Z dok je kanal Z na nultom stanju. Do kraja PWM perioda mogu da se prepoznaju nenulti vektori  $v_{27}$ ,  $v_{11}$ ,  $v_9$  i jedan nulti vektor  $v_0$ .



Slika 6.36 Izgled PWM signala u sektoru 3P sa prikazom nultih i nenultih vektora koji učestvuju u aproksimaciji referentnog

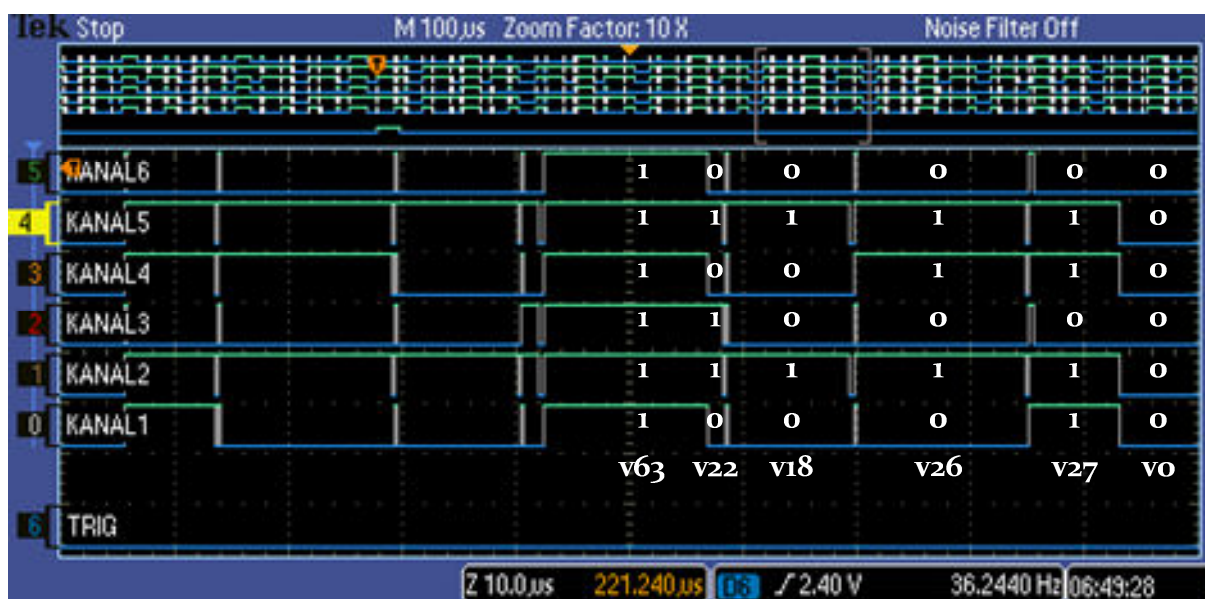
### 6.2.2.3 Tehnika aproksimacije referentnog vektora upotrebom četiri najbliža velika vektora

I ova modulaciona tehnika je implementirana korišćenjem DWO programskog jezika i blokova RTI i Simulink biblioteke. Primenjen je U/f princip upravljanja. Eksperimentalna postavka kojom su izvršena merenja je identična kao i u prethodnim slučajevima.

Na slici 6.37 prikazan je izgled PWM signala dobijen primenom razmatrane tehnike. Za prikaz je izabran oblik signala u situacija kada se referentni vektor modula 0,5 nalazi u petom sektoru.

Ukoliko se posmatra signal koji je na slici 6.37 označen kao „KANAL 1“, odnosno oblik PWM signala koji se ima na izlazu PWM A, vidi se da upotrebom dSPACE razvojnog sistema prevazišla problematika generisanja PWM signala kompleksnog oblika. U pojedinim trenucima se vidi kratkotrajno generisanje neželjenih impulsa što je posledica primenjene metode kojom se realizuje razmatrana modulaciona tehnika. Pošto je trajanje neželjenih signala (~600 nS) višestruko veće od minimalnog mrtvog vremena koje može biti podešeno korišćenom IPC2 karticom (mrtvo vreme je 2  $\mu$ s) njihov uticaj na rad pretvarača neće biti vidljiv.

Ukoliko se pogleda slika 3.17 jasno je da se formiranje referentnog vektora koji je prisutan u petom sektoru ostvaruje upotrebom vektora  $v_0$ ,  $v_{18}$ ,  $v_{22}$ ,  $v_{26}$ ,  $v_{27}$  i  $v_{63}$ . Zone unutar jednog PWM ciklusa kojima se realizuju traženi vektori su prikazane na slici.



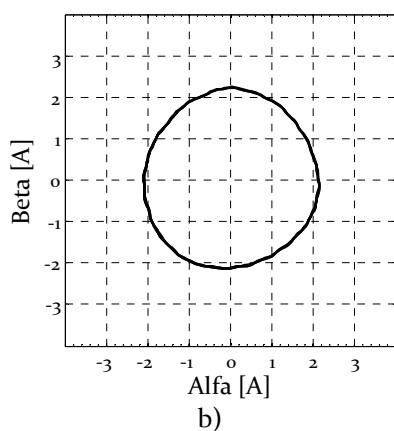
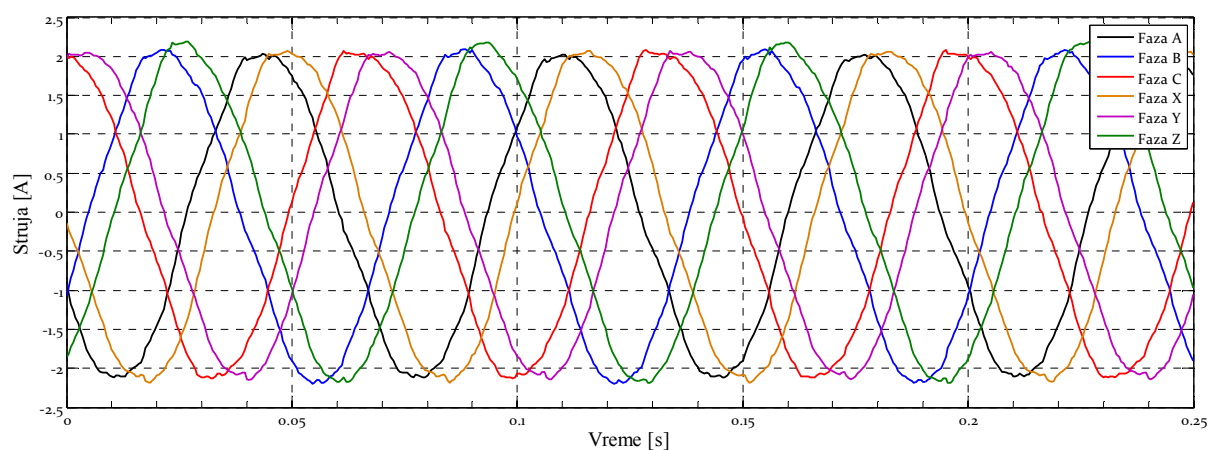
Slika 6.37 Izgled PWM signala u sektoru 5 sa prikazom multih i nenultih vektora koji učestvuju u aproksimaciji referentnog

U nastavku su dati rezultati prikupljeni sprovođenjem eksperimentalne provere modulacione tehnike. Urađena su tri eksperimenta za tri različite vrednosti modula referentnog vektora, 0,3, 0,5 i 0,8.

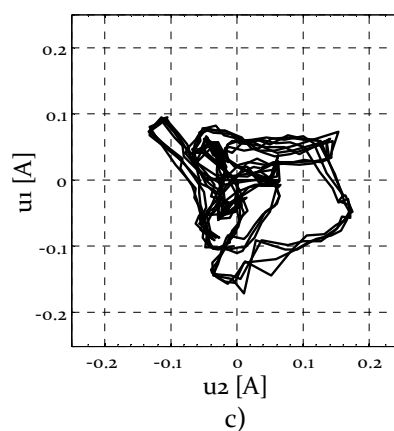
Pregled osnovnih parametara generisanih faznih napona na izlazu invertora i struje šestofazne asimetrične mašine su prikazani tabelarno u 6.8.

**Tabela 6.8** Rezultati merenja sprovedenih pri eksperimentalnoj proveri nove tehnike

	Eksperiment 1 $m=0,3$	Eksperiment 2 $m=0,5$	Eksperiment 3 $m=0,8$
Fazni napon [V]	67,5	111,1	179,8
THDU [%]	4,03	4,24	4,43
Fazna struja [A]	1,26	1,39	1,46
THDI [%]	4,41	5,1	6,14
Frekvencija [Hz]	14,91	24,91	39,97



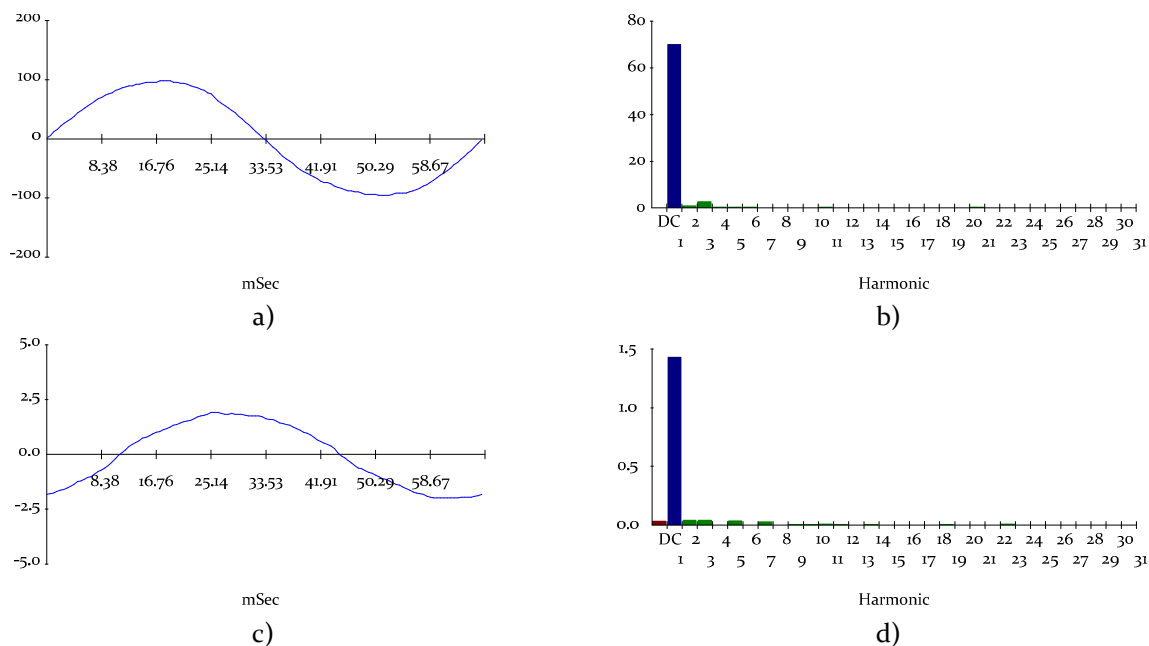
a)



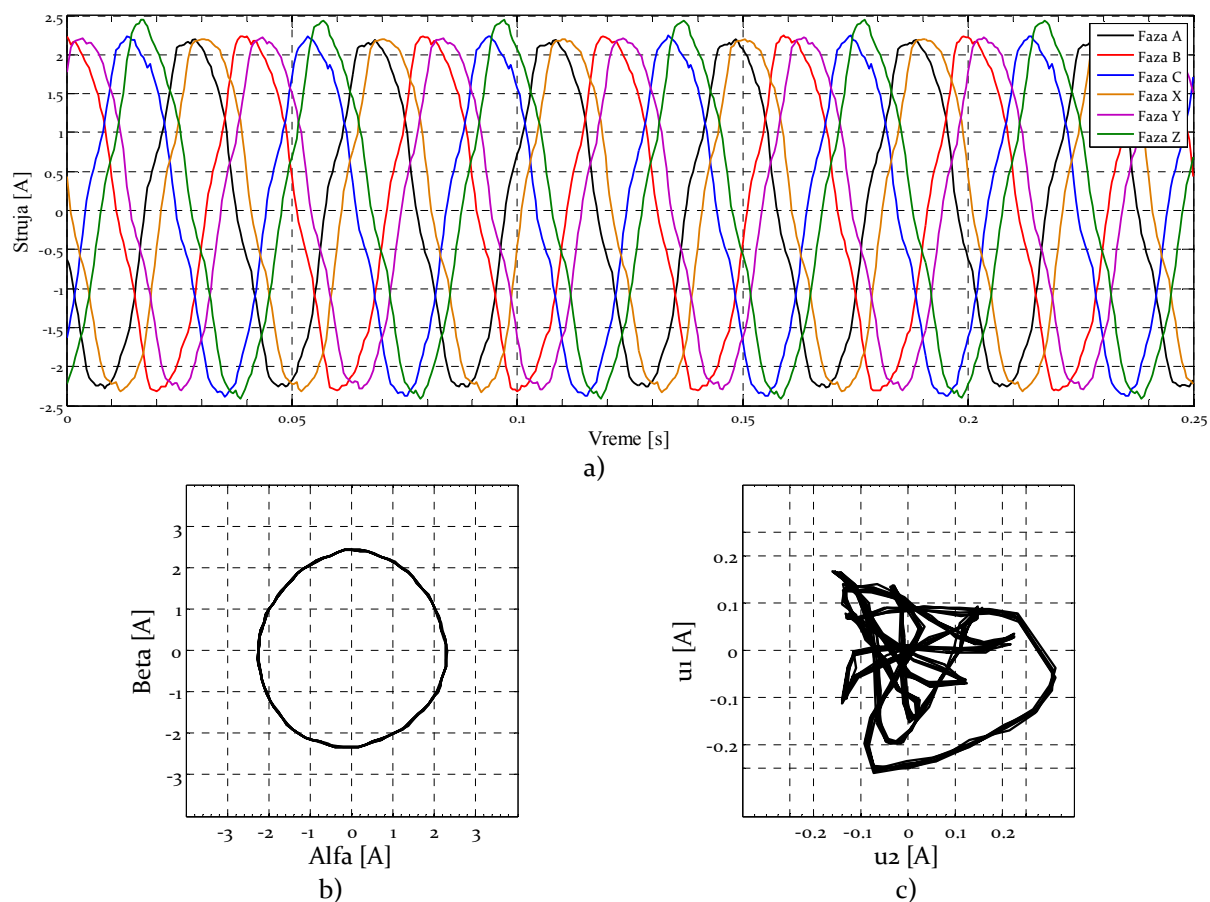
c)

**Slika 6.38** Ekperimentalni rezultati VSD tehnike  $|u_{ref}|=0,3$  prikupljeni dSPACE sistemom: a) talasni oblik faznih struja, b)  $\alpha$ - $\beta$  hodograf faznih struja, c)  $\mu_1$ - $\mu_2$  hodograf faznih struja

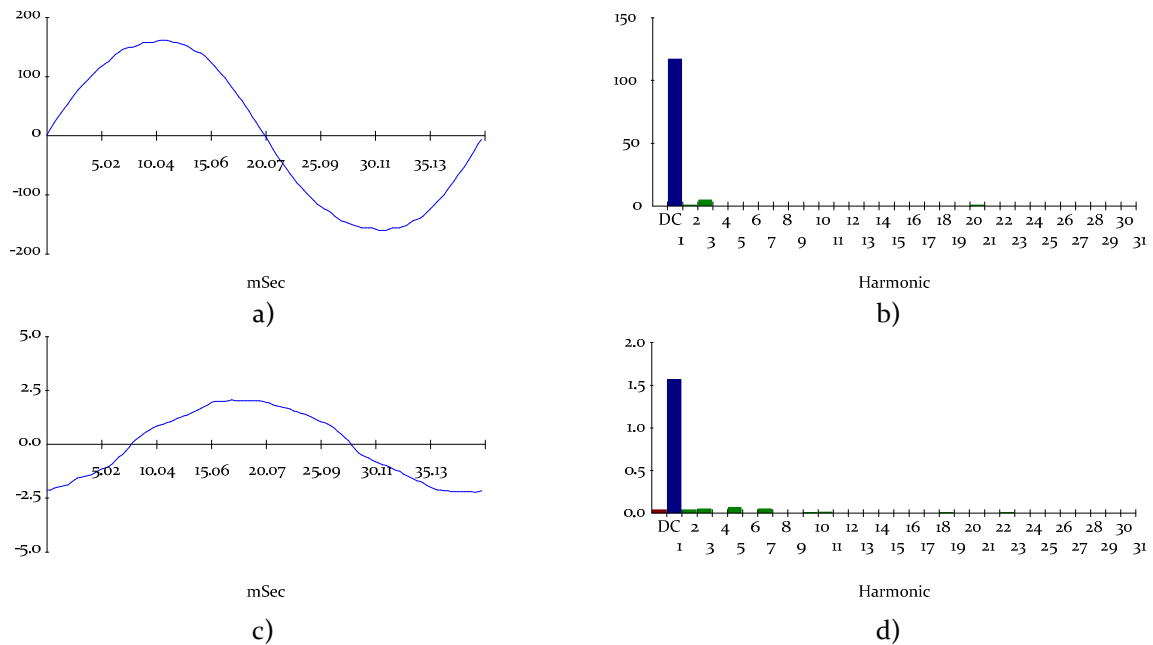




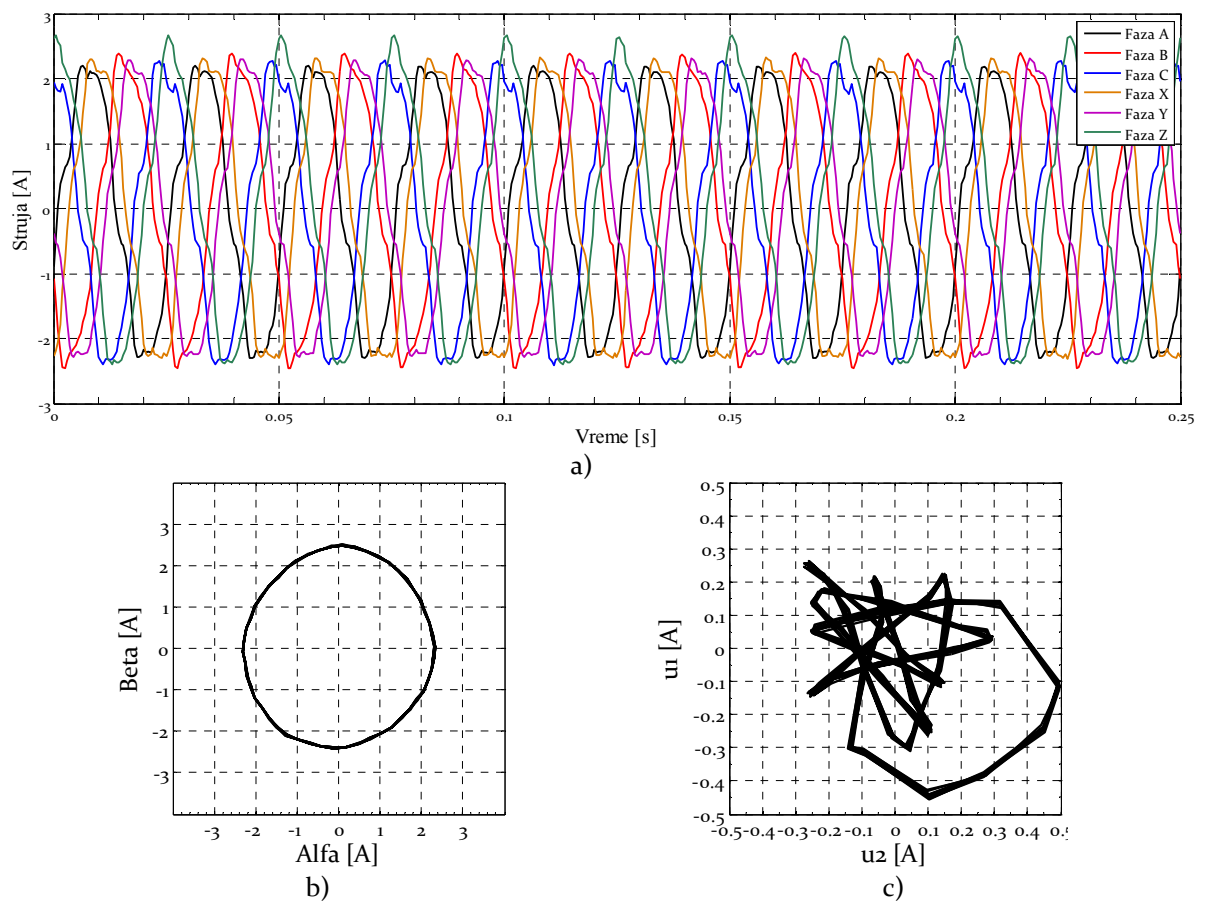
Slika 6.39 Ekperimentalni rezultati VSD tehnike  $|u_{ref}|=0,3$  prikupljeni ručnim analizatorom harmonika Fluke 41b: a) talasni oblik napona faze A, b) harmonijski sastav napona faze A, c) talasni oblik struje faze A, d) harmonijski sastav struje faze A



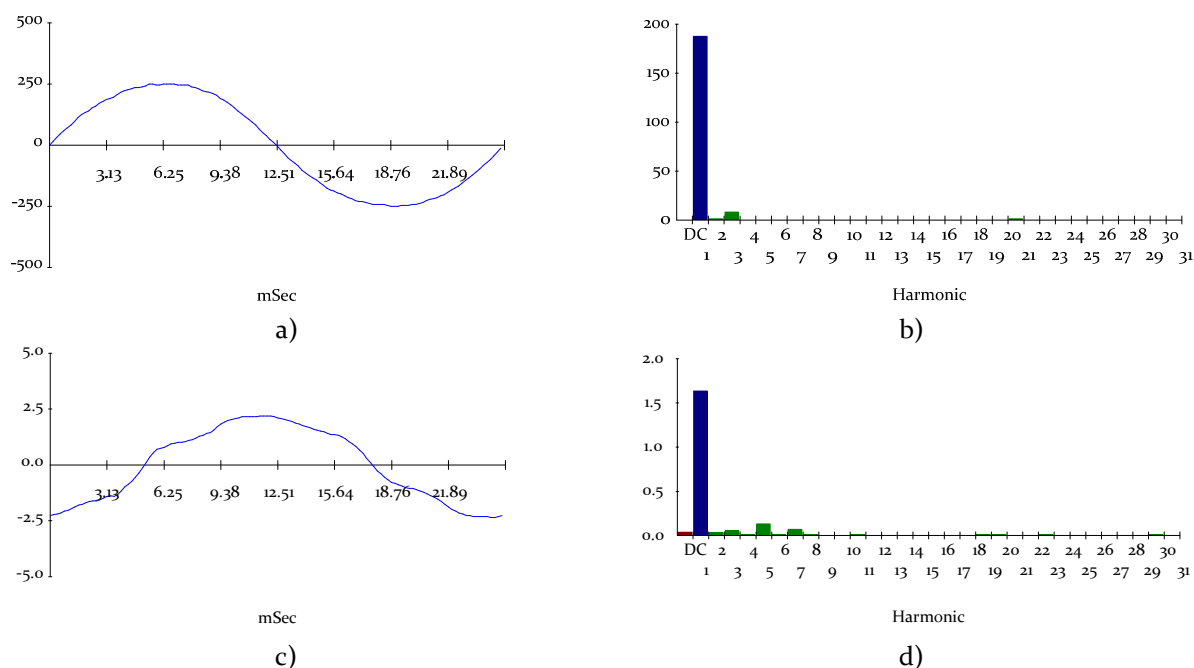
Slika 6.40 Ekperimentalni rezultati VSD tehnike  $|u_{ref}|=0,5$  prikupljeni dSPACE sistemom: a) talasni oblik faznih struja, b)  $\alpha$ - $\beta$  hodograf faznih struja, c)  $\mu_1$ - $\mu_2$  hodograf faznih struja



Slika 6.41 Ekperimentalni rezultati VSD tehnike  $|u_{ref}|=0,5$  prikupljeni ručnim analizatorom harmonika Fluke 41b: a) talasni oblik napona faze A, b) harmonijski sastav napona faze A, c) talasni oblik struje faze A, d) harmonijski sastav struje faze A



Slika 6.42 Ekperimentalni rezultati VSD tehnike  $|u_{ref}|=0,8$  prikupljeni dSPACE sistemom: a) talasni oblik faznih struja, b)  $\alpha$ - $\beta$  hodograf faznih struja, c)  $\mu_1$ - $\mu_2$  hodograf faznih struja



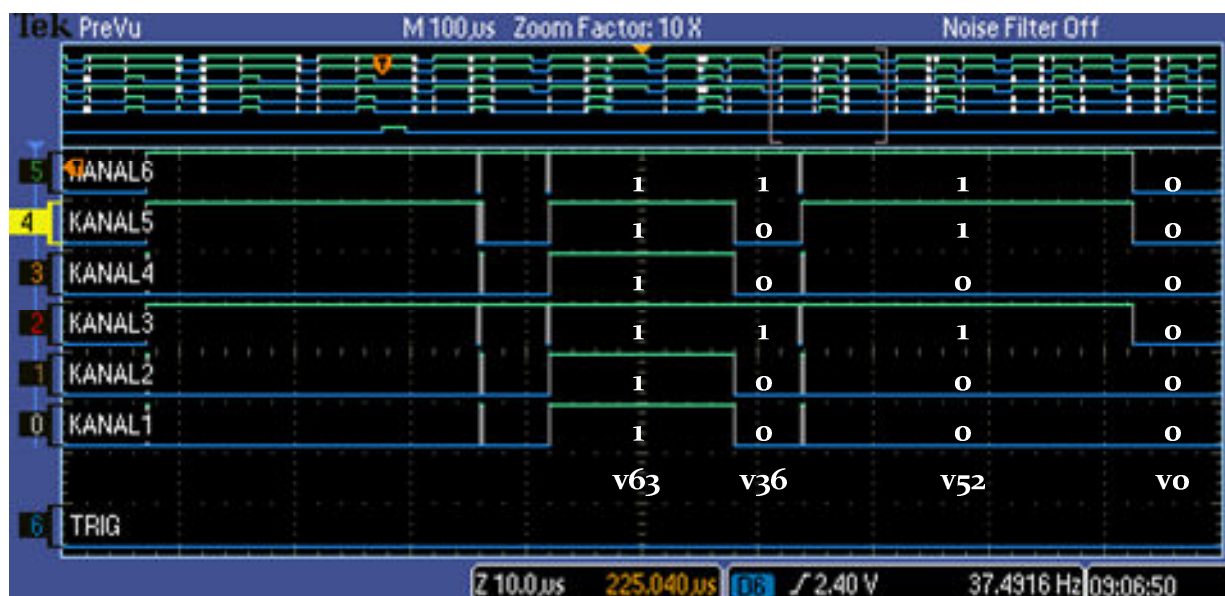
**Slika 6.43** Ekperimentalni rezultati VSD tehnike  $|u_{ref}|=0,8$  prikupljeni ručnim analizatorom harmonika Fluke 41b: a) talasni oblik napona faze A, b) harmonijski sastav napona faze A, c) talasni oblik struje faze A, d) harmonijski sastav struje faze A

#### 6.2.2.4 Tehnika aproksimacije referentnog vektora upotrebom dva najbliža velika vektora

Tehnika kojom se aproksimacija referentnog vektora ostvaruje upotrebom dva najbliža velika vektora realizovana je na sličan način kako je to opisano za prethodno obrađene tehnike.

I u ovom slučaju je iskorišćena prilagodljivost DWO programskog jezika i korišćene DS5101 kartice jer je za realizovanje aktivnih vektora koji se koriste u ovoj tehnici na pojedinim PWM kanalima neophodno formirati PWM signale nestandardnog oblika.

PWM signali sektora 9, prikazani na slici 6.44, nedvosmisleno pokazuju da PWM signal generisan na kanalu Y poseduje dve tranzicije u jednom poluperiodu (kanal Y je na slici 6.44 označen kao kanal 5), dok ostali signali imaju samo jednu. Objašnjenje pojavljivanje kratkotrajnih impulsa u PWM signalima je i u ovom slučaju posledica primenjene metode implementacije obrađivane modulacione tehnike korišćenjem dSPACE sistema.



Slika 6.44 Izgled PWM signala u sektoru 9 sa prikazom nultih i nenultih vektora

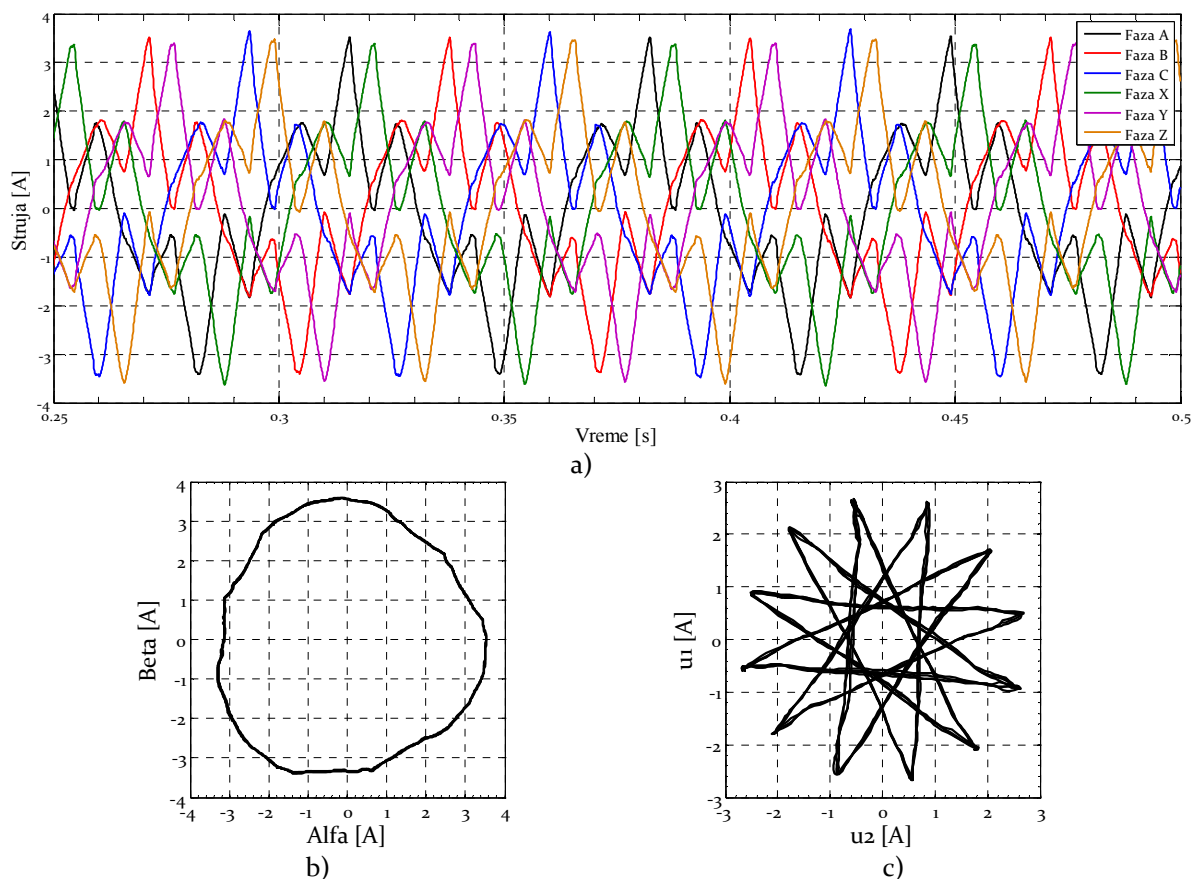
Prezentacija dobijenih rezultata primenom ove tehnike prikazana je za tri vrednosti modula referentnog vektora 0,3, 0,5 i 0,8. I u ovom slučaju je primenjen U/f princip upravljanja.

Pregled osnovnih parametara generisanih faznih napona na izlazu invertora i struje šestofazne asimetrične mašine su prikazani tabelarno u 6.9.

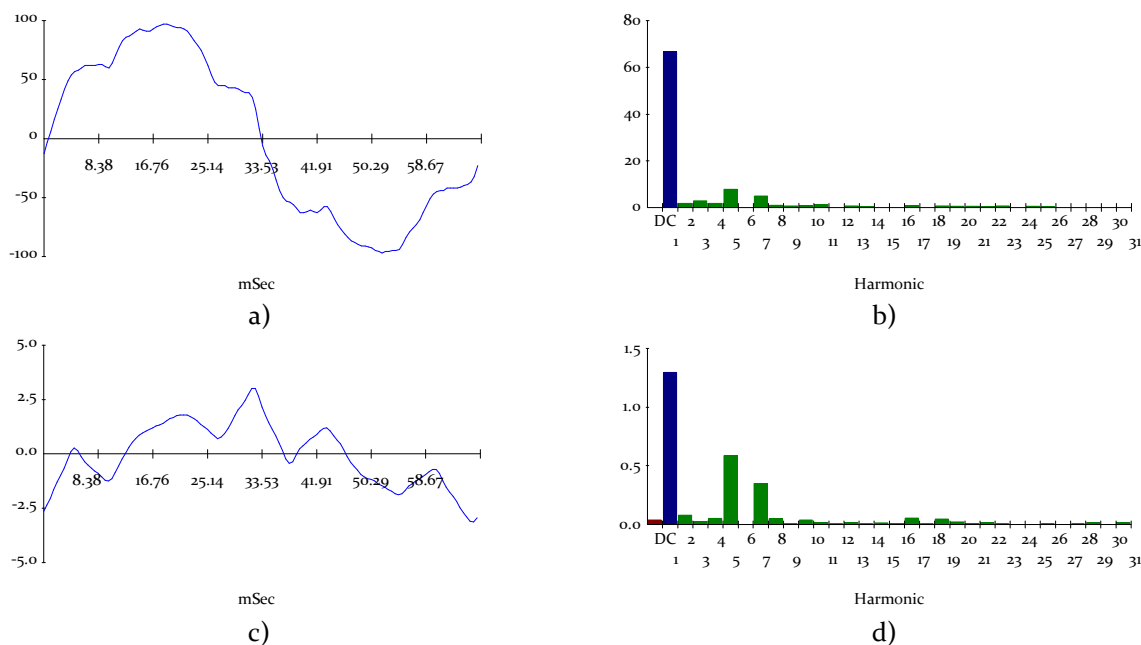
Kao što je simulacijama predviđeno, primenom tehnike aproksimacije referentnog vektora sa dva velika susedna vektora može da se očekuje generisanje izrazito velikih nivoa struja u  $\mu_1$ - $\mu_2$  potprostoru. Takođe, izrazito visok stepen harmonijske distorzije faznih napona se prenosi na struje pa tako npr. za vrednost referentnog signala 0,8 (frekvencija 40 Hz) dostiže 73 %.

Tabela 6.9 Rezultati merenja sprovedenih pri eksperimentalnoj proveru tehnike upravljanja

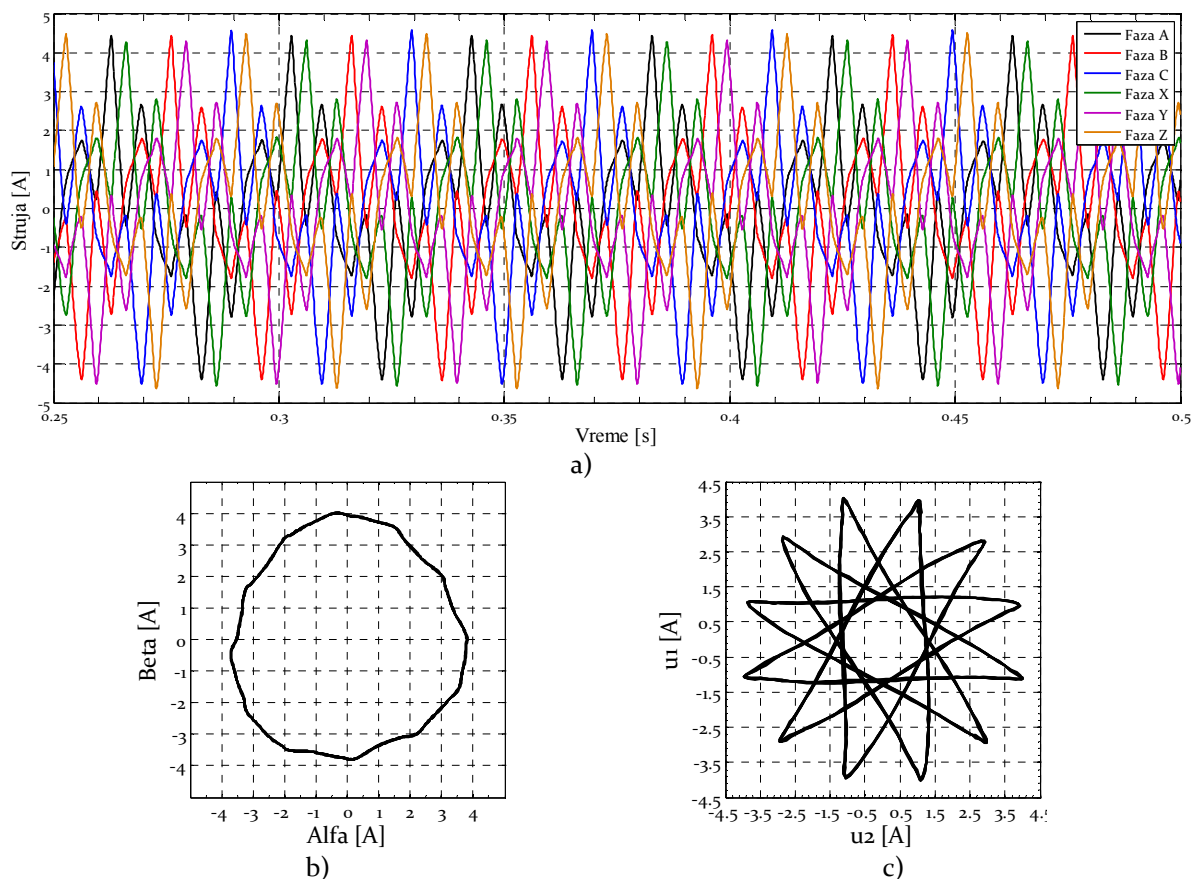
	Eksperiment 1 m=0,3	Eksperiment 2 m=0,5	Eksperiment 3 m=0,8
Fazni napon [V]	67,41	114,57	184,5
THDU [%]	15,03	14,40	14,26
Fazna struja [A]	1,47	1,83	2,25
THDI [%]	47,37	74,24	73,35
Frekvencija [Hz]	14,91	24,91	39,97



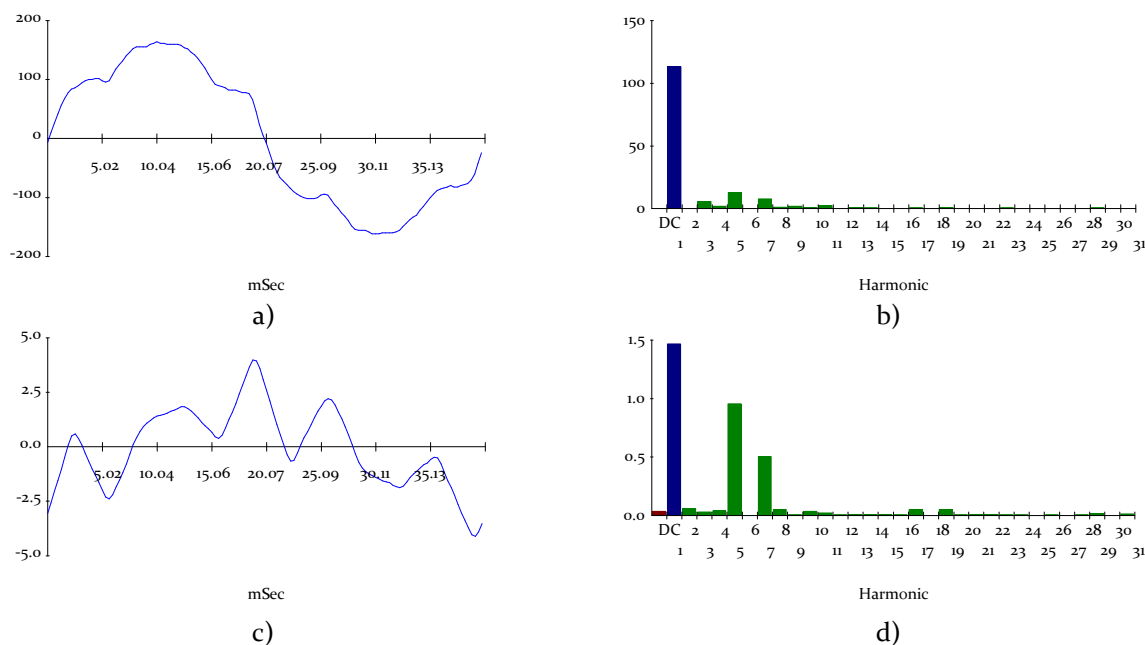
Slika 6.45 Ekperimentalni rezultati za  $|u_{ref}|=0,3$  prikupljeni dSPACE sistemom: a) talasni oblik faznih struja, b)  $\alpha$ - $\beta$  hodograf faznih struja, c)  $\mu_1$ - $\mu_2$  hodograf faznih struja



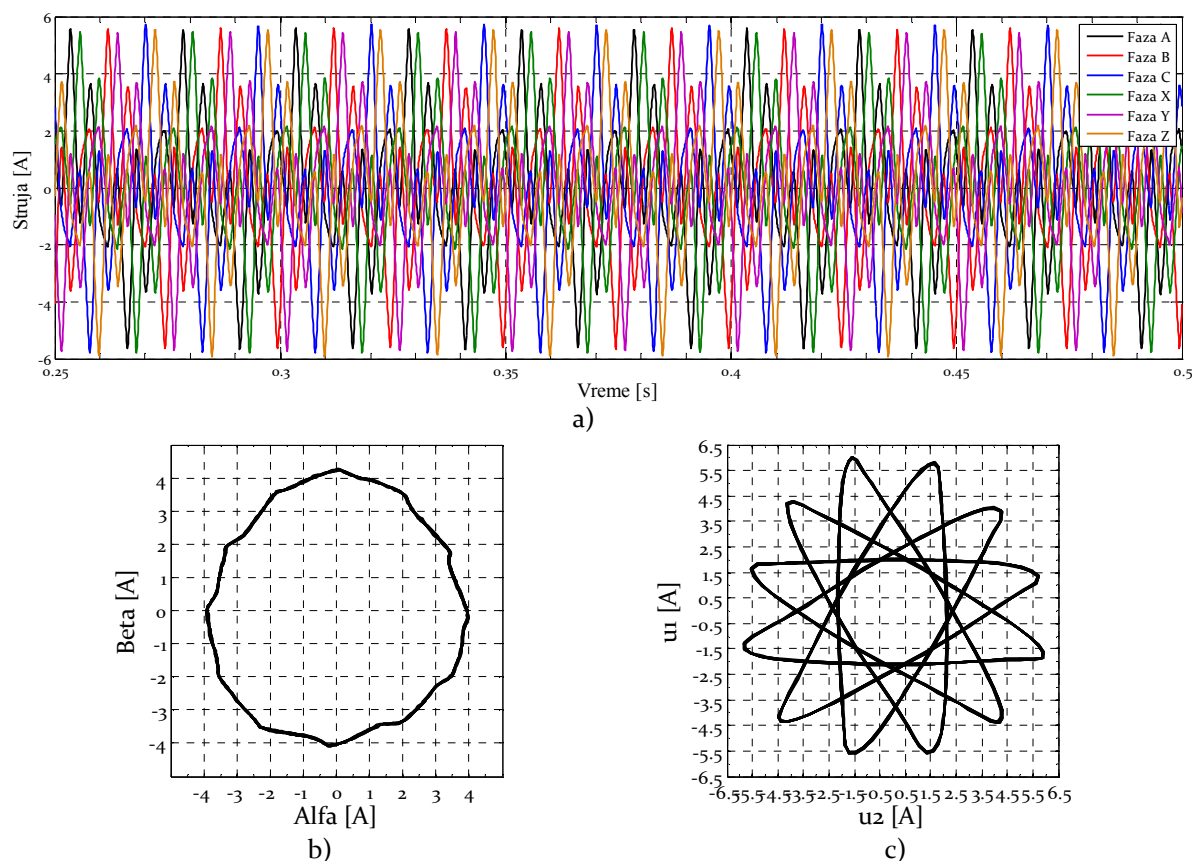
Slika 6.46 Ekperimentalni rezultati za  $|u_{ref}|=0,3$  prikupljeni ručnim analizatorom harmonika Fluke 41b: a) talasni oblik napona faze A, b) harmonijski sastav napona faze A, c) talasni oblik struje faze A, d) harmonijski sastav struje faze A



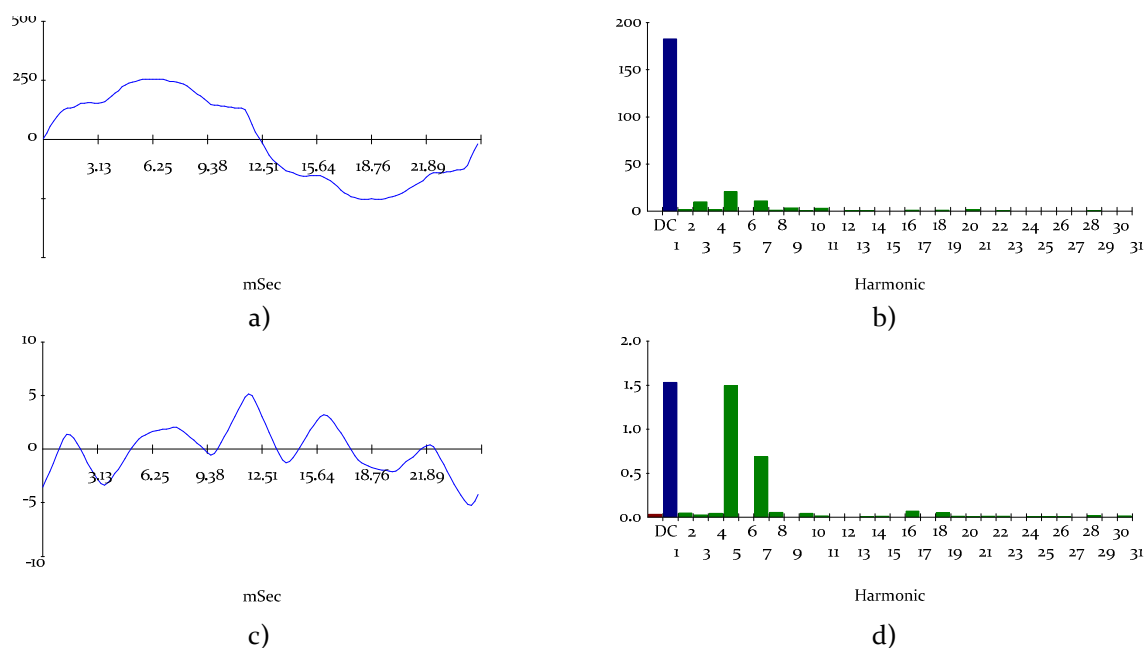
Slika 6.47 Ekperimentalni rezultati za  $|u_{ref}|=0,5$  prikupljeni dSPACE sistemom: a) talasni oblik faznih struja, b)  $\alpha$ - $\beta$  hodograf faznih struja, c)  $\mu_1$ - $\mu_2$  hodograf faznih struja



Slika 6.48 Ekperimentalni rezultati za  $|u_{ref}|=0,5$  prikupljeni ručnim analizatorom harmonika Fluke 41b: a) talasni oblik napona faze A, b) harmonijski sastav napona faze A, c) talasni oblik struje faze A, d) harmonijski sastav struje faze A



Slika 6.49 Ekperimentalni rezultati za  $|u_{ref}|=0,8$  prikupljeni dSPACE sistemom: a) talasni oblik faznih struja, b)  $\alpha$ - $\beta$  hodograf faznih struja, c)  $\mu_1$ - $\mu_2$  hodograf faznih struja



Slika 6.50 Ekperimentalni rezultati za  $|u_{ref}|=0,8$  prikupljeni ručnim analizatorom harmonika Fluke 41b: a) talasni oblik napona faze A, b) harmonijski sastav napona faze A, c) talasni oblik struje faze A, d) harmonijski sastav struje faze A

### 6.2.2.5 Dvostruka trofazna SVPWM tehnika

Dvostrukom trofaznom tehnikom upravljanje šestofaznim invertorom se realizuje preko dva sinhronizovanja trofazna SVPWM modulatora. Upotrebljeni SVPWM modulatori su standardne realizacije kao oni upotrebljeni u trofaznim pogonima. Pri tome su referentni vektori ova dva modulatora međusobno pomereni za  $\pi/6$  u skladu sa raporedom grupa trofaznih namotaja šestofazne mašine.

Prikaz rezultata izvršenih eksperimenata za tri vrednosti modula referentnog vektora 0,3, 0,5 i 0,8 primenjen je U/f princip. Rezultati sprovedenih eksperimenata su prikazani na slikama 6.51 do 6.56.

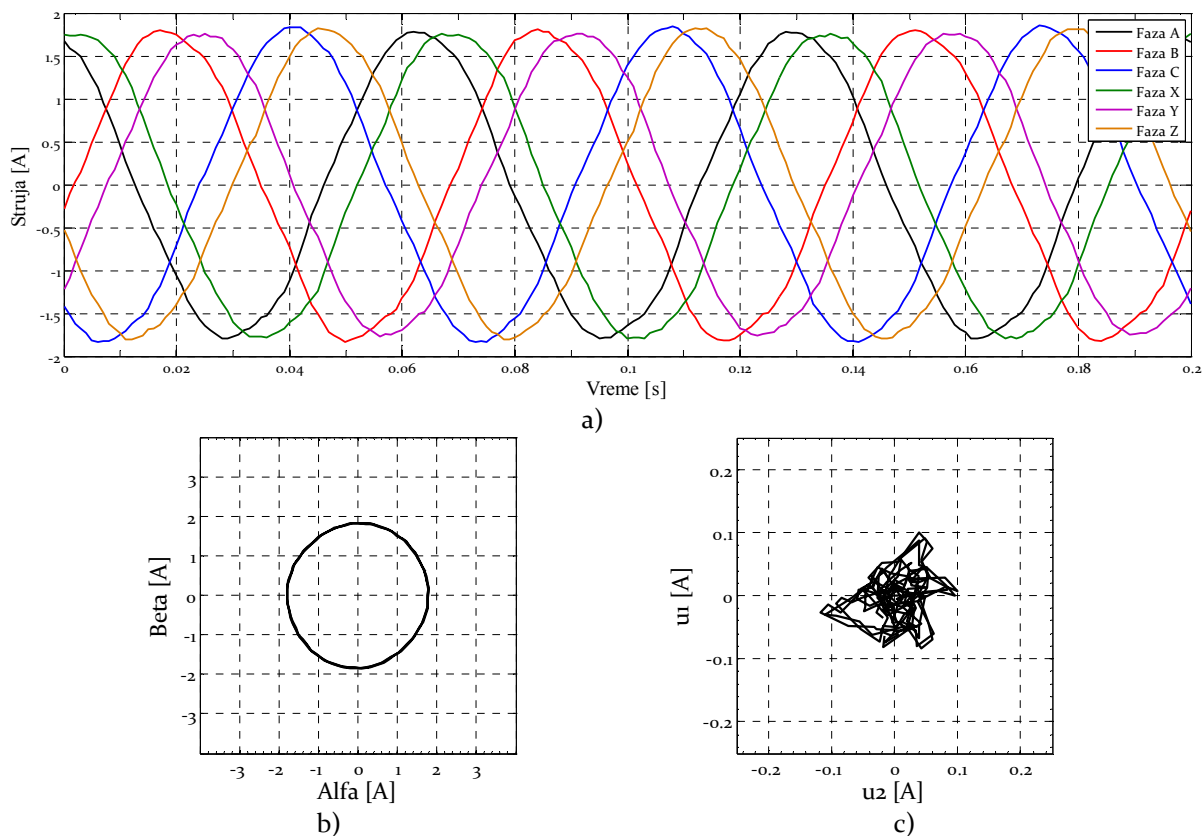
Pregled osnovnih parametara generisanih faznih napona na izlazu invertora i struje šestofazne asimetrične mašine dobijenih primenom dvostruke trofazne tehnike prikazan je u tabeli 6.10.

Ukoliko se uporede rezultati dobijeni ZSSPWM tehnikom i rezultati dobijeni dvostrukom trofaznom tehnikom donosi se zaključak o njihovoj međusobnoj podudarnosti. Znajući da SVPWM tehnika predstavlja drugačiji način realizacije ZSSPWM tehnike zaključak ne iznenađuje.

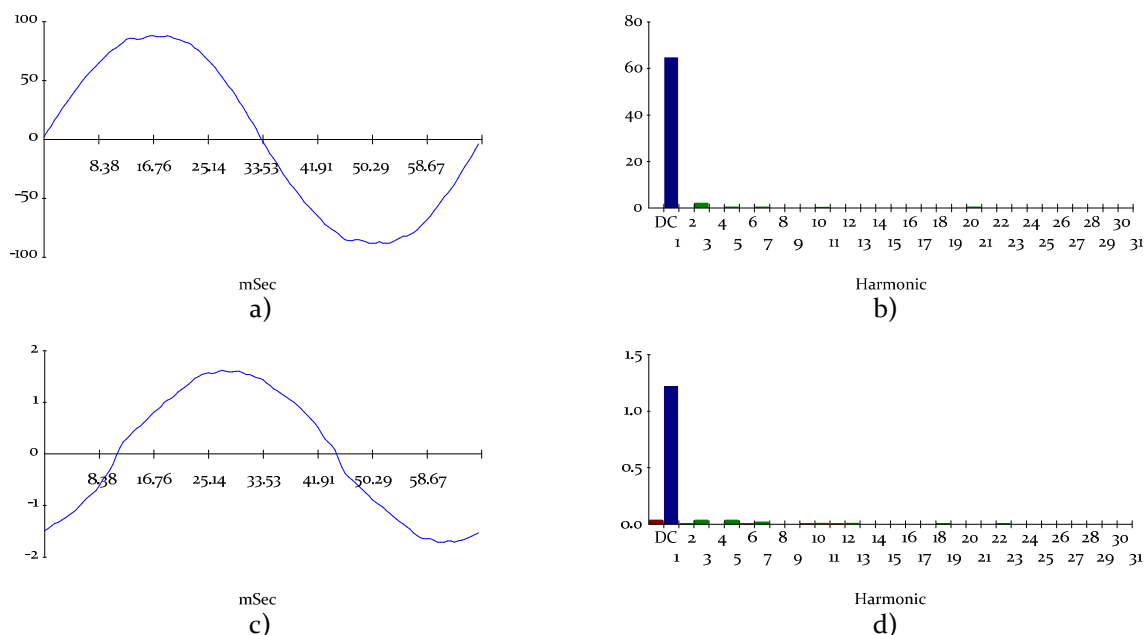
**Tabela 6.10 Rezultati merenja sprovedenih pri eksperimentalnoj proveru dvostruke trofazne tehnike upravljanja**

	Eksperiment 1 m=0,3	Eksperiment 2 m=0,5	Eksperiment 3 m=0,8
Fazni napon [V]	64,57	109,93	177,3
THDU [%]	3,49	3,70	3,67
Fazna struja [A]	1,22	1,36	1,42
THDI [%]	4,84	5,31	7,25
Frekvencija [Hz]	14,91	24,91	39,97

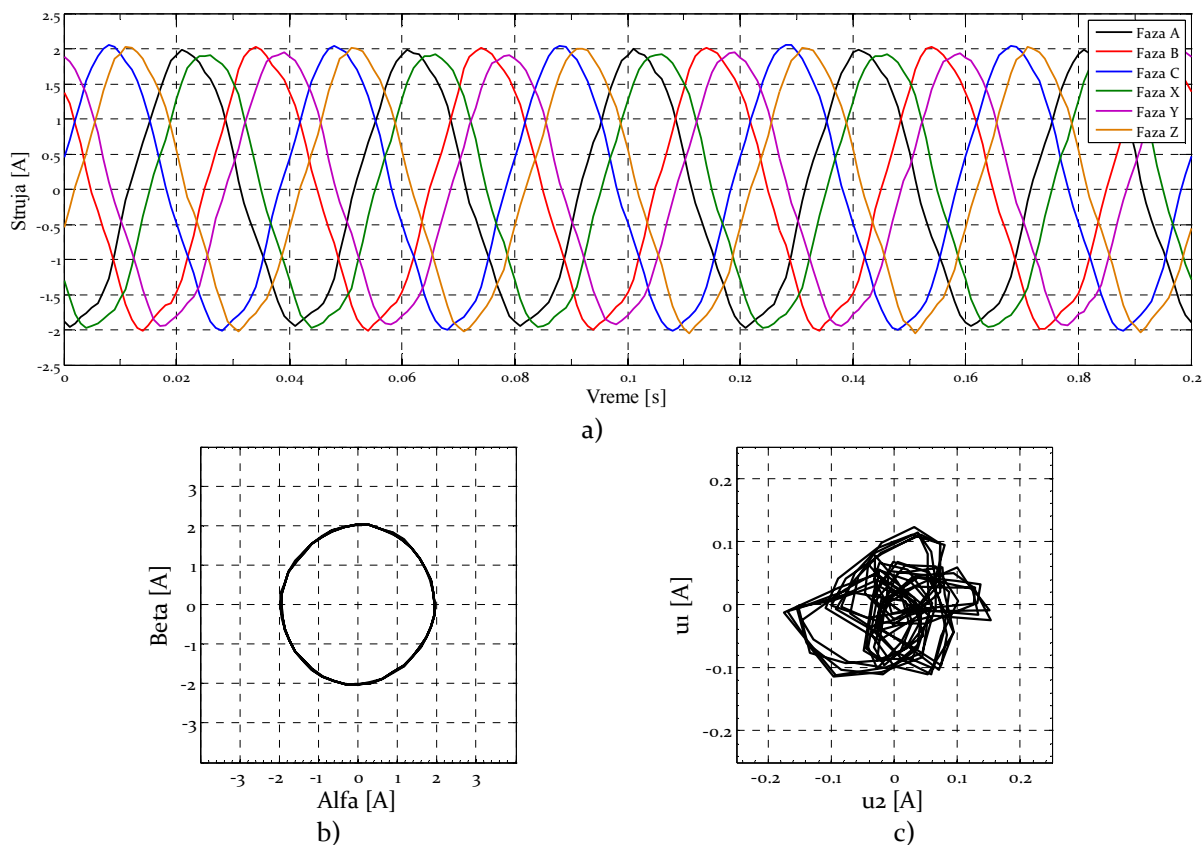




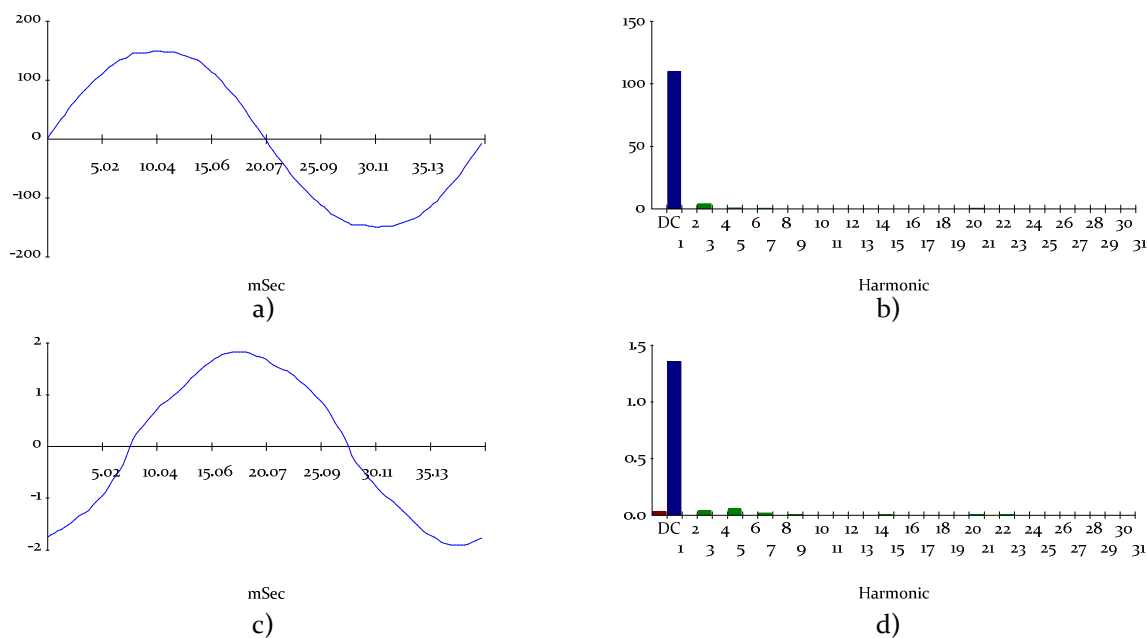
Slika 6.51 Ekperimentalni rezultati za  $|u_{ref}|=0,3$  prikupljeni dSPACE sistemom: a) talasni oblik faznih struja, b)  $\alpha$ - $\beta$  hodograf faznih struja, c)  $\mu_1$ - $\mu_2$  hodograf faznih struja



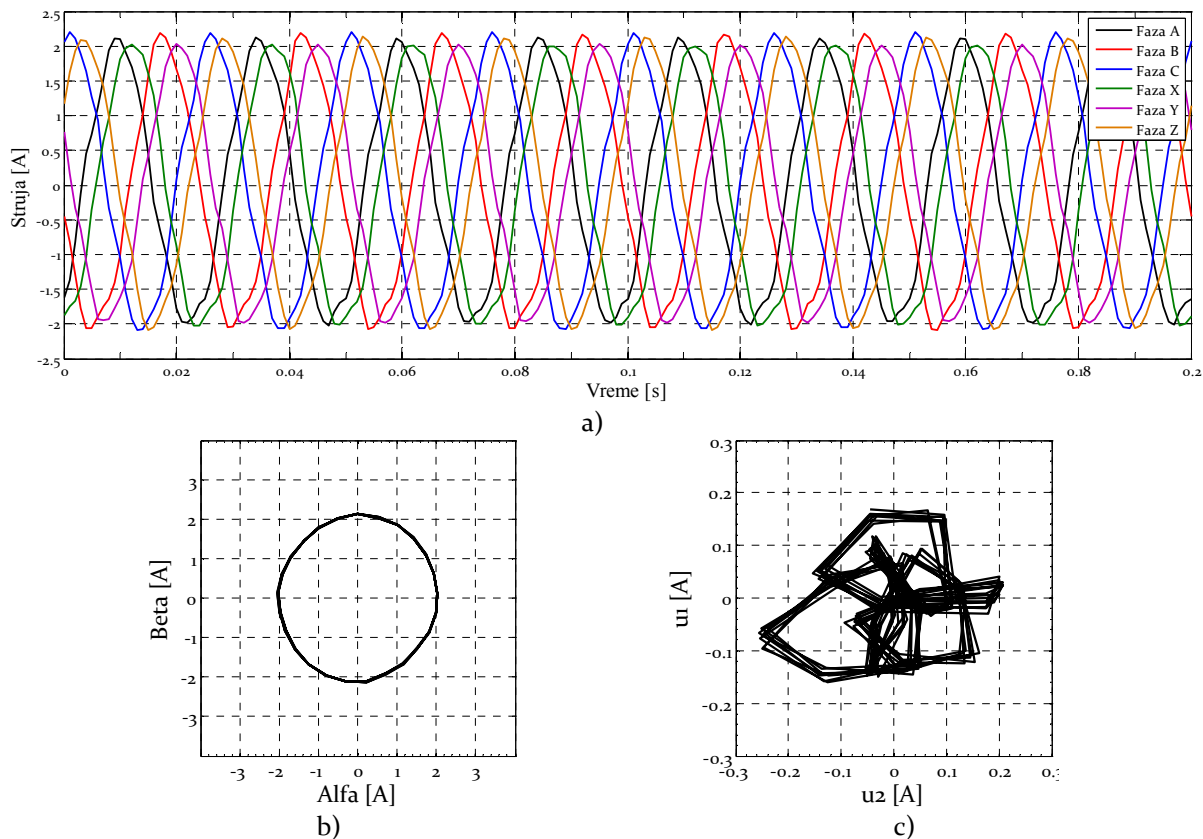
Slika 6.51 Ekperimentalni rezultati za  $|u_{ref}|=0,3$  prikupljeni ručnim analizatorom harmonika Fluke 41b: a) talasni oblik napona faze A, b) harmonijski sastav napona faze A, c) talasni oblik struje faze A, d) harmonijski sastav struje faze A



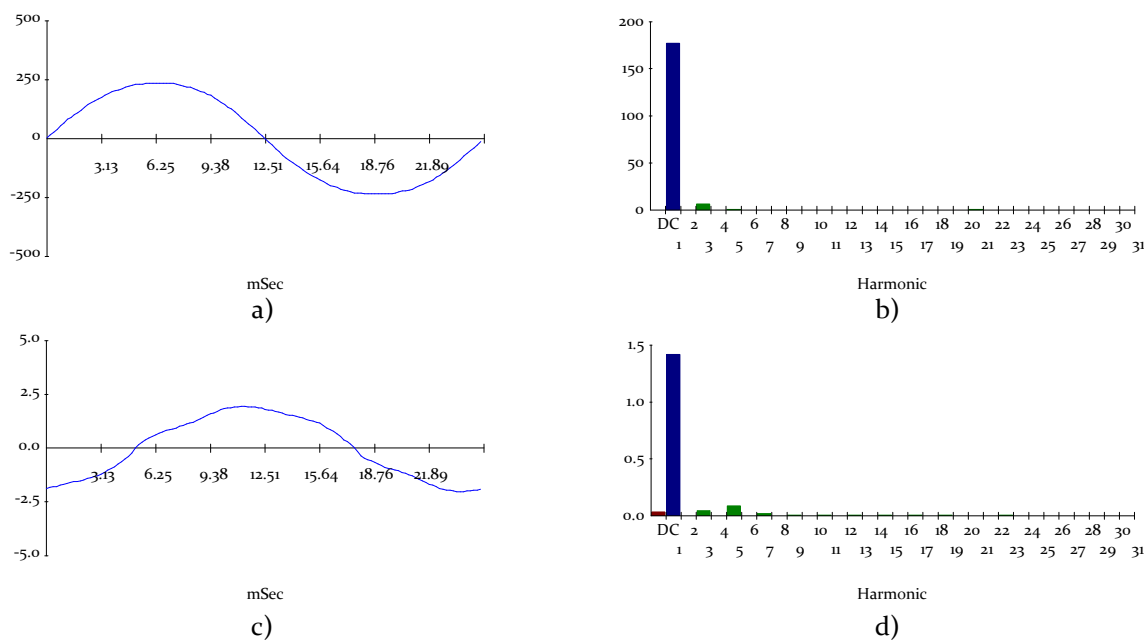
Slika 6.53 Ekperimentalni rezultati za  $|u_{ref}|=0,5$  prikupljeni dSPACE sistemom: a) talasni oblik faznih struja, b)  $\alpha$ - $\beta$  hodograf faznih struja, c)  $\mu_1$ - $\mu_2$  hodograf faznih struja



Slika 6.54 Ekperimentalni rezultati za  $|u_{ref}|=0,5$  prikupljeni ručnim analizatorom harmonika Fluke 41b: a) talasni oblik napona faze A, b) harmonijski sastav napona faze A, c) talasni oblik struje faze A, d) harmonijski sastav struje faze A



Slika 6.55 Ekperimentalni rezultati za  $|u_{ref}|=0,8$  prikupljeni dSPACE sistemom: a) talasni oblik faznih struja, b)  $\alpha$ - $\beta$  hodograf faznih struja, c)  $\mu_1$ - $\mu_2$  hodograf faznih struja



Slika 6.56 Ekperimentalni rezultati za  $|u_{ref}|=0,8$  prikupljeni ručnim analizatorom harmonika Fluke 41b: a) talasni oblik napona faze A, b) harmonijski sastav napona faze A, c) talasni oblik struje faze A, d) harmonijski sastav struje faze A

### 6.2.3 Eksperimentalna verifikacija vektorskog upravljanja šestofaznim asimetričnim asinhronim motorom

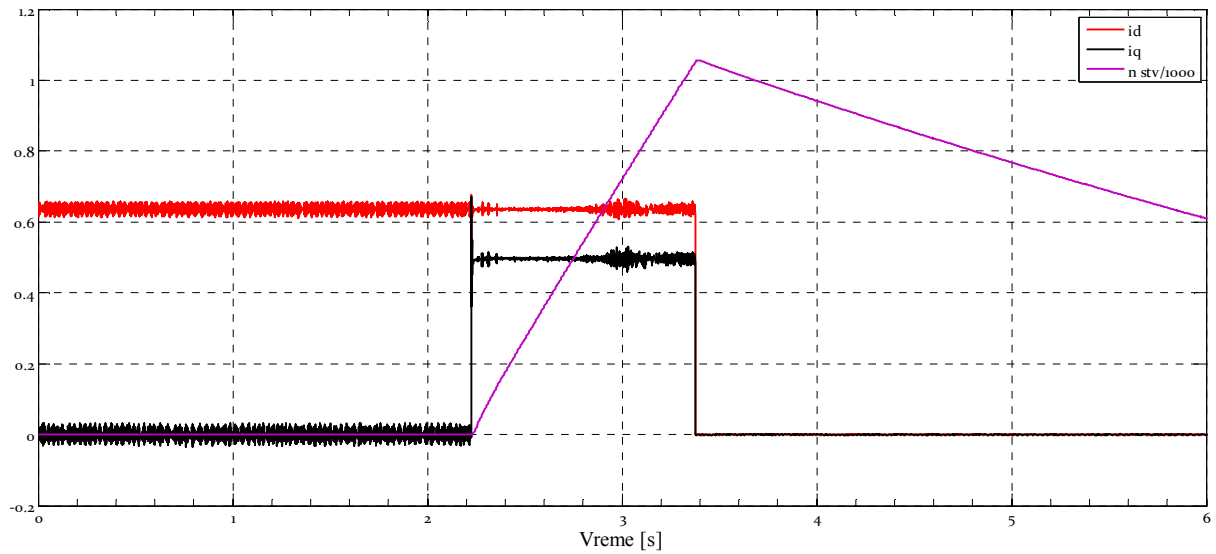
Radi uvida u karakteristike vektorski upravljane šestofazne asimetrične asinhrone mašine, provere iznesenih tvrdnji, kao i provere performansi isprojektovanih i simuliranih PI regulatora, izvršena je njena praktična realizacija. Eksperimentom je realizovana metoda indirektnog vektorskog upravljanja. Estimacija prostornog vektora fluksa rotora vršena je u rotacionom koordinatnom sistemu, strujnim estimatorom.

Prvim eksperimentom provereno je raspredanje upravljanja po fluksu i momentu asimetrične asinhrone mašine odnosno dokazano je odsustvo sprege između  $d$  i  $q$  ose. Eksperiment je sproveden tako da je po pokretanju zadata referentna vrednost nazivne struje po  $d$  osi  $I_d^{ref} = 0,64 A$  a potom je u trenutku 2,2 s referentna vrednost struje po  $q$  osi skokovito promenjena sa nulte vrednosti na 0,5 A. Rezultati sprovedenog eksperimenta, prikazani na slici 6.57, pokazuju da su dejstva promena po  $d$  i  $q$  osi nezavisna te da je željeno i postignuto. Očekivano, raspregnuto upravljanje se ogleda i u linearnom porastu brzine koja je skalirano prikazana na istom grafiku. U trenutku 3,4 s brzina dostiže limitovanu vrednost i istovremeno dolazi do automatskog prekidanja eksperimenta. Zaustavljanje motora do nulte brzine se od trenutka prekidanja napajanja dešava po inerciji.

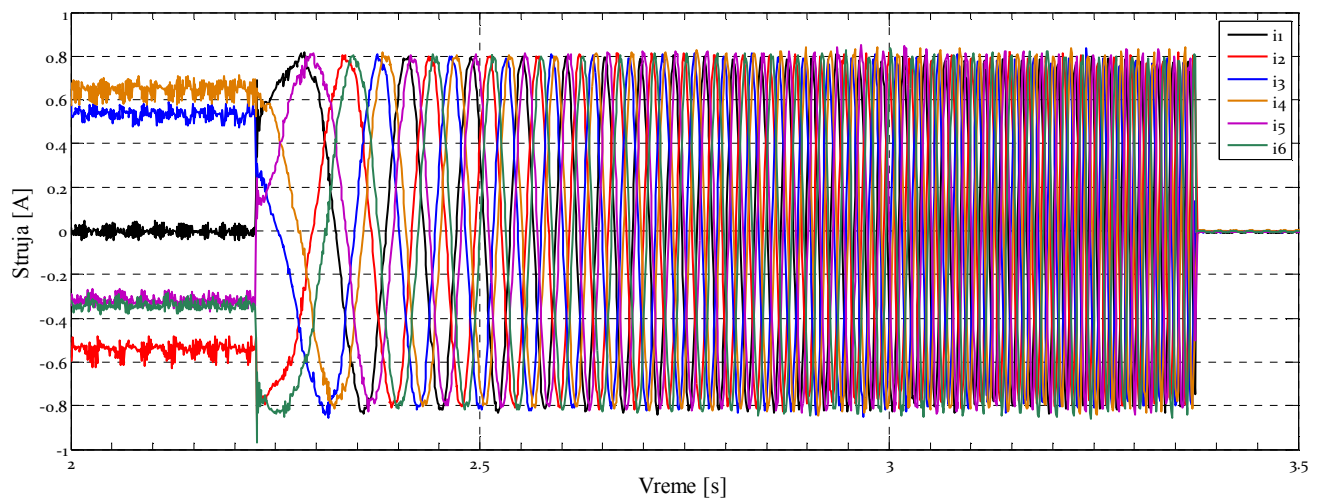
Na slici 6.58 prikazan je izgled faznih struja tokom trajanja eksperimenta. Sa slike se vidi da su struje do trenutka zadavanja komponente struje po  $q$  osi jednosmerne, a da nakon toga postepeno dolazi do povećavanja frekvencije struja.

Konačno, narednim eksperimentom je izvršena provera kompletne strukture brzinski kontrolisanog pogona sa šestofaznim asimetričnim asinhronim motorom. Na slici 6.59 su prikazani rezultati sprovedenog eksperimenta. Referentni signal brzine izabran je tako da se ispita ubrzavanje, usporenje i rad pri konstantnoj brzini pri čemu se tretirala i pozitivna i negativna referentna vrednost. Izabrano je da se referentna vrednost brzine zadaje po rampi, a ne u vidu skokovite promene. Postignuto je apsolutno poklapanje stvarne brzine sa zadatom pa je iz tog razloga signal referentne brzine odsutan na slici.

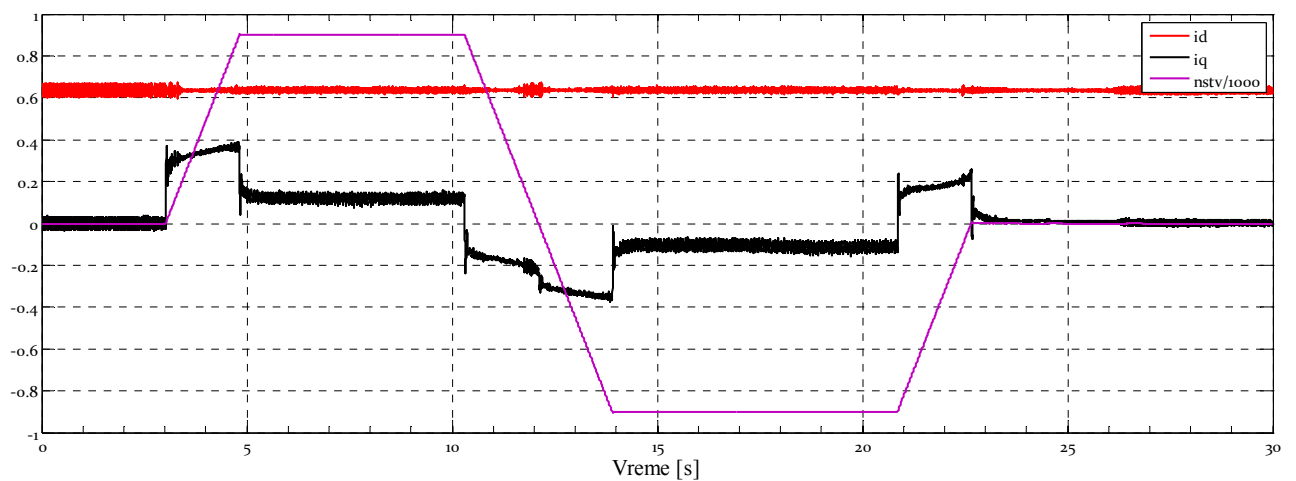
Na slici 6.60 prikazan je izgled faznih struja koje su snimljene tokom sprovođenja eksperimenta, dok je slikom 6.61 prikazan segment slike 6.60 u periodu 11,5 s do 12,5 s u kome je referentna vrednost brzine promenjena od 900 obr/min do -900 obr/min.



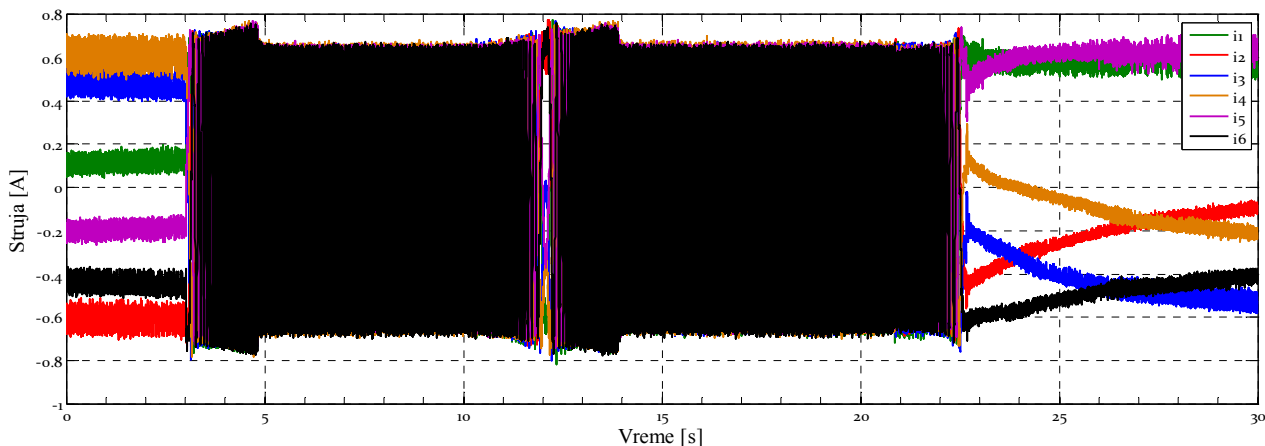
**Slika 6.57** Dokaz raspregnutog upravljanja fluksom i momentom, odziv strujnih regulatora d i q komponenti struje, linearni porast brzine u situaciji nominalne pobuđenosti mašine i konstantne vrednosti struje po q osi



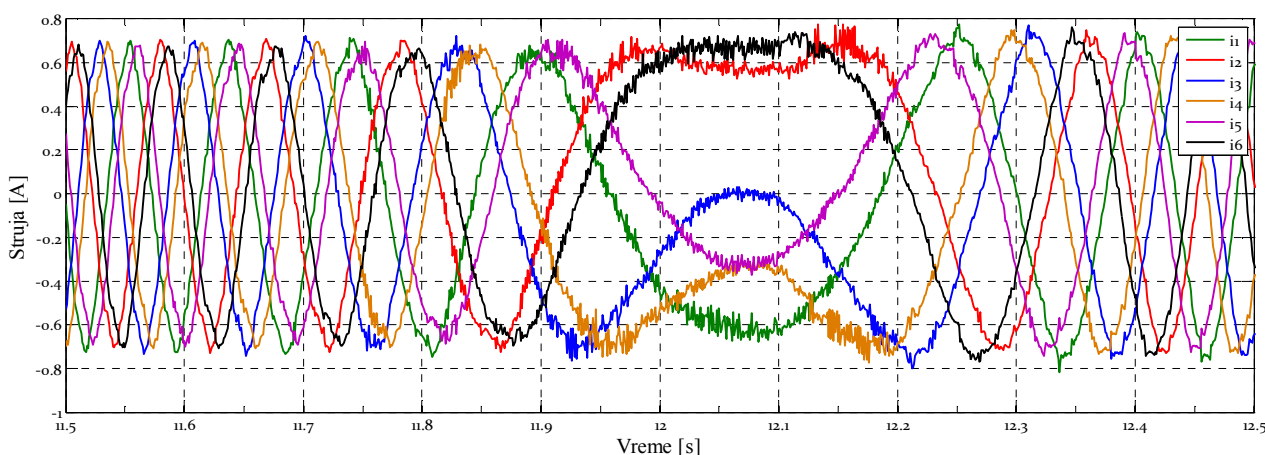
**Slika 6.58** Izgled faznih struja tokom trajanja eksperimenta



**Slika 6.59** Provera podešenosti brzinskog regulatora

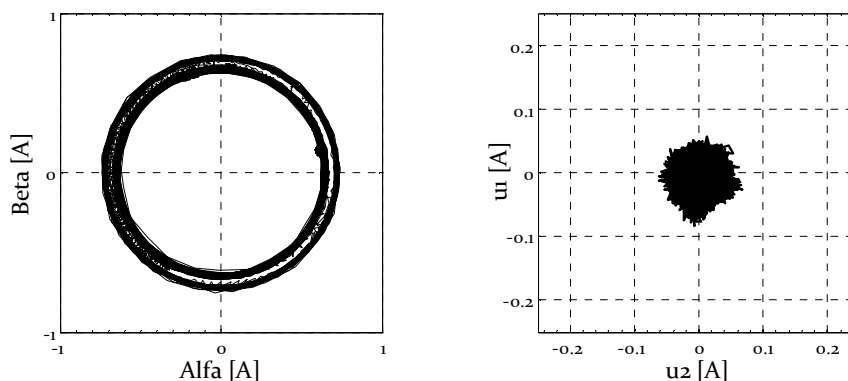


Slika 6.60 Izgled faznih struja tokom trajanja eksperimenta



Slika 6.61 Izgled faznih struja u trenutku promene smera obrtanja

U strukturu vektorskog upravljanja implementirana je modulaciona tehnika originalno razvijena ovim radom (prikazana u 3.24). Manifestacija ispravnosti modulacione tehnike je prikazana na slici 6.62 hodografom  $\alpha$ - $\beta$  i  $\mu_1$ - $\mu_2$  komponenti dobijenih primenom transformacione matrice (2.21). Analiza faznih struja vršena je tokom trajanja eksperimenta i to u svakoj periodi PWM-a neposredno nakon očitavanja trenutnih vrednosti faznih struja.

Slika 6.62 Hodograf  $\alpha$ - $\beta$  (levo) i  $\mu_1$ - $\mu_2$  komponenti (desno)

## 7. Zaključak

Fokus naučne rasprave izložene u disertaciji usmeren je na problematiku upravljanja šestofaznim inverterom u pogonu šestofazne asimetrične asinhronne kavezne mašine. Prikazana sinteza nove tehnike impulsno širinske modulacije predstavlja originalni i najznačajniji doprinos teze.

Analizom literature može se uočiti da većina do sada predstavljenih tehnika upravljanja ne uspeva simultano da reši dva specifična zahteva vođenja invertora u pogonu šestofazne asimetrične mašine: kontrola generisanja dodatnih gubitaka koji nastaju kao posledica nekontrolisanog generisanja komponenti van prostora zaduženog za elektromehaničku konverziju i jednostavna implementacija u komercijalno dostupan DSP po pitanju formiranja simetričnog PWM signala sa dve tranzicije upravljačkog signala po periodu.

Originalnom šemom izbora vektora, koja pored velikih vektora koristi i vektore srednje dužine prilikom aproksimacije referentnog, rešeni su problemi koji su uočeni u ranijim tehnikama upravljanja. Kako bi se realizovao željeni napon na izlazu invertora u svakoj sekvenci PWM-a nova tehnika kombinuje četiri nenulta vektora. Originalnom kombinacijom i sekvencom korišćenih vektora rešena su oba problema ranijih tehnika, a istovremeno nije došlo do degradacije mogućnosti iskoristivosti napona jednosmernog međukola. Takođe, u radu je prikazana procedura uprošćenja kompleksnog matematičkog proračuna vremena vođenja pojedinih vektora unutar prekidačke periode čime je i u ovom segmentu rešena problematika realizacija tehnike primenom komercijalnog DSP uređaja.

U smislu shvatanja problematike napajanja šestofazne asimetrične mašine razvijen je njen matematički reprezent odnosno model. Model je postavljen u originalnom prostoru te je tretmanom odgovarajućim transformacionim matricama uprošćen za dalju analizu. Transformacijom se originalni model mašine opisan sa šest varijabli zamenjuje sa

tri modela raspoređena u tri međusobno ortogonalna odnosno dekuplovana potprostora. Ortogonalnost potprostora u kojima je opisan ovakav transformisan model postiže se značajno uproćenje za dalju analizu. Dalje, pokazano je da model šestofaznog asimetričnog asinhronog motora u  $\alpha$ - $\beta$  potprostoru, koji je najznačajniji za razmatranje jer se u njemu odvija elektromehanička konverzija, identičan modelu trofaznog asinhronog motora. Iz tog razloga se u cilju daljeg pojednostavljenja modela transformaciona matrica kretanja u obliku primenljivom za trofazne asinhronne motore može primeniti i u slučaju šestofaznog asimetričnog motora. Jednačine naponske ravnoteže statorskog i rotorskog kola u druga dva potprostora, koja su u ovom radu nazvana  $\mu_1$ - $\mu_2$  i  $z_1$ - $z_2$  potprostor, se ne razlikuju. Jednačine imaju istu formu i parametre, i predstavljaju jednačine naponske ravnoteže RL kola (R član je statorska odnosno rotorska otpornost, a L član induktivnost rasipanja statora odnosno rotora). Zaključeno je da u slučaju analize mašine sa odvojenim zvezdištima, nulte komponente koje se manifestaciju u  $z_1$ - $z_2$  potprostoru jednake 0.

Kako upotreba šestofazne mašine podrazumeva upotrebu invertora za formiranje šestofaznog napajanja, u radu je urađena detaljna analiza rada odgovarajućeg invertora. Uočena su 64 prostorna vektora u kompleksnoj ravni, definisani su njihovi položaji i amplitude i pomoću dekompozicione matrice izvršeno je njihovo preslikavanje u tri nova, međusobno ortogonalna podsistema. Uočeno je da se po moduli vektori dele u pet grupa, od koji su nenulti vektori raspoređeni u četiri grupa, a četiri nulta vektora pripada petoj grupi.

Detaljna analiza različitih tehnika upravljanja šestofaznim invertorom u pogonu sa šestofaznom asimetričnom mašinom prikazana je u trećem poglavlju rada. Sve obrađene tehnike su teorijski analizirane. Ispravnost ovih analiza je potvrđena računarskim simulacijama korišćenjem Simulink/Matlab programskog paketa. U poglavlju je predstavljena sinteza nove tehnike impulsno širinske modulacije. Prikaz nove tehnike upravljanja je kompletan u tom smislu da obrađuje sve aspekte objašnjenja, od teorijske osnove do smernica za njenu praktičnu realizaciju na digitalnom kontrolnom sistemu. Kao krajnji zaključak poglavlja formirana je kriterijumska funkcija kojom je izvršeno poređenje tehnika. Kriterijumskom funkcijom su za vrednovanje tehnika kao najznačajniji parametri izabrani iskorišćenje napona jednosmernog međukola i kontrola generisanja dodatnih gubitaka, dok je nivo harmonijske distorzije napona, te ostvareni prekidački gubici i kompleksnost potrebnog PWM signala definisani kao parametri manje važnosti. Na bazi dobijenih rezultata formirana je rang lista tehnika upravljanja.



Kao konačna provera ispravnosti nove modulacione tehnike u radu je prikazana njena integracija u strukturu vektorskog upravljanja. Integracija kontrole generisanja komponenti koje ne učestvuju u formiranju korisnog momenta u sam modulator omogućila je primenu klasične strukture indirektnog vektorskog upravljanja kakva se koristi u trofaznim pogonima. Ovim je regulaciona struktura uprošćena, a procesorsko vreme oslobođeno za druge potrebe.

Rad se pozabavio i problematikom ponašanja šestofazne asimetrične mašine u režimu otkaza faznog namotaja mašine. Prikazana detaljna analiza mašine i invertora za njeno napajanje predstavlja dobru osnovu za nastavak istraživanja u ovoj oblasti.

Poseban značaj ovog rada ogleda se u tome da su svi teorijski navodi i simulacioni rezultati potporeni eksperimentalnim rezultatima. Svi eksperimenti su sprovedeni korišćenjem formiranog laboratorijskog prototipa šestofaznog pogona koji je nastao kao rezultat dugogodišnjeg angažmana i predanog rada autora i nekolicine njegovih kolega.

Postoji nekoliko daljih pravaca istraživanja u ovoj oblasti.

Ukoliko je reč o istraživanjima u kojima tretirana mašina radi bez prisutnog kvara, potencijalno najzanimljiviji pravac istraživanja bi bila problematika upotrebe višefaznih mašina u izvorima električne energije. Veća specifična gustina energije omogućava kompaktnija rešenja u poređenju sa klasičnim trofaznim što može biti od interesa za primenu u vetroelektranama ili za izradu brodskih generatorskih jedinica.

Još jedan pravac za dalja istraživanja može biti i indentifikacija parametara mašine koji su podložni promenama. Otpornosti namotaja rotora i statora su temperaturno promenjive veličine, dok su induktivnosti promenjive usled promene nivoa fluksa u mašini. U cilju smanjenja greške u proceni brzine obrtanja poželjno je vršiti indentifikaciju parametara podložnih promenama ili realizovati algoritme za procenu brzine obrtanja koji nisu osetljivi na promenu parametara.

Ono što ovim radom nije analizirano, a što predstavlja neophodan aspekt i potrebu u radu razvijenog modulatora jeste proširenje rada modulatora u oblasti nadmodulacije. U cilju proširenja operativnog opsega radnih brzina budući rad se mora pozabaviti ovom problematikom.

Ukoliko se razmatra rad mašine u prisustvu strukturne asimetrije odnosno ispada jedne ili više faza mašine, potentan pravac istraživanja može biti usmeren ka iznalaženju optimalne strategije reakcije pogona po nastanku kvara. Strujno ograničenje napojnog invertora ili mašine, potreba pogona za zadržavanjem nominalne vrednosti momenta i po

nastanku kvara ili ograničenje kojim se diktira zadržavanje nivoa gubitaka u namotajima u prisustvu kvara definiše nekoliko scenarija koji umnogome utiču na konstrukciju mašine, konstrukciju invertora kao i na izbor optimalne tehnike upravljanja.

## 8. Korišćena literatura

- [1] E. E. Ward and H. Härer, "Preliminary investigation of an inverter-fed 5-phase induction motor," *Proc. Inst. Electr. Eng.*, vol. 116, no. 6, p. 980, 1969.
- [2] E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H. A. Toliyat, and S. Williamson, "Multiphase induction motor drives – a technology status review," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 1, no. 4, p. 489, 2007.
- [3] M. Jones and L. Emil, "A literature survey of state-of-the-art in multiphase AC drives," in *37th Int. Universities Power Engineering Conference UPEC*, 2002, pp. 505–510.
- [4] R. Nelson and P. Krause, "Induction Machine Analysis for Arbitrary Displacement Between Multiple Winding Sets," *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, vol. PAS-93, no. 3, pp. 841–848, May 1974.
- [5] L. Parsa, "On advantages of multi-phase machines," 2005, p. 6 pp.
- [6] L. De Camillis, M. Matuonto, A. Monti, and A. Vignati, "Optimizing current control performance in double winding asynchronous motors in large power inverter drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, no. 5, pp. 676–685, Sep. 2001.
- [7] S. Williamson and S. Smith, "Pulsating torque and losses in multiphase induction machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 4, pp. 986–993, Jul. 2003.
- [8] A. N. Golubev and S. V. Ignatenko, "Influence of number of stator-winding phases on the noise characteristics of an asynchronous motor," *Russ. Electr. Eng.*, vol. 71, pp. 41–46, 2000.
- [9] E. Levi, M. Jones, and S. N. Vukosavic, "Even-phase multi-motor vector controlled drive with single inverter supply and series connection of stator windings," *IEE Proc. - Electr. Power Appl.*, vol. 150, no. 5, p. 580, 2003.
- [10] E. Levi, M. Jones, S. N. Vukosavic, A. Iqbal, and H. A. Toliyat, "Modeling, Control, and Experimental Investigation of a Five-Phase Series-Connected Two-Motor Drive With Single Inverter Supply," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 3, pp. 1504–1516, Jun. 2007.

- 
- [11] E. Levi, M. Jones, S. N. Vukosavic, and H. A. Toliyat, "Operating Principles of a Novel Multiphase Multimotor Vector-Controlled Drive," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 19, no. 3, pp. 508–517, Sep. 2004.
- [12] E. Levi, "Recent Developments in High Performance Variable-Speed Multiphase Induction Motor Drives," presented at the Sixth International Symposium Nikola Tesla, Belgrade, Serbia, 2006.
- [13] M. A. Abbas, R. Christen, and T. M. Jahns, "Six-Phase Voltage Source Inverter Driven Induction Motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-20, no. 5, pp. 1251–1259, Sep. 1984.
- [14] K. Gopakumar, S. Sathiakumar, S. K. Biswas, and J. Vithayathil, "Modified current source inverter fed induction motor drive with reduced torque pulsations," *Electr. Power Appl. Proc. B*, vol. 131, no. 4, pp. 159 – 164, Jul. 1984.
- [15] B. K. Bose, *Power electronics and motor drives: advances and trends*. Amsterdam ; Boston: Elsevier/Academic Press, 2006.
- [16] "ABB drives." [Online]. Available: <http://www.abb.com>.
- [17] "Drive Technology: Drive Systems for the Entire Drive Train - Siemens." [Online]. Available: <http://www.industry.siemens.com>.
- [18] "Allen-Bradley drives." [Online]. Available: <http://www.ab.com/support/abdrives/>.
- [19] E. A. Klingshirn, "High Phase Order Induction Motors - Part I-Description and Theoretical Considerations," pp. 47–53, Jan. 1983.
- [20] G. . Singh, "Multi-phase induction machine drive research—a survey," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 61, no. 2, pp. 139–147, Mar. 2002.
- [21] I. Boldea, *The induction machines design handbook*, 2nd ed. Boca Raton, FL: CRC Press/Taylor & Francis, 2010.
- [22] B. J. Chalmers, *A.C. machines: electromagnetics and design*. Taunton, Somerset, England: Research Studies Press Wiley, 1991.
- [23] J. Pyrhonen, T. Jokinen, and V. Hrabovcová, *Design of rotating electrical machines*. Chichester, West Sussex, United Kingdom; Hoboken, NJ: Wiley, 2008.
- [24] V. Vučković, *Opšta teorija električnih mašina*. Beograd: Nauka, Beograd, 1988.
- [25] D. C. White and H. H. Woodson, *Electromechanical energy conversion*. John Wiley and Sons, New York, NY, 1959.
- [26] Y. Zhao and T. A. Lipo, "Space vector PWM control of dual three phase induction machine using vector space decomposition," pp. 742–749.
- [27] H. Razik, A. Rezzoug, and D. Hadiouche, "Modelling and Analysis of Dual-Stator Induction Motors," *IEEJ Trans. Ind. Appl.*, vol. 125, no. 12, pp. 1093–1104, 2005.
- [28] R. O. C. Lyra and T. A. Lipo, "Torque density improvement in a six-phase induction motor with third harmonic current injection," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 38, no. 5, pp. 1351–1360, Sep. 2002.
-

- 
- [29] T. A. Lipo, "A d-q model for six phase induction machines," *Int. Conf. Electr. Mach. Athens Greece*, pp. 860–867, Sep. 1980.
- [30] E. Andrese and K. Bieniek, "6-phase induction motors for current-source inverter drives," in *Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting IAS*, Philadelphia, PA, 1981, pp. 607–618.
- [31] A. Iqbal, E. Levi, M. Jones, and S. N. Vukosavic, "Generalised Sinusoidal PWM with Harmonic Injection for Multi-Phase VSIs," pp. 1–7.
- [32] Olorunfemi Ojo and Gan Dong, "Generalized discontinuous carrier-based PWM modulation scheme for multi-phase converter-machine systems," vol. 2, pp. 1374–1381.
- [33] D. Hadiouche, H. Razik, and A. Rezzoug, "Modelling of a double-star induction motor with an arbitrary shift angle between its three phase windings," in *Proc. 9th Int. Conf. on Power Electronics and Motion Control PEMC*, Kosice, Slovakia, 2000, pp. 5.125–5.130.
- [34] S. Siala, E. Guette, and J. L. Pouliquen, "Multi-inverter control: a new generation drives for cruise ship electric propulsion," in *Proc. European Power Electronics and Applications Conf. EPE*, Toulouse, France, 2003, p. CD-ROM paper 919.
- [35] R. Bojoi, A. Tenconi, F. Profumo, G. Griva, and D. Martinello, "Complete analysis and comparative study of digital modulation techniques for dual three-phase AC motor drives," vol. 2, pp. 851–857.
- [36] J. W. Kelly, E. G. Strangas, and J. M. Miller, "Multiphase space vector pulse width modulation," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 18, no. 2, pp. 259–264, Jun. 2003.
- [37] H. Lijun, Yanmin Su, and Lin Chen, "DSP-based indirect rotor field oriented control for 15-phase induction machines," vol. 3, pp. 2057–2060.
- [38] Lijun Hou, Yanmin Su, and Lin Chen, "DSP-based indirect rotor field oriented control for multiphase induction machines," vol. 2, pp. 976–980.
- [39] H. W. van der Broeck, H.-C. Skudelny, and G. V. Stanke, "Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 24, no. 1, pp. 142–150, Feb. 1988.
- [40] A. R. Bakhshai, G. Joos, and H. Jin, "Space vector PWM control of a split-phase induction machine using the vector classification technique," vol. 2, pp. 802–808.
- [41] D. Hadiouche, L. Baghli, and A. Rezzoug, "Space vector PWM techniques for dual three-phase AC machine: analysis, performance evaluation and DSP implementation," vol. 1, pp. 648–655.
- [42] K. Marouani, L. Baghli, D. Hadiouche, A. Kheloui, and A. Rezzoug, "A New PWM Strategy Based on a 24-Sector Vector Space Decomposition for a Six-Phase VSI-Fed Dual Stator Induction Motor," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 5, pp. 1910–1920, May 2008.
-

- 
- [43] D. Milicevic, V. Katic, Z. Corba, and M. Greconici, "New Space Vector Selection Scheme for VSI Supplied Dual Three-Phase Induction Machine," *Adv. Electr. Comput. Eng.*, vol. 13, no. 1, pp. 59–64, 2013.
- [44] M. Steiner, R. Deplazes, and H. Stemmler, "A new transformerless topology for AC-fed traction vehicles using multi-star induction motors," *EPE J.*, vol. 10, pp. 45–53, 2000.
- [45] Z. Oudjebour, E. M. Berkouk, N. Sami, S. Belgasmi, S. Arezki, and I. Messaif, "Indirect space vector control of a double star induction machine fed by two five-levels NPC VSI," in *Proc. International Conference on Electrical Machines ICEM*, Krakow, Poland, 2004, p. CD-ROM paper no. 155.
- [46] K. A. Corzine, S. D. Sudhoff, E. A. Lewis, D. H. Schmucker, R. A. Youngs, and H. J. Hegner, "Use of multi-level converters in ship propulsion drives," in *Proc. All Electric Ship Conference*, London, England, 1998, pp. 155–163.
- [47] D. Gritter, S. S. Kalsi, and N. Henderson, "Variable speed electric drive options for electric ships," in *Proc. IEEE Electric Ship Technologies Symposium ESTS*, Philadelphia, PA, 2005, pp. 347–354.
- [48] G. K. Singh, K. Nam, and S. K. Lim, "A Simple Indirect Field-Oriented Control Scheme for Multiphase Induction Machine," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 4, pp. 1177–1184, Aug. 2005.
- [49] R. Bojoi, M. Lazzari, F. Profumo, and A. Tenconi, "Digital field-oriented control for dual three-phase induction motor drives," pp. 752–760, May 2003.
- [50] R. Bojoi, F. Farina, M. Lazzari, F. Profumo, and A. Tenconi, "Analysis of the asymmetrical operation of dual three-phase induction machines," vol. 1, pp. 429–435.
- [51] R. Bojoi, F. Profumo, and A. Tenconi, "Digital synchronous frame current regulation for dual three-phase induction motor drives," vol. 3, pp. 1475–1480.
- [52] R. Bojoi, E. Levi, F. Farina, A. Tenconi, and F. Profumo, "Dual three-phase induction motor drive with digital current control in the stationary reference frame," *IEE Proc. - Electr. Power Appl.*, vol. 153, no. 1, p. 129, 2006.
- [53] Jen-Ren Fu and T. A. Lipo, "Disturbance-free operation of a multiphase current-regulated motor drive with an opened phase," pp. 1267–1274, Oct. 1994.
- [54] T. M. Jahns, "Improved Reliability in Solid-State AC Drives by Means of Multiple Independent Phase Drive Units," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-16, no. 3, pp. 321–331, May 1980.
- [55] S. Mantero, E. Paola, and G. Marina, "An optimised control strategy for double star motors configuration in redundancy operation mode," in *Proc. European Power Electronics and Applications Conf. EPE*, Lausanne, Switzerland, 1999, p. CD-ROM paper no. 013.
- [56] S. Mantero, A. Monti, and C. Spreafico, "DC-bus voltage control for double star asynchronous fed drive under fault conditions," vol. 1, pp. 533–538.
-

- 
- [57] A. N. Golubev and S. V. Ignatenko, "Anomalous operation of multiphase asynchronous electric drive," *Russ. Electr. Eng.*, vol. 72, pp. 22–28, 2001.
- [58] E. Levi, "Multiphase Electric Machines for Variable-Speed Applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 5, pp. 1893–1909, May 2008.
- [59] Y. Zhao and T. A. Lipo, "Modeling and control of a multi-phase induction machine with structural unbalance Part I," pp. 570–577, Sep. 1996.
- [60] Y. Zhao and T. A. Lipo, "Modeling and control of a multi-phase induction machine with structural unbalance Part II," pp. 578–584, Sep. 1996.
- [61] D. Dujić, "Vektorski impulsno širinski modulator za šestofazni naponski inverter," Magistarska teza, Univerzitet u Novom Sadu, Novi Sad, Srbija, 2005.
- [62] C. G. Hodge, S. Williamson, and A. C. Smith, "Direct Drive Marine propulsion Motors," presented at the ICEM Conference, Brugge, 2002.
- [63] C. G. Hodge, S. Williamson, and A. C. Smith, "Marine propulsion direct drive multi phase induction motors," *J. Mach. Des. Oper.*, 2004.
- [64] R. M. Calfo, J. A. Fulmer, and J. E. Tessaro, "Generators for use in electric marine ship propulsion systems," vol. 1, pp. 254–259.
- [65] R. Bojoi, M. G. Neacsu, and A. Tenconi, "Analysis and survey of multi-phase power electronic converter topologies for the more electric aircraft applications," 2012, pp. 440–445.
- [66] J. Miller, V. Ostović, V. Stefanović, and J. Kelly, "An integrated automotive starter-generator with pole-phase modulation," in *Proc. XIth Int. Symp. on Power Electronics Ee2001*, Novi Sad, Serbia and Montenegro, 2001, pp. 3–10.
- [67] J. M. Miller, V. Stefanovic, V. Ostovic, and J. Kelly, "Design considerations for an automotive integrated starter-generator with pole-phase modulation," vol. 4, pp. 2366–2373.
- [68] J. Miller and V. Stefanović, "Prognosis for integrated starter alternator systems in automotive applications," in *Proc. Power Electronics and Motion Control Conf. PEMC*, Cavtat, Croatia, 2002, pp. CD-ROM Paper T5-001.
- [69] S. Z. Jiang, K. T. Chau, and C. C. Chan, "Spectral analysis of a new six-phase pole-changing induction motor drive for electric vehicles," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 50, no. 1, pp. 123–131, Feb. 2003.
- [70] M. G. Simoes, N. N. Franceschetti, and P. Vieira, "Design and evaluation of a polyphase brushless DC-machine direct drive system," vol. 2, pp. 835–842.
- [71] J. L. F. van der Veen, L. J. J. Offringa, and A. J. A. Vandenput, "Minimising rotor losses in high-speed high-power permanent magnet synchronous generators with rectifier load," *IEE Proc. - Electr. Power Appl.*, vol. 144, no. 5, p. 331, 1997.
- [72] I. R. Bojoi, "Analysis, Design and Implementation of a Dual Three-Phase Vector Controlled Induction Motor Drive," PhD thesis, Politecnico di Torino, Torino, 2002.
-

- 
- [73] D. Hadiouche, H. Razik, and A. Rezzoug, "On the Modeling and Design of Dual-Stator Windings to Minimize Circulating Harmonic Currents for VSI Fed AC Machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 40, no. 2, pp. 506–515, Mar. 2004.
- [74] D. Hadiouche, H. Razik, and A. Rezzoug, "On the design of dual-stator windings for safe VSI fed AC machine drives," vol. 2, pp. 1123–1130.
- [75] D. G. Dorrell, C. Y. Leong, and R. A. McMahon, "Analysis and Performance Assessment of Six-Pulse Inverter-Fed Three-Phase and Six-Phase Induction Machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 6, pp. 1487–1495, Nov. 2006.
- [76] D. Marčetić, *Mikroprocesorsko upravljanje energetskim pretvaračima*. Novi Sad: FTN izdavaštvo, Novi Sad, 2012.
- [77] R. Krishnan, *Electric motor drives: modeling, analysis, and control*. Upper Saddle River, N.J: Prentice Hall, 2001.
- [78] H. A. Toliyat, *DSP-Based electromechanical motion control*. Boca Raton [Fla.]: CRC Press, 2004.
- [79] N. Mohan, *Advanced electric drives: analysis, control and modeling using simulink*. Minneapolis: MNPERE, 2001.
- [80] T. M. Rowan, R. J. Kerkman, and T. A. Lipo, "Operation of Naturally Sampled Current Regulators in the Transition Mode," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-23, no. 4, pp. 586–596, Jul. 1987.
- [81] Keliang Zhou and Danwei Wang, "Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM: a comprehensive analysis [three-phase inverters]," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 1, pp. 186–196, Feb. 2002.
- [82] V. Kaura and V. Blasko, "A new method to extend linearity of a sinusoidal PWM in the overmodulation region," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 5, pp. 1115–1121, Oct. 1996.
- [83] J. A. Houldsworth and D. A. Grant, "The Use of Harmonic Distortion to Increase the Output Voltage of a Three-Phase PWM Inverter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-20, no. 5, pp. 1224–1228, Sep. 1984.
- [84] K. Gopakumar, V. T. Ranganathan, and S. R. Bhat, "Split phase induction motor operation from PWM voltage source inverter," pp. 437–442.
- [85] J. Holtz, "Pulsewidth modulation-a survey," pp. 11–18.
- [86] D. G. Holmes, "The significance of zero space vector placement for carrier-based PWM schemes," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 5, pp. 1122–1129, Oct. 1996.
- [87] D. G. Holmes, *Pulse width modulation for power converters: principles and practice*. Hoboken, NJ: John Wiley, 2003.
- [88] S. Vukosavić, "Projektovanje adaptivnog mikroprocesorskog upravljanja brzinom i pozicijom asinhronog motora," Doktorska disertacija, Univerzitet u Beogradu, Beograd, 1989.
-



- 
- [89] Z. Bencic and B. Kosuljandic, *Najvažnije o frekvencijskim pretvaracima*. Zagreb: Graphis, 2009.
- [90] B. Dumnić, "Upravljanje pogonom sa asinhronim generatorom i dvostrukim pretvaračem povezanim na mrežu," Doktorska disertacija, Univerzitet u Novom Sadu, Novi Sad, 2013.
- [91] V. Vasić, "Upravljanje asinhronim motorom bez davača brzine," Doktorska disertacija, Univerzitet u Beogradu, Beograd, 2000.
- [92] A. Trzynadlowski, *Control of induction motors*. San Diego: Academic Press, 2001.
- [93] P. Wach, *Dynamics and control of electrical drives*, 1st ed. New York: Springer, 2011.
- [94] S. N. Vukosavić, *Digital control of electrical drives*. New York: Springer, 2007.
- [95] B. M. Wilamowski and J. D. Irwin, Eds., *Power electronics and motor drives*, 2nd ed. Boca Raton, FL: CRC Press, 2011.
- [96] S. Vukosavljević, *Digitalno upravljanje električnim pogonima*. Beograd: Akademska misao, 2003.
- [97] R. Kianinezhad, B. Nahid-Mobarakeh, L. Baghli, F. Betin, and G.-A. Capolino, "Modeling and Control of Six-Phase Symmetrical Induction Machine Under Fault Condition Due to Open Phases," pp. 1966–1977, May 2008.
- [98] Aalborg University, "IPC2 - Interface and Protection Card - Users Guide." Institute of Energy Technology Department of Electrical Energy Conversion Pontoppidanstraede 101, DK9220 Aalborg East, 2008.
- [99] LEM, "Current Transducer LA 25-NP." <http://www.lem.com>, 2013.
- [100] "Modular Hardware Introduction," 2013. [Online]. Available: [http://www.dspace.com/en/pub/home/products/hw/modular\\_hardware\\_introduction.cfm](http://www.dspace.com/en/pub/home/products/hw/modular_hardware_introduction.cfm).
- [101] "DS1006 Processor Board," 2013. [Online]. Available: [http://www.dspace.com/en/pub/home/products/hw/modular\\_hardware\\_introduction/processor\\_boards/ds1006.cfm?nv=bbp](http://www.dspace.com/en/pub/home/products/hw/modular_hardware_introduction/processor_boards/ds1006.cfm?nv=bbp).
- [102] "DS2004 High-Speed A/D Board Board," 2013. [Online]. Available: [http://www.dspace.com/en/pub/home/products/hw/modular\\_hardware\\_introduction/i\\_o\\_boards/ds2004\\_high\\_speed\\_a\\_d\\_board.cfm?nv=bbp](http://www.dspace.com/en/pub/home/products/hw/modular_hardware_introduction/i_o_boards/ds2004_high_speed_a_d_board.cfm?nv=bbp).
- [103] "DS3001 Incremental Encoder Interface Board," 2013. [Online]. Available: [http://www.dspace.com/en/pub/home/products/hw/modular\\_hardware\\_introduction/i\\_o\\_boards/incremental\\_encoder\\_interface.cfm?nv=bbp](http://www.dspace.com/en/pub/home/products/hw/modular_hardware_introduction/i_o_boards/incremental_encoder_interface.cfm?nv=bbp).
- [104] "DS5101 Digital Waveform Output Board," 2013. [Online]. Available: [http://www.dspace.com/en/pub/home/products/hw/modular\\_hardware\\_introduction/i\\_o\\_boards/digital\\_waveform\\_output.cfm?nv=bbp](http://www.dspace.com/en/pub/home/products/hw/modular_hardware_introduction/i_o_boards/digital_waveform_output.cfm?nv=bbp).
- [105] "DS2201 Multi-I/O Board," 2013. [Online]. Available: [http://www.dspace.com/en/pub/home/products/hw/modular\\_hardware\\_introduction/i\\_o\\_boards/multi\\_i\\_o\\_board.cfm?nv=bbp](http://www.dspace.com/en/pub/home/products/hw/modular_hardware_introduction/i_o_boards/multi_i_o_board.cfm?nv=bbp).
-



## 9. Prilog

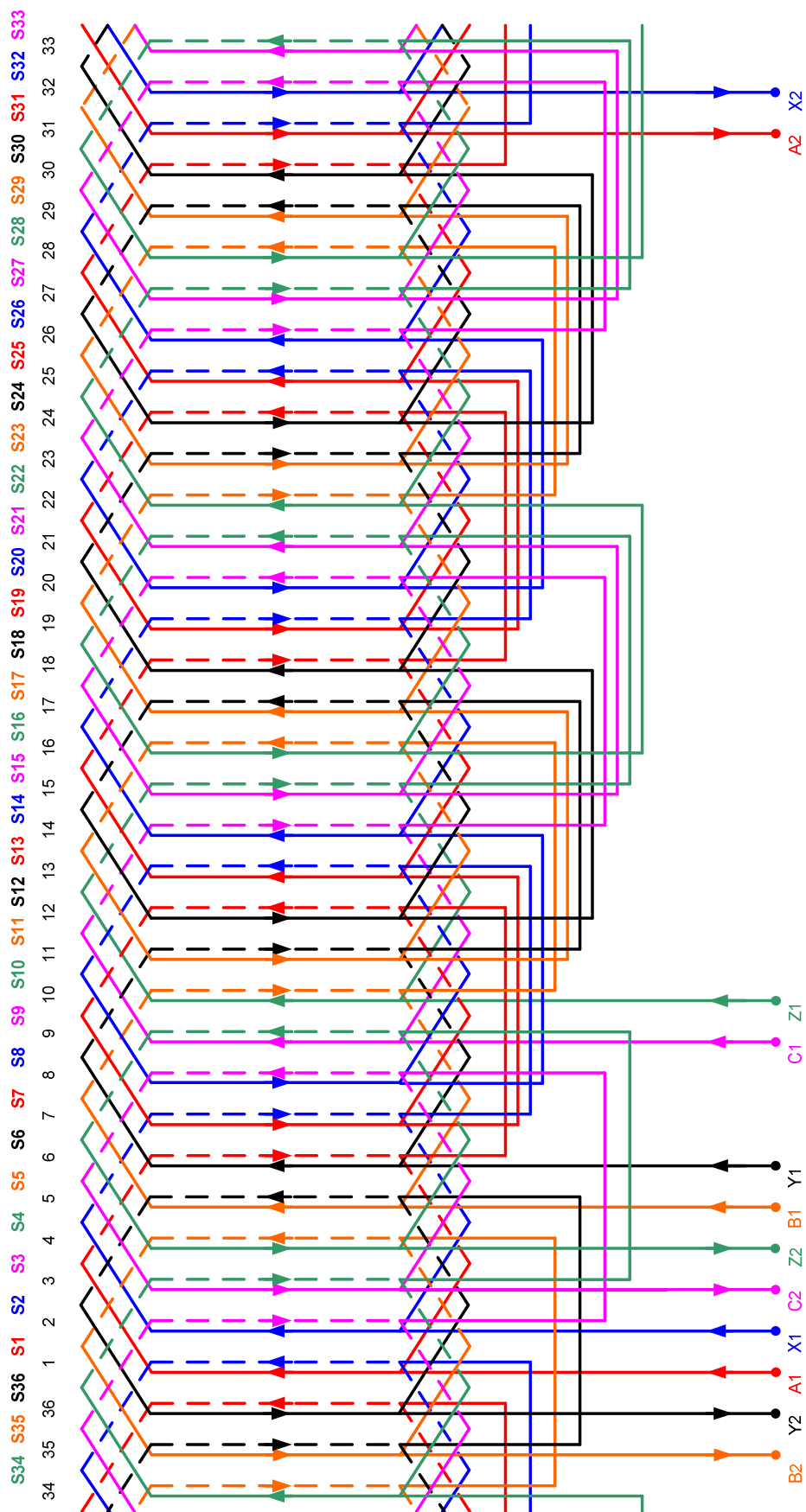
### 9.1 Detalji realizacije šestofazne asimetrične asinhronne mašine

Tabela 9.1 Osnovni podaci mašine

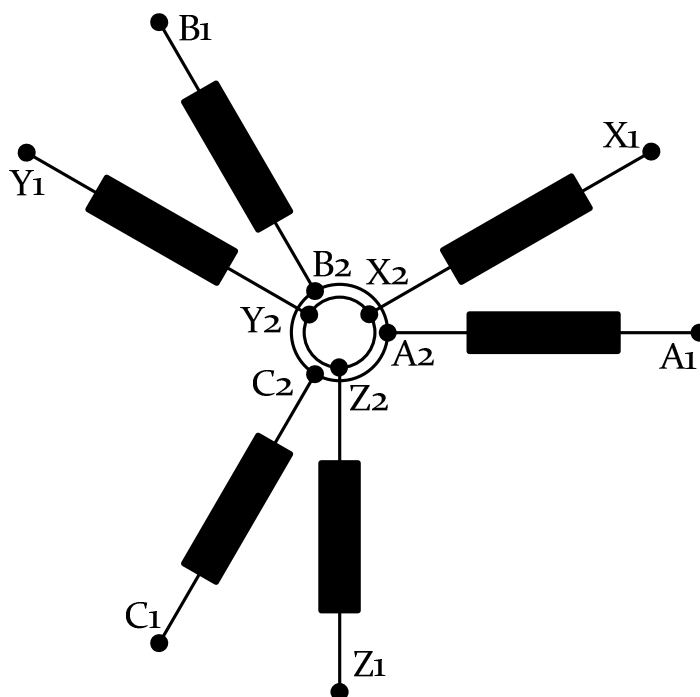
Tip: 1 ZK 90L-6-N	Vrsta mašine: 6FASA	Broj obrtaja: 930 min <sup>-1</sup>
Snaga: 1.1 kW	Klasa izolacije: F	Klasa rotora: 16
Fazni napon: 220V	Učestanost: 50 Hz	Broj faza: 6
Vrsta veze: 2xY	Vrsta pogona: S <sub>1</sub>	Meh. zaštita: IP54

Tabela 9.2 Podaci lim paketa i namotaja statora i rotora

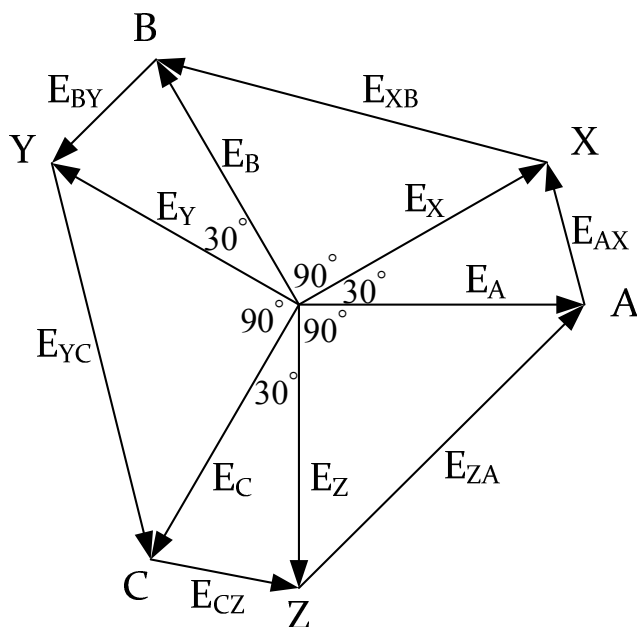
Podaci	Statora	Rotora
Br. Crteža dinamo lima	112.3.05193	112.3.05193
Br. navoja u utoru	110	1
Dimenzije žice	1x0.475F	uliven
Težina žice (kg)	1.22	aluminijumom
Šema namotavanja	Vidi Slika 9.1	
Šema vezivanja	Vidi Slika 9.2	
Dimezije	Vidi Slika 9.4 i Tabelu 9.3	



Slika 9.1 Razvijena šema formiranja namotaja

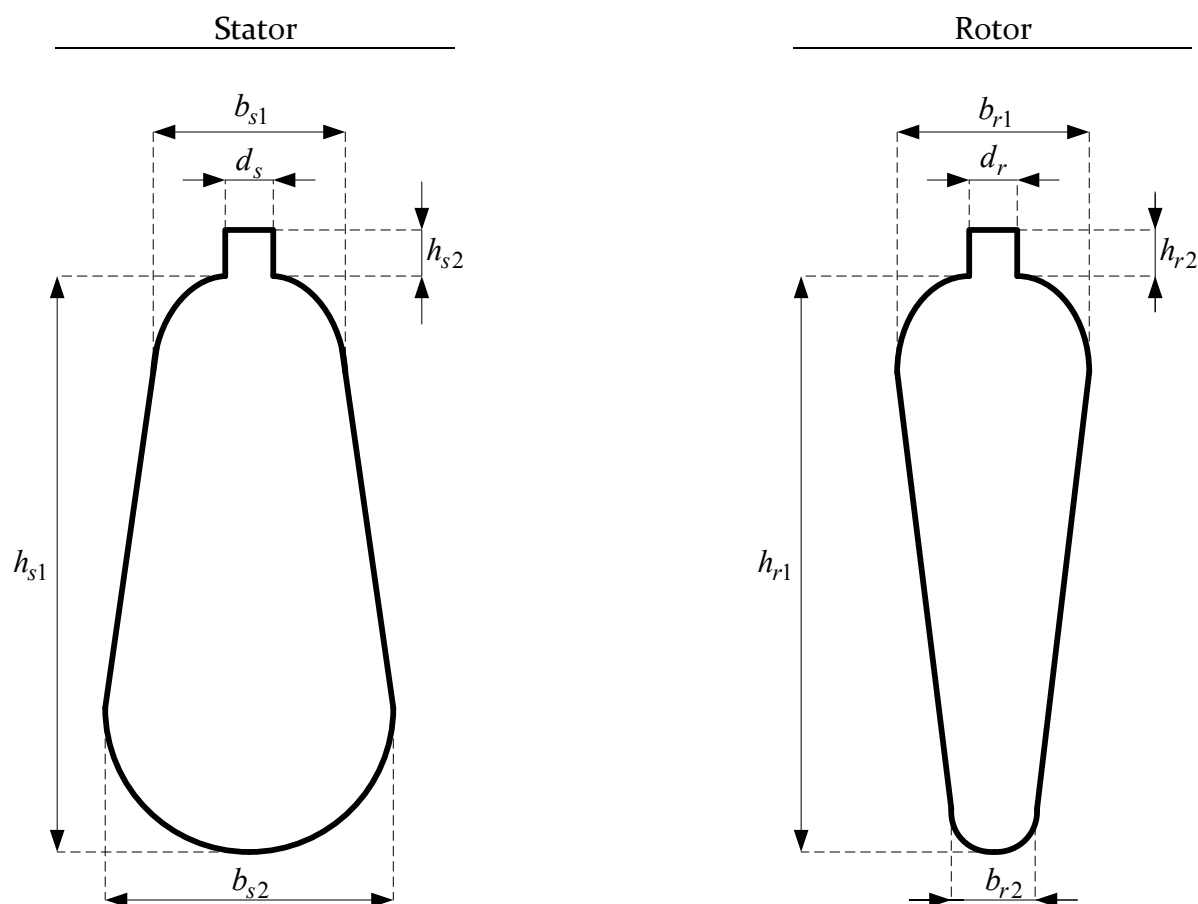


Slika 9.2 Šema vezivanja



$$\begin{aligned}
 E_A &= E_m \cos(\omega t) & E_B &= E_m \cos(\omega t - 120^\circ) & E_C &= E_m \cos(\omega t - 240^\circ) \\
 E_X &= E_m \cos(\omega t - 30^\circ) & E_Y &= E_m \cos(\omega t - 150^\circ) & E_Z &= E_m \cos(\omega t - 270^\circ)
 \end{aligned}$$

Slika 9.3 Raspored indukovanih napona



Slika 9.4 Poprečni presek žleba statora i rotora

Tabela 9.1 Dimenzije

---

 Dimenzije žleba
 

---

$$h_{s1} = 11,17 \text{ mm}$$

$$h_{s2} = 1,5 \text{ mm}$$

$$d_s = 2 \text{ mm}$$

$$b_{s1} = 4,18 \text{ mm}$$

$$b_{s2} = 5,3 \text{ mm}$$

$$l_{score} = 110 \text{ mm}$$

$$D_{souter} = 130 \text{ mm}$$

$$D_{sinner} = 90 \text{ mm}$$

$$Z_s = 36$$

---

 Dužina lim paketa
 

---



---

 Spoljašnji dijametar
 

---



---

 Unutrašnji dijametar
 

---



---

 Broj žlebova
 

---

$$h_{r1} = 13,37 \text{ mm}$$

$$h_{r2} = 1,5 \text{ mm}$$

$$d_r = 1,5 \text{ mm}$$

$$b_{r1} = 3,56 \text{ mm}$$

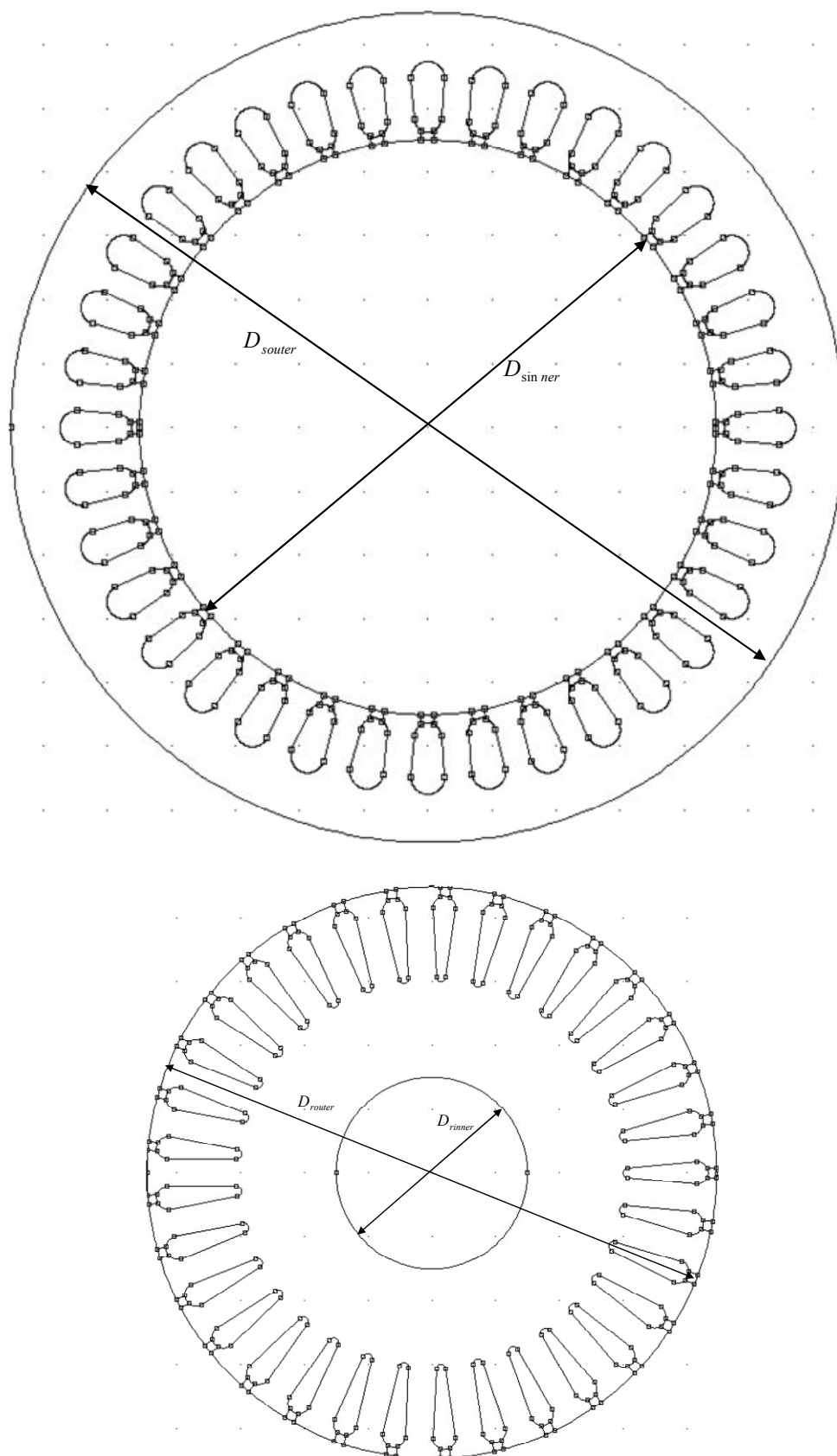
$$b_{r2} = 1,5 \text{ mm}$$

$$l_{rcore} = 110 \text{ mm}$$

$$D_{router} = 89,4 \text{ mm}$$

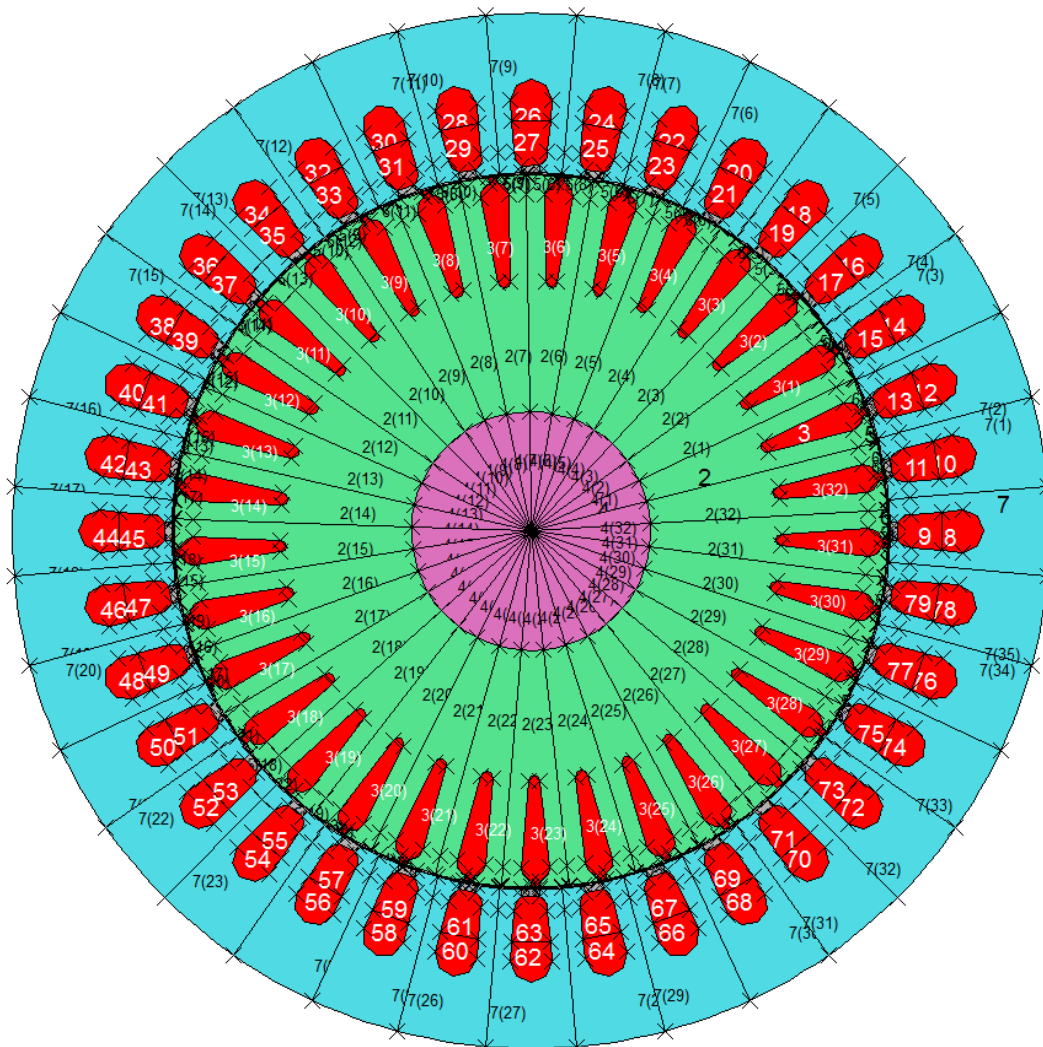
$$D_{rinner} = 30 \text{ mm}$$

$$Z_r = 33$$

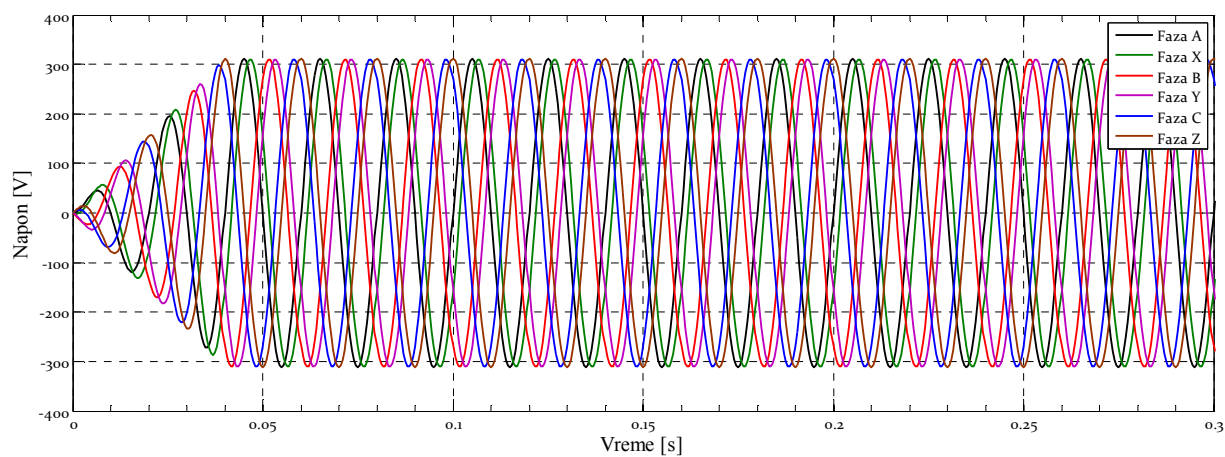


Slika 9.5 Poprečni presek magnetnog kola statora i rotora

### 9.3 OPERA 2D FEM model

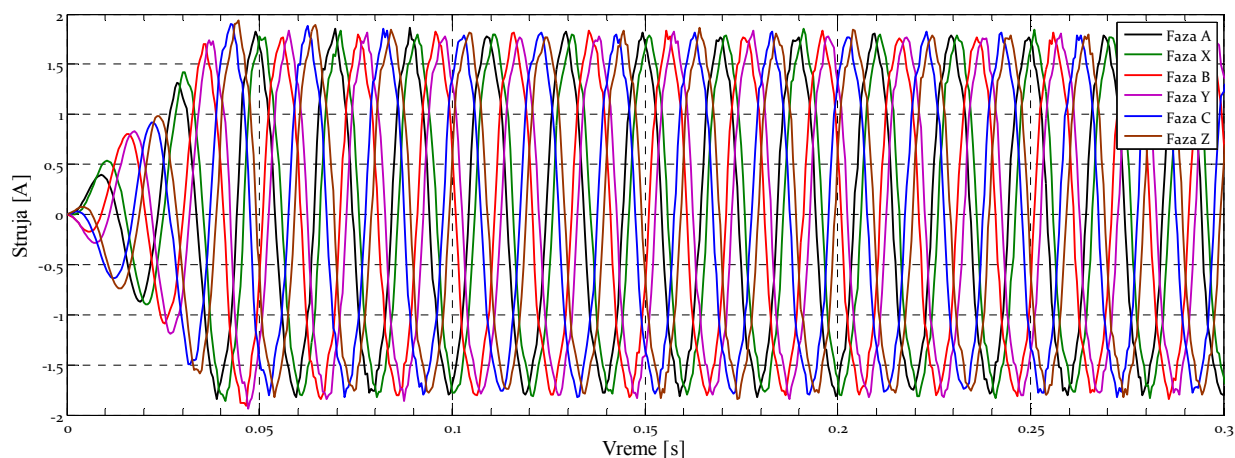


Slika 9.6 Poprečni presek šestofazne asimetrične asinhronne mašine realizovan primenom programa OPERA 2D

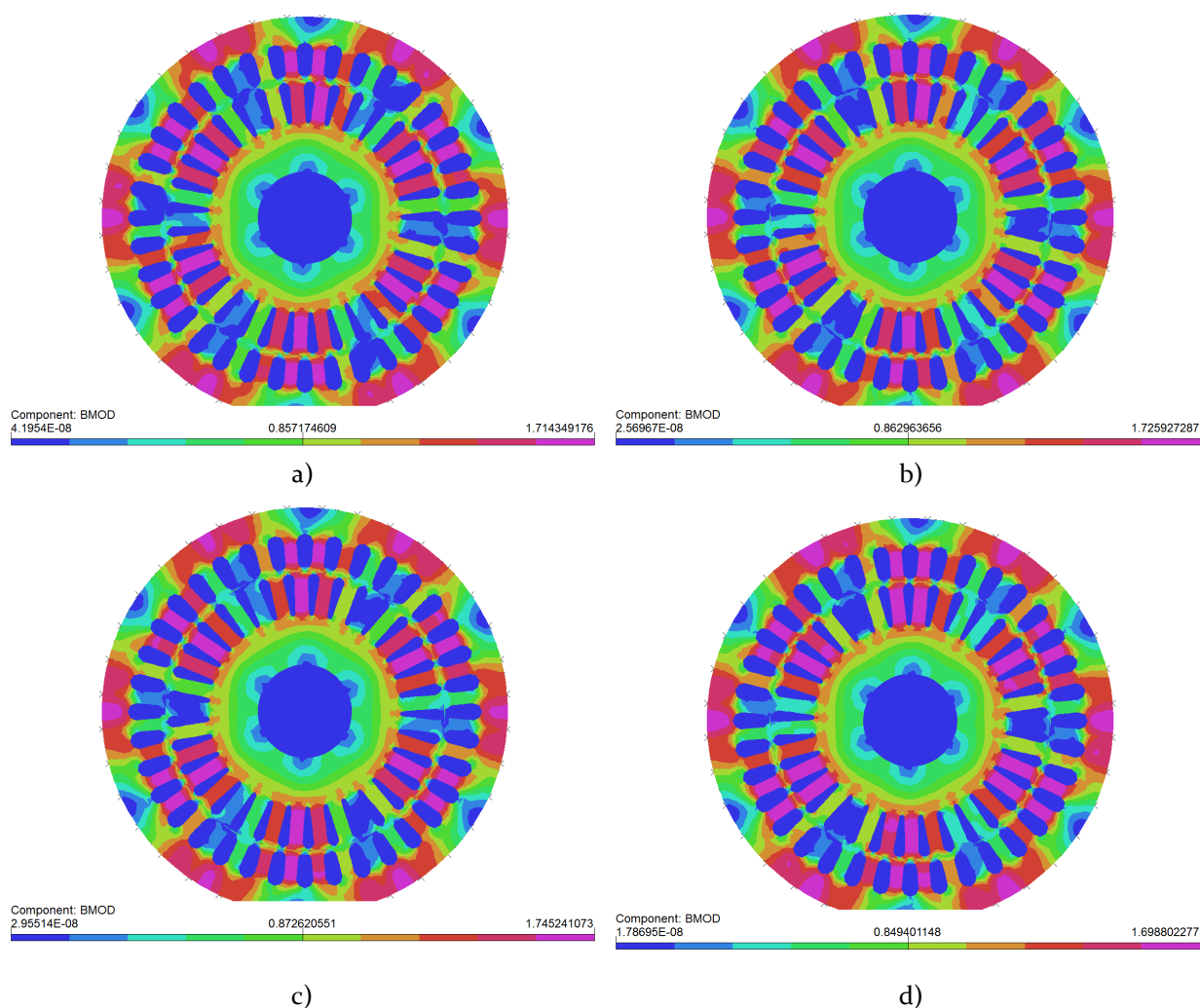


Slika 9.7 Fazni naponi korišćeni tokom simulacije OPERA 2D FEM modela



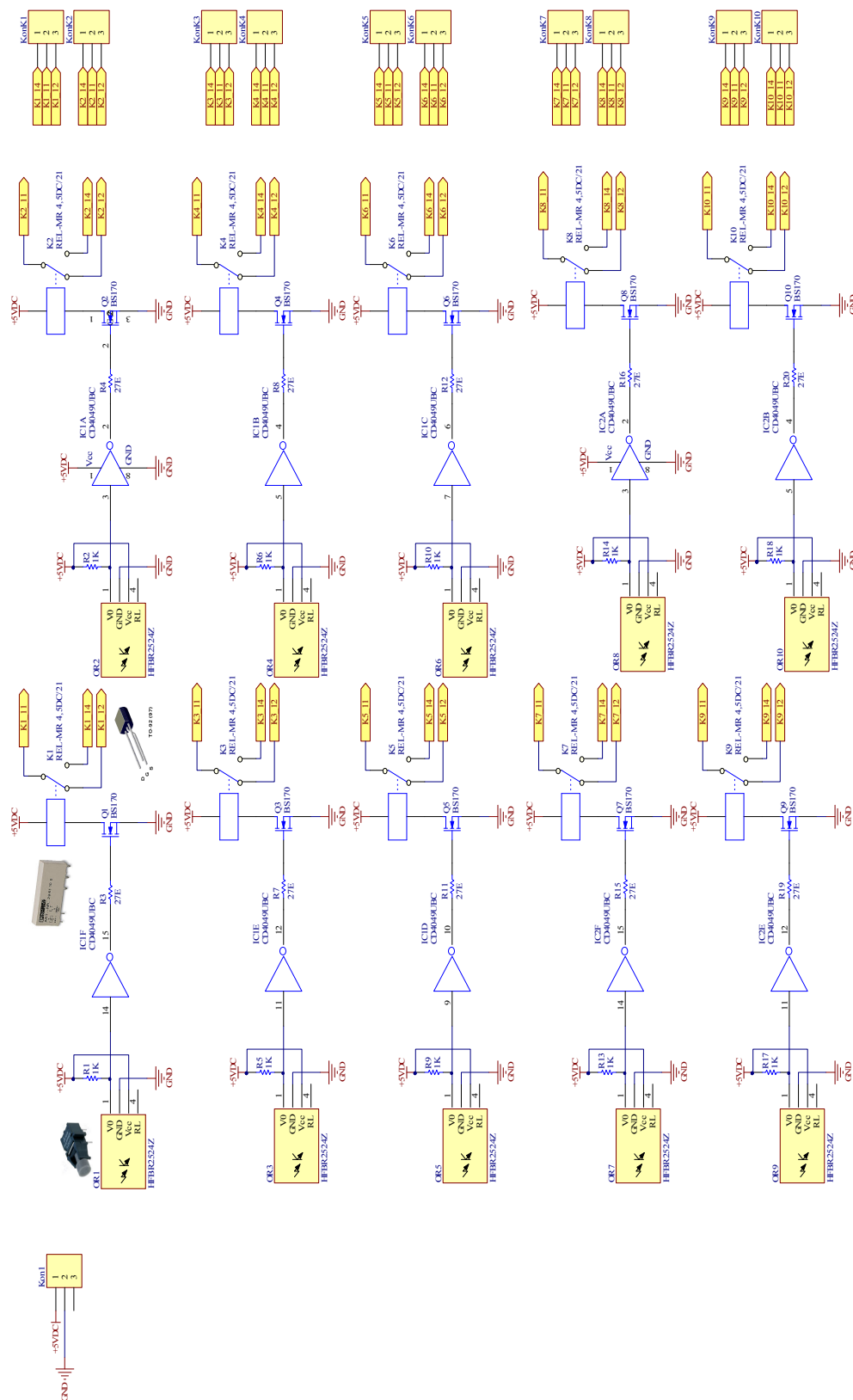


Slika 9.8 Fazne struje dobijene simulacijom u OPERA 2D FEM modela

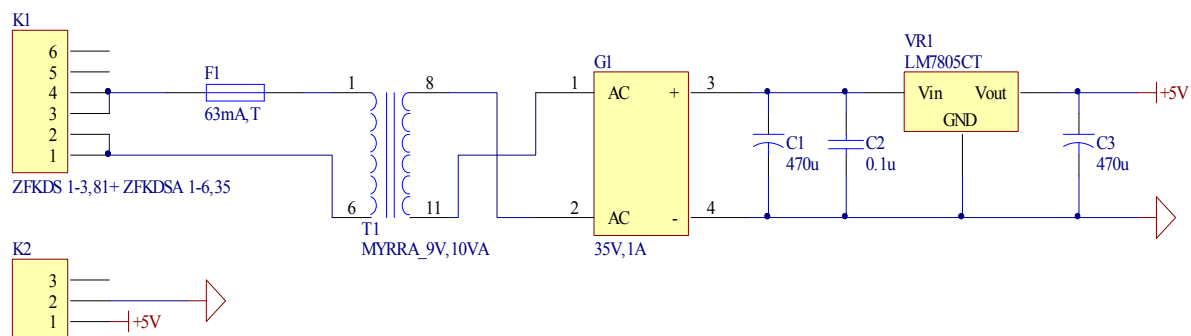


Slika 9.9 Gustina magnetnog fluksa u poprečnom preseku mašine u trenutku  
a) 0,05 s, b) 0,1 s, c) 0,15, d) 0,3 s

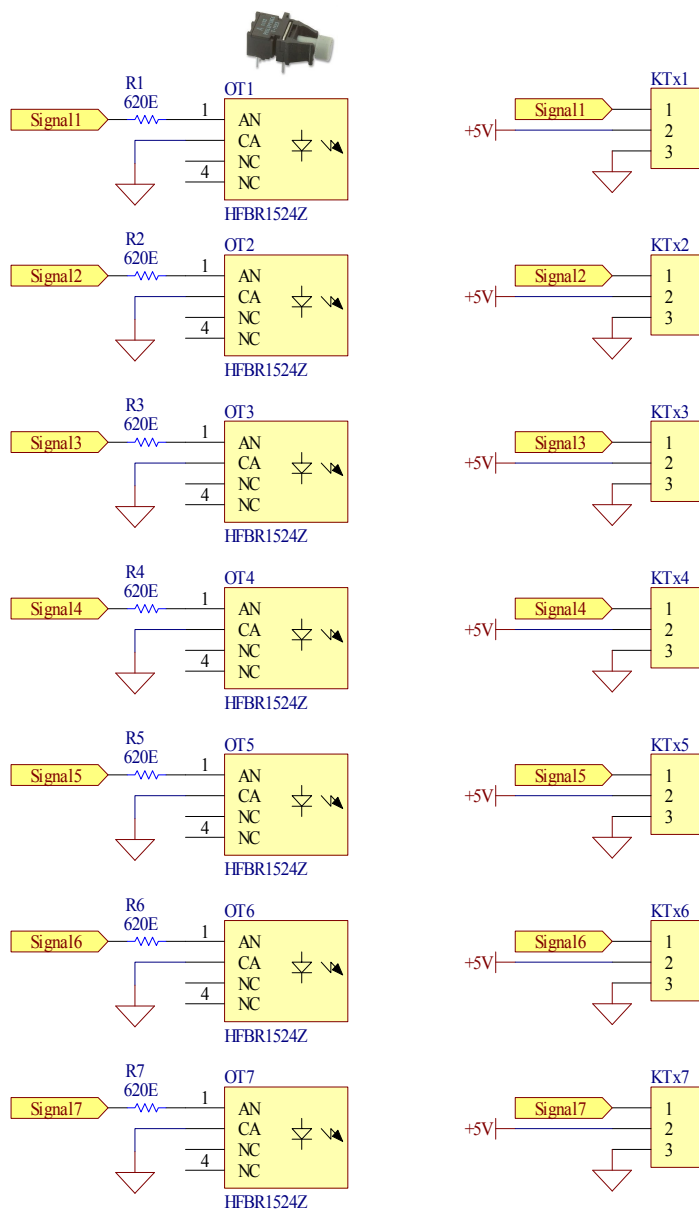
## 9.3 Realizovane elektronske kartice



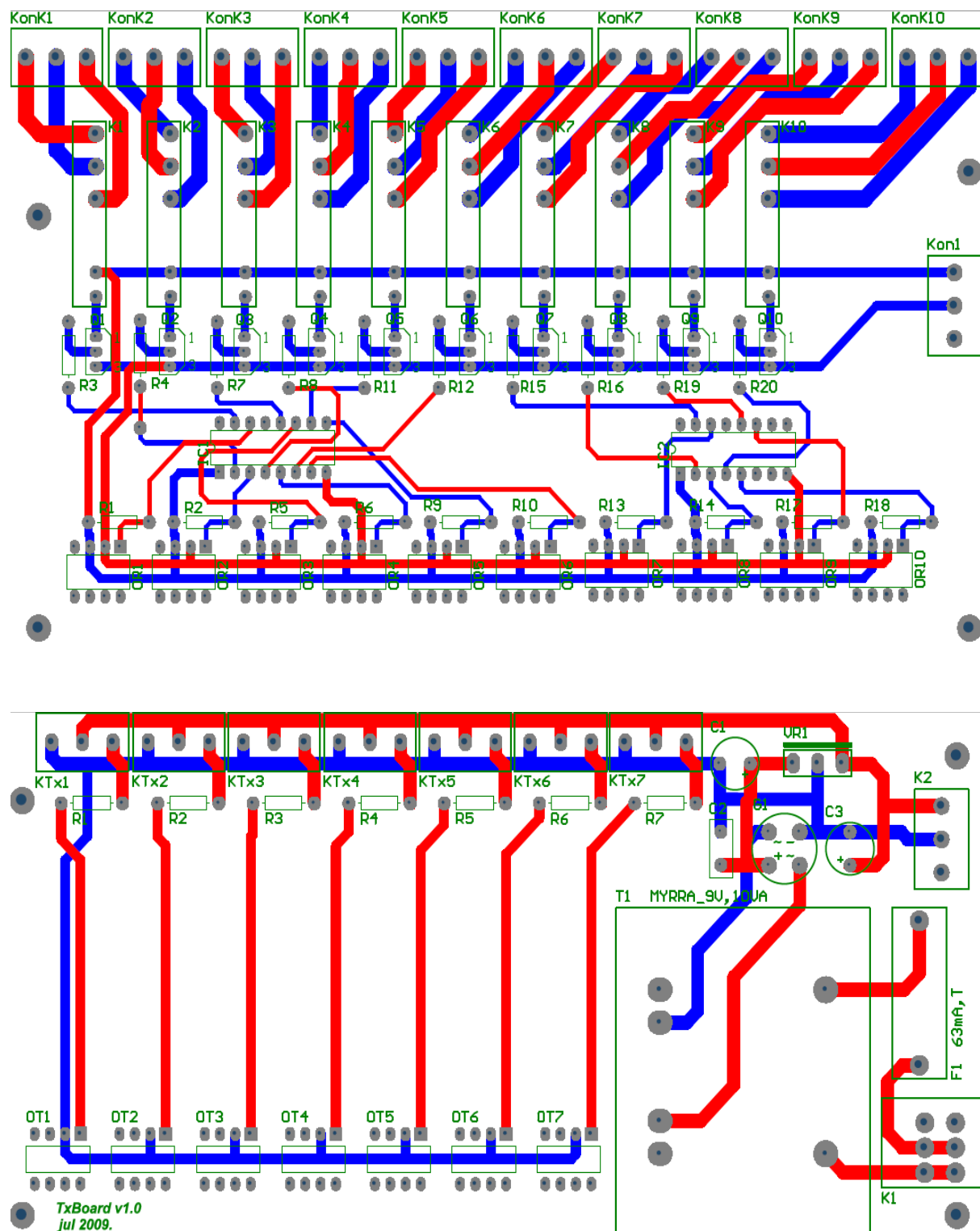
Slika 9.10 Šema kartice daljinske kontrole i nadzora – donja ploča



Potrebno je uspostaviti struju od 15mA. U skladu sa ovom strujom i naponom napajanja izvora signala potrebno je izabrati vrednost otpora



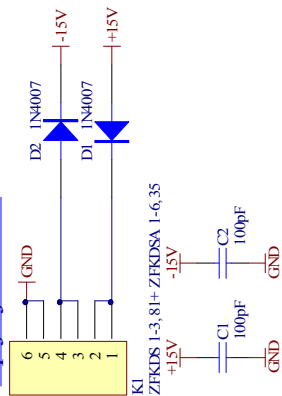
Slika 9.11 Šema kartice daljinske kontrole i nadzora – gornja pločica



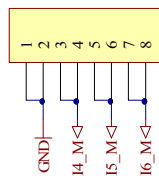
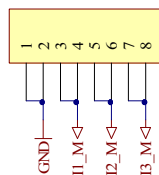
Slika 9.12 Izgled PCB - kartica daljinske kontrole i nadzora - gornja i donja pločica.

## Konektori

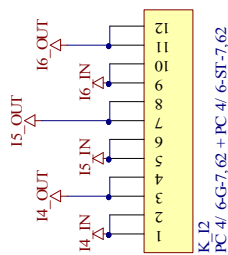
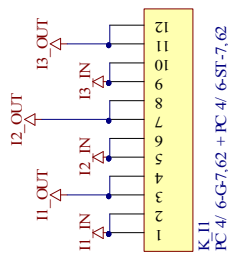
### Napajanje



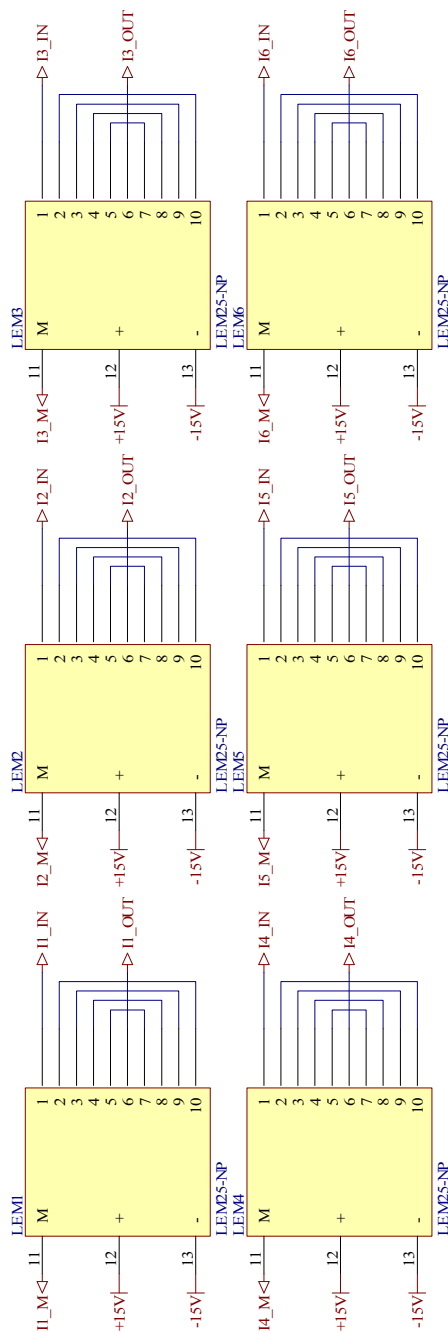
### Signali 0-20mA



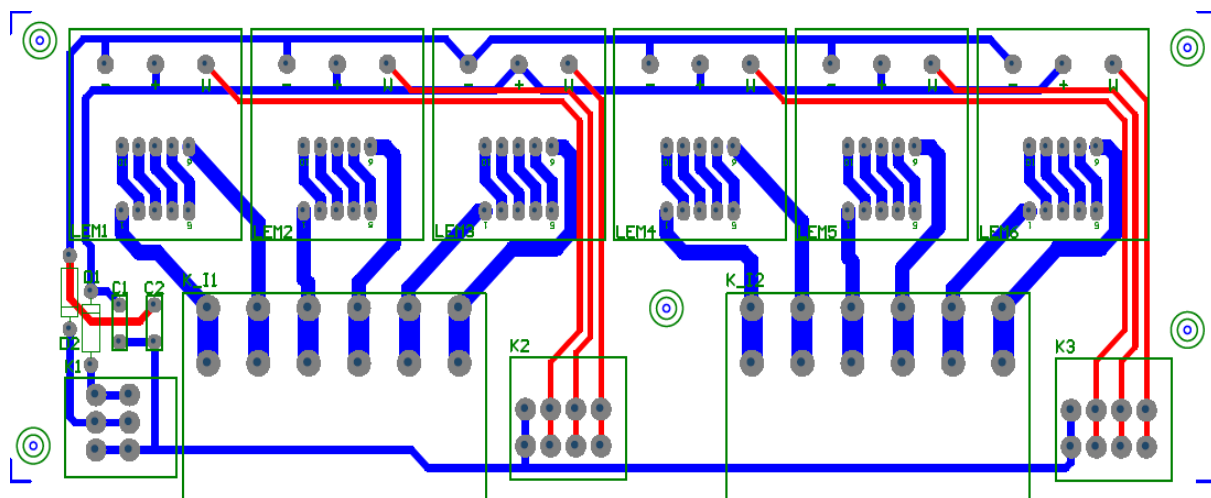
### Merena struja



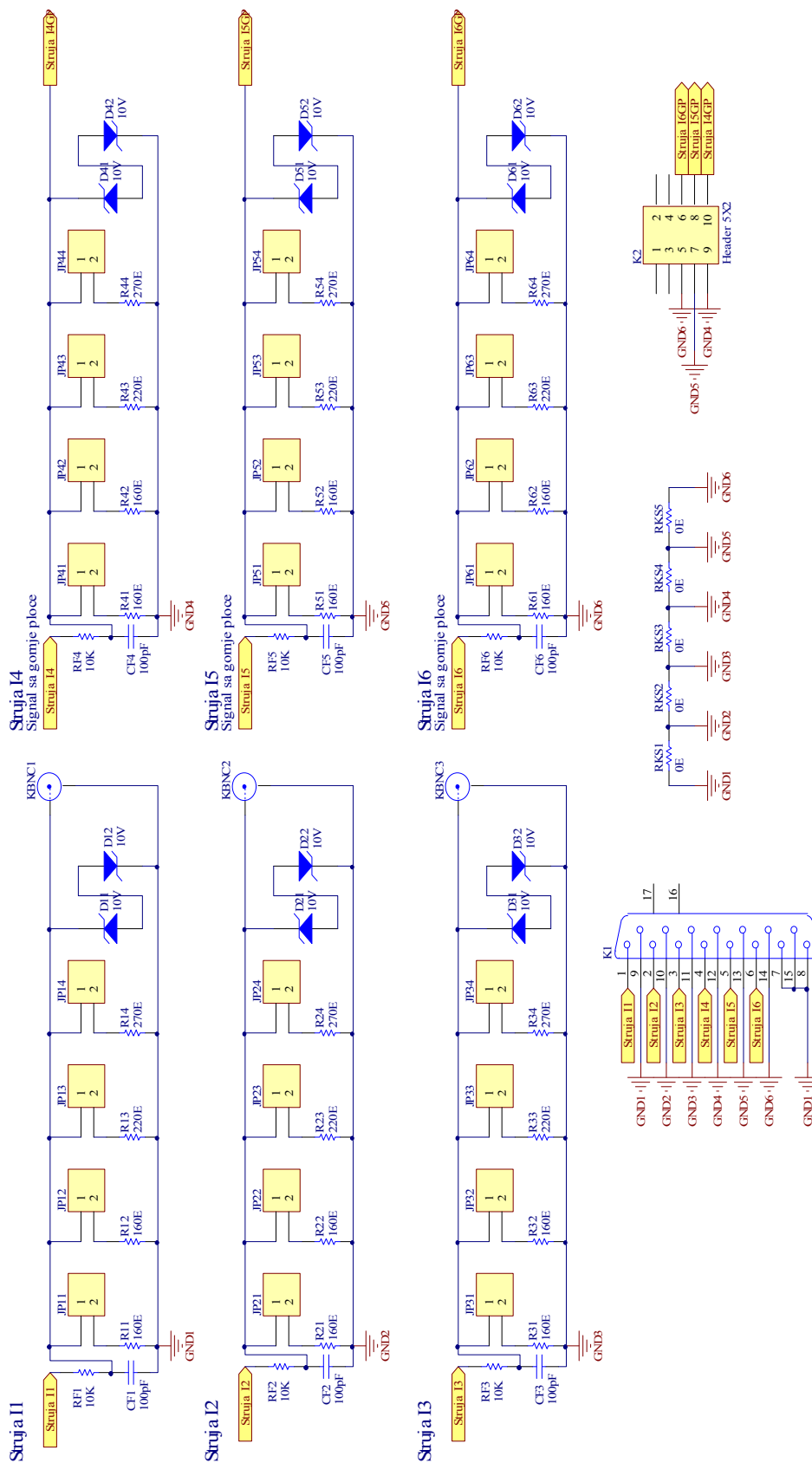
## LEM Sonde



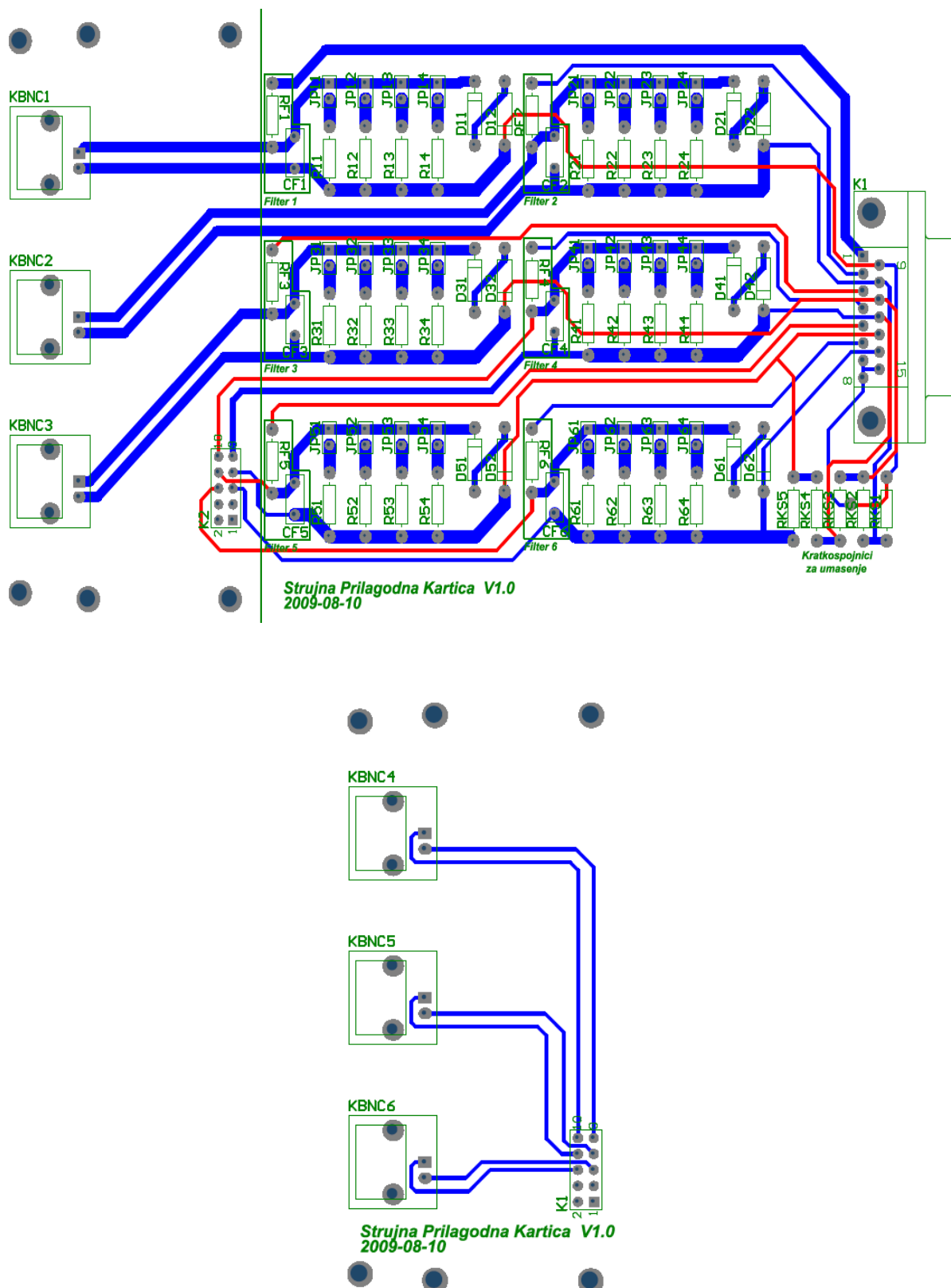
Slika 9.13 Šema strujne merne kartice



Slika 9.14 Izgled PCB - strujna merna kartica

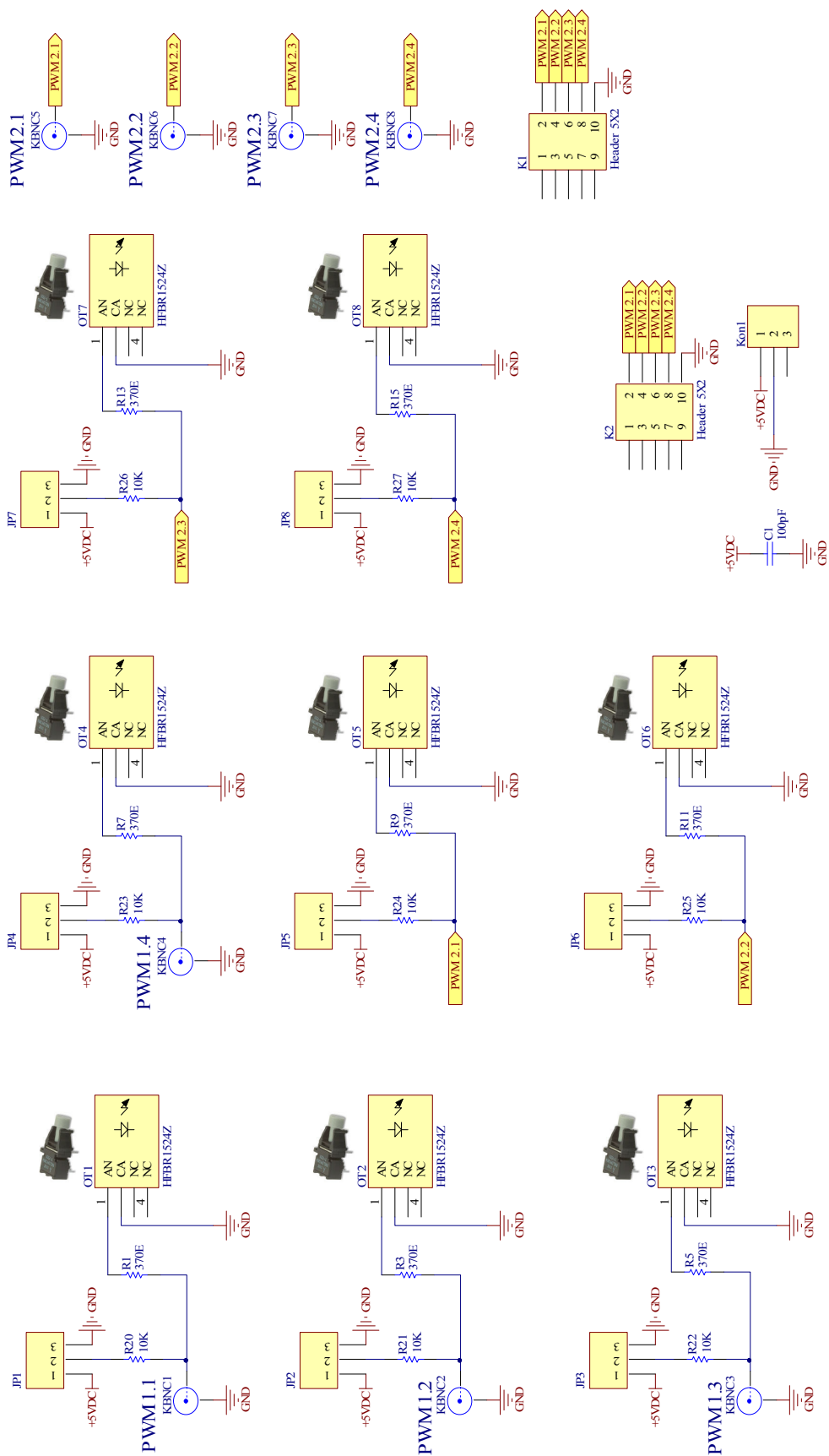


Slika 9.15 Šema prilagodne strujne merne kartice

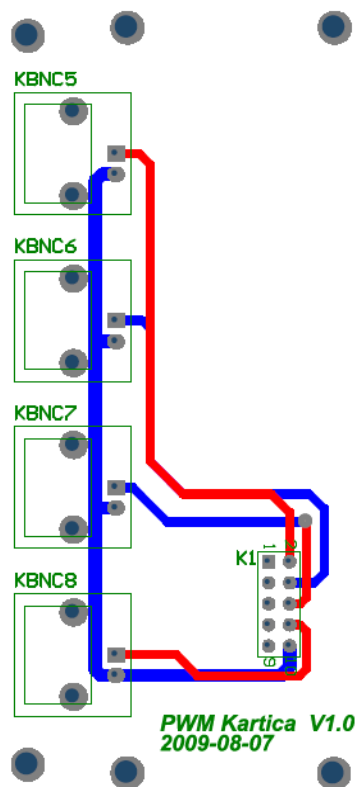
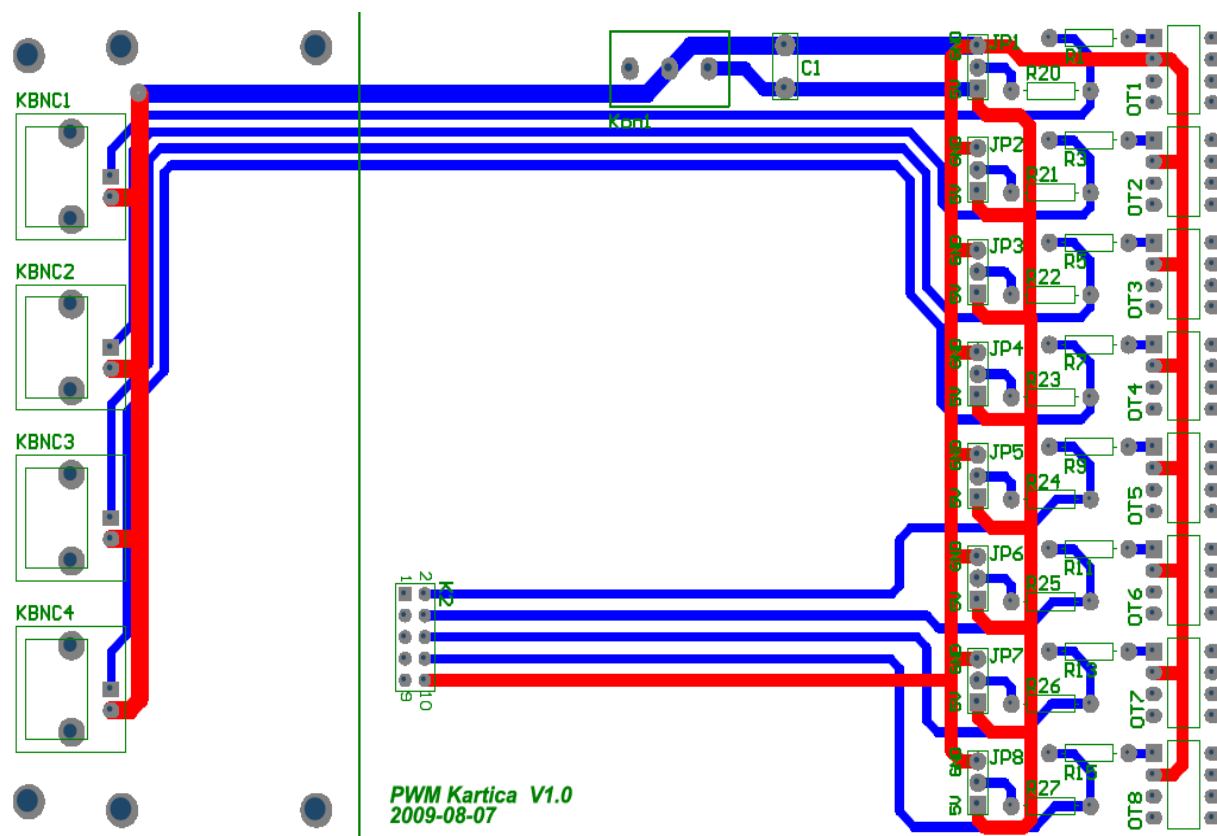


Slika 9.16 Izgled PCB – prilagodna strujna merna kartica – gornja i donja pločica



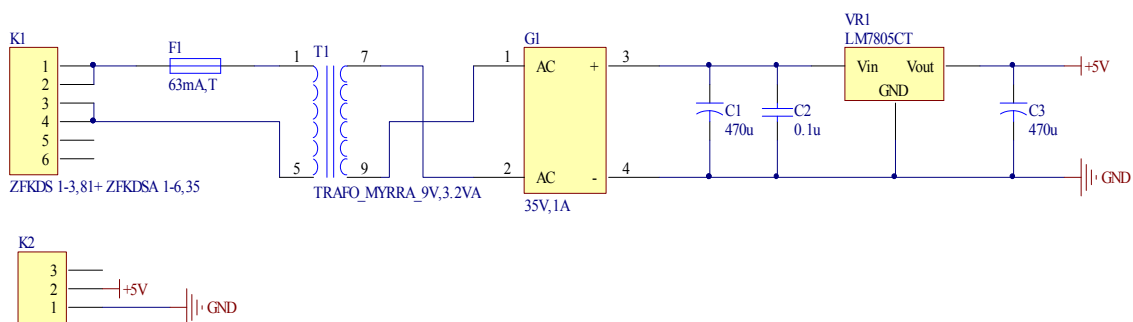


Slika 9.17 Šema prilagodne PWM kartice

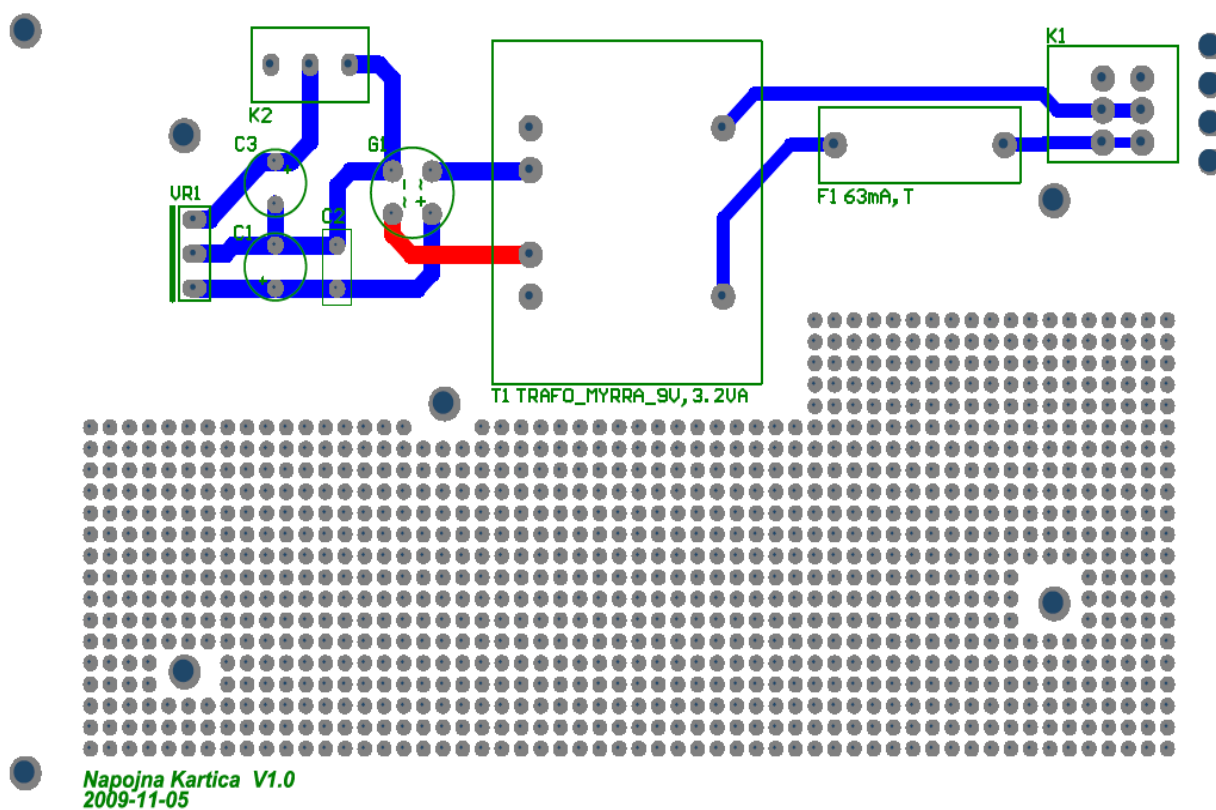


Slika 9.18 Izgled PCB – prilagodna PWM kartica.

## Napajanje +5VDC

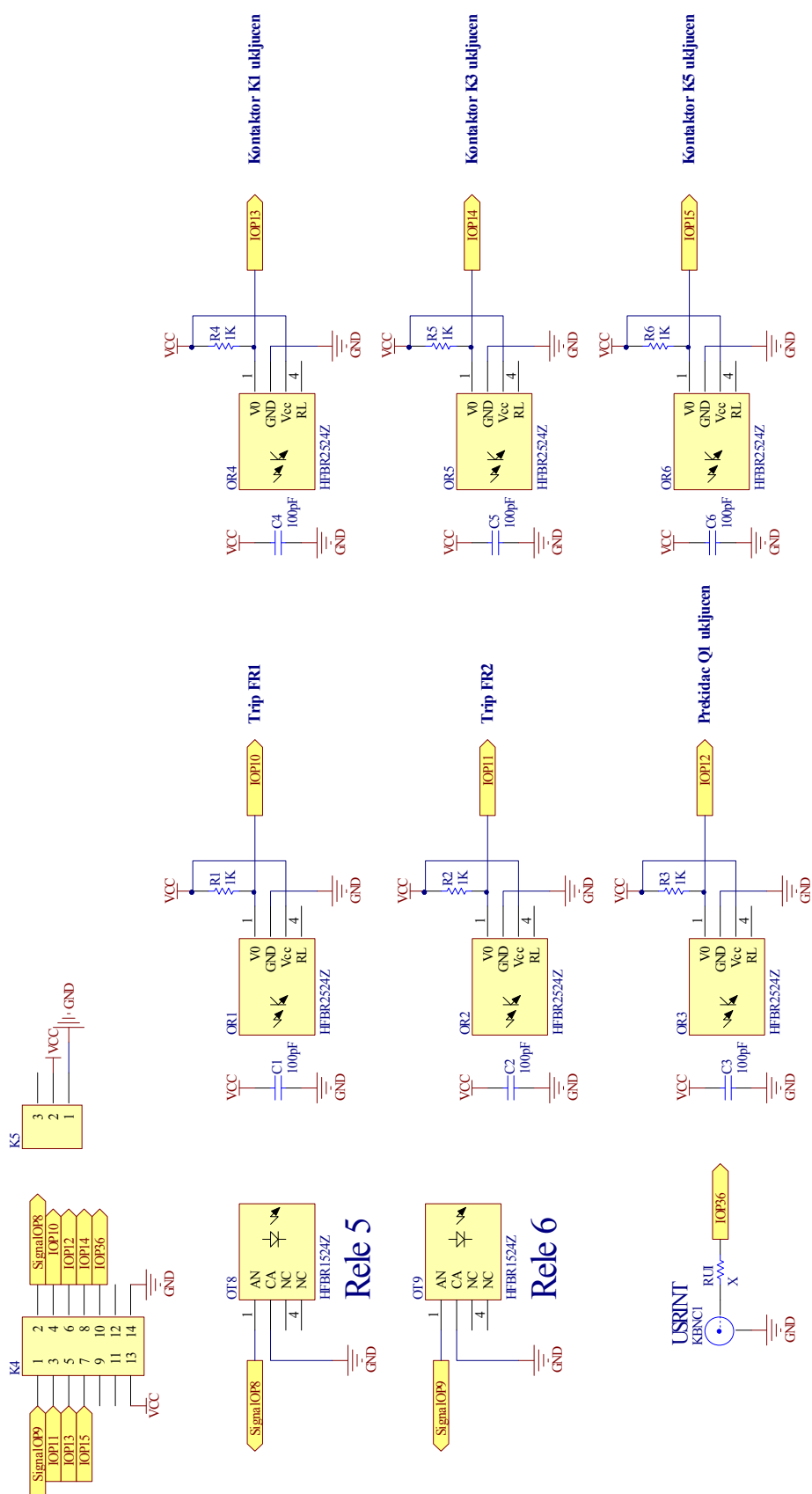


Slika 9.19 Šema napojne kartice



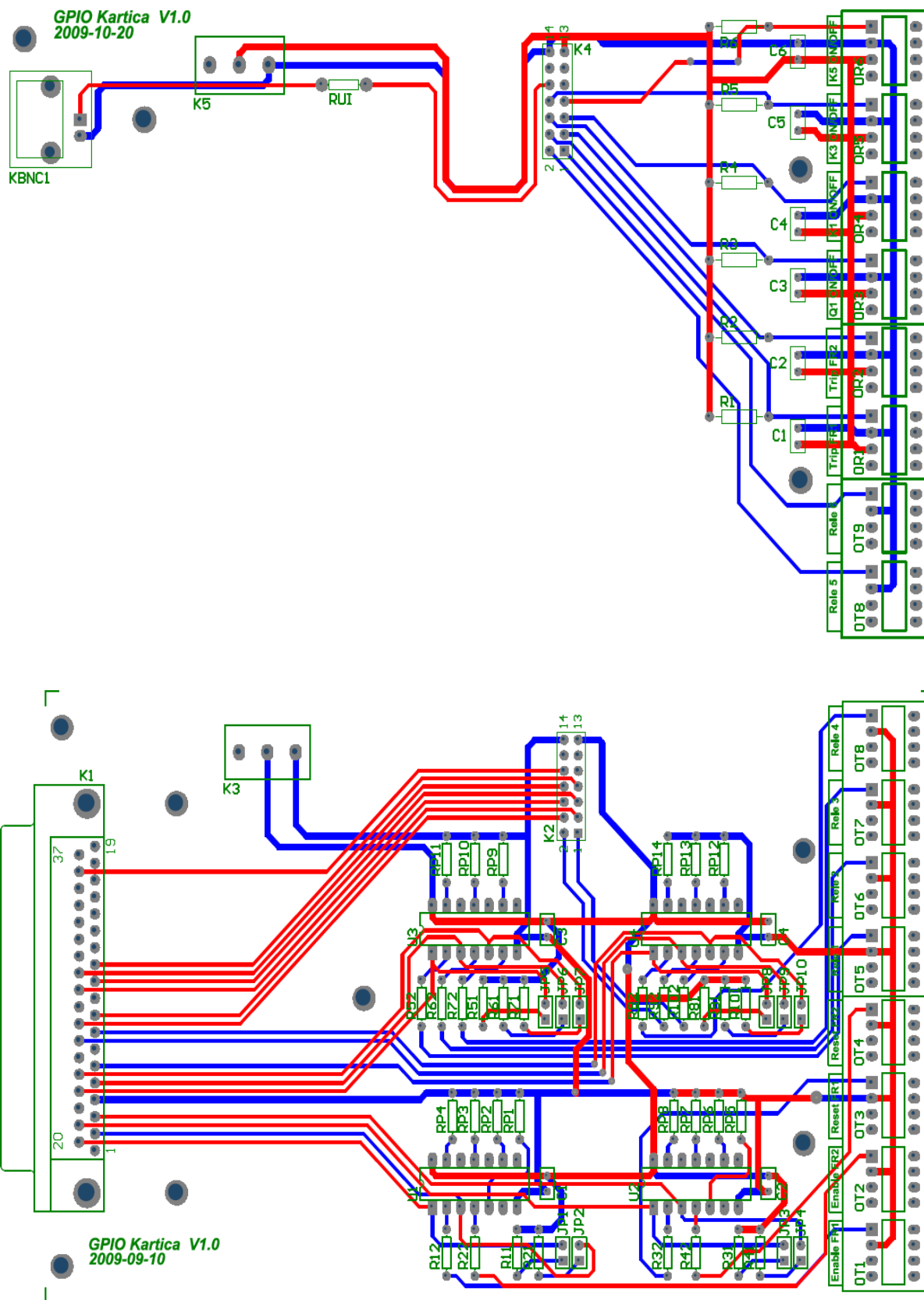
Napojna Kartica V1.0  
2009-11-05

Slika 9.20 Izgled PCB – napojna kartica.



Signal prilagoditii ulazu

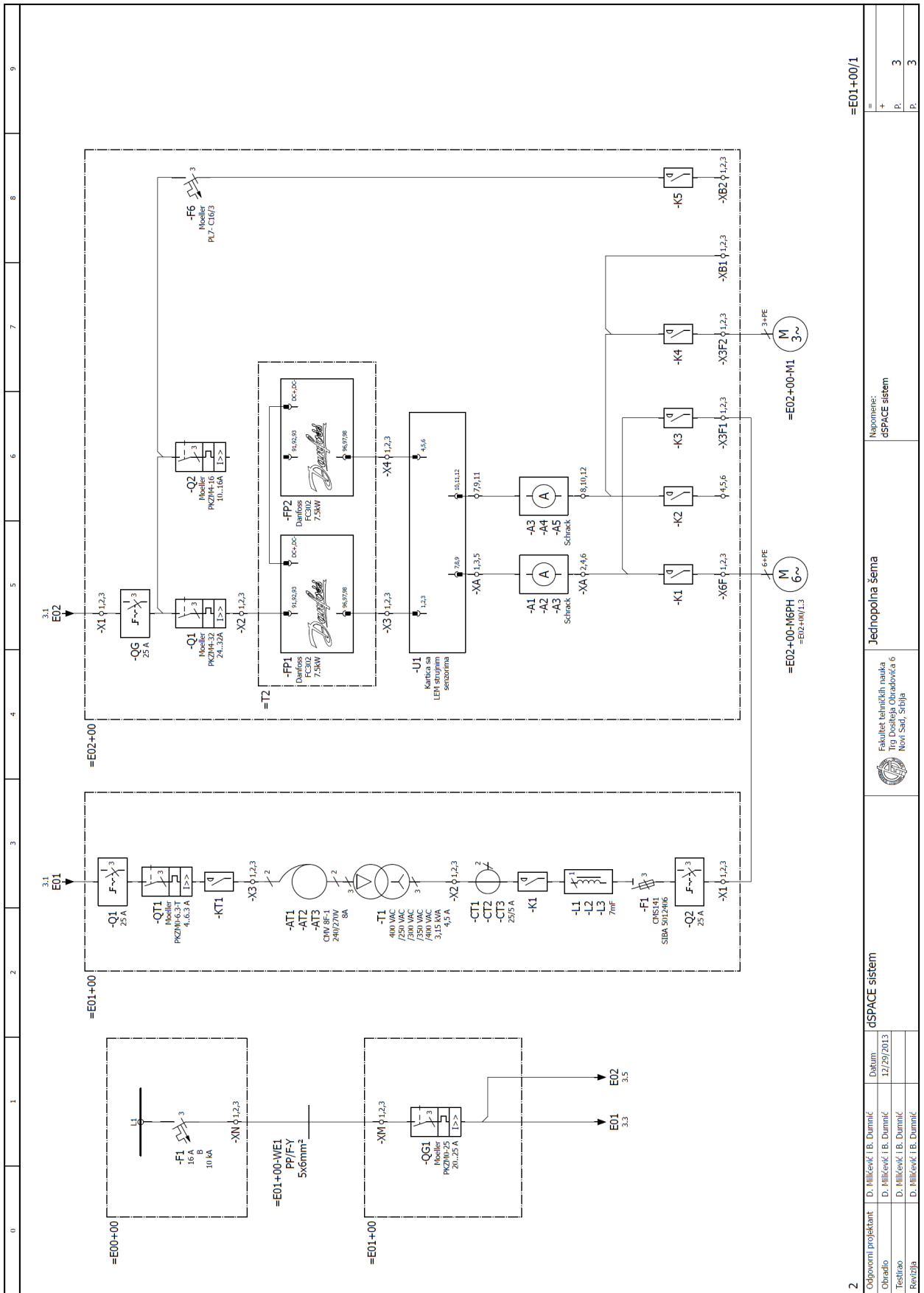
Slika 9.21 Šema prilagodne kartice digitalnih signala – gornja pločica



Slika 9.22 Izgled PCB – kartica digitalnih signala – gornja i donja pločica

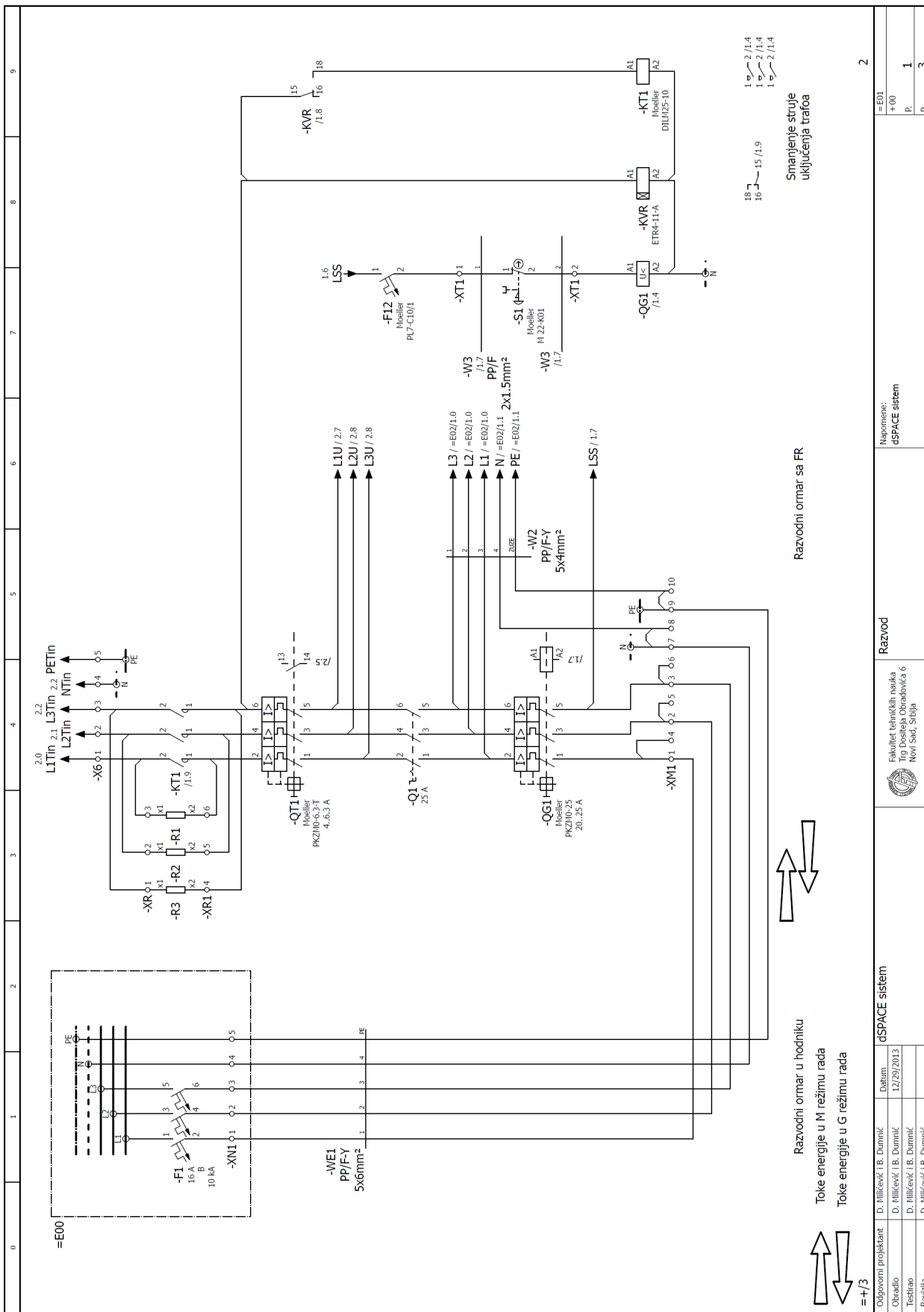


0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
	<b>RAZVODNI ORMARI</b>								
	=E00+00	- Napojni razvodni ormar							
	=E01+00	- Razvodni ormar za smeštaj uređaja i opreme za distribuciju generisane energije u napojnu mrežu							
	=E02+00	- Razvodni ormar za smeštaj opreme i uređaja za napajanje frekventnih regulatora i asinhronih mašina							
	<b>OPREMA I UREĐAJI U =E00+00</b>								
	-F1	- Napojni tropolni automatski instalacioni osigurač							
	<b>OPREMA I UREĐAJI U =E01+00</b>								
	-AT1, -AT2, -AT3	- Monofazni autotransformatori							
	-CT1, -CT2, -CT3	- Strujni meri transformatori							
	-F1	- Tropolna rastavna osiguračka sklopka							
	-F2	- Jednopolni automatski instalacioni osigurač za napajanje naponskih mernih ulaza uređaja -U1							
	-F3	- Jednopolni automatski instalacioni osigurač za napajanje uređaja -U1							
	-F4	- Jednopolni automatski instalacioni osigurač za obezbeđenje kontrolnog napona							
	-F5	- Jednopolni automatski instalacioni osigurač za napajanje elektronske kartice -U3							
	-F6	- Jednopolni automatski instalacioni osigurač za napajanje uređaja -U8							
	-F7	- Jednopolni automatski instalacioni osigurač - rezerva							
	-F8	- Jednopolni automatski instalacioni osigurač za napajanje servisne utičnice -U2							
	-F9, -F10, -F11	- Jednopolni automatski instalacioni osigurač za napajanje prisustva napona							
	-H1, -H2, -H3	- Optičku LED indikatori - detekcija prisustva napona							
	-K1	- Kontaktor za povezivanje na mrežu							
	-L1, -L2, -L3	- Sprežne prigušnice							
	-Q1, -Q2	- Spojne sklopke							
	-QT1	- Zaštitni prekidač							
	-T1	- Trofazni energetski transformator							
	-U1	- Trofazni meri uređaj							
	-U2, -U4	- Kartica za prilagođenje merenog naponskog signala							
	-U3, -U5	- Naponski meri uređaj - naponska LEM sonda							
	-U6	- Stabilisani izvor 24 VDC							
	-U7	- Galvanski izolator signala							
	-U8	- Kartica napajanja							
	-U9	- Kartica meranja napona							
	-U10	- Kartica sinhronizacije Planirano							
	-U11	- Kartica optike							
	-WE01	- Napojni kabl ormara =E01+00							
	-WE02	- Napojni kabl ormara =E02+00							
	<b>OPREMA I UREĐAJI U =E02+00</b>								
	-A1...-A6	- Ampermetri 6 A							
	-F1	- Jednopolni automatski instalacioni osigurač za napajanje komandne šeme							
	-F2	- Jednopolni automatski instalacioni osigurač za napajanje odvojnog trafoa 1							
	-F3	- Jednopolni automatski instalacioni osigurač za napajanje odvojnog trafoa 2							
	-F4	- Jednopolni automatski instalacioni osigurač za napajanje odvojnog trafoa 1							
	-F5	- Jednopolni automatski instalacioni osigurač za napajanje odvojnog trafoa 2							
	-F6	- Jednopolni automatski instalacioni osigurač za napajanje merne strujne kartice							
	-H1... -H5	- Tropolni automatski instalacioni osigurač - rezerva							
	-K1...-K5	- Indikacija uključjenja -K1... -K5							
	-OPTIKA	- Kontaktori 1... 5							
	-Q1, -Q2	- Elektronska kartica za prijem/slanje optičkih signala ka/iz dSPACE-a							
	-QG	- Zaštitni prekidači 1 i 2							
	-S1, -S4, -S13, -S14	- Teretna sklopka							
	-S2	- Pečurkast tasteri (kontakti)							
	-S3	- Selektor lokalno/daljinski							
	-S5...-S132	- Ključem kontrolisana preklapka za uključenje kontrolnog napona							
	-T1, -T2	- Kontrolni tasteri							
	-U1	- Odvojni transformatori 230/230 VAC							
	-W1	- Strujna merma kartica							
		- Kabl havarijskog stop tastera							
1	Odgovorni projektant	D. Milicević I.B. Dumnić	Datum:	dSPACE sistem	Oznake i opis uređaja	Napomena:			3
	Obradilo	D. Milicević I.B. Dumnić	12/29/2013			dSPACE sistem			=
	Testirao	D. Milicević I.B. Dumnić							+
	Revizija	D. Milicević I.B. Dumnić							P.
									2
									P.
									3



2	dSPACE sistem		Jednopolna šema		Napomena: dSPACE sistem		=E01+00/1	
Odgovorni projektant	D. Milković I.B. Dumnić	Datum					=	
Obradbo	D. Milković I.B. Dumnić	12/29/2013					+	
Testirao	D. Milković I.B. Dumnić						p.	
Revizija	D. Milković I.B. Dumnić						3	
							p.	
							3	





Razvodni ormar u hodniku  
 Toke energije u M režimu rada  
 Toke energije u G režimu rada

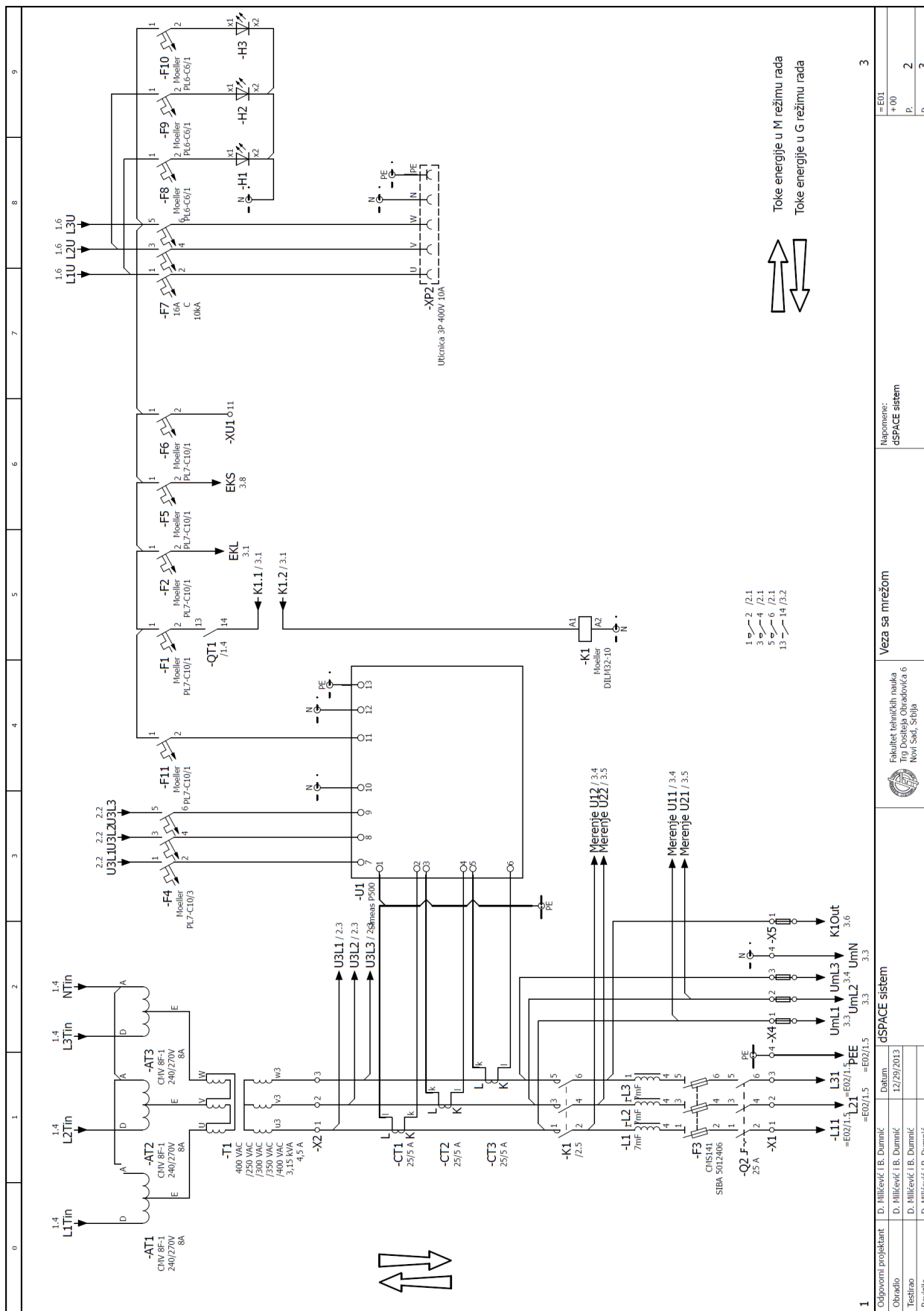
Smanjenje struje  
 uključivanja trafosa

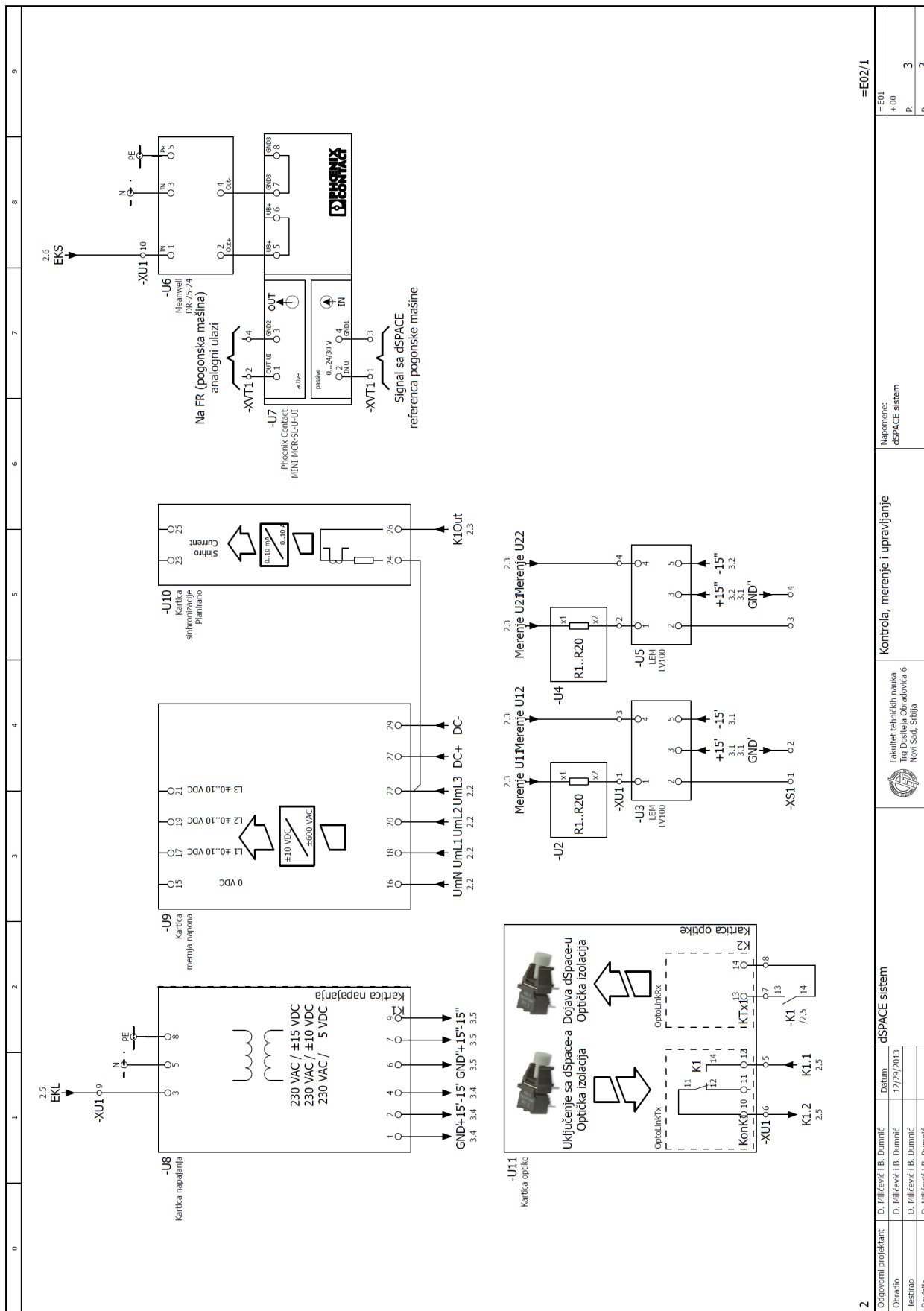


=+/-3

dSPACE system	
Odgovorni projektant	D. Mihlečević / B. Dumičić
Obradilo	D. Mihlečević / B. Dumičić
Testirao	D. Mihlečević / B. Dumičić
Revizija	D. Mihlečević / B. Dumičić
Datum: 12/29/2013	

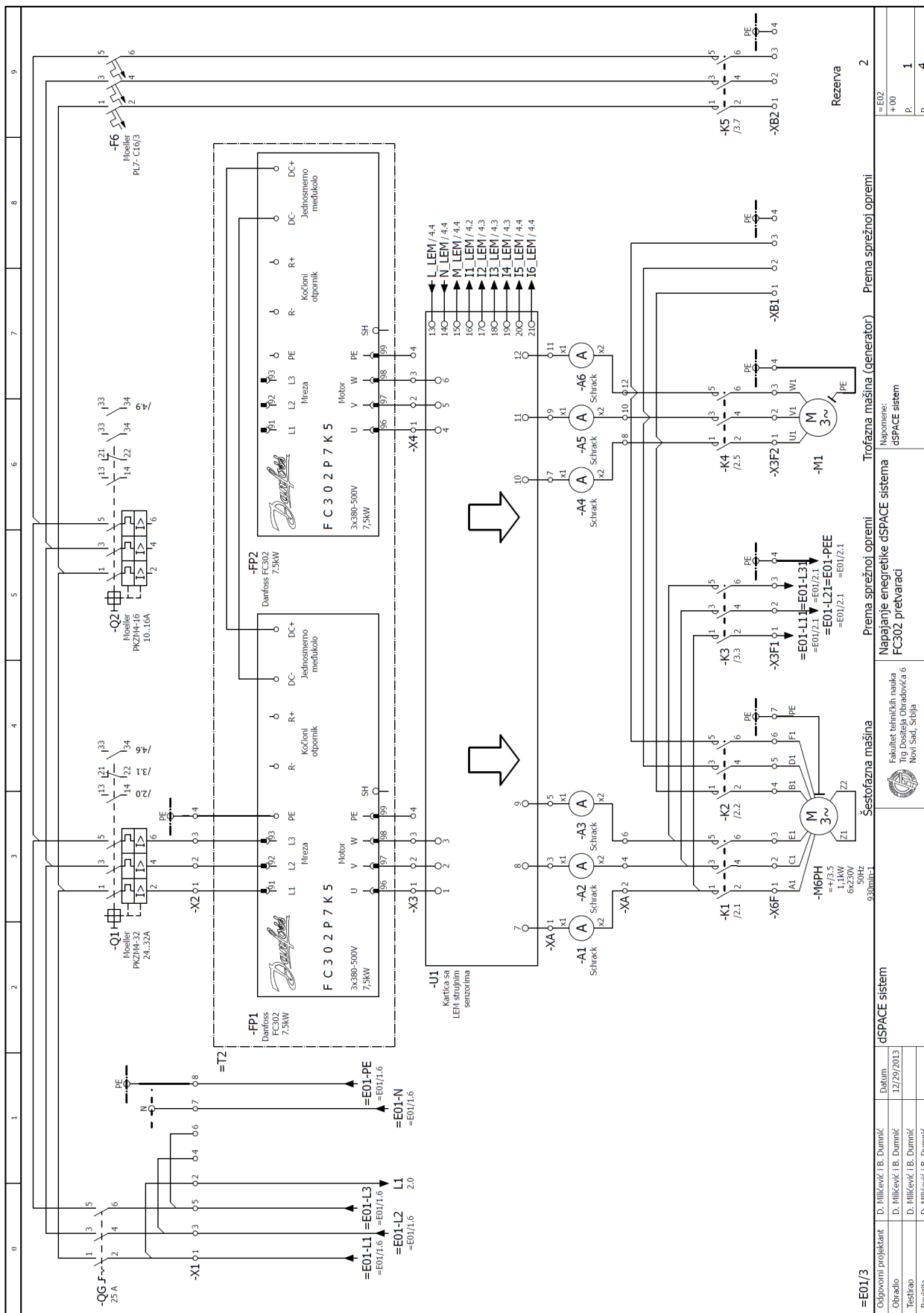
Razvod	
Fakultet tehničkih nauka Trg Dositeja Obradovića 6 Novi Sad, Srbija	
Napomena: dSPACE system	
= E01	2
+ 00	1
P.	3



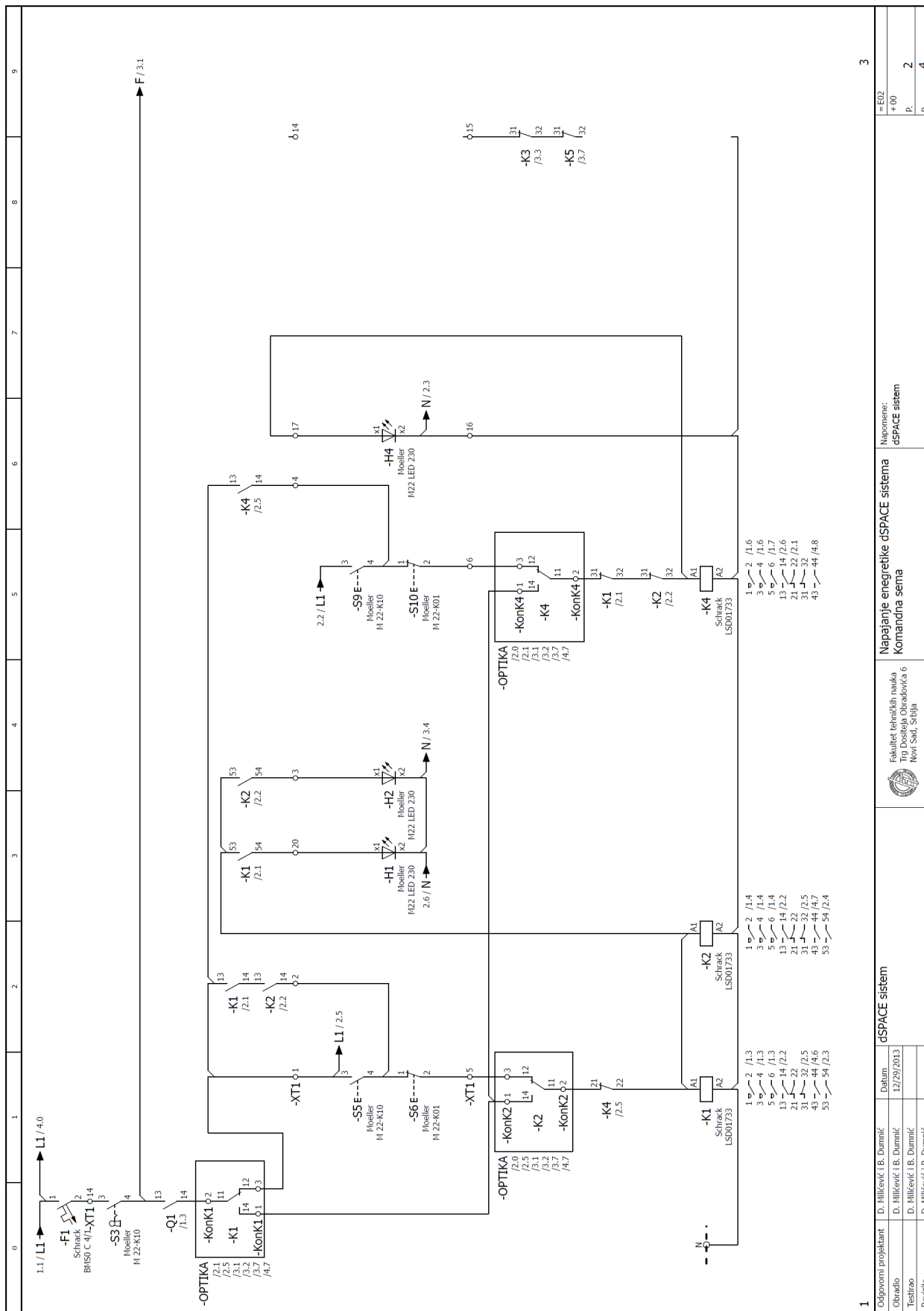


2 =E02/1

dSPACE sistem		Kontrola, merenje i upravljanje		Napomena: dSPACE sistem	
Odpovorni projektant	D. Milicević / B. Dumičić	Datum:	12/29/2013		
Obradio	D. Milicević / B. Dumičić				
Testirao	D. Milicević / B. Dumičić				
Revidirao	D. Milicević / B. Dumičić				

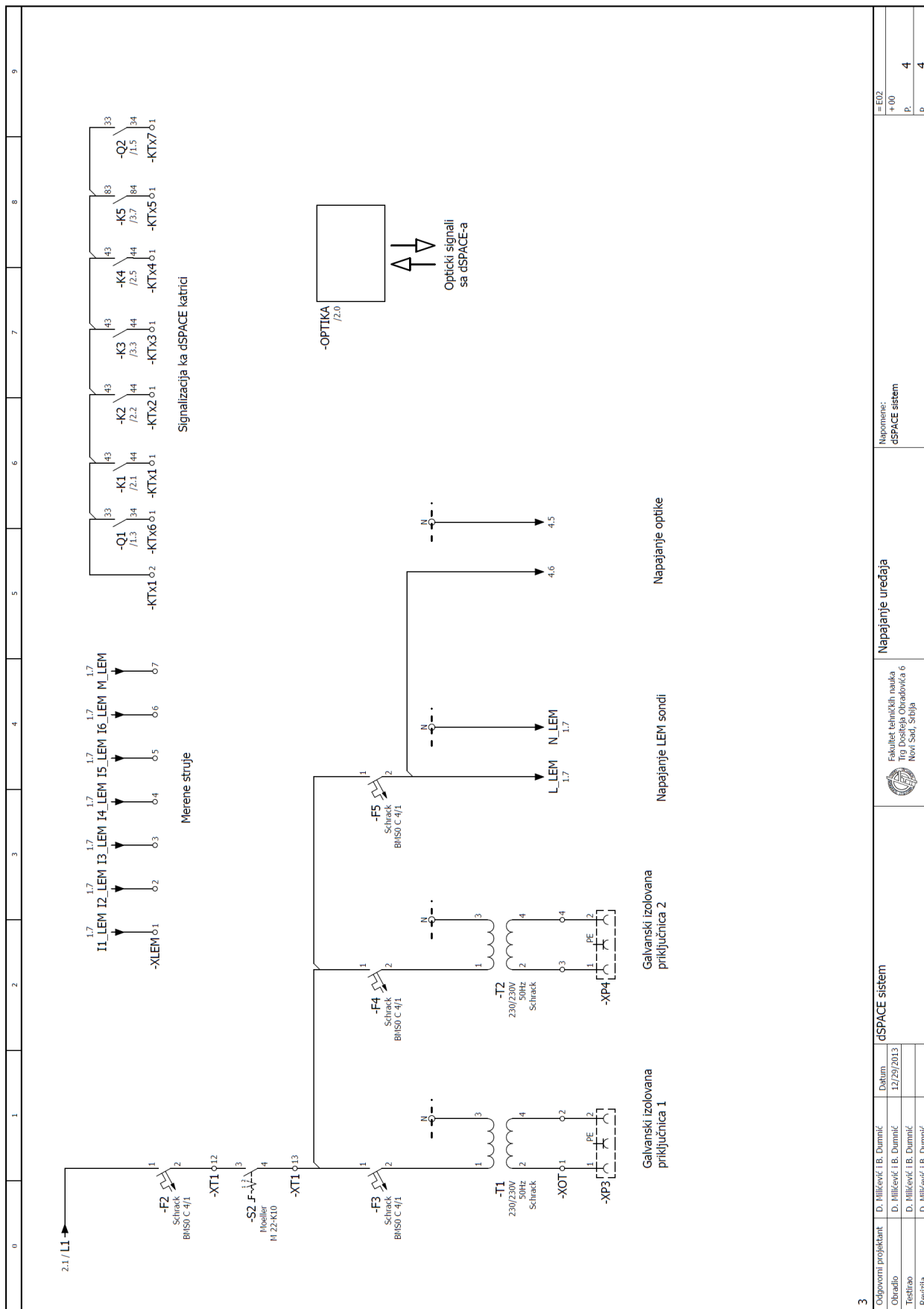


=E01/3		dSPACE sistem		Šestofazna mašina		Trofazna mašina (generator)		Prema sprežnoj opremi	
Odgovorni projektant	D. Miličević / I.B. Dumčić	Datum		Fakultet tehničkih nauka		Napomena:		=E02	
Obradio	D. Miličević / I.B. Dumčić	12/29/2013		Tig. Dostojala Obradovića 6		FC302 prebavtari		+00	
Testirao	D. Miličević / I.B. Dumčić			Novi Sad, Srbija		dSPACE sistem		P. 1	
Revizija	D. Miličević / I.B. Dumčić							P. 4	



1		2		3		4		5		6		7		8		9																	
<b>dSPACE sistem</b>																																	
Napomena: dSPACE sistem																																	
Komandna sema																																	
Fakultet tehničkih nauka Trg Dositeja Obradovića 6 Novi Sad, Srbija																																	
<table border="1"> <tr> <td>Odgovorni projektant</td> <td>D. Milicević / B. Dumnić</td> <td>Datum</td> <td>12/29/2013</td> </tr> <tr> <td>Obradilo</td> <td>D. Milicević / B. Dumnić</td> <td></td> <td></td> </tr> <tr> <td>Testirao</td> <td>D. Milicević / B. Dumnić</td> <td></td> <td></td> </tr> <tr> <td>Revizija</td> <td>D. Milicević / B. Dumnić</td> <td></td> <td></td> </tr> </table>																		Odgovorni projektant	D. Milicević / B. Dumnić	Datum	12/29/2013	Obradilo	D. Milicević / B. Dumnić			Testirao	D. Milicević / B. Dumnić			Revizija	D. Milicević / B. Dumnić		
Odgovorni projektant	D. Milicević / B. Dumnić	Datum	12/29/2013																														
Obradilo	D. Milicević / B. Dumnić																																
Testirao	D. Milicević / B. Dumnić																																
Revizija	D. Milicević / B. Dumnić																																
<b>3</b>																																	
= E02																																	
+ 00																																	
P. 2																																	
P. 4																																	





3

Odgovorni projektant	D. Milčević / B. Đumić	Datum	12/29/2013
Obradio	D. Milčević / B. Đumić		
Testirao	D. Milčević / B. Đumić		
Revizija	D. Milčević / B. Đumić		
dSPACE sistem		Napajanje uređaja	
Fakultet tehničkih nauka Trg Dositeja Obradovića 6 Novi Sad, Srbija		dSPACE sistem	
		E-02	
		+00	
		P.	4
		P.	4