

UNIVERZITET U BEOGRADU  
ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET

Marko M. Rosić

**Redukcija talasnosti momenta kod  
direktne kontrole momenta asinhronog motora  
primenom komparatora sa više nivoa**

Doktorska disertacija

Beograd, 2016

UNIVERSITY OF BELGRADE  
FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING

Marko M. Rosić

**Torque ripple reduction in  
Direct Torque Control of induction motor  
by using multilevel comparators**

Doctoral dissertation

Belgrade, 2016

**Mentor:**

dr Milan Z. Bebić  
docent, Elektrotehnički fakultet, Univerzitet u Beogradu

**Članovi komisije:**

dr Slobodan Vukosavić  
redovni profesor, Elektrotehnički fakultet, Univerzitet u Beogradu

dr Borislav Jeftenić  
redovni profesor, Državni Univerzitet u Novom Pazaru

dr Aleksandar Rakić  
docent, Elektrotehnički fakultet, Univerzitet u Beogradu

dr Miroslav Bjekić  
vanredni profesor, Fakultet Tehničkih nauka Čačak, Univerzitet u Kragujevcu

Datum odbrane: \_\_\_\_\_

*Mojim roditeljima, Manojlu i Verici.*

*Autor*

Naslov doktorske disertacije:

**Redukcija talasnosti momenta kod direktne kontrole momenta asinhronog motora primenom komparatora sa više nivoa**

**REZIME**

Savremeni elektromotorni pogoni zahtevaju od upravljačkih algoritamskih struktura širok propusni opseg i malu grešku u regulisanoj veličini. Takođe, kao bitan cilj se postavlja i eliminisanje davača na vratilu motora sa namerom povećanja robustnosti pogona. Direktna kontrola momenta (DTC – *Direct Torque Control*) kao najmlađa tehnika kontrole mašina naizmjenične struje koja u svojoj osnovi pripada tehnikama koje ne zahtevaju davač na vratilu, odlikuje se jednostavnošću i širokim propusnim opsegom po momentu kao upravljačkoj veličini. Direktna kontrola momenta, od svog nastanka do danas, pretrpela je veliki broj modifikacija u cilju eliminisanja njenih nedostataka od kojih se kao najveći ističe talasnost (ripl) momenta. Ove modifikacije uspešno smanjuju vrednost intenziteta ripla momenta na jednoj strani dok na drugoj strani neretko podrazumevaju smanjenje brzine odziva momenta motora, zahtevaju složene estimatore fluksa i proračune koji produžavaju vreme izvršavanja algoritma čime se narušavaju karakteristike pogona i jednostavnost originalne DTC.

U ovoj tezi predložen je algoritam direktne kontrole momenta motora koji uvodi višestruke naponske vektore i odgovarajuće komparatore sa više nivoa u cilju redukcije ripla momenta. Predloženi algoritam zadržava proračunsku jednostavnost konvencionalne DTC i brz odziv momenta. Umesto šest osnovnih nenultih naponskih vektora predloženi algoritam koristi veći broj diskretizovanih naponskih intenziteta (*Discretized Voltage Intensities* - DVI-DTC) u cilju smanjenja inkremenata momenta u okviru prekidačkog ciklusa i ukupnog ripla momenta. Za razliku od do sada publikovanih rešenja gde je povećanje broja korišćenih naponskih intenziteta skopčano sa problemima vezanim za proširenje prekidačke tabele, predloženi algoritam nema potrebu za izmenom konvencionalne prekidačke tabele sa promenom broja definisanih naponskih intenziteta. Predloženi algoritam uvodi raspregnut izbor smera i intenziteta odgovarajućeg naponskog

vektora. Raspredanje izbora smera i intenziteta dalje omogućava jednostavno prilagođenje algoritma u zavisnosti od željenog broja definisanih naponskih intenziteta bez izmene prekidačke tabele.

Da bi ripl momenta u zavisnosti od broja definisanih naponskih intenziteta bio tačnije određen, izvršena je analiza uticaja indukovane elektromotorne sile na inkremente momenta i statičku grešku momenta u odnosu na zadatu vrednost. U radu je predložen način za eliminisanje uticaja indukovane elektromotorne sile čime je postignuto da inkrement momenta u okviru prekidačkog ciklusa zavisi samo od intenziteta primenjenog naponskog vektora. Dobijeni rezultati su najpre potvrđeni simulacijom, a potom i eksperimentalnim putem uz detaljan opis eksperimentalne postavke i postupka izvođenja eksperimenata.

U radu je izvršeno višestruko uzorkovanje terminalnih veličina motora u cilju paralelne estimacije fluksa i momenta mašine. Paralelna estimacija sa višestruko uzorkovanim veličinama omogućila je uvid u ponašanje momenta u okviru prekidačkog ciklusa i tačnije određivanje njegovog ripla. Takođe, izvršena je analiza stepena iskorišćenosti napona jednosmernog međukola i brzine odziva momenta kod predloženog DVI-DTC algoritma uz selektivnu kompenzaciju indukovane elektromotorne sile. Najznačajniji rezultati eksperimentalne analize dati su na kraju rada gde je prikazan stepen redukcije ripla momenta u zavisnosti od broja definisanih naponskih intenziteta.

U toku izrade teze analizirana je brojna naučna literatura kroz hronološki pregled stanja i istoriju razvoja oblasti direktne kontrole momenta. Referentna literatura je obrađena u prvom poglavlju i predstavlja dobru podlogu za razradu teme ove doktorske disertacije.

**Ključne reči:** direktna kontrola momenta, višestepeni komparatori, talasnost momenta, višestruko uzorkovanje, elektromotorna sila.

**Naučna oblast:** Elektrotehnika

**Uža naučna oblast:** Energetski pretvarači i pogoni

**UDK broj:** 621.3

The title of doctoral dissertation:

**Torque ripple reduction in Direct Torque Control of induction motor by using multilevel comparators**

**ABSTRACT**

Modern electric drives demand high system bandwidth and small regulation error from control algorithm structures. Also, elimination of shaft sensors within drives in order to intensify robustness of the drives is very important aim. Direct Torque Control (DTC) as the youngest technique for control of AC machines, is in its basis *shaft-sensorless* technique and stands out for its simplicity and high torque bandwidth. Direct torque control has gone through various modifications from its first appearance till today in order to eliminate its disadvantages the biggest of which is torque ripple. These modifications have successfully suppressed the torque ripple, but on the other hand they have often reduced the bandwidth of motor torque response, and usually demand complex flux estimators and calculations that prolong algorithm execution which deteriorate drives characteristics and simplicity of the original DTC.

This thesis proposes DTC algorithm that implements multiple voltage vectors and adequate multilevel comparators with the goal to reduce torque ripple. Suggested algorithm keeps calculation simplicity of the conventional DTC and quick torque response. Instead of six basic active voltage vectors, proposed algorithm uses larger number of Discretized Voltage Intensities (DVI-DTC) aiming to reduce torque increment within switching cycle and overall torque ripple. Contrary to solutions published by now, where larger number of used voltage intensities are linked to problems concerning switching table modification, proposed algorithm doesn't require changes in the conventional switching table as a consequence of changing the number of defined voltage intensities. Suggested algorithm brings in a possibility to separately choose direction and intensity of the appropriate voltage vector. Separating the choice of direction and intensity makes further possible simple adjustments of the algorithm depending on the number of defined voltage intensities without switching table modification.

Analysis of the induced electromotive force's impact on torque increments and steady-state torque error has been conducted in order to determine torque ripple more accurately in relation to the number of defined voltage intensities. This thesis proposes a way to eliminate the influence of the induced electromotive force which further provides that torque increment within a switching cycle depends solely on the intensity of the applied voltage vector. Obtained results were first confirmed by means of simulation, followed by experimental verification. Detailed description of the experimental setup and procedure of the experiment performance are presented.

Within this thesis oversampling the motor's terminal electrical signals has been done with a purpose of parallel estimation of the flux and torque of the machine. Parallel estimation with oversampled quantities provided the insight into the torque behaviour within a switching cycle and estimating the ripple more accurately. Also, the degree of utilization of the DC link voltage and torque rise time with proposed DVI-DTC algorithm was analysed with selective compensation of the induced electromotive force. The most important results of the experimental analysis are given in the later part of the thesis where the degree of the torque ripple reduction is shown in correlation to the number of defined voltage intensities.

In the process of writing this thesis, numerous scientific literature was analysed through chronological overview and history of the development of the direct torque control. Significant literature references were processed in the first chapter and represent a good foundation to further develop the essence of this doctoral dissertation.

**Keywords:** direct torque control, multilevel comparators, torque ripple, oversampling, electromotive force.

**Scientific area:** Electrical engineering

**Specific scientific field:** Power converters and drives

**UDK number:** 621.3



## Sadržaj:

<b>1.</b>	<b>UVOD.....</b>	<b>1</b>
	1.1. ISTORIJA RAZVOJA POGONA SA MOTORIMA NAIZMENIČNE STRUJE.....	1
	1.2. PREGLED STRUČNE LITERATURE I ISTORIJSKI RAZVOJ DIREKTNE KONTROLE MOMENTA .....	5
	1.3. KRITIČKI OSVRT NA REFERENTNU LITERATURU.....	28
	1.4. KRATAK SADRŽAJ I STRUKTURA DISERTACIJE .....	32
<b>2.</b>	<b>MATEMATIČKI MODEL ASINHRONE MAŠINE I METODE UPRAVLJANJA .....</b>	<b>34</b>
	2.1. MATEMATIČKI MODEL ASINHRONE MAŠINE .....	34
	Osnovni matematički model mašine [129], [130], [131].....	34
	Transformacije.....	37
	Transformisani matematički model asinhrone mašine i zamenska šema .....	43
	2.2. METODE KONTROLE ASINHRONOG MOTORA .....	46
	Skalarna kontrola.....	48
	Vektorska kontrola .....	49
	Direktna kontrola momenta .....	50
	2.3. ESTIMACIJA FLUKSA I MOMENTA .....	52
	Naponski estimator fluksa .....	54
	Strujni estimator fluksa.....	56
	Naponsko-strujni estimator fluksa.....	58
	Estimacija momenta .....	60
	2.4. MODELOVANJE ENERGETSKOG PRETVARAČA .....	60
	Konfiguracija naponskog invertora sa dva nivoa .....	61
	Impulsno širinska modulacija – PWM .....	63
	Impulsno širinska modulacija prostornog vektora – SVPWM.....	65
<b>3.</b>	<b>DIREKTNA KONTROLA FLUKSA I MOMENTA ASINHRONOG MOTORA .....</b>	<b>69</b>
	3.1. DTC SA DISKRETNIM NAPONSKIM VEKTORIMA .....	69
	3.2. DTC SA PROSTORNOM DISKRETIZACIJOM NAPONSKIH VEKTORA .....	77
<b>4.</b>	<b>DIREKTNA KONTROLA MOMENTA SA VIŠESTRUKIM NAPONSKIM VEKTORIMA .....</b>	<b>80</b>
	4.1. PRIMENA NAPONSKIH VEKTORA DISKRETIZOVANIH INTENZITETA DVI-DTC .....	81
	4.2. PRIMENA VIŠESTEPENOG KOMPARATORA PO MOMENTU .....	83

4.3. UTICAJ BRZINE MOTORA NA INKREMENTE MOMENTA U RIPLU MOMENTA .....	87
Analiza uticaja brzine - indukovane elektromotorne sile na inkremente momenta .....	88
Kompenzacija uticaja indukovane elektromotorne sile.....	92
4.4. UPOREDNA ANALIZA RIPLA MOMENTA KOD RAZMATRANIH DTC ALGORITAMA.....	96
<b>5. EKSPERIMENTALNA VERIFIKACIJA PREDLOŽENOG ALGORITMA I ANALIZA REZULTATA.....</b>	<b>99</b>
5.1. OPIS KORIŠĆENE EKSPERIMENTALNE OPREME I MERNO-AKVIZICIONOG SISTEMA .....	99
5.2. ANALIZA DOBIJENIH REZULTATA BEZ KOMPENZACIJE UTICAJA BRZINE .....	103
5.3. PARALELNO PROCESIRANJE SIGNALA I ESTIMACIJA FLUKSA I MOMENTA .....	107
5.4. ANALIZA ESTIMIRANOG MOMENTA SA KOMPENZACIJOM UTICAJA BRZINE .....	114
5.5. ANALIZA BRZINE ODZIVA MOMENTA I STEPENA ISKORIŠĆENJA NAPONA JEDNOSMERNOG MEĐUKOLA .....	116
Analiza brzine odziva sa selektivnom kompenzacijom uticaja brzine.....	118
5.6. ANALIZA REDUKCIJE RIPLA MOMENTA U ZAVISNOSTI OD BROJA RASPOLOŽIVIH NAPONSKIH VEKTORA.....	119
<b>6. ZAKLJUČAK .....</b>	<b>123</b>
<b>7. LITERATURA.....</b>	<b>126</b>
<b>8. PRILOZI.....</b>	<b>138</b>
8.1. TABELE SA PODACIMA O EKSPERIMENTALNOJ POSTAVCI .....	138
8.2. ALGORITAMSKA STRUKTURA PREDLOŽENE DVI-DTC METODE.....	139
8.3. LISTA SLIKA I TABELA U RADU.....	140
Slike .....	140
Tabele .....	143
8.4. BIOGRAFIJA AUTORA .....	144
8.5. IZJAVE O AUTORSTVU, ISTOVETNOSTI ŠTAMPANE I ELEKTRONSKE VERZIJE DOKTORSKE DISERTACIJE I KORIŠĆENJU.....	145

## Spisak korišćenih oznaka u radu

$t$	vreme
$d/dt$	operator diferenciranja
$u_i, R_i, i_i, \psi_i$	napon, električna otpornost, struja i fluks u $i$ -tom namotaju mašine respektivno
$\mathbf{u}, \mathbf{i}, \boldsymbol{\psi}$	matrična (vektorska) predstava napona, električne otpornosti, struje i fluksa u mašini respektivno
$\mathbf{R}, \mathbf{L}$	matrična (vektorska) predstava otpornosti i induktivnosti mašine respektivno
$dq$	sinhroni rotirajući koordinatni sistem
$\alpha\beta$	stacionarni koordinacioni sistem
$f_d, f_q, f_\alpha, f_\beta$ $f = u, i, \psi$	komponente promenljivih (napon, struja i fluks) u $d$ i $q$ osi obrtnog koordinatnog sistema i $\alpha$ i $\beta$ osi stacionarnog koordinatnog sistema
$\theta_m$	ugaoni pomeraj rotora mašine
$m_e$	elektromagnetni moment mašine
$m_m$	moment opterećenja mašine
$J_m$	moment inercije rotacionih masa mašine
$K_m$	koeficijent trenja mašine
$\underline{a} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$	kompleksni operator
$\mathbf{K}$	Klarkina transformaciona matrica raspresanja
$\mathbf{C}$	Parkova transformaciona matrica rotacije
$\mathbf{B}$	Blondelova transformaciona matrica raspresanja i rotacije
$p$	broj pari polova mašine

$\omega$	električna brzina obrtanja rotora mašine
$\omega_m$	mehanička brzina obrtanja rotora mašine
$\omega_k$	proizvoljna brzina obrtanja referentnog koordinatnog sistema
$\omega_e$	sinhrona brzina obrtanja
$L_s, L_r, L_m$	induktivnost statorskog, rotorskog namotaja i međuintuktivnost respektivno
$\tau_s = \frac{L_s}{R_s}$	vremenska konstanta statora
$\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$	vremenska konstanta rotora
$\psi_m$	fluks magnećenja
$i_m$	struja magnećenja
$L_{\sigma i}$	rasipna induktivnost i-tog namotaja
$i_i'$	svedena struja i-tog namotaja
$T_s', T_r'$	tranzijentne vremenske konstante statora i rotora
$P_k$	prekidačko stanje (On=1, Off =0) elemenata invertora
$U_{DC}$	napon jednosmernog međukola
$U_{f \max}$	maksimalni fazni napon na izlazu invertora
$T_s$	prekidačko vreme, vreme odmeravanja (uzorkovanja)
$m_f$	indeks frekvencijske modulacije
$m_a$	indeks amplitudne modulacije
$M_a$	indeks amplitudne modulacije
$\psi_{bw}$	širina komparatora fluksa
$m_{bw}$	širina komparatora momenta

$S_\psi$	zahtev za povećanjem/smanjenjem fluksa
$S_m$	zahtev za povećanjem/smanjenjem momenta

### Spisak korišćenih skraćenica u radu

DTC	Direktna kontrola momenta (eng. <i>Direct Torque Control</i> )
DSP	Digitalni signalni procesor
FOC	Vektorska kontrola (eng. <i>Field Oriented Control</i> )
THD	Ukupno izobličenje usled harmonika (eng. <i>Total Harmonics Distorsion</i> )
PWM	Impulsno širinska modulacija (eng. <i>Pulse Width Modulation</i> )
SVPWM	Modulacija prostornog naponskog vektora (eng. <i>Space Vector Pulse Width Modulation</i> )
SVM-DTC	DTC sa prostornom modulacijom naponskog vektora (eng. <i>Space Vector Modulation DTC</i> )
ST-DTC	Algoritmi DTC koji koriste prekidačke tabele (eng. <i>Switching Table DTC</i> )
DTC-SVM	DTC sa prostorno modulisanim naponskim vektorima
DSVM-DTC	DTC sa diskretnim prostornim naponskim vektorima (eng. <i>Dicsrete Space Vector Modulation DTC</i> )
EMS	Elektromotorna sila
DB-DTC	Dead-Beat DTC
FPGA	eng. <i>Field Programmable Gate Array</i>
DVI-DTC	DTC sa diskretizovanim naponskim intenzitetima (eng. <i>Discretized Voltage Intensities DTC</i> )

## 1. Uvod

Predmet istraživanja u okviru disertacije je analiza dinamike i talasnosti ili ripla momenta kod asinhronne mašine pri upravljanju baziranom na direktnoj kontroli momenta. U istraživanju će biti proučeni do sada uočeni problemi i nedostaci kako konvencionalne, tako i naprednijih metoda direktne kontrole momenta. Poseban akcenat biće stavljen na predlog algoritma upravljanja DTC koji će omogućiti redukciju ripla momenta.

U nastavku poglavlja će najpre biti kratko izložena istorija razvoja sa pogonima naizmenične struje. Potom biće izvršen pregled stručne literature iz oblasti direktne kontrole momenta kroz istorijski tok razvoja ove oblasti upravljanja u cilju unapređenja i eliminisanja nedostataka. Autorov kritički osvrt na referentnu literaturu biće dat na kraju ovog poglavlja.

### 1.1. Istorija razvoja pogona sa motorima naizmenične struje

Elektromotorni pogoni danas utroše više od 40% proizvedene električne energije u svetu i uzimaju udeo od 60% ukupne potrošnje u industriji. Ovi procenti rastu sa stepenom razvijenosti industrije u pojedinim zemljama sveta [1]. U elektromotornim pogonima, asinhroni motori su najčešći tip korišćenog motora i smatra se da oni troše oko 90% električne energije svih elektromotornih pogona u svetskim okvirima [2]. Generalno posmatrano, električni motori odgovorni su za 13% globalne CO<sub>2eq</sub> proizvodnje pa se stoga u današnje vreme oblast elektromotornih pogona ozbiljno uzima u razmatranje po pitanju njihove energetske efikasnosti i mogućnosti za uštedu električne energije. Razvoj oblasti elektromotornih pogona kao neizbežnog segmenta širokog spektra industrijskih delatnost tekao je na sledeći način.

Industrijska revolucija uslovlila je razvoj mašina s ciljem da zamene rad čoveka i životinja. Sa pronalaskom i početkom upotrebe električne energije jednosmerne struje počeo je i razvoj oblasti elektromotornih pogona odnosno električnih motora. Do kraja devetnaestog veka oko 5% ukupnog utrošenog mehaničkog rada obezbeđivali su električni motori dok se u prvoj polovini dvadesetog veka ovaj procenat popeo na 70% [3]. Pionirske primene električnih motora zabeležene su još u devetnaestom veku kada je

nemački inženjer Jakobi (*Moritz Hermann von Jacobi*) u Petrogradu demonstrirao kretanje čamca sa pogonom na električni motor. Prvi električni motori koristili su jednosmernu struju, a regulacija brzine obezbeđivala se primenom promenljivog rednog otpornika. Ovaj vid regulacije pratili su veliki gubici snage kao i drugi krupni tehnički nedostaci koji su uobičajeni za početak razvoja nove oblasti. Teslinim pronalaskom obrtnog magnetnog polja i mašine naizmjenične struje 1883 god. (patent 1888 god.) naslućene su mogućnosti i prednosti ovog tipa električne energije. Uvođenje naizmjenične električne energije u napajanje elektromotornih pogona predstavlja prekretnicu u razvoju ove oblasti. Ipak, tamo gde je bilo potrebno ostvariti kontinualnu promenu brzine, motori jednosmerne struje držali su dominantnu poziciju u elektromotornim pogonima sve do polovine dvadesetog veka.

Mašine za jednosmernu struju (mašine JS) odlikuju se odličnim regulacionim karakteristikama. Ipak potreba za čestim održavanjem mašina JS (četkice, kolektor), problemi pri većim brzinama, složena konstrukcija i ograničenje u brzini i snazi doveli su do potrebe za razvojem pogona sa mašinama za naizmjeničnu struju (mašine NS). Bitna karakteristika mašina NS bila je njena robustnost i jednostavna konstrukcija odnosno odsustvo komutatora koji je predstavljao osnovnu slabost mašina JS. Regulacija brzine obrtanja kod motora NS zahtevala je promenljivu frekvenciju i amplitudu napona napajanja odnosno razvoj električnih pogonskih pretvarača. Prvi prekidački pogonski pretvarač realizovala je kompanija General Electric 1934 godine na bazi živinih usmerača. Ovaj pretvarač obezbeđivao je napajanje sinhronog motora promenljivom frekvencijom, a odlikovao se velikim dimenzijama, gubicima i problemima u vezi sa pouzdanošću rada. Dalje unapređenje karakteristika pogona sa motorima za naizmjeničnu struju čekalo je razvoj oblasti energetske elektronike, brzih poluprovodničkih prekidača i mikrokontrolera koja se dogodila u drugoj polovini dvadesetog veka. Do tada, motori za naizmjeničnu struju, iako superiorni u pogledu održavanja i konstrukcije u odnosu na motore za jednosmernu struju, uglavnom su se koristili u aplikacijama gde nije bilo potrebno menjati brzinu motora. Motori za jednosmernu struju držali su primat tamo gde se zahtevala česta promena momenta i brzine u pogonu.

Nezavisno od razvoja pretvarača za pogone jednosmerne ili naizmjenične struje, superiornost karakteristika mašina NS nad mašinama JS dolazila je sve više do izražaja. Rastom upotrebe motora u industriji i zahtevima za većom snagom i brzinom sve više su se isticali nedostaci mašina JS. Zbog mehaničkih razloga vezanih za komutator i četkice, brzina motora JS ograničena je radijusom komutatora (rotora mašine) odnosno njegovom

obimnom brzinom. Da bi se povećala izlazna snaga mašine potrebno je povećati aksijalnu dužinu i/ili radijus mašine. Ipak aksijalna dužina ograničena je dozvoljenim rastojanjem između oslonaca ležajeva mašine dok povećanje radijusa dovodi do problema sa komutacijom usled povećane obimne brzine komutatora. Iz tog razloga veoma je teško napraviti mašinu JS velike snage za visoke brzine. Sa druge strane, snaga i brzina kod asinhronne mašine sa kaveznom rotorom kao tipičnog predstavnika mašina NS, ograničena je samo čvrstoćom i konstrukcijom rotora koji treba da izdrži odgovarajuće centrifugalne sile. Dalje, maksimalna brzina promene struje (eng. *slew rate*),  $di_s/dt$ , kroz namotaje asinhronne mašine je mnogo veća nego što je to slučaj kod mašine JS sa nezavisnom pobudom. Dok *slew rate* (ograničena komutatorom i četkicama) kod specijalno dizajnirane mašine JS iznosi 30 r.j./s, kod standardne asinhronne mašine ona iznosi 200 r.j./s [4]. Kako je elektromagnetni moment mašine pri konstantnom fluksu određen direktno strujom mašine, navedene prednosti mašine NS znače i veću brzinu promene momenta u odnosu na mašinu JS. Ovo znači širi propusni opseg pri regulaciji momenta što je ključna karakteristika regulisanih pogona sa visokim performansama. Pri malim brzinama kod mašina JS ukupna struja opterećenja raspodeljena je na svega nekoliko segmenata komutatora što dovodi do lokalnog pregrevanja. S druge strane, kod asinhronne mašine struja je raspodeljena ravnomerno na statorske i rotorske provodnike čak i pri nultoj brzini. Posmatrajući utrošeni bakar pri izradi namotaja jednog i drugog tipa mašina istih snaga dolazi se do zaključka da je više bakra potrebno za izradu namotaja mašine JS u odnosu na namotavanje mašine NS. Takođe, stepen efikasnosti mašina NS je jednak ili veći u poređenju sa mašinama JS.

I pored velikog broja prednosti asinhronne mašine u odnosu na mašinu JS pogoni jednosmerne struje bili su dominantniji u industriji upravo iz razloga nepostojanja kvalitetnih energetskih pretvarača namenjenih mašinama za naizmjeničnu struju. Krajem šezdesetih godina prošlog veka pojavljuju se prve poluprovodničke diode i tiristori koji omogućavaju izradu ispravljača i invertora. Time je stvorena mogućnost za razvoj pogonskih pretvarača koji obezbeđuju trofazni sistem napona promenljive frekvencije i amplitude. Ovim je omogućena upotreba asinhronih motora u aplikacijama sa promenljivom brzinom obrtanja. Dalji ubrzani razvoj poluprovodničke tehnologije omogućio je kvalitetniju izradu ekonomičnih i pouzdanih frekventnih pretvarača čime su pogoni naizmjenične struje počeli polako da potiskuju iz upotrebe pogone jednosmerne struje. Ipak, zbog nedostatka razvijenih teoretskih znanja u upravljanju ovakvim pogonima



i digitalnih kontrolera, jednosmerni pogoni su i dalje bili vrlo aktuelni. Na ovo je takođe uticala i povoljnost ukupne cene pogona (pretvarač+mašina). Do osamdesetih godina prošlog veka cena pogona jednosmerne struje bila je povoljnija u odnosu na cenu pogona naizmjenične struje zbog relativno skupih pogonskih pretvarača koje je zahtevala inače jeftina asinhrona mašina. Oko 70% cene pogona sa asinhronim motorom išlo je na konvertor i elektronske sklopove pogonskog pretvarača dok je manji deo odlazio na sam motor [3]. Kod pogona jednosmerne struje situacija je bila obrnuta. Veliki deo cene pogona činio je motor za jednosmernu struju koja se dalje nije mogla lako umanjivati iz konstrukcijskih razloga. S druge strane, umanjjenje cene energetske elektronike imalo je eksponencijalni karakter što je vodilo bržem pojeftinjenju pogona naizmjenične struje za razliku od pogona jednosmerne struje iste snage. Ovo je dalje dovelo do konkurentnosti pogona NS u odnosu na pogone JS a kako je vreme dalje prolazilo i do ekonomske opravdanosti upotrebe pogona NS.

Uloženi naučni napor u razvoj algoritama upravljanja motorima za naizmjeničnu struju koji treba da obezbede bolje dinamičke karakteristike pogona rezultirali su teorijskim algoritmima vektorske kontrole i direktne kontrole momenta. Ova teoretska znanja išla su u korak sa razvojem digitalnih kontrolera i teorije diskretnih sistema. U praksi su se najpre pojavili osmobicni, a potom i šesnaestobicni digitalni mikrokontroleri na kojima su se uspešno mogli implementirati složeni algoritmi vektorske kontrole koji su omogućili znatno unapređenje karakteristika pogona naizmjenične struje. Ipak, ova rešenja bila su relativno skromna u pogledu upravljačkih struktura brzine i pozicije pogona kao i drugih nedostataka pogona čije su rešavanje onemogućavale tadašnje performanse kontrolera. Vrlo brzo, pojavom DSP baziranih sistema, omogućene su odlične performanse pogona naizmjenične struje koji uveliko nadmašuju performanse koje su se mogle postići sa pogonima jednosmerne struje. Ovo je praćeno poboljšanjem performansi kontrolera i umanjena cena što je dovelo do masovne primene digitalnih kontrolera u industrijskim pogonima. Performanse procesora koji se danas koriste u upravljačkim strukturama omogućili su rešavanje i kompenzaciju mnogih nedostataka i nesavršenosti pogonskog sistema sa motorima naizmjenične struje. Rast brzine izvršavanja procesorskih instrukcija omogućio je eliminisanje efekata mrtvog vremena pretvarača, adaptacije parametara algoritama, opservaciju stanja mašine, umanjjenje potrebe za senzorima itd. uz zadržavanje visoke prekidačke frekvencije odnosno brzine izvršavanja upravljačkih algoritamskih petlji.

Cena energetskih pretvarača i kontrolera (frekventni pretvarači, mikrokontrolerski i DSP sistemi) svakim danom je sve niža, a njihove dimenzije manje. U današnje vreme, digitalno upravljani motori NS potpuno su zamenili motore JS u pogonima visokih performansi. Kada se radi o remontovanju pogona sa motorima JS, zavisno od snage i tipa pogona, obično se posle jednostavne ekonomske računice opravdava uvođenje motora NS i pretvarača umesto dotadašnjeg pogona JS. Pri instalaciji pogona velike snage najčešće se koriste asinhroni motori dok se u aplikacijama pozicioniranja, robotskih manipulacija i drugim specijalnim aplikacijama uglavnom koriste sinhroni motori sa stalnim magnetima. Sve veća upotreba savremenih pogona NS nalazi primenu u automobilskoj industriji. Vozila na električni pogon privlače veliku pažnju stručne i naučne javnosti a naročit napor se ulaže u rešavanje slabih tačaka ovih sistema. Dalja unapređenja električnih pogona u vozilima odnose se na sisteme napajanja i poboljšanje konstrukcija motora naizmjenične struje koji treba da obezbede veliku gustinu snage i visok broj obrtaja. U današnje vreme se sve veća pažnja poklanja i pogonima sa reluktantnim motorima koji se odlikuju povoljnim konstrukcionim karakteristikama i mogućnošću ostvarivanja visokih brzina kao i odgovarajućim algoritmima upravljanja. Ipak, najveći deo istraživanja i razvoja pogona naizmjenične struje usmeren je ka unapređenju upravljačkih struktura, odnosno ka eliminisanu postojećih slabih tačaka celokupnog pogona modifikacijom postojećih i realizacijom novih upravljačkih algoritama. Razvoj pretvarača i upravljačkih algoritama kreću se u pravcu smanjenja ukupnih gubitaka i optimizacije potrošnje u cilju energetske efikasnosti, unapređenju estimatora i opservera stanja mašine u cilju adaptacije parametara regulacije i eliminacije senzora i davača, smanjenja visokofrekventnih komponenti u strujama i naprezanja izolacije mašine, očuvanja visokog propusnog opsega u upravljanju itd.

## **1.2. Pregled stručne literature i istorijski razvoj direktne kontrole momenta**

Direktna kontrola momenta (eng. *DTC – Direct Torque Control*) prvi put je predstavljena krajem osamdesetih godina prošlog veka [5], [6]. U odnosu na prethodne metode upravljanja motorima NS, zasnovane na orijentaciji polja (vektorska kontrola, eng. *FOC – Field Oriented Control*), tek prezentovana DTC zasnivala se na potpuno novom, jednostavnom konceptu i veoma brzo je prihvaćena u industrijskim elektromotornim pogonima. Vektorskoj kontroli koja je prvi put prezentovana početkom sedamdesetih

godina prošlog veka trebalo je oko 20 godina da dobije primenu industriji dok je direktnoj kontroli momenta za isto trebalo upola manje vremena [7]. Kompanija ABB je 1995. godine prva realizovala komercijalni pretvarač ACS 600 za asinhroni motor sa DTC algoritmom [8]. ACS 600 bez davača brzine imao je vrlo malu grešku u regulaciji brzine od  $\pm 0.4\%$  pri naznačenom opterećenju [9]. Ovo je bio značajan doprinos u oblasti razvoja industrijskih pretvarača. Danas kompanija ABB tvrdi da je za razvoj i unapređenje DTC algoritma implementiranog u njihovim kontrolerima uložila više od 100 godina istraživanja [10].

Osnovni koncept direktne kontrole momenta počiva na jednostavnoj ideji da se brzinom statorskog obrtnog polja direktno upravlja kontrolom napona na namotajima statora mašine. Ova ideja zasniva se na fizičkoj zavisnosti statorskog fluksa mašine od napona na statorskim namotajima. Kontrolom statorskog fluksa, odnosno brzine obrtanja statorskog obrtnog polja, moguće je uticati na rotorsku učestanost čime se direktno upravlja momentom asinhronne mašine. Na ovaj način ostvareno je direktno upravljanje fluksom i momentom mašine za naizmeničnu struju. Upravljanje je ostvareno na jednostavniji i direktniji način nego što je to slučaj kod vektorskog upravljanja gde se upravljanje momentom vršilo indirektno regulacijom struje. Princip direktne kontrole fluksa i momenta omogućio je atraktivnost ove metode upravljanja upravo zahvaljujući odsustvu strujnih regulatora i ostvarivanju širokog propusnog opsega po momentu kao upravljanoj veličini. Algoritam DTC je značajno doprineo poboljšanju dinamičkih osobina elektromotornih pogona i implementaciji algoritama zasnovanih na ovom principu u savremenim industrijskim pretvaračima. Takođe, DTC je omogućilo da se upravljanje razvije u stacionarnom koordinatnom sistemu čime se izbegava upotreba koordinatnih transformacija i pojednostavljuje proračun samog algoritma.

Najveći broj DTC algoritama zasniva se na direktnoj kontroli statorskog fluksa mašine, a time i momenta. Pored upravljanja kontrolom statorskog fluksa, upravljanje može biti bazirano na kontroli rotorskog [11] ili fluksa u grani magnećenja [9].

Izvorna DTC rešenja [5], [6] zasnivaju su se na kontroli statorskog fluksa i nelinearnim histerezisnim komparatorima po fluksu i momentu. Izlazi ovih komparatora su zahtevi za izborom jednog od 6 aktivnih ili 2 nulta naponska vektora. Ovakav jako nelinearni način upravljanja definisanjem uključenih ili isključenih (*on/off*) stanja prekidačkih elemenata invertora, odnosno primenjenih naponskih vektora, uzrok je dva najvažnija nedostatka konvencionalne DTC:

- promenljiva prekidačka frekvencija i
- velika talasnost/pulsacije (eng. ripple) momenta.

Najveći broj predloga u razvoju DTC algoritama, od njegovog nastanka, išao je u pravcu rešavanja ova dva problema.

Prekidačka frekvencija invertora kod konvencionalne DTC prvenstveno zavisi od širine histerezisnih komparatora, ali takođe i od brzine motora, opterećenja i parametara motora. Promenljiva prekidačka frekvencija je nepoželjna u elektromotornom pogonu. Suviše visoka prekidačka frekvencija opterećuje prekidačke elemente pretvarača i povećava gubitke na njima. Sa druge strane suviše mala prekidačka frekvencija doprinosi povećanju udela niskih frekvencijskih komponenti u harmonijskom spektru struje. Kada se radi o DTC aplikacijama namenjenih pogonima velike snage prekidačka frekvencija ne treba da bude visoka upravo zbog opterećenja prekidačkih elemenata. Iz tog razloga, modifikovan slučaj algoritma konvencionalne DTC [5] namenjen za aplikacije velike snage predložen je samo par godina kasnije u [6]. U [5] vektor statorskog fluksa ima kružnu trajektoriju vođen odgovarajućim naponskim vektorom koji zadovoljava kriterijume smanjenja greške po fluksu i momentu na osnovu stanja izlaza komparatora za fluks i moment. Pri tome je, u zavisnosti od stanja ovih komparatora, za trenutni položaj fluksa u stacionarnom koordinatnom sistemu bio moguć izbor jednog od 4 aktivna naponska vektora gde svaki od njih zadovoljava neku od kombinacija za povećanjem ili smanjenjem fluksa odnosno momenta. Nasuprot tome, modifikovana upravljačka strategija u [6] predlaže vođenje statorskog fluksa primenom samo jednog aktivnog naponskog vektora, sa smenom naponskog vektora na svakih 60 stepeni u stacionarnom koordinatnom sistemu. Na ovaj način statorski fluks se primenom jednog aktivnog naponskog vektora kreće po stranicama heksagona čija temena čine vrhovi šest aktivnih naponskih vektora. Kada fluks dosegne teme heksagona, naponski vektor se menja i fluks nastavlja kretanje po drugoj stranici heksagona. Smena aktivnog naponskog vektora podrazumeva primenu susednog naponskog vektora što rezultuje promenom stanja predačkih elemenata u samo jednoj grani invertora. Za ostvarivanje zahteva po momentu regulator kombinuje aktivni naponski vektor sa nultim vektorom kako bi zadržao vrednost greške momenta u okviru granica odgovarajućeg histerezisnog komparatora. Ovim je prekidačka frekvencija značajno smanjena što je bilo povoljno za primenu u upravljačkim algoritmima namenjenim pogonima velike snage.

Problemi vezani za promenljivu prekidačku frekvenciju prvih rešenja direktne kontrole momenta posebno se odnose na probleme pri startu pogona. Naime, pri polasku (ukoliko

nema fluksa u mašini) usled velike razlike u trenutnim i zadatim vrednostima za fluks i moment, dugo su prisutni zahtevi za povećanjem fluksa i momenta. Ovo rezultuje vrlo malom prekidačkom frekvencijom i primenom jednog aktivnog naponskog vektora isuviše dugo, što usled odsustva strujnih regulatora dovodi do pojave velikih struja i oštećenja prekidačkih elemenata invertora. Eliminisanje ovih nedostataka konvencionalne DTC pri polasku i malim brzinama predloženo je sa nekoliko rešenja [12], [13], [14]. Ograničenje polazne struje u [12] realizovano je strujnim limiterom u dva načina. Prvi način sprečava obrtanje vektora statorskog fluksa primenom nultog naponskog vektora. U tom slučaju dolazi do smanjenja struje i elektromagnetnog momenta. U drugom slučaju ograničenje rasta struje omogućeno je izborom aktivnog naponskog vektora koji smanjuje amplitudu fluksa. Oba načina ne poštuju principe DTC strategije s obzirom da je akcenat na kontroli statorskog fluksa i ograničenju struje više nego na kontroli momenta čime se narušavaju dinamičke karakteristike pogona. U [13] problem visoke polazne struje sprečava se na sličan način uvođenjem strujnog limitera. Pri startu pogona sa nenamagnećenom mašinom aktivni naponski vektor se primenjuje sve dok struja ne dosegne vrednost definisanog strujnog limita. Nakon ovoga aktivni naponski vektor kombinuje se sa nultim naponskim vektorom sve do dostizanja reference fluksa. Potom dolazi do oslobađanja zahteva po momentu i starta DTC algoritma. Pored toga u [13] je predstavljen i limiter prekidačke frekvencije invertora definišući maksimalnu prekidačku frekvenciju u pogonu. Ovo je realizovano uvođenjem vremenskog bloka (tajmera) koji definiše minimalno vreme između dve komutacije prekidačkih elemenata u invertoru. Ukoliko je zahtev za promenom stanja prekidačkih elemenata invertora manji od ovog vremena, sistem blokira okidački signal tranzistora sve do isteka definisanog minimalnog vremena između dve komutacije. U [14] predloženo je dodavanje nosećeg kvadratnog signala u komparator momenta. Ovaj noseći signal sabiran je sa greškom momenta na uzlazu komparatora samo pri brzinama bliskim nuli. Ovim se forsira primena nultog naponskog vektora i na taj način kontroliše prekidačka frekvencija pri polasku. Na taj način su eliminisani problemi vezani za start pogona, obezbeđen stabilan rad pri malim brzinama i poboljšani talasni oblici struje i fluksa.

Detaljniji uvid u uzroke nastanka i analizu niske i promenljive prekidačke frekvencije kod DTC kao i predlozi za rešavanje ovog problema u širokom opsegu brzina motora izneti su u nekoliko radova: [15], [16], [17], [18], [19], [20], [21], [22], [23].

Autori u [15] predlažu definisanje konstantne i više prekidačke frekvencije upotrebom virtualnih naponskih vektora koje čine dva susedna osnovna aktivna naponska vektora. Prekidački šablon prezentovan u radu obezbeđuje da u jednom proračunskom periodu

svaki prekidački element dva puta promeni svoje stanje. U [16] predložen je regulator sa trougaonim nosećim signalom dodatom grešci po fluksu i momentu pre ulaska u odgovarajuće histerezisne komparatore (eng. *Dithering*). Autori u [17] koristeći isti princip dodaju i PI kontroler ovakvoj strukturi regulatora pre dodavanja trougaonog signala. Signali greške momenta i fluksa uvode se u PI kontroler nakon čega se sabiraju sa nosećim testerastim signalom i uvode u histerezisni komparator. U oba slučaja rezultat je povećana prekidačka frekvencija koja varira u uskoj okolini frekvencije nosećeg signala bez obzira na brzinu motora. Autori naglašavaju i vrlo primetno smanjenje akustične buke koja je posledica smanjene prekidačke frekvencije u odnosu na konvencionalnu DTC. Ipak propusni opseg sistema sa ovakvom strukturom regulatora momenta i fluksa je redukovan i ograničen frekvencijom nosećeg trougaonog signala i frekvencijom uzorkovanja (semplovanja) što je posebno naglašeno u [18]. U [19], [20], [21] dat je pregled zavisnosti prekidačke frekvencije od širine histerezisnih komparatora i brzine obrtanja. U [19] predložen je histerezisni komparator sa adaptivnim granicama. Širina histerezisnog komparatora u ovom radu kontrolisana je u zavisnosti od trenutne prekidačke frekvencije (prateći broj promena izlaznih stanja komparatora), zadate prekidačke frekvencije kao i brzine motora. Isti autori u [20] vrše procenu prekidačke frekvencije u zavisnosti od brzine i širine histerezisnih komparatora fluksa i momenta i analiziraju uticaj širine komparatora na THD (eng. *Total Harmonics Distorsion*) struje. Rezultati prezentovani u [22] pokazuju da prekidačka frekvencija prvenstveno zavisi od frekvencije napajanja motora, a veoma malo od parametara mašine od kojih najveći uticaj ima statorska otpornost. Takođe, kako je brzina promene momenta veća od brzine promene fluksa, prekidačka frekvencija je prvenstveno zavisna od regulatora momenta odnosno momente regulacione petlje. Data je analiza i pregled zavisnosti prekidačke frekvencije od frekvencije napajanja, napona jednosmernog međukola i vremena proračuna. U [23] se pored navedenog analizira i uticaj opterećenja na prekidačku frekvenciju i izvodi funkcija potrebne širine histerezisnih komparatora fluksa i momenta u cilju definisanja konstantne prekidačke frekvencije i minimalnog harmonijskog izobličenja THD u opsegu od nulte do nominalne brzine motora. Rad predlaže optimizaciju algoritma i smanjenje vremena proračuna čime se omogućava veća rezolucija u upravljanju odnosno veća prekidačka frekvencija.

Pored promenljive prekidačke frekvencije veliki problem DTC strategije upravljanja čine velike pulsacije odnosno ripl momenta. Ripl momenta je posledica izrazito nelinearnog zakona upravljanja usled histerezisnih komparatora fluksa i momenta s jedne strane i primene relativno malog broja diskretnih naponskih vektora sa druge strane.

Intenzitet ripla momenta takođe zavisi i od prekidačke frekvencije tako da sa povećanjem prekidačke frekvencije invertora ripl momenta opada.

U cilju značajnije redukcije ripla momenta poboljšanja izvornog koncepta DTC kretala su se u nekoliko pravaca koji su se temeljili na:

- modifikacijama prekidačkih (eng. switching ili look-up) tabela i regulatora fluksa i momenta;
- primeni invertora sa više nivoa (eng. multilevel inverters);
- uvođenju impulsno širinske modulacije pri generisanju prostornog naponskog vektora;
- korišćenju brzih procesorskih jedinica pri implementaciji proračunskog algoritma.

Uvođenjem impulsno širinske modulacije prostornog naponskog vektora u DTC algoritme problem visokog ripla momenta znatno je redukovan. Ipak, na ovaj način, uvođenjem kontinualnih naponskih vektora umesto diskretnih, javlja se potreba za složenijim izračunavanjem potrebnog napona, regulatorima koji dalje smanjuju propusni opseg upravljanja, dolazi do produženja vremena izvršavanja algoritma, javljanja potrebe za obrtnim transformacijama i kvalitetnijom estimacijom fluksa itd. Prema tome, u pogledu pristupa u poboljšanju kvaliteta i dinamičkih osobina pogona (brzina odziva momenta) može se izvršiti podela DTC strategija i prema načinu upravljanja invertorskim pretvaračem odnosno prema tipu rezultujućeg naponskog vektora [24]:

- DTC algoritmi sa diskretnim naponskim vektorima;
- DTC algoritmi sa kontinualnim naponskim vektorima (eng. PWM-DTC – Pulse Width Modulation DTC odnosno SVPWM-DTC – Space Vector Pulse Width Modulation DTC).

Svaki od DTC algoritama iz navedene dve grupe ima svoje prednosti i nedostatke. Nedostaci prve grupe DTC algoritama vezani su za promenljivu prekidačku frekvenciju, a predlozi za njihovo rešavanje izneti su u dosadašnjem izlaganju. Kada se radi o DTC algoritmima sa kontinualnim naponskim vektorima princip upravljanja praktično ostaje isti, s tim što je za razliku od DTC sa diskretnim naponskim vektorima, upravljanje brzinom obrtnog magnetnog polja statora ostvareno kontinualnom promenom statorskog napona koji je generisan metodama impulsno širinske modulacije. Na taj način nametnuta je konstantna prekidačka frekvencija i izbegnuti su problemi njene zavisnosti od režima rada mašine kao što je to bio slučaj kod konvencionalne DTC kontrole sa diskretnim naponskim vektorima. Međutim, definisanje kontinualnog naponskog vektora zahteva

složeniji upravljački algoritam za razliku od konvencionalne DTC. Ova složenost ogleda se u potrebi za regulatorima momenta i fluksa koji će proizvesti kontinualni upravljački naponski vektor i obrtnim transformacijama o čemu će kasnije biti više reči.

Kada se radi o DTC algoritmima koji koriste diskretne naponske vektore, izbor naponskog vektora određen je prekidačkom tabelom. Prekidačka tabela definiše primenu jednog naponskog vektora u zavisnosti od kombinacije izlaznih stanja dvostepenog komparatora fluksa (povećaj / smanji) i trostepenog komparatora momenta (povećaj / smanji / nulti zahtev). DTC algoritmi oslonjeni na upotrebu prekidačke tabele u literaturi se najčešće susreću pod nazivom ST-DTC (eng. *Switching Table DTC*). Autori u [25] i [26] daju pregled i analiziraju uticaj četiri različite strukture prekidačkih tabela na dinamiku i intenzitet ripla momenta. Rezultati izneti u ovim radovima potvrđuju manji ripl momenta, ali i sporiji odziv na promenu reference momenta pri većim brzinama kod prekidačkih tabela gde su više zastupljeni nulti naponski vektori. Ukoliko se nulti naponski vektori primenjuju samo u slučaju zahteva da moment ostane nepromenjen, brzina odziva momenta je bolja, ali je ripl momenta veći. Prvi tip prekidačke tabele gde se češće biraju nulti naponski vektori pogodan je u slučaju dvokvadrantnog rada pogona dok je drugi tip pogodan za pogone predviđene za rad u četvorokvadrantnom režimu. U [27] u cilju poboljšanja dinamičkih osobina i smanjenja ripla momenta autori predlažu izbor naponskog vektora mapiranjem ravni koju čine greške po fluksu i momentu. Mapiranje podrazumeva analizu greški po fluksu i momentu na osnovu čega se formira mapa naponskih vektora. U zavisnosti od grešaka po fluksu i momentu, rezultat je izbor naponskog vektora koji će u sledećem trenutku dovesti do najmanjeg odstupanja fluksa i momenta od zadatih vrednosti. Sa druge strane, autori u [28] predlažu izbegavanje nultih naponskih vektora i primenu samo parnih naponskih vektora kada se fluks nalazi u parnim sektorima ili samo neparnih naponskih vektora kada vektor statorskog fluksa leži u neparnom sektoru. Ovaj predlog načinjen je u cilju eliminisanja varijacija napona zvezdišta motora (zvezdište i srednja tačka jednosmernog međukola su uzemljeni u eksperimentalnoj postavci korišćenoj u [28]) pri promeni naponskog vektora. Na taj način značajno je smanjena elektromagnetna emisija kao i harmonijsko izobličenje napona i struja nultog provodnika, ali je ripl momenta uvećan 1,7 puta u odnosu na konvencionalnu DTC. U [29] i [30] dat je pregled uticaja promene položaja standardnih 6 sektora u stacionarnom  $\alpha\beta$  koordinatnom sistemu na ripl momenta. Svi sektori su zarotirani  $30^\circ$  u pravcu kazaljke na satu. Tako, na primer, ukoliko je kod konvencionalne DTC sektor 1 uzimao opseg od  $-30^\circ$  do  $+30^\circ$  u odnosu na  $\alpha$  osu, u predloženom slučaju uzima opseg od



$-60^\circ$  do  $0^\circ$  u  $\alpha\beta$  ravni. Rezultati pokazuju da se ovakvom podelom sektora ima manji ripl momenta u stacionarnim stanjima. Međutim, statička greška po momentu je veća u nego što je to slučaj kod konvencionalne DTC. Ova modifikacija položaja sektora opravdana je samo pri niskim i srednjim vrednostima zadatog momenata i brzinama znatno nižim od nazivne. Takođe, analizirani su i rezultati odziva momenta i fluksa ukoliko je stacionarni  $\alpha\beta$  koordinatni sistem podeljen na 12 sektora. Rezultati pokazuju da se i u ovom slučaju ima manji ripl fluksa u stacionarnim stanjima. Ipak, intenzitet ripla momenta zavisi od radne tačke u kojoj se mašina nalazi pa je i ova modifikacija opravdana samo pri brzinama znatno nižim od nominalne. Kako intenzitet inkremenata (promena) fluksa i momenta pri primeni određenog naponskog vektora zavisi tačnog od položaja statorskog fluksa u okviru sektora u kome se nalazi (na sredini ili blizu granica sektora) autori u [31] predlažu varijabilnu promenu ugla rotacije sektora. Rezultati pokazuju da su eliminisani propadi fluksa statora ispod granica histerezisa karakteristični za konvencionalnu DTC pri velikim opterećenima u trenucima kada se fluks nalazi blizu granica sektora. Pokazano je da se prekidačka frekvencija smanjuje sa porastom ugla za koji su sektori rotirani. Takođe, smanjeno je i harmonijsko izobličenje statorskih struja uz zadržavanje brzog odziva momenta. Analiza uticaja naponskog vektora na radialnu i tangencijalnu komponentu statorskog fluksa kada se fluks nalazi u blizini granica sektora data je u [32]. Autori ove publikacije predlažu definisanje dva podsektora u svakom od 6 standardnih sektora u stacionarnom  $\alpha\beta$  koordinatnom sistemu. Na ovaj način, modifikacijom statusa zahteva po fluksu pre ulaska u prekidačku tabelu, moguće je izabrati naponski vektor koji će obezbediti veću tangencijalnu komponentu napona u odnosu na statorski fluks. Ovim je omogućena veća dinamika momenta zadržavajući princip i jednostavnost konvencionalne DTC. Nedostatak konvencionalne DTC pri većim brzinama ogleda se u smanjenju pozitivnog inkrementa momenta usled prisustva veće indukovane kontra elektromotorne sile (EMS). Usled toga javlja se statička greška momenta pri većim brzinama. Autori u [33] u cilju eliminisanja ovog odstupanja momenta predlažu uvođenje greške po momentu i fluksu u PI regulatore ili sabiranje greške sa njenim integralom u [34] pre uvođenja u komparatore. Na ovaj način ukoliko dođe do stacionarne greške momenta pri većim brzinama PI regulatori će obezbediti povećanje signala na njegovom izlazu sve dok se srednja vrednost greške na njihovom ulazu ne svede na nulu. S druge strane, pomeranjem granica u cilju dobijanja asimetričnog histerezisnog komparatora momenta u [35], obezbeđena je primena aktivnog naponskog vektora čim greška po momentu uzme vrednost veću od nule, čime je smanjena vrednost statičke greške momenta pri većim brzinama. Nedostatak ove modifikacije je što predloženi asimetrični histerezis nije

adaptivan te ima dobre rezultate samo pri određenoj vrednosti brzine motora dok pri nižim brzinama dolazi do realizacije momenta čija je srednja vrednost veća od referentne vrednosti.

U [33] i [36] umesto konvencionalnog histerezisnog komparatora momenta sa tri sektora korišćen je komparator „nehisterezisnog“ tipa (eng. *hysteresisless*). Naime, kod histerezisnih komparatora momenta zahtev za povećanjem ili smanjenjem momenta ostaje aktivan i ukoliko se greška po momentu vrati u granice komparatora sve dok ne promeni znak. Kada greška promeni svoj znak komparator generiše nulti zahtev po momentu sve dok opet greška ne napusti granice histerezisa čime se postiže histerezisni efekat po kome su ovi komparatori i dobili ime. Nasuprot tome, kod nehisterezisnih komparatora momenta zahtev za povećanje i smanjenje momenta aktivan je samo ukoliko greška napusti granice histerezisa. Kada se greška nalazi u okviru granica komparatora primenjuje se nulti zahtev koji obezbeđuje primenu nultog vektora. Isti, nehisterezisni trostepeni komparator momenta analiziran je u [37]. Autori tvrde da upotreba nehisterezisnih komparatora dovodi do manje prekidačke frekvencije i manjeg ripla momenta u stacionarnim stanjima kao i pri većim brzinama. Kod DTC algoritma sa nehisterezisnim komparatorima amplituda statorskih struja kao i odstupanje od sinusoidalnog oblika je nešto manje nego u slučaju sa algoritmom sa histerezisnim komparatorima. S toga, upotreba nehisterezisnih komparatora u kontrolerima momenta obezbeđuje manje prekidačke gubitke i frekvenciju kao i manji ripl momenta i izobličenje statorskih struja uz zadržavanje jednostavne upravljačke logike. Takođe u [38] upotreba nehisterezisnog komparatora momenta rezultuje manjim riplom momenta. Autori predlažu zadržavanje histerezisnog komparatora fluksa jer fluks ne odstupa previše od granica komparatora zahvaljujući njegovoj sporoj promeni. Pored toga, u radu je implementirana izmenjena prekidačka strategija i smanjeno vreme proračuna algoritma pri čemu se češće vrši promena naponskih vektora. Promena naponskih vektora vrši se uz praćenje prekidačke frekvencije svakog prekidačkog elementa u trofaznom invertorskom mostu čime se izbegava preveliki broj komutacija (eng. *over-switching*). Na ovaj način je prekidački kapacitet invertora bolje iskorišćen u odnosu na konvencionalnu DTC, a na račun malog povećanja vremena potrebnog za algoritamski proračun.

Isti autori su u [39], par godina ranije (1998. god.), predstavili ideju smanjenja perioda osvežavanja naponskog vektora, odnosno primenu dva naponska u odnosu 50%-50% u okviru vremena koliko bi trajao jedan naponski vektor. Na taj način ripl momenta je smanjen skoro dva puta. Iste godine, autori u [40] iznose sličnu ideju gde u okviru jednog

proračunskog ciklusa određuju tri naponska vektora koja će biti primenjena za to vreme. Ova metoda dalje je u literaturi poznata pod nazivom DTC sa diskretnom modulacijom prostornog vektora DSVM-DTC (eng. *Discrete Space Vector Modulation DTC*). Posmatrano iz perspektive trajanja proračunskog ciklusa ovde postoji veći broj rezultujućih raspoloživih naponskih vektora, a koji su rezultat kombinacije tri od osnovnih šest aktivnih i dva nulta naponska vektora. Tako za primenu tri naponska vektora u okviru jednog proračunskog ciklusa postoji 36 aktivnih naponskih vektora na raspolaganju u  $\alpha\beta$  ravni. Sa porastom broja primenjenih naponskih vektora u okviru jednog proračunskog ciklusa raste i broj raspoloživih rezultujućih naponskih vektora. Za izbor odgovarajućeg naponskog vektora obezbeđen je histerezisni komparator momenta sa odgovarajućim brojem nivoa. Sa porastom brzine obrtanja motora odnosno indukovane elektromotorne sile, raste i statička greška momenta nastala kao posledica male razlike između primenjenog aktivnog naponskog vektora i indukovane EMS. Analiza uzroka ove statičke greške momenta, odnosno uticaja brzine motora na inkremente momenta u toku jednog prekidačkog ciklusa izložena je u [41]. Autori su analizirajući matematički model asinhronog motora došli do zavisnosti inkrementa momenta od primenjenog napona u  $\alpha\beta$  koordinatnom sistemu i brzine motora. Na osnovu izvedenih matematičkih relacija data je grafička predstava uticaja naponskih vektora iz  $\alpha\beta$  ravni na inkremente momenta u toku jednog prekidačkog ciklusa. Jasno je pokazano da se pozitivni inkrement momenta smanjuju, a negativni povećavaju sa porastom brzine i obrnuto. Iz tog razloga isti autori u [40], [42] osim višestepenih komparatora za moment uvode i komparatore koji definišu uticaj brzine u izboru odgovarajućeg naponskog vektora odnosno optimalne kombinacije osnovnih naponskih vektora. Tako je sa većom brzinom potrebno izabrati naponski vektor većeg intenziteta koji će omogućiti i delimično eliminisanje negativnog efekta indukovane EMS. Na ovaj način ripl momenta je višestruko smanjen. Prednosti ove metode u odnosu na FOC i konvencionalnu DTC metodu izložene su u [43]. Pokazano je da predložena metoda zadržava dobre dinamičke osobine pogona kao konvencionalna DTC uz dosta manji ripl momenta. Ipak, stepen smanjenja ripla momenta zavisi od broja kombinovanih naponskih vektora u toku jednog proračunskog ciklusa. Sa porastom broja naponskih vektora koji se koriste u toku jednog ciklusa dolazi do zahteva za definisanjem složenije prekidačke table i povećanja proračunskog vremena kako ne bi došlo do prevelike prekidačke frekvencije invertora.

Nasuprot prethodnom pristupu autori u [44] predlažu definisanje trajanja (eng. *duty ratio*) izabranog aktivnog naponskog vektora u okviru jednog prekidačkog ciklusa. Polazeći od matematičkog modela mašine autori su došli do izraza za vreme koje treba da

bude primenjen aktivni naponski vektor kako bi pozitivni inkrement momenta bio isti kao i negativni inkrement pri nultom naponskom vektoru koji se primenjuje u ostatku trajanja proračunskog ciklusa. Na ovaj način ostvaren je uslov za znatno smanjenje ripla momenta jer u svakom prekidačkom ciklusu moment podjednako odstupa iznad i ispod njegove zadate vrednosti. Ipak, eksperimentalni rezultati pokazuju da dolazi do variranja intenziteta ripla momenta naročito pri većim brzinama gde aktivni naponski vektor uzima trajanje celog prekidačkog ciklusa i dolazi do uticaja indukovane EMS. U [45], [15], [46] autori koriste druge načine za računanje vremena trajanja aktivnih naponskih vektora. Tako u [45] autori predlažu regulator I tipa (integralnog dejstva) za određivanje vremena trajanja aktivnog naponskog vektora. U [15] se posebno, u zavisnosti od greške po momentu i fluksu, određuje trajanje virtuelnog naponskog vektora koji je kombinacija dva susedna aktivna vektora dok je kod [46] vreme trajanja izabranog naponskog vektora određeno jednačinom koja uvažava greške po momentu i fluksu i uticaj brzine uz odgovarajuće koeficijente. Autori u [47] za određivanje trajanja naponskog vektora koriste regulator baziran na fazi logici o kojoj će kasnije više biti reči. Nasuprot ovim rešenjima, u [48] autori predlažu računanje vremena primene aktivnog i nultog vektora nezavisno, tako da moment ostane u granicama komparatora. Vreme trajanja aktivnog naponskog vektora određeno je razlikom između gornje granice komparatora i trenutne vrednosti momenta, a vreme trajanja nultog naponskog vektora razlikom donje granice komparatora i trenutne vrednosti momenta. Kombinacijom ovih zahteva i kompenzacijom kašnjenja usled proračuna koje unose digitalni kontroleri, ripl momenta je značajno redukovan i definisan unutar granica komparatora momenta. U [49] uložen je napor da se izrazi za dobijanje vremena trajanja aktivnog vektora pojednostave i da se uvaži zavisnost od varijacija parametara mašine. Izraz za računanje vremena primene aktivnog vektora preko flukseva statora, rotora, ugla između njih i induktivnost mašine dato je u [50]. Algoritam koristi dve prekidačke tablice u zavisnosti da li fluks dostiže maksimalnu vrednost ili ne a u cilju poboljšanja brzine odziva momenta.

Kompenzacija ripla momenta koji potiče od efekta kašnjenja usled digitalne implementacije algoritma izneto je u [51]. Do ovog kašnjenja dolazi usled primene napona koji je dobijen na osnovu izmerenih vrednosti struje u prethodnom ciklusu. Ovaj problem u literaturi najčešće se rešava predikcijom struje (momenta) u sledećem ciklusu i u literaturi je poznat je kao model prediktivne kontrole (eng. *model predictive control* - MPC). Zahtevi koji se postavljaju pred prediktivne algoritme su što manja zavisnost od parametara mašine i jednostavnost kako se smanjilo opterećenje procesora. Autori u [51] struju na početku sledećeg ciklusa određuju pomoću jednostavnog ekstrapolacionog

algoritma zasnovanog na varijacijama fluksa statora i prethodno izmerene struje. Ovako određena struja se koristi u proračunu na početku sledećeg ciklusa čime se postiže efekat sinhronizacije napona i struje i eliminisanje kašnjenja estimiranog momenta i fluksa u narednom ciklusu. U [52] predstavljen je algoritam MPC zasnovan na diskretnom modelu mašine u prostoru stanja. Kompenzacija efekta kašnjenja uz dvostepeni predikcioni model obezbeđuje izbor vektora koji će dovesti do najmanjeg ripla momenta u sledećem ciklusu. Predikcija stanja u nekoliko narednih prekidačkih ciklusa kod DTC prezentovana je u [53] i [54]. Algoritam ekstrapolira trajektorije momenta i fluksa i bira buduće sekvence naponskih vektora kako bi se moment i fluks zadržali u okviru granica histerezisa. Za razliku od navedenih predikcionih algoritama za kompenzaciju kašnjenja, algoritam u [55] ne zahteva dodatno poznavanje parametara motora već za predikciju u sledećem trenutku koristi samo prethodno izračunate vrednosti za fluks i moment.

Modifikacije regulatora momenta i fluksa u cilju redukcije ripla momenta dovele su do uvođenja elementa veštačke inteligencije odnosno fazi (eng. *fuzzy*) logike i neuralnih mreža [56], [57]. Izostavljanjem izuzetno nelinearnih histerezisnih komparatora momenta i fluksa iz algoritma DTC i uvođenjem regulatora zasnovanih na fazi logici i težinskim funkcijama omogućena je veća rezolucija greške momenta i fluksa. Na ovaj način, uz dobro podešen fazi kontroler, moguć je izbor odgovarajućeg naponskog vektora koji će smanjiti ripl momenta. Rezultati izneti u [58] daju prednost fazi DTC kontroli u poređenju sa konvencionalnom DSC (eng. *Direct Self Control*) u pogledu brzine odziva pri startu i pri nagloj promeni zadatog momenta. U dostupnoj literaturi je predloženo više načina za generisanje naponskog vektora na bazi fazi logike. Tako u [59] izlaz iz fazi kontrolera su težinski faktori koji definišu vreme primene svakog od 4 moguća aktivna naponska vektora kada se fluks nalazi u jednom sektoru. U drugom slučaju u istom radu izlazi kontrolera su težinski faktori koji odgovaraju amplitudi referentnog napona i njegovom faznom stavu koji je dalje generisan modulacijom prostornog vektora (eng. *Space Vector Modulation* - SVM). Sa druge strane autori u [60] i [61] koriste fazi kontroler i neuro-fazi kontroler u kontroli širine histerezisnog komparatora momenta sa tri nivoa. Težinska funkcija sa Gausovom raspodelom na izlazu fazi kontrolera omogućava kontinualnu regulaciju granica histerezisnog komparatora momenta čime se utiče na smanjenje ripla momenta. Do istog cilja dovode i kontroleri bazirani na neuralnim mrežama. Histerezisni komparatori i prekidačka tabela kod konvencionalne DTC zamenjeni su neuralnom mrežom čiji izlaz generiše odgovarajući naponski vektor. Nedostatak ovih kontrolera ogleda se u potrebi za treningom neuralne mreže kako bi se što bolje odrediti težinski

faktori neurona i minimizovala greška između dobijenog i ciljanog stanja izlaza. Metoda treninga neuralnih mreža poznatija pod nazivom *back propagation* kod DTC algoritama opisana je u [57]. Veliki broj autora problem estimacije fluksa, brzine motora i njegovih parametara rešavaju upotrebom jednostrukih i višestrukih neuralnih mreža. I pored poboljšanja koja u pogon unosi upotreba neuralnih mreža njihova praktična realizacija značajno usložnjava upravljačku elektroniku.

Prednost fazi kontrolera nad klasičnim PI kontrolerom prezentovana je i u [62], [63]. Pokazano je da je sa fazi kontrolerom moguće postići nešto brži odziv momenta nego kod DTC-SVM sa PI kontrolerom.

DTC kontrola sa kontinualnim naponskim vektorima u literaturi je najviše zastupljena pod nazivom DTC-PWM ili DTC-SVM. Ovde se upravljačka struktura realizuje se u sinhronom koordinatnom sistemu pa je neophodno uvođenje  $dq-\alpha\beta$  koordinacionih transformacija. Komponente napona u  $d$  i  $q$  osi obezbeđuju regulaciju fluksa i momenta respektivno. Referentni, kontinualno promenljivi naponi  $U_d$  i  $U_q$  su izlazi iz PI regulatora fluksa i momenta i obezbeđeni su jedinicom za modulaciju prostornog naponskog vektora (SVM) čime je definisana konstantna prekidačka frekvencija. Najveći broj DTC-SVM algoritama vrši proračun u kartezijskim koordinatama, mada proračun može biti realizovan i u polarnim koordinatama [64], [65]. Poređenje nelinearne konvencionalne DTC i linearne DTC-SVM upravljačke strukture izvršeno je u [66], [67]. Istaknute su dobre osobine DTC-SVM kao što su konstantna prekidačka frekvencija, fluks i moment bez ripla kao i vrlo povoljan frekventni spektar struje motora. Ipak, ova poboljšanja DTC kontrole odražavaju se na smanjenje propusnog opsega usled postojanja PI regulatora, složenijom upravljačkom strukturom i potrebom za obrtnim transformacijama za razliku od konvencionalne DTC. Poboljšanje robustnosti upravljačke strukture i karakteristika DTC-SVM u stacionarnim stanjima analizirano je u [68] sa upotrebom kontrolera različitih struktura (*variable structure controllers*). Autori porede tri strukture kontrolera: *Linear and Variable Structure Control* (LVSC), *Linear Feedback With Switched Gains Control* (LFSG) i *Relays With Constant Gains Control* (RCG) i analiziraju uticaj na ripl i brzinu odziva momenta kao i robustnost kontrole u pogonu bez davača brzine (eng. *sensoless*). Pokazano je da u pogledu redukcije ripla u stacionarnom stanju i dinamici odziva nabolje rezultate daju kontrolne strukture LFSG i LVSC. Jednostavan algoritam direktne kontrole fluksa (DFC), odnosno momenta, sa jednim PI regulatorom opisan je u [69] i [70]. Algoritam je razvijen u stacionarnom koordinatnom sistemu i od parametara mašine jedino zahteva poznavanje statorske otpornosti. Izlaz iz regulatora momenta

prestavlja referentnu brzinu statorskog polja dok je amplituda statorskog polja nezavisno definisana. Od ovako dobijene reference vektora statorskog fluksa oduzima se vektor estimiranog fluksa i dobija vektorski inkrement fluksa koji je potrebno obezbediti primenom odgovarajućeg naponskog vektora. Potreban napon je potom generisan modulacijom prostornog vektora. Nešto modifikovana metoda nazvana DTC kontrola u jednom ciklusu DTC-OCC (eng. *One Cycle Control*) predložena je u [71]. Ovde je kontrola realizovana u sinhronom koordinatnom sistemu sa PI regulatorima momenta i fluksa. Amplituda trougaonog nosećeg signala kontrolisana je integralom fluksa statora. Dalje je ovaj trougaoni signal iskorišćen za poređenje sa referentnom vrednosti napona i generisanje pulsa za direktno aktiviranje prekidačkog elementa invertora čime je izostavljena upotreba SVM bloka. U radu je naglašena jednostavnost ovog načina kontrole uz znatno smanjenje ripla struje i momenta i konstantnu prekidačku frekvenciju.

Sada već davne 1992 godine autori u [72] predstavili su prediktivan algoritam koji je znatno unapredio karakteristike DTC, i koji je poznatiji pod nazivom *Dead-Beat* DTC (DB-DTC). *Dead-Beat* kontrola predstavlja specifičan slučaj DTC sa kontinualnim naponskim vektorima i zasniva se na dostizanju referentnih vrednosti fluksa i momenta u najmanjem broju prekidačkih ciklusa. Na bazi inverznog matematičkog modela mašine, a poznajući vrednosti napona, fluksa i indukovane EMS u prethodnom ciklusu, moguće je doći do vrednosti napona koji bi obezbedio dostizanje referentnih vrednosti fluksa i momenta u sledećem prekidačkom ciklusu. Ovakav algoritam realizovan u stacionarnom koordinatnom sistemu obezbedio je veoma dobre dinamičke osobine DTC pogona. Uz generisanje napona primenom SVM ripl momenta je maksimalno smanjen. Nedostatak ovog algoritma predstavlja potreba za izvršavanjem složenih matematičkih proračuna u svakom prekidačkom ciklusu kako bi se održao *dead-beat* princip što produžava vreme izvršavanja algoritma. Takođe pri *dead-beat* upravljanju od izuzetne važnosti je što tačnije poznavanje položaja fluksa. Ukoliko parametri motora i fluks nisu dobro određeni dolazi do narušavanja karakteristika DB-DTC pogona. Ako se referentna vrednost fluksa i momenta ne može postići u sledećem prekidačkom ciklusu usled nedovoljno raspoloživog napona, odnosno zahteva sa naponom koji je veći od naponskog limita jednosmernog međukola invertora, dolazi do narušavanja *dead-beat* principa i algoritam upravljanja mora biti modifikovan. Modifikacija algoritma treba da podrazumeva obezbeđivanje naponskog vektora koji će dovesti do najmanje greške momenta i fluksa u sledećem prekidačkom ciklusu. U tom cilju neki autori najčešće predlažu nadmodulaciju (eng. *overmodulation*) prostornog vektora tako da rezultujući naponski vektor dodiruje stanice heksagona koga formira 6 primarnih naponskih vektora. Autori u [73] predlažu smanjenje

statičke greške momenta pri velikim brzinama i visokoj dinamici ostvarivanjem nadmodulacije odnosno povećanjem reference fluksa u okolini temena heksagona. Rezultati potvrđuju eliminisanje statičke greške ali i pojavu ripla momenta na frekvenciji šest puta većoj od sinhrona koji upravo potiče od nadmodulacije u okolini temena heksagona. Nadmodulacija u [74] je izvršena uz uvažavanje strujne dinamike tako da je poboljšan strujni propusni opseg pri tranzijentnim stanjima. Za rešenje istog problema u slučaju naponskog limita autori u [75] predlažu primenu maksimine amplitude SVM napona invertora uz zadržavanje ugla proračunatog naponskog vektora. Autori su zanemarili zahtev za održanjem fluksa u naponski limitiranim tranzijentnim stanjima što je doprinelo jednostavnijem proračunu bez velikih posledica usled napuštanja održanja fluksa. U [76] analizirano je nekoliko rešenja u slučaju naponskog limita i to: a) primena naponskog vektora sa pravcem potrebnog proračunatog napona ili bližeg osnovnog naponskog vektora; b) primena naponskog vektora s pravcem takvim da omogući obezbeđenje konstantnog fluksa ukoliko je moguće; c) primena naponskog vektora sa pravcem normalnim na liniju referentnog momenta kako bi se ostvario najveći raspoloživi moment u sledećem ciklusu ili bližeg osnovnog naponskog vektora. Pri upotrebi osnovnih naponskih vektora dolazi do većeg ripla momenta dok rešenje pod a) u poređenju sa rešenjem pod c) dovodi do većeg razvoja momenta i bržeg dostizanja reference momenta, ali na račun slabljenja fluksa. Pri izboru vektora u naponskom limitu u [77] uvažen je i strujni limit pa se odgovarajući naponski vektor bira tako da strujni kapacitet pogona bude potpuno iskorišćen uz ostvarivanje najmanje moguće greške momenta. Na drugoj strani, u [78] pored uvažavanja strujnog limita predložena su dva pravila za računanje napona u limitu. Prvo pravilo se zasniva na maksimalnom momentu pri strujnom limitu uz zanemarenje slabljenja fluksa. Drugo pravilo predlaže preciznu kontrolu momenta gde je napon određen maksimalnim naponom invertora i pravcem vrha referentnog vektora fluksa ali ne i potpuno iskorišćenim strujnim kapacitetom. Autori u [79] predlažu da se ne napušta princip *dead-beat* kontrole u trenucima kada se reference momenta i fluksa ne mogu dostići u jednom ciklusu. Nasuprot, u takvim slučajevima autori predlažu da se modifikuju trajektorije referenci fluksa i momenta na takav način da u svakom trenutku bude ostvaren *dead-beat* princip na granici naponskog i strujnog limita pogona. Optimalna trajektorija fluksa i momenta računata je u cilju minimizacije gubitaka i brzine odziva momenta na bazi Pontrjaginovog (rus. *Понтрягин*) maksimuma i dinamičkog modela sistema. Isti autori u [80] nastavljaju da razvijaju ovu ideju i predlažu optimizovane trajektorije fluksa i momenta po vremenu (eng. *minimum-time ramp trajectory*) u cilju daljeg unapređenja stabilnosti pogona i brzine odziva momenta. Svi dalji naponi za



usavršavanjem DB-DTC teže ka iskorišćenju punog naponskog i strujnog kapaciteta pretvarača u cilju dostizanja referentnih vrednosti fluksa i momenta u što kraćem vremenu čime se još više usložnjava već složen proračun koji zahteva *dead-beat* princip.

Poseban pravac istraživanja posvećen je razmatranju karakteristika DTC pogona pri velikim brzinama, odnosno u zoni slabljenja polja. U zoni slabljenja polja za referentnu vrednost amplitude fluksa statora najčešće se uzima da je obrnuto proporcionalna brzini motora. Pored ovog načina za definisanje referentne vrednosti fluksa u [81] analizira se i uticaj potrebne reference fluksa u DTC pogonu određene iz matematičkog modela mašine. Referenca fluksa dobijena na ovaj način uzima u obzir naponski kao i strujni limit pogona čime je određen i maksimalni raspoloživi moment u zoni slabljenja polja. U poređenju sa standardnim načinom za određivanje referentne vrednosti fluksa ovaj metod obezbeđuje u proseku 20% veći raspoloživi moment. Za razliku od FOC, metode direktne kontrole momenta imaju mnogo bolje karakteristike u zoni slabljenja polja. Posebno *dead-beat* DTC [82] pokazuje dobre karakteristike za razliku od SVM-DTC sa PI regulatorima gde u tranzijentnim stanjima dolazi do oscilatornog procesa i loše dinamike usled navijanja (eng. *wind-up*) PI regulatora.

Određivanje optimalne vrednosti fluksa vrši se i u cilju redukcije gubitaka u mašini i povećanja efikasnosti DTC pogona. U [83], jedinica za optimizaciju efikasnosti (eng. *Optimum Efficiency Unit* - OEU) generiše optimalnu vrednost potrebnog fluksa u mašini u zavisnosti od trenutnog opterećenja i brzine motora uz uvažavanje strujnog limita mašine. Ukoliko struja dosegne limit, referentna vrednost fluksa se postavlja na nominalnu vrednost. Na ovaj način gubici u mašini su znatno smanjeni naročito pri manjim opterećenjima motora. Optimalna vrednost fluksa u [84] i [85] određena je sa ciljem minimizacije gubitaka u mašini implementiranjem modela kontrole gubitaka (eng. *Loss Model Control* - LMC). Određivanje parametara gubitaka u bakru i gvožđu izvršeno je uz pomoć FEM modela mašine uvažavajući i gubitke usled viših harmonika struje koji potiču od invertorskog napajanja.

Jedan od pravaca u kome se kretao razvoj konvencionalnog DTC algoritama sa primenom diskretnih naponskih vektora je obezbeđivanje većeg broja intenziteta primenjenih naponskih vektora. Jedan od načina za obezbeđivanje većeg broja intenziteta naponskih vektora omogućili su invertori složenijih struktura odnosno invertori sa više naponskih nivoa (eng. *multi-level inverters*). Tako invertori sa 3 naponska nivoa mogu obezbediti 18 aktivnih naponskih vektora, invertori sa 4 naponska nivoa 36 aktivnih naponskih vektora, odnosno u slučaju invertora sa  $N$  naponskih nivoa moguće je generisati

$3N(N-1)$  aktivnih naponskih vektora. Na ovaj način se sa povećanjem broja raspoloživih naponskih vektora ripl momenta značajno smanjuje, a funkcionisanje algoritma približava algoritmima DTC sa kontinualnim naponskim vektorima (teorijski u slučaju kada  $N \rightarrow \infty$ ). Povećan broj raspoloživih naponskih vektora različitih intenziteta i smerova zahteva i komparatore sa više nivoa. U tom slučaju i prekidačke *look up* tabele postaju složenije. U [86] opisan je DTC algoritam koji koristi inverter sa 3 naponska nivoa. Histerezisni komparator momenta sa 4 nivoa (bez nivoa za nulti naponski vektor) obezbeđuje izbor vektora manjeg i većeg intenziteta. Autori su koristili primenu samo naponskih vektora koji odgovaraju pravcima osnovnih 6 aktivnih naponskih vektora čime se raspolaže sa ukupno 12 vektora (6 vektora punog i 6 duplo manjeg intenziteta). Rezultati pokazuju da ripl momenta na ovaj način smanjen skoro 4 puta uz neznatno složeniju prekidačku tabelu i praktično slično trajanje proračuna u poređenju sa konvencionalnom DTC. Autori u [87] i [88] koriste sve raspoložive naponske vektore invertora sa tri nivoa (18 aktivnih naponskih vektora) što usled postojanja naponskih vektora sa 12 pravaca zahteva podelu  $\alpha\beta$  koordinatne ravni na 12 sektora. Takođe, ovakva podela zahteva i višestepeni komparator momenta i još složeniju prekidačku tabelu koja će uvažiti „male“, „srednje“ i „velike“ zahteve za promenom momenta. Autori u [87] kod invertora sa tri nivoa predlažu i prediktivni algoritam koji bi obezbedio izbor odgovarajućeg naponskog vektora kao i upotrebu naponskih vektora manjeg intenziteta kako bi se sprečilo demagnetisanje mašine pri nultim zahtevima momenta. Sa druge strane, u [88] izbor većeg ili manjeg naponskog vektora zavisi od prekidačke tabele koja pored intenziteta greške momenta uvažava i uticaj brzine motora odnosno indukovane EMS. Autori u [89] razmatraju 4 različite prekidačke tabele pri izboru vektora kod NPC invertora sa tri naponska nivoa i 27 naponskih vektora od koga su 3 nulti. Tri predloga koriste različite kombinacije intenziteta naponskih vektora sa podelom koordinatnog sistema na 6 sektora i jedan na 12 sektora. Prva tri predloga sa podelom na 6 sektora koriste prekidačke tabele sa naponskim vektorima sledećih intenziteta: veliki i nulti (LZ); srednji i nulti (MZ); mali i nulti (SZ). Četvrti predlog koristi sve raspoložive naponske vektore (LMSZ) uz podelu na 12 sektora. Rezultati pokazuju da u pogledu redukcije ripla najbolje karakteristike ima kombinacija malih i nultih naponskih vektora (SZ). Dalje povećanje naponskih nivoa invertora omogućava značajnu redukciju ripla fluksa i momenta. Generalno sa promenom broja naponskih nivoa invertora potrebno je nanovo izvršiti podelu sektora i definisati novi komparator momenta sa više nivoa i novu prekidačku tabelu. Prekidačku tabelu nije moguće jednostavno nadograditi ukoliko se poveća broj naponskih nivoa invertora već se za svaki novi broj naponskih nivoa mora definisati nova odgovarajuća prekidačka tabela.

Pri upotrebi invertora sa više od 3 nivoa prekidačka tabela postaje isuviše složena zbog velikog broja raspoloživih naponskih vektora čiju upotrebu treba definisati prekidačkom tabelom. Ovi naponski vektori formiraju mrežu unutrašnjih heksagona unutar osnovnog heksagona kojeg formiraju osnovni naponski vektori najvećeg intenziteta. Iz tog razloga autori u [90] predlažu korišćenje naponskih vektora koji odgovaraju samo temenima unutrašnjeg heksagona u okolini prethodno primenjenog naponskog vektora. Ovo u principu znači primenu jednog od 6 najbližih naponskog vektora u odnosu na naponski vektor primenjen u prethodnom ciklusu. Iako je na taj način ripl fluksa i momenta značajno redukovano ovakvim uprošćenjem ograničen je i neiskorišćen naponski kapacitet invertora što se ogleda u izuzetno sporoj dinamici pogona pri velikim promenama zadatog momenta. Kod aplikacija sa *multilevel* invertorima određivanje naponskog vektora realizuje se na različite načine. Za izbor jednog naponskog vektora od 6 koji definišu temena okolnog heksagona i jednog u njegovoj sredini, autori u [91] koriste informaciju o greškama po fluksu i momentu i konvencionalnu prekidačku tabelu. Za naponski vektor izabran na isti način kao u prethodnom slučaju autori u [92] kod invertora sa 11 nivoa koriste i blok za računanje vremena primene izabranog naponskog vektora čime se dodatno smanjuje ripl momenta. U [93] naponski vektor je određen izvodom potrebnog vektora statorskog fluksa u sledećem ciklusu. Naponski vektor je potom generisan hibridnom modulacijom [94] (eng. *Hybrid Switching Frequency Modulation Strategy*) bez upotrebe komparatora, prekidačkih tabela, podele sektora itd. Povećanjem broja naponskih nivoa invertora omogućen je izbor naponskog vektora koji se malo razlikuje od potrebne referentne vrednosti. Tako autori u [95] analiziraju grešku u praćenju referentnog napona kod invertora sa 9, 27 i 81 naponski nivo. U ovom slučaju mreža heksagona postaje toliko gusta da se pokazuje da je već kod invertora sa 27 naponskih nivoa greška realizacije napona ispod 1% što je veoma povoljno utiče i na ripl momenta.

I pored složenijih upravljačkih struktura i konfiguracija kod DTC sa *multilevel* invertorima nije se odustalo od njihovog korišćenja upravo zbog povoljnog frekventnog spektra generisanog izlaznog napona. Malo harmonijsko izobličenje (THD) i mali odnos promene (strmina) izlaznog napona  $du/dt$  (eng. *slew-rate*) koji obezbeđuje smanjeno naprezanje statorskih namotaja uslovlili su opstanak multilevel invertora. Sama konfiguracija *multilevel* invertora razvijana je više godina i različita rešenja su predložena u cilju smanjenja broja i naprezanja prekidačkih elementa odnosno gubitaka na njima [96], [97]. Generalno, podela multilevel invertora prema topologiji može se izvršiti u tri grupe i to: diodne (*Diode Clamped* ili *Neutral Point Clamped* - NPC), kondenzatorske (*Capacitor Clamped* ili *Flying Capacitor FLC*) i invertore sa više ćelija u H-mostu (*cascade H-bridge*

ili *multilevel inverters with separate DC sources*). Jedan od značajnijih nedostataka ovih invertora su složene prekidačke sekvence koje treba da obezbede punjenje i dopunjavanje njihovih kondenzatora ili akumulatorskih ćelija. Ipak razvoj *multilevel* invertorskih struktura dao je priliku za nastavak i širenje istraživanja u oblasti gde ST-DTC algoritmi (DTC algoritmi koji koriste prekidačke tabele) mogu biti uspešno implementirani [98].

Slično kao kod *multilevel* invertora veći broj raspoloživih naponskih vektora, u odnosu na standardni naponski inverter, može biti obezbeđen i upotrebom matričnih konvertora (eng. *Matrix Converters* - MC). Kod matričnih konvertora svaka faza na ulazu je spojena sa svakom fazom na izlazu preko bidirekcionih prekidača. Matrični konvertori postali su atraktivni zahvaljujući njihovoj kompaktnoj strukturi bez kondenzatora, sinusoidalnim strujama na ulazu i izlazu kao i povoljnom faktoru snage. Jedna od prvih upotreba matričnog konvertora kod DTC predstavljena je 1998 u [99]. U radu je implementirana konvencionalna DTC sa prilagođenom prekidačkom tabelom za kontrolu matričnog konvertora sa faktorom snage bliskim jedinici. Ipak sve prednosti matričnog konvertora u ovom slučaju nisu bile iskorišćene jer je algoritam DTC koristio samo 6 osnovnih naponskih vektora. Novi algoritam sa matričnim konvertrima i upotrebom vektora manjeg intenziteta bez korišćenja SVM tehnika, prezentovan je u [100]. Isti autori nešto kasnije u [101] modifikuju algoritam pomeranjem sektora za 30 stepeni i tako otvaraju prostor za primenu više kombinacija ulaznih napona i veće iskorišćenje napona. Upotreba SVM tehnike sa nadmodulacijom kod DTC sa MC izneta je u [102] i [103] čime su ostvarene visoke dinamičke karakteristike pogona uz male vrednostima ripla struja i momenta. Za razliku od prethodnih u [104] upotrebljena su sva prekidačka stanja matričnih konvertora. Predložene su četiri unapređene prekidačke tabele i implementirana optimizaciona funkcija koja u zavisnosti od grešaka po fluksu i momentu i ulazne reaktivne snage definiše izbor najpovoljnije prekidačke konfiguracije. Isti autori u [105] prethodnom algoritmu dodaju i računanje ispunjenosti naponskog vektora (eng. *duty cycle*) koji uvažava intenzitet greške po momentu i uticaj indukovane EMS. U odnosu na konvencionalnu DTC eksperimentalno je potvrđeno smanjenje ripla fluksa i momenta za više od 30%.

U naporu za iznalaženje načina za smanjenje ripla momenta, umesto povećavanja broja naponskih nivoa invertora došlo se na ideju povećavanja broja faza asinhronne mašine. Sada već više prisutne višefazne mašine (eng. *multi-phase machines*) koriste se ne samo za aplikacije gde se traže velike snage već i za elektromotorne pogone gde se zahteva visoka

gustina momenta, višemotorni rad, veća otpornost pogona na kvar (eng. *fault-tolerant*) itd. Mašina sa više faza zahteva i složeniji inverter sa odgovarajućim brojem grana. Sa povećanjem broja faza mašine i invertora, ugao između aktivnih naponskih vektora se smanjuje a samim tim i naponska razlika između dva susedna vektora koja utiče na ripl momenta. U [106] je predstavljena četvorofazna, a u [107] petofazna mašina sa odgovarajućim inverterima sa 4 i 5 grana respektivno. Kod petofazne mašine stacionarna koordinatna ravan je podeljena na 10 sektora kako bi uz histerezisne komparatore i prekidačku tabelu bio moguć izbor jednog od 10 aktivnih vektora. Osim toga višefazni elektromotorni pogon nije moguće analizirati koristeći predstavu naponskih vektora u jednom  $\alpha\beta$  stacionarnom koordinatnom sistemu. U ovom slučaju neophodno je analizu vršiti u više koordinatnih sistema. Tako, na primer, petfoazna asinhrona mašina može se opisati u dva seta jednačina. Prvi set jednačina koji opisuje proces elektromagnetne konverzije definisan je u  $\alpha_1\beta_1$  koordinatnom sistemu, a veličine koje su odgovorne za višefrekventne struje i gubitke u bakru opisane su u  $\alpha_3\beta_3$  koordinatnom sistemu. Problem nastaje zbog toga što bilo koje prekidačko stanje koje definiše naponski vektor u  $\alpha_1\beta_1$  sistemu takođe definiše naponski vektor i u  $\alpha_3\beta_3$  sistemu. Ukoliko se ne uzme u obzir uticaj izabranog naponskog vektora na  $\alpha_3\beta_3$  sistem, dolazi do pojave isticanja višefrekventnih komponenti u struji statora. Iz tog razloga u [107] predložen je koncept izbora virtualnih naponskih vektora, koji su kombinacija dva naponska vektora istog pravca u  $\alpha_1\beta_1$  sistemu. Ova dva vektora su tako odabrana da generišu dva naponska vektora suprotnog pravca u  $\alpha_3\beta_3$  koordinatnom sistemu čime se eliminiše navedeni negativan uticaj. DTC-SVM sa dva PI regulatora i petofaznom asinhronom mašinom i inverterom prezentovana je u [108]. U cilju eliminacije harmonika iz struja autori predlažu dve SVM metode za poništavanje nižih harmonika. Takođe predložena je modifikovana prekidačka sekvenca sa primenom nultog vektora u sredini ciklusa kako bi smanjili i ripl momenta u okviru jednog prekidačkog ciklusa.

Invertori sa više grana upotrebljeni su i za realizaciju DTC struktura nad dvostruko napajanim mašinama sa dva odvojena seta namotaja na statoru (eng. *split-phase machines*). Na ovaj način opterećenje prekidačkih elemenata je duplo manje u poređenju sa klasičnom trofaznom mašinom. Asinhrona mašina sa dva seta trofaznih namotaja međusobno pomerenih za  $\pi/6$  i konvencionalnim DTC algoritmom analizirana je u [109]. Kako se ova mašina napaja sa dva nezavisna trofazna invertora moguće je ukupno generisati 64 ( $8*8$ ) naponska vektora. Među njima je 16 nultih i 48 aktivnih naponskih vektora. Svih 16 nultih naponskih vektora mogu se tretirati kao jedan dok 48 aktivnih naponskih vektora formiraju četiri 12-strana poligona. Dvanaest vektora najvećeg

intenziteta iskorišćeno je kako bi se realizovala konvencionalna DTC. Upotrebljeni su klasični histerezisni komparatori za fluks i moment i prekidačka tabela koja obezbeđuje izbor jednog od 12 aktivnih ili nulti naponski vektor. Brzina odziva momenta kod ovakve DTC strukture je veća u poređenju sa konvencionalnom DTC sa trofaznom mašinom jer primenjeni naponski vektori uzimaju ugao koji manje odstupa od normale na fluks statora i time prouzrokuju veći inkrement momenta. Ipak, algoritam je više osetljiv na estimaciju fluksa i njegovu jednosmernu komponentu. Takođe fluksevi sadrže izražene niže harmonike, posebno peti i sedmi. Kako su peta i sedma impedansa mašine vrlo male dolazi do izraženih treće i pete harmonične komponente struje što dalje utiče na povećanje statorskih gubitaka usled harmonika. U radu su predložena i tri načina za suzbijanje navedenih nedostataka. DTC algoritmom nad trofaznom asinhronom mašinom sa dva seta namotaja i invertorom sa 6 grana gde je napon obezbeđen impulsno širinskom modulacijom data je u [110]. Takođe, strujno ograničenje DTC pogona definisano je uglom između vektora statorskog i rotorskog fluksa pri maksimalnom momentu. Autori u [111] predstavili su zanimljivu DTC strukturu kod dvostrano napajane asinhronne mašine (eng. *Double Fed Induction Machine - DFIM*). Dva nezavisna trofazna naponska invertora upotrebljena su za napajanje statora i rotora DFIM. Invertor koji napaja stator kontroliše intenzitet i ugao statorskog fluksa, a invertor koji napaja rotorsku stranu kontroliše intenzitet i ugao rotorskog fluksa. Na ovaj način moguće su dve opcije za kontrolu momenta: prva je kontrola intenziteta fluksa uz održanje konstantnog ugla između njih, a druga je kontrolom ugla između statorskog i rotorskog fluksa uz održavanje njihovih intenziteta konstantnim. Dva nezavisna trofazna invertora upotrebljena su za realizaciju konvencionalne DTC kod klasične trofazne asinhronne mašine spregnute u zvezdu [112]. Naime, faze asinhronog motora priključene su na srednje tačke induktivnih elemenata koje spajaju izlazne grane oba invertora. Na ovaj način sa dva nezavisna invertora formirano je 18 aktivnih naponskih vektora sa međusobnim faznim pomeranjem od 30 stepeni. Stacionarni koordinatni sistem podeljen je na 12 sektora. Kako je na raspolaganu više naponskih vektora različitog intenziteta prekidačka tabela je tako formirana da uvažava zahteve za manjom ili većom promenom momenta u zavisnosti od greške. Za razliku od prethodnog pristupa, u [113] namotaji asinhronog motora spregnuti su direktno između istih izlaznih grana dva nezavisna invertora. Ovim načinom je takođe povećan stepen slobode prekidačkih konfiguracija definišući spektar naponskih vektora kao što je to slučaj kod naponskog invertora sa tri nivoa i omogućen smanjen ripl momenta.

Za razliku od standardnih pristupa i konvencionalne DTC gde je komutacija prekidačkih elemenata određena položajem fluksa odnosno sektorom u kome se fluks nalazi i prekidačkom tabelom, u [114] predstavljena je DTC sa mehaničkim komutatorom nazvana MCSC (eng. *Mechanically Comutated Self Control*). Autori ove publikacije predlažu mehaničku spregu rotora sa mehaničkim komutatorom sa kliznim prstenovima koji može biti ugrađen u samu mašinu. Zahvaljujući izvodu srednje tačke trofaznog invertora i prekidačkim elementima koji imaju izbor tri naponska potencijala (+, -, 0), na raspolaganju je 12 različitih prekidačkih stanja odnosno naponskih vektora. Ovim je određen i broj komutatorskih operacija i izbor naponskog vektora na svakih 30 stepeni u toku jednog punog obrta. Zbog svojih dobrih karakteristika direktna kontrola momenta realizovana je i na drugim tipovima motora. Tako na primer u [115] i [116] dat je prikaz implementacije DTC nad motorom jednosmerne struje sa stalnim magnetima bez četkica (eng. *Brushless Direct Current – BLDC*). U ovim radovima su pored implementacije DTC algoritma istaknute razlike između BLDC i BLAC motora kako se u literaturi često nazivaju motori naizmjenične struje sa stalnim magnetima PMSM (eng. *Permanent Magnet Synchronous Motors*). Kod PMSM motora vrlo je izražen i ripl momenta koji je posledica nesinusoidalne indukovane EMS. Iz tog razloga u [117] predloženo je implemetiranje višefrekvencijskih rezonantnih kontrolera koji treba da obezbede pobudne struje takvih talasnih oblika koje bi poništile ripl momenta prouzrokovan višim harmonicima indukovane EMS. U poslednje vreme prekidački reluktantni motori (eng. *Switched Reluctance Motor - SRM*) postaju atraktivni zbog visoke gustine momenta i robusne mehaničke konstrukcije bez stalnih magneta i negativnih efekata koji su vezani za njih. Takođe pouzdanost ovih višefaznih motora je znatno veća u odnosu na trofazne motore naizmjenične struje jer je motor u mogućnosti da razvija koristan moment i pri kvaru jedne ili više faza zahvaljujući nezavisnom napajanju svake faze posebno. Glavni nedostatak predstavlja ripl momenta koji potiče od izraženih polova na statoru i rotoru odnosno od diskretne prirode momenta koji potiče od svake pobuđene faze. U [118] diskutovano je nekoliko tehnika DTC sa SRM u cilju minimizacije ripla momenta. Najpopularnije tehnike za eliminisanje ovog ripla momenta zasnivaju se na profilisanju pobudne struje koristeći brze strujne petlje. Ipak DTC algoritam sa SRM bez strujnih petlji može biti implementiran pod uslovom kvalitetno estimiranog momenta. U [119] pokazano je da DTC sa višestepenim histerezisnim komparatorom može da kompenzuje ripl momenta nastao usled komutacije faza kod SRM i obezbedi maksimalnu brzinu odziva momenta i robusnost kontrole.

Kada se radi o implementaciji i realizaciji samih algoritama DTC kontrole na digitalnim procesorskim sistemima u realnom vremenu (eng. *Real Time Controllers*) postoji više različitih pristupa i pravaca razvoja. Sa napretkom razvoja digitalnih kontrolerskih sistema kao što su: mikroprocesori/mikrokontroleri, digitalni procesori signala DSP (eng. *Digital Signal Processors*), rekonfigurabilne procesorske jedinice FPGA (eng. *Field Programmable Gate Array*), PC bazirani akvizicioni sistemi kao na primer dSPACE i drugi, digitalna implementacija DTC postala je brža i jednostavnija. Svaki od ovih sistema ima svoje prednosti i nedostatke u pogledu pouzdanosti, fleksibilnosti, cene i brzine razvoja i implementacije. Od predstavljanja prvog 4-bitnog mikroprocesora 1971 a dvadeset godina kasnije 64-bitnog mikroprocesora sa neuporedivo većom procesorskom moći, razvoj ovih digitalnih sistema imao je eksponencijalan rast. Danas je vrlo teško izabrati hardversko/softversku konfiguraciju za eksperimentalnu verifikaciju iz razloga što postoji veliki broj proizvođača koji nude raznovrsne i dobro dizajnirane sisteme. Detaljna analiza digitalnih *real time* sistema koji se koriste u elektromotornim pogonima i pregled njihovih karakteristika dat je u [120]. Autori su napravili grubu podelu digitalnih *real time* kontrolera na: programabilne logičke kontrolere (eng. *Programable Logic Controllers – PLC*), mikrokontrolere, industrijske računare, DSP sisteme, PC akvizicione sisteme. Izvršena je detaljna analiza karakteristika ovih sistema od pouzdanosti preko cene do mogućnosti za brzim programiranjem i implementacijom naprednih složenih algoritama. Platforma dSPACE zajedno sa MATLAB/Simulink softverskim korisničkim okruženjem predstavlja moćan alat za učenje i ispitivanje algoritama kontrole koji se primenjuju u elektromotornim pogonima. dSPACE platforma omogućava simulaciju i verifikaciju implementiranih algoritama u veoma kratkom periodu bez potrebe za naprednim programerskim znanjem. DSP sistemi su optimizovani za procesiranje digitalnih signala i njegovi resursi su fiksni za razliku od FPGA jedinica koje se mogu rekonfigurisati zavisno od procesnih zahteva. FPGA jedinice se baziraju na optimizaciji njihove hardverske strukture tako da vreme izvršavanja procesorskih zahteva bude najkraće moguće. Ovo je omogućilo da se složene upravljačke strukture realizuju veoma brzo. Detaljno poređenje DSP i FPGA procesnih mogućnosti i ograničenja izneto je u [121]. Otvaranje mogućnosti za višestrukim uzorkovanjem (eng. *oversampling*) i boljom rezolucijom u merenju i regulaciji procesnih veličina, prediktivnom kontrolom i kontrolom više sistema sa samo jednim procesorom samo su neke od prednosti koje pružaju digitalni sistemi sa FPGA jedinicom. Tako na primer korišćenje FPGA jedinica pri implementaciji algoritama DTC kontrole omogućilo je skraćanje vremena proračunskog ciklusa odnosno vremena između dva uzastopna uzorkovanja



veličina, što je dalje doprinelo smanjenju ripla momenta. Naime autori u [122] koristili su FPGA jedinicu za proračun kod konvencionalnog DTC algoritma čime su postigli da ripl momenta praktično bude ograničen širinom histerezisnog komparatora. Kod realizacije upravljanja na digitalnim sistemima kontrole postoji već pomenuto kašnjenje između uzorkovanih ulaznih veličina koje se procesiraju i primene naponskog vektora kao izlazne veličine sistema. Ovo vreme kašnjenja određeno je trajanjem proračunskog ciklusa odnosno računskog opterećenja procesora. Iz tog razloga kašnjenje primene napona kao izlazne veličine kod konvencionalnih DTC sistema rezultuje time da moment napušta granice histerezisa čime njegov ripl postaje veći. Intenzitet odstupanja momenta izvan granica komparatora zavisi od radnih uslova mašine, prvenstveno od brzine odnosno EMS. Sužavanje granica histerezisnih komparatora u ovom slučaju ne doprinosi rešavanju problema. Osim upotrebe MPC algoritama koji su već pomenuti, ovaj nedostatak može se ublažiti i upotrebom brzih procesorskih jedinica. Tako, na primer, upotrebom FPGA jedinica, kao u [122] gde je vreme izvršavanja algoritma povećano na 200kHz (5 $\mu$ s), moguće je rad diskretnog histerezisnog kontrolera približiti radu komparatora u kontinualnom vremenu. Na ovaj način vreme izvršavanja DTC algoritma odnosno frekvencija uzorkovanja veličina višestruko je veća od prekidačke frekvencije. Time, promena naponskog vektora i momenta biće moguća odmah po dostizanju granica histerezisnog komparatora. Dalje se ripl momenta može efikasno ograničiti definisanjem povoljnog histerezisnog opsega. Simulacija DTC algoritama pre implementacije je veoma bitan korak u dizajniranju upravljačke strukture. Autori u [123] predlažu upotrebu FPGA modula u simulacione svrhe i iznose prednosti u poređenju sa tradicionalno korišćenim softverskim Matlab pristupom. Rezultati pokazuju da se upotrebom FPGA modula može ostvariti ušteda više od 90% u vremenu izvršavanja simulacija.

### **1.3. Kritički osvrt na referentnu literaturu**

Analizirana postojeća naučna literatura u prethodnom poglavlju pokazuje veliku raznolikost algoritama i struktura DTC. Najveći broj publikovanih radova usmeren je ka eliminisanju ripla momenta i promenljive prekidačke frekvencije kao dva najvažnija nedostatka DTC. Takođe, uz eliminisanje ovih nedostataka, ponuđena rešenja su nastojala da održe dobre karakteristike konvencionalne DTC kao što su jednostavnost i vrlo dobre dinamičke osobine pogona zahvaljujući brzom odzivu momenta koji je posledica korišćenja najvećeg intenziteta napona pretvarača.

Može se izvesti generalan zaključak da veliki broj metoda za smanjenje nivoa ripla u DTC algoritmima dovode do ograničenja brzine odziva momenta. Pravci daljeg razvoja DTC algoritama sastoje se u definisanju nelinearnih zakona upravljanja optimizovanih po kriterijumima brzog odziva momenta i fluksa, manjih varijacija prekidačke učestanosti i nižeg nivoa ripla regulisanih veličina. Takođe, vrlo važan aspekt predstavlja i sama složenost algoritma. Očuvanje proračunske jednostavnosti algoritama DTC i smanjenje zavisnosti od parametara motora doprinosi atraktivnosti njene implementacije u industrijskim kontrolerima danas. U osnovi svih algoritama DTC leži estimacija fluksa. Održanje jednostavnosti samog DTC algoritma ostavlja računski prostor za implementaciju složenijih proračuna koje zahtevaju napredni estimatori kako fluksa tako i drugih važnih veličina u pogonu. Pored toga, algoritmi estimacije parametara mašine u širokom opsegu brzina, metode prediktivne kontrole i kompenzacije efekta mrtvog vremena takođe mogu biti deo proračunskog ciklusa ukoliko se očuva jednostavnost samog DTC računa. Može se zaključiti da je jednostavnost DTC algoritama poželjna osobina kako iz razloga praktične implementacije tako i posmatrano sa stanovišta uštede procesorskog vremena koje može biti iskorišćeno za druge proračune potrebne pri upravljačkom procesu. Ovo se najpre odnosi na implementaciju naprednih estimatora fluksa čime se tačnost estimacije momenta povećava i eliminiše zavisnost od varijacije parametara mašine u toku rada.

U ovoj tezi predložen je algoritam zasnovan na principima konvencionalne DTC sa prekidačkim tabelama (ST-DTC). Predloženi DTC algoritam treba da karakteriše jednostavnost i visok propusni opseg. U radu je izvršena eksperimentalna verifikacija predloženog algoritma i analizirano smanjenje ripla momenta u odnosu na konvencionalnu DTC metodu. Za razliku od složenijih DTC algoritama sa kontinualnim naponskim vektorima kao što su SVM-DTC, *dead-beat* DTC koji zahtevaju veći proračunski kapacitet procesora i koje karakteriše zavisnost od parametara mašine, predloženi algoritam oslanja se na konvencionalne komparatore momenta i fluksa sa više nivoa i naponske vektore sa više intenziteta [124], [125]. Ključ za poboljšanje performansi ST-DTC algoritama jeste povećanje broja raspoloživih aktivnih naponskih vektora. U cilju redukcije ripla momenta u rešenjima iznetim u [40], [42], [43], DSVM-DTC proračunski ciklus deli se na tri segmenta u okviru kojih se primenjuju tri odgovarajuća naponska vektora. Na ovaj način je povećan broj raspoloživih aktivnih naponskih vektora posmatrano iz ugla trajanja celog proračunskog ciklusa. Sa daljim povećanjem broja naponskih vektora na ovaj način prekidačka tabela se komplikuje, a trajanje proračunskog ciklusa je potrebno produžiti kako bi se sprečila prevelika prekidačka frekvencija (smena

četiri ili više naponskih vektora u jednom ciklusu). Iz tog razloga DSVM-DTC metoda je ograničena u pogledu redukcije ripla upravo zbog posledica koje sa sobom nosi dalje povećanje broja raspoloživih naponskih vektora. Može se reći da je razvoj pretvarača sa više naponskih nivoa omogućio dalji opstanak i razvoj ST-DTC algoritama posebno kada se radi o *multilevel* invertorima i višefaznim pogonima [98]. Ipak pored jednostavnosti ovih algoritama preveliki broj raspoloživih naponskih vektora može dovesti i do problema u pogledu složenosti prekidačkih tabela. Prekidačke tabele za invertore sa više od 3 naponska nivoa postaju veoma složene zbog čega je njihova primena u praktičnim implementacijama retka. Složenije strukture samih invertora sa više nivoa takođe uvode izazove vezane za njihovu konfiguraciju i način upravljanja.

Algoritam predložen u ovoj tezi [126] razvijen je za standardni naponski invertor sa dva nivoa. Predloženi algoritam zadržava primenu jednostavne, konvencionalne prekidačke tabele kojom se definiše pravac jednog od šest osnovnih naponskog vektora sa više različitih intenziteta. Autori u [89] iznose rezultate koji potvrđuju da stepen redukcije ripla momenta ne zavisi toliko od izbora naponskih vektora različitih pravaca koliko od izbora vektora različitih intenziteta. Iz tog razloga zadržavanje konvencionalne prekidačke tabele sa šest osnovnih pravaca naponskih vektora se može smatrati opravdanim. Intenzitet naponskog vektora u algoritmu predloženom u ovoj disertaciji u određen je greškom po momentu na bazi višestepenog komparatora momenta. Na ovaj način omogućeno je raspredanje tabele izbora pravca i izbora intenziteta naponskog vektora. Time je dalje omogućeno lako proširenje, čak i automatsko prilagođenje algoritma i predefinisane naponskih vektora u zavisnosti od željenog broja njihovih intenziteta bez izmene osnovne prekidačke tabele. Definisane manjeg ili većeg broja raspoloživih naponskih vektora neznatno utiče na povećanje složenosti algoritma odnosno potrebnog procesorskog opterećenja i vremena trajanja proračuna.

Sličan predlog za smanjenje ripla momenta iznet je u [46]. Autori u [46] predlažu izbor jednog od 12 aktivnih naponskih vektora uz odgovarajući prekidačku tabelu i višestepeni komparator momenta. Ovih 12 aktivnih naponskih vektora dobijeno je kombinacijom dva susedna osnovna aktivna naponska vektora. Intenzitet izabranog naponskog vektora, odnosno njegovo vreme trajanja (*duty ratio*) u okviru proračunskog ciklusa određeno je jednačinom koja uvažava greške po fluksu, momentu i uticaj brzine sa određenim težinskim faktorima. Takođe, veliki broj drugih autora iznose rešenja za računanje trajanja aktivnog naponskog vektora u toku proračunskog ciklusa sa proračunom koji je u nekim slučajevima izuzetno složen. Nasuprot tome, predloženi algoritam [126] zasniva se na jednostavnom odabiru intenziteta naponskog vektora pomoću višestepenih komparatora sa

brojem nivoa koji odgovaraju unapred definisanom broju naponskih intenziteta. Na ovaj način izbor odgovarajućeg intenziteta naponskog vektora je brži i jednostavniji usled odsustva komplikovanih proračuna. Produženje vremena proračuna u odnosu na konvencionalnu DTC je neznatno veće (svega par procenata) čime je očuvana jednostavnost, robusnost i brz odziv momenta konvencionalne DTC. Na ovaj način vreme izvršavanja predloženog DTC algoritma može se realizovati u okviru jednog prekidačkog ciklusa pretvarača (na primer:  $f_s=20\text{kHz}$ , odnosno  $T_s=50\mu\text{s}$ ). Time je ostvarena ušteda u proračunskom kapacitetu procesora u okviru jednog prekidačkog ciklusa koji se može iskoristiti u druge svrhe (napredni algoritmi estimacije, kompenzacija mrtvog vremena, online estimacija parametara, brzinska i poziciona petlja itd.).

Negativni uticaj brzine odnosno indukovane elektromotorne sile na raspoloživi inkrement momenta je analiziran u već navedenoj publikaciji [41]. Kod metoda zasnovanih na konvencionalnoj DTC usled uticaja indukovane EMS javlja se statička greška momenta. Kod DSVM-DTC algoritma izbor naponskih vektora većeg ili manjeg intenziteta definisan je odgovarajućom prekidačkom tabelom, čime uticaj indukovane EMS nije najbolje kompenzovan. Algoritmom predloženim u ovoj disertaciji eliminacija uticaja brzine na statičku grešku momenta ostvarena je sabiranjem estimirane vrednosti indukovane EMS sa izabranim naponskim vektorom. Na ovaj način uticaj indukovane EMS je kompletno poništen a intenzitet ripla momenta sveden da zavisi u najvećoj meri od intenziteta izabranog naponskog vektora. Uticaj indukovane elektromotorne sile ima i pozitivne efekte na dinamiku pogona u slučaju naglog smanjenja momenta kada dolazi do promene smera obrtanja. U tim slučajevima indukovana EMS doprinosi bržoj promeni struje odnosno momenta. Ovaj pozitivan efekat može biti iskorišćen selektivnom eliminacijom uticaja indukovane EMS. Naime, prilikom naglog smanjenja ili promene znaka reference momenta kompenzacija indukovane EMS može biti ukinuta. Korišćenje komparatora u regulaciji momenta u realizaciji samog DTC algoritma povoljna je za implementaciju ovakve selektivne kompenzacije EMS. Na taj način predloženi algoritam doprinosi očuvanju širokog propusnog opsega sistema odnosno održanju dobrih dinamičkih karakteristika koje poseduje konvencionalna DTC.

## 1.4. Kratak sadržaj i struktura disertacije

Disertacija je podeljena u **8 poglavlja**.

U **uvodnom poglavlju** dat je hronološki pregled i tok istorije razvoja elektromotornih pogona sa motorima naizmenične struje. Opisan je razlog i potreba preuzimanja primata u pogonima sa mašinama za jednosmernu struju od strane pogona sa mašinama za naizmeničnu struju.

U nastavku dat je pregled relevantne literature u oblasti direktne kontrole momenta mašine naizmenične struje. Dat je pregled istorijskog toka razvoja ovog tipa upravljanja sa najvažnijim prednostima i nedostacima. Pregled literature dat je hronološki i podeljen prema karakteristikama pogona sa direktnom kontrolom momenta.

Treći deo uvodnog poglavlja odnosi se na kritički osvrt na referentnu literaturu. U ovom delu data su autorova zapažanja i predlozi za rešavanje nedostataka u oblasti direktne kontrole momenta kao i motiv i pravac istraživanja u ovoj oblasti.

Pregled sadržaja i strukture disertacije je na kraju uvodnog poglavlja.

**Drugo poglavlje** odnosi se na matematički model asinhronne mašine i metode upravljanja asinhronim motorom. Najpre je izveden kompletan dinamički model asinhronne mašine sa potrebnim transformacijama, a potom data zamenska šema asinhronog motora.

Potom je dat osnovni opis i podela metoda kontrole asinhronog motora prema tipu i karakteristikama upravljanja.

Zatim sledi pregled metoda estimacije fluksa i momenta mašine kao bitnog segmenta upravljačkih algoritama kod mašina naizmenične struje.

Modelom pogonskog pretvarača i pregledom metoda generisanja napona impulsno širinskom modulacijom završava se drugo poglavlje.

**Treće poglavlje** daje opis osnovnih principa i načina funkcionisanja algoritama direktne kontrole momenta. Najpre je opisan princip konvencionalne metode direktne kontrole momenta asinhronog motora, a potom algoritam direktne kontrole momenta sa diskretnim prostornim naponskim vektorima.

U **četvrtom poglavlju** dat je predlog algoritma koji koristi naponske vektore diskretizovanih intenziteta u cilju redukcije ripla momenta. Opisan je princip funkcionisanja, prednosti i nedostaci predloženog algoritma.

U nastavku je opisana struktura i definicija višestepenih komparatora momenta koji omogućavaju izbor odgovarajućih naponskih intenziteta.

Potom je data analiza uticaja brzine na odziv momenta kod direktne kontrole momenta sa prekidačkim tablicama odnosno sa diskretnim naponskim vektorima i predlozima za kompenzaciju ovog uticaja.

Poglavljje se završava uporednom analizom simulacionih rezultata odziva momenta relevantnih algoritama direktne kontrole momenta i njihovo međusobno poređenje.

**Peto poglavljje** rezervisano je za eksperimentalnu verifikaciju predloženog algoritma direktne kontrole momenta. Najpre je dat opis eksperimentalne postavke korišćene za ispitivanje i prikupljanje rezultata.

U nastavku je data analiza dobijenih eksperimentalnih rezultata bez kompenzacije uticaja brzine sa analizom karaktera estimiranog momenta kod predloženog algoritma sa diskretizovanim naponskim intenzitetima.

Potom je opisan korišćeni metod za paralelno višestruko uzorkovanje i procesiranje u cilju dobijanja preciznijih rezultata za ripl momenta i njegovu kasniju obradu.

Koristeći dobijene rezultate višestrukog uzorkovanja, data je analiza rezultata estimiranog momenta sa i bez kompenzacije uticaja indukovane elektromotorne sile kao i analiza stepena iskorišćenja napona i brzine odziva momenta kod predloženog algoritma.

Najznačajniji rezultati eksperimentalne verifikacije sa analizom stepena redukcije ripla momenta kod predloženog algoritma u zavisnosti od broja definisanih diskretizovanih naponskih intenziteta dati su na kraju ovog poglavlja.

**Šesto poglavljje** ove disertacije sumira zaključke do kojih se došlo u istraživanju. Najpre su istaknuti doprinosi disertacije, a potom naglašeni budući pravci rada na ispitivanju i daljem usavršavanju predloženog algoritma direktne kontrole momenta.

**Sedmo poglavljje** sadrži pregled literature korišćene pri izradi ove disertacije.

**Osmo poglavljje** sastoji se od priloga koji upotpunjuju tekst ove disertacije kao što su podaci o konkretno realizovanom pogonu, mernoj aparaturi, korišćenoj algoritamskoj strukturi i pregledom naslova tabela i slika koje su navedene u radu.

## 2. Matematički model asinhronne mašine i metode upravljanja

U ovom poglavlju biće izveden opšti matematički model asinhronne mašine. Pored toga biće navedene metode kontrole kao i metode estimacije fluksa mašine. Na kraju poglavlja biće dat model pogonskog pretvarača kao i metode impulsno širinske modulacije za generisanje napona napajanja mašine.

### 2.1. Matematički model asinhronne mašine

U matematičkoj predstavi asinhronne mašine pri izvođenju dinamičkog modela koriste se sledeća zanemarenja i pretpostavke [127], [128]:

- mašina je geometrijski i električno simetrična u svim fazama statora i rotora,
- pojave se dovoljno tačno opisuju primenom koncentrisanih parametara,
- zanemaruje se kapacitivni uticaj namotaja mašine,
- vazdušni procep je ravnomeran tj. zanemaruje se uticaj ožlebljenja mašine,
- mangetopobudna sila u vazdušnom procepu je prostoperiodična,
- zanemaruju se gubici u magnetnom kolu mašine,
- zavisnost flukseva i struja je linearna tj. zanemaruje se zasićenje magnetnog kola,
- zanemaruje se efekat potiskivanja struje u namotajima statora i rotora,
- smatra se da je momenat inercije svih rotirajućih masa mašine konstantan.

Ova zanemarenja izostavljaju uticaj efekata koji u manjoj meri utiču na statičko-dinamičke karakteristike asinhronne mašine i učinjena su sa ciljem uprošćenja njenog opšteg matematičkog modela.

#### Osnovni matematički model mašine [129], [130], [131]

Između napona i struja u namotajima mašine naizmjenične struje u opštem slučaju postoje veze koje se iskazuju zakonom naponske ravnoteže i elektromagnetne indukcije. Za mašinu sa  $n$  namotaja u generalisanom slučaju za svaki namotaj se može pisati:

$$u_i = R_i i_i + \frac{d\psi_i}{dt}, \quad i = 1 \dots n \quad (2.1.1)$$

gde je:

$$\psi_i = \sum_{k=1}^n L_{ik} i_k - \text{ukupni magnetni fluks namotaja usled priticanja struja kroz sve}$$

namotaje,

$R_i$  – otpornost  $i$ -tog namotaja,

$L_{ii}$  – samoinduktivnost  $i$ -tog namotaja,

$L_{ik}$  – međuinduktivnost  $i$ -tog i  $k$ -tog namotaja.

Ove parametri mašine mogu se predstaviti u matričnom obliku na sledeći način:

$$\mathbf{i} = \begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \\ \vdots \\ \dot{i}_n \end{bmatrix} = [\dot{i}_1 \quad \dot{i}_2 \quad \dots \quad \dot{i}_n]^T \quad ; \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_n \end{bmatrix} = [u_1 \quad u_2 \quad \dots \quad u_n]^T$$

$$\boldsymbol{\Psi} = \begin{bmatrix} \psi_1 \\ \psi_2 \\ \vdots \\ \psi_n \end{bmatrix} = [\psi_1 \quad \psi_2 \quad \dots \quad \psi_n] \quad (2.1.2)$$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_1 & & & \\ & R_2 & & \\ & & \ddots & \\ & & & R_n \end{bmatrix} = \text{diag}(R_1, R_2, \dots, R_n) \quad ; \quad \mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & \dots & L_{1n} \\ L_{21} & L_{22} & \dots & L_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{n1} & L_{n2} & \dots & L_{nn} \end{bmatrix}$$

U glavnoj dijagonali matrice induktivnosti su samoinduktivnosti ( $L_{ii} = L_{ii} + L_{\sigma k}$ ), a ostali članovi ( $L_{ik}$ , za  $i \neq k$ ) predstavljaju međuinduktivnosti. Međuinduktivnosti ne zavise od strane sa koje se gledaju pa je  $L_{ik} = L_{ki}$ , tj. matrica induktivnosti je simetrična u odnosu na glavnu dijagonalu.

Sada se jednačine (2.1.1) mogu kraće i preglednije zapisati u matričnoj formi (2.1.3):

$$\mathbf{u} = \mathbf{R}\mathbf{i} + \frac{d\boldsymbol{\Psi}}{dt} \quad ; \quad \boldsymbol{\Psi} = \mathbf{L}\mathbf{i} \quad (2.1.3)$$



Kada se eliminišu fluksevi iz jednačine (2.1.3) i uzme u obzir zavisnost matrice induktivnosti od ugla rotora mašine  $\theta_m(t)$  dobija se:

$$\mathbf{u} = \mathbf{R}\mathbf{i} + \frac{d\theta_m}{dt} \frac{d\mathbf{L}(\theta_m)}{d\theta_m} \mathbf{i} + \mathbf{L}(\theta_m) \frac{d\mathbf{i}}{dt} \quad (2.1.4)$$

U jednačini (2.1.4) indukovani napon se sastoji od dva člana. Prvi član postoji samo ako se rotor mašine vrti ( $\omega_m = \frac{d\theta_m}{dt} \neq 0$ ) i zove se napon rotacije. Drugi član, koji se zove napon transformacije, zavisi od vremenskih promena struja te može postojati i u slučaju kada rotor miruje.

Da bi sistem naponskih jednačina (2.1.4) bio rešiv treba dodati još jednu jednačinu koja se dobija primenom II Njutnovog zakona za rotirajući dinamički sistem. Ako se kao pozitivan odabere elektromagnetni moment mašine  $m_e$  koji deluje u smeru pozitivnog zaokreta rotora (motorni pogon), a za pozitivni moment opterećenja  $m_m$  uzme smer suprotan smeru elektromagnetnog momenta mašine, Njutnova jednačina kretanja glasi:

$$m_e = J_m \frac{d^2\theta_m}{dt^2} + K_m \frac{d\theta_m}{dt} + m_m \quad (2.1.5)$$

Drugi član ove jednačine može se obično zanemariti zbog relativno male vrednosti koeficijenta trenja ( $K_m$ ) i čije zanemarenje ne utiče bitno na tačnost izraza.

Ukoliko se izraz za elektromagnetni moment izvede preko energije elektromagnetnog polja gde je elektromagnetni moment izražen u zavisnosti od struja mašine i zavisnosti matrice induktivnosti od ugla rotora, sistem jednačina električne mašine može se napisati u sledećoj formi:

$$\begin{aligned} \mathbf{u} = \mathbf{R}\mathbf{i} + \frac{d\psi}{dt} &= \mathbf{R}\mathbf{i} + \frac{d\theta_m}{dt} \frac{d\mathbf{L}}{d\theta_m} \mathbf{i} + \mathbf{L} \frac{d\mathbf{i}}{dt} \\ \frac{1}{2} \mathbf{i}^T \frac{d\mathbf{L}}{d\theta_m} \mathbf{i} &= J_m \frac{d^2\theta_m}{dt^2} + m_m \end{aligned} \quad (2.1.6)$$

Sistem (2.1.6) predstavlja opšti oblik jednačina obrtne električne mašine u kome su nezavisne promenljive struje ( $i_1, i_2, \dots, i_n$ ) i ugao zaokreta vratila motora ( $\theta_m$ ). Ovaj matematički model je opšti jer vredi za bilo koju vrstu obrtne električne mašine u bilo kakvom režimu rada pod bilo kakvim napajanjem.

Sistem jednačina (2.1.6) pokazuje da je opšti matematički model električne mašine nelinearan, bez obzira na zanemarenje nelinearnosti magnećenja magnetnog kola tj. zasićenja. Radi se o nelinearnosti oblika proizvoda promenljivih koja se javlja na više mesta. Tek se primenom odgovarajućih transformacija promenljivih, uz konstantnu brzinu obrtanja, naponske jednačine svode na sistem linearnih diferencijalnih jednačina sa konstantnim koeficijentima.

## Transformacije

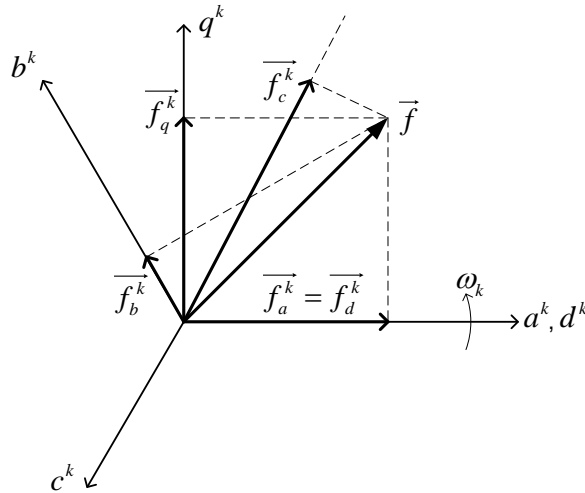
Sam matematički postupak transformacija nekog sistema predstavlja njegovu zamenu novim (transformisanim) sistemom koji se dalje lakše može analizirati i rešavati. Za razliku od idealizovanja, transformisani model zadržava sve informacije kao i original. Tako transformacije koje primenjujemo na opšti matematički model električne mašine možemo podeliti u tri grupe: transformacija raspredanja, transformacija rotacije i transformacija nivoa koja se nadovezuje na prethodne dve.

Transformacijama se može pripisati i određeno fizičko tumačenje. Naime, transformacija raspredanja može se shvatiti kao raspredanje nekog višefaznog sistema u dvofazni sistem čije se ose nalaze pod pravim uglom jedna u odnosu na drugu. Pored minimalnog broja namotaja za stvaranje obrtnog polja, prednost ovakvog dvofaznog sistema je što među njegovim namotajima nema međuinuktivnosti što dosta redukuje i uprošćava matricu inuktivnosti. Transformacija rotacije omogućava da se mašina posmatra kao statički transformator jer se na određeni način isključuje relativno kretanje rotora prema statoru (transformisana matrica inuktivnosti ne zavisi od ugla), a uticaj tog kretanja zamenjuje dodatnim dinamičkim elektromotornim silama koje se pojavljuju u naponskim jednačinama (2.1.4).

U postupku definisanja transformisanog matematičkog modela asinhronne mašine, ukratko će se definisati transformacije trofaznih promenljivih. Naime, izvršiće se transformacija  $abc$  koordinatnog sistema u dvofazni  $dq$  sistem i transformaciju rotacije tj. svodenja dvofaznog  $dq$  sistema jedne brzine obrtanja  $\omega_x$  na drugu brzinu  $\omega_y$ .

### Transformacija raspredanja ili Klarkina transformacija $abc$ u $dq0$

Na Sl. 2.1.1 je prikazan simetričan trofazni  $abc$  sistem napajan zajedno sa dvofaznim  $dq$  sistemom. Neka se oba koordinatna sistema obrću istom proizvoljnom brzinom  $\omega_k$ . Rezultujući vektor  $\vec{f}$  koji može predstavljati bilo koju promenljivu strujnog kruga (napon, struja, fluks).



Sl. 2.1.1 – Transformacija „ $abc$ “ u „ $qd$ “ promenljive

Ako se vektor  $\vec{f}$  izrazi pomoću dvofaznih  $dq$  i trofaznih  $abc$  promenljivih može se napisati:

$$\vec{f} = f_d^k + jf_q^k = \frac{2}{3}(f_a^k + \underline{a}f_b^k + \underline{a}^2f_c^k) \quad (2.1.7)$$

Izjednačavanjem realnih i imaginarnih delova na levoj i desnoj strani dobija se veza između dvofaznih i trofaznih promenljivih:

$$f_d^k = \frac{2}{3} \left[ f_a^k - \frac{1}{2}(f_b^k + f_c^k) \right] \quad (2.1.8)$$

$$f_q^k = \frac{1}{\sqrt{3}}(f_b^k - f_c^k)$$

Ako je trofazni sistem simetričan (ako je ispunjen uslov da je  $f_a^k + f_b^k + f_c^k = 0$ ) dvofazne promenljive  $d$  i  $q$  u potpunosti opisuju transformisani trofazni sistem  $abc$ .

Ukoliko ovaj uslov nije ispunjen, formalno nije moguća transformacija trofaznog u dvofazni sistem, jer u tom slučaju trofazni sistem ima tri nezavisne promenljive. Zbog toga se u transformisanim koordinatama mora pojaviti treća, tzv. nulta komponenta  $f_0$  koja glasi:

$$f_0 = \frac{1}{3}(f_a^k + f_b^k + f_c^k) \quad (2.1.9)$$

Transformacija trofaznih promenljivih  $\mathbf{f}_{abc}^k$  u promenljive  $\mathbf{f}_{dq0}^k$  može se u matričnoj formi prikazati na sledeći način:

$$\begin{aligned} \mathbf{f}_{dq0}^k &= \mathbf{K} \mathbf{f}_{abc}^k \\ \mathbf{f}_{abc}^k &= \mathbf{K}^{-1} \mathbf{f}_{dq0}^k \end{aligned} \quad (2.1.10)$$

gde su:

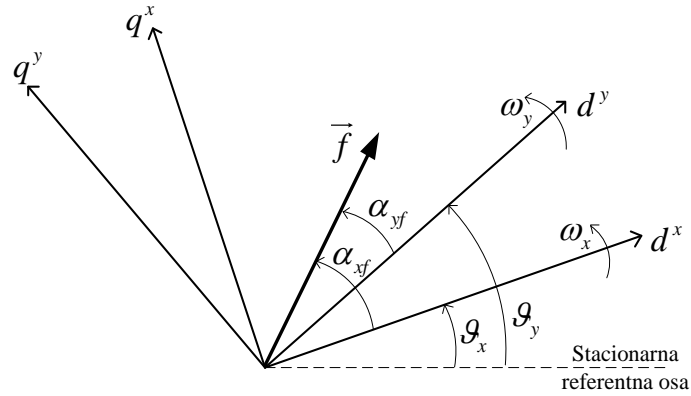
$$\begin{aligned} \mathbf{f}_{dq0}^k &= [f_d^k \quad f_q^k \quad f_0^k]^T \\ \mathbf{f}_{abc}^k &= [f_a^k \quad f_b^k \quad f_c^k]^T \end{aligned}$$

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} ; \quad \mathbf{K}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (2.1.11)$$

Matrica  $\mathbf{K}$  je matrica transformacije raspredanja i često se za nju u literaturi susreće naziv Klarkina transformacija po Edith Clarke (1883-1959).

#### Transformacija rotacije ili Parkova transformacija „(dq)<sup>x</sup> u (dq)<sup>y</sup>“

Na Sl. 2.1.2 su prikazana dva dvofazna koordinatna sistema  $(dq)^x$  i  $(dq)^y$  od kojih jedan rotira ugaonom brzinom  $\omega_x$  a drugi brzinom  $\omega_y$ .


 Sl. 2.1.2 – Transformacija  $(dq)^x$  u  $(dq)^y$ 

Vektor  $\vec{f}$  se može izraziti razlaganjem na komponente u oba koordinatna sistema.

$$\begin{aligned}\vec{f}^x &= f_d^x + jf_q^x \\ \vec{f}^y &= f_d^y + jf_q^y\end{aligned}\quad (2.1.12)$$

Na osnovu Sl. 2.1.2 može se pisati:

$$\begin{aligned}\vec{f}^x &= |\vec{f}| e^{j\alpha_{yf}} \\ \vec{f}^y &= |\vec{f}| e^{j\alpha_{xf}}\end{aligned} \rightarrow \begin{aligned}\vec{f}^y &= \vec{f}^x e^{j(\alpha_{yf} - \alpha_{xf})} = \vec{f}^x e^{-j(\vartheta_y - \vartheta_x)}\end{aligned}\quad (2.1.13)$$

Jednačina (2.1.13) predstavlja vektorski oblik jednačina transformacije sistema  $(dq)^x$  u sistem  $(dq)^y$ . Kada se jednačina (2.1.12) uvrsti u (2.1.13) može se pisati:

$$f_d^y + jf_q^y = (f_d^x + jf_q^x) [\cos(\vartheta_y - \vartheta_x) - j \sin(\vartheta_y - \vartheta_x)], \quad (2.1.14)$$

odnosno u matričnom obliku:

$$\begin{aligned}\mathbf{f}_{dq}^y &= \mathbf{C} \mathbf{f}_{dq}^x \\ \mathbf{f}_{dq}^x &= \mathbf{C}^{-1} \mathbf{f}_{dq}^y\end{aligned}, \quad (2.1.15)$$

gde su:

$$\begin{aligned} \mathbf{f}_{dq}^y &= \begin{bmatrix} f_d^y & f_q^y \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{f}_{dq}^x &= \begin{bmatrix} f_d^x & f_q^x \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (2.1.16)$$

$${}^x\mathbf{C}^y = \begin{bmatrix} \cos(\mathcal{G}_y - \mathcal{G}_x) & \sin(\mathcal{G}_y - \mathcal{G}_x) \\ -\sin(\mathcal{G}_y - \mathcal{G}_x) & \cos(\mathcal{G}_y - \mathcal{G}_x) \end{bmatrix}; \quad {}^y\mathbf{C}^x = ({}^x\mathbf{C}^y)^{-1} = ({}^x\mathbf{C}^y)^T \quad (2.1.17)$$

Matrica  ${}^x\mathbf{C}^y$  je matrica transformacije rotacije, a često se naziva i Parkova transformacija po američkom inženjeru Robertu H. Parku (1902-1994). Sada se pomoću (2.1.10) mogu uvesti i  $abc$  promenljive:

$$\mathbf{f}_{dq0}^y = {}^x\mathbf{C}^y \mathbf{K} \mathbf{f}_{abc}^x; \quad {}^x\mathbf{K}^y = {}^x\mathbf{C}^y \mathbf{K} \quad (2.1.18)$$

Primenom gore opisanih transformacija ne menja se oblik naponskih jednačina matematičkog sistema (2.1.3) ako su koordinatni sistemi  $abc$  i  $dq0$  nepomični jedan u odnosu na drugi. Međutim, ako se obrću različitim brzinama u naponskim jednačinama javlja se dodatni član. Za ilustraciju, mogu se napisati naponske jednačine statorskih ( $\omega_x=0$ ) i rotorskih ( $\omega_y=\omega$ ) namotaja asinhronne mašine u koordinatnom sistemu koji se obrće proizvoljnom brzinom  $\omega_k$ . U tom slučaju ima se sledeći sistem jednačina:

$$\begin{aligned} u_{ds}^k &= R_s i_{ds}^k + \frac{d\psi_{ds}^k}{dt} - \omega_k \psi_{qs}^k & u_{dr}^k &= R_r i_{dr}^k + \frac{d\psi_{dr}^k}{dt} - (\omega_k - \omega) \psi_{qr}^k \\ u_{qs}^k &= R_s i_{qs}^k + \frac{d\psi_{qs}^k}{dt} + \omega_k \psi_{ds}^k & u_{qr}^k &= R_r i_{qr}^k + \frac{d\psi_{qr}^k}{dt} + (\omega_k - \omega) \psi_{dr}^k \\ u_{0s}^k &= R_s i_{0s}^k + \frac{d\psi_{0s}^k}{dt} & u_{0r}^k &= R_s i_{0r}^k + \frac{d\psi_{0r}^k}{dt} \end{aligned} \quad (2.1.19)$$

gde je  $\omega = p\omega_m$  ( $p$  – broj pari polova).

Posle transformacije u proizvoljno rotirajući koordinatni sistem (koji se obrće brzinom  $\omega_k$ ), nakon diferenciranja po uglu i množenja matrica, za elektromagnetni moment mašine dobija se:

$$m_e = \frac{3}{2} p (i_{dr} \psi_{qr} - i_{qr} \psi_{dr}) \quad (2.1.20)$$

Generalno, jednačina za moment se može napisati u obliku vektorskog proizvoda polifazora fluksa statora i struje statora:

$$m_e = \frac{3}{2} p \Psi_s \times \mathbf{i}_s \quad (2.1.21)$$

Ovaj izraz se dalje može razviti u više pogodnih izraza za određivanje momenta elektromagnetne konverzije:

$$m_e = \frac{3}{2} p L_m \mathbf{i}_r \times \mathbf{i}_s \quad (2.1.22)$$

$$m_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \Psi_r \times \mathbf{i}_s \quad (2.1.23)$$

$$m_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s L_r} \Psi_r \times \Psi_s \quad (2.1.24)$$

Valja napomenuti da nulte komponente, kao što se vidi iz jednakosti (2.1.20), ne učestvuju u elektromagnetnoj konverziji energije pa su izostavljene iz daljeg razmatranja.

### Transformacija nivoa

Pored navedenih transformacija nad veličinama električnih mašina, vrši se još i pomenuta transformacija nivoa koja se naziva i svođenje ili redukcija, i u suštini predstavlja svođenje svih parametara na jedan namotaj (kao svođenje parametara kod transformatora na jedan naponski nivo sa sekundara na primar ili obrnuto). Ovaj postupak omogućava primenu zamenske šeme (gde su statorski i rotorski namotaji galvanski spojeni) i vektorskog dijagrama u analizi električnih mašina.

Posle transformacije nivoa, novi transformisani fluks koji obuhvata neki namotaj jednak je zbiru međusobnog (zajedničkog) fluksa kroz svaki namotaj i rasutog fluksa kroz posmatrani namotaj:

$$\psi'_i = \psi_m + \psi_{\sigma i} \quad (2.1.25)$$

gde je:

$$\psi_m = L_m i_m \quad ; \quad i_m = \sum_{i=1}^n i'_i \quad ; \quad \psi_{\sigma i} = L_{\sigma i} i'_i \quad (2.1.26)$$

$L_m$  - međusobna induktivnost,

$L_{\sigma i}$  - rasipna induktivnost  $i$ -tog namotaja,

$i_m$  - struja magnećenja,

$i'_i$  - svedena struja  $i$ -tog namotaja,

Sada se svi elementi matrice induktivnosti mogu svesti na sledeću formu:

$$L'_i = L_m + L_{\sigma i} \quad (2.1.27)$$

Kod električnih mašina, svođenje se vrši na onu stranu gde su istaknuti polovi mašine. Kada su u pitanju asinhronne mašine, svođenje se obično vrši na statorsku stranu tj. na stranu sa koje se asinhrona mašina napaja.

U daljem izlaganju izostaviće se obeležavanje svedenih veličina posle transformacije nivoa.

### **Transformisani matematički model asinhronne mašine i zamenska šema**

U analizi električnih mašina obično se koriste statorski ili stacionarni ( $\omega_k=0$ ), rotorski ( $\omega_k=\omega$ ) i sinhrono rotirajući koordinatni sistem ( $\omega_k=\omega_e$ ). Koji referentni koordinatni sistem usvojiti zavisi od konfiguracije vazdušnog procepa mašine. Kod asinhronne mašine, koja se ovde razmatra, vazdušni procep je konstantan pa je moguće primeniti bilo koji koordinatni sistem.

Polazeći od jednačina (2.1.19) moguće je definisati model asinhronne mašine u stacionarnom  $\alpha\beta$  ( $\omega_k=0$ ) koordinatnom sistemu. Kada se izostave oznake za koordinatni sistem i za svedene veličine, ima se sledeći matematički model (bez nulnih komponenti) asinhronne mašine:



$$\begin{aligned} u_{\alpha s} &= R_s i_{\alpha s} + \frac{d\psi_{\alpha s}}{dt} & u_{\alpha r} &= R_r i_{\alpha r} + \frac{d\psi_{\alpha r}}{dt} + \omega \psi_{\beta r} \\ u_{\beta s} &= R_s i_{\beta s} + \frac{d\psi_{\beta s}}{dt} & u_{\beta r} &= R_r i_{\beta r} + \frac{d\psi_{\beta r}}{dt} - \omega \psi_{\alpha r} \end{aligned} \quad ; \quad (2.1.28)$$

$$m_e = \frac{3}{2} p (i_{\alpha r} \psi_{\beta r} - i_{\beta r} \psi_{\alpha r}) = \frac{J_m}{p} \frac{d\omega}{dt} + m_m \quad (2.1.29)$$

S obzirom na to da je asinhrona mašina sa konstantnim vazдушnim procepom i strukturno je simetrična, ima jednake parametre po uzdužnoj i poprečnoj osi, pa je:

$$\begin{aligned} L_{\alpha s} &= L_{\beta s} = L_s & L_{md} &= L_{mq} = L_m & L_{\sigma \alpha s} &= L_{\sigma \beta s} = L_{\sigma s} \\ L_{\alpha r} &= L_{\beta r} = L_r & & & L_{\sigma \alpha r} &= L_{\sigma \beta r} = L_{\sigma r} \end{aligned} \quad (2.1.30)$$

Dalje je:

$$\boldsymbol{\psi} = \mathbf{L} \mathbf{i}$$

$$\begin{aligned} \psi_{\alpha s} &= L_{\alpha s} i_{\alpha s} + L_{m\alpha} i_{\alpha r} = L_s i_{\alpha s} + L_m i_{\alpha r} & L_{\alpha s} &= L_{\sigma \alpha s} + L_{m\alpha} = L_{\sigma s} + L_m = L_s \\ \psi_{\beta s} &= L_{\beta s} i_{\beta s} + L_{m\beta} i_{\beta r} = L_s i_{\beta s} + L_m i_{\beta r} & L_{\beta s} &= L_{\sigma \beta s} + L_{m\beta} = L_{\sigma s} + L_m = L_s \\ \psi_{\alpha r} &= L_{\alpha r} i_{\alpha r} + L_{m\alpha} i_{\alpha s} = L_r i_{\alpha r} + L_m i_{\alpha s} & L_{\alpha r} &= L_{\sigma \alpha r} + L_{m\alpha} = L_{\sigma r} + L_m = L_r \\ \psi_{\beta r} &= L_{\beta r} i_{\beta r} + L_{m\beta} i_{\beta s} = L_r i_{\beta r} + L_m i_{\beta s} & L_{\beta r} &= L_{\sigma \beta r} + L_{m\beta} = L_{\sigma r} + L_m = L_r \end{aligned} \quad (2.1.31)$$

Ako se potraži inverzna matrica induktivnosti, struje se mogu izraziti u funkciji flukseva:

$$\mathbf{i} = (\mathbf{L})^{-1} \boldsymbol{\psi} \quad (2.1.32)$$

$$\begin{aligned} i_{\alpha s} &= \frac{1}{L_s} (\psi_{\alpha s} - k_r \psi_{\alpha r}) & i_{\alpha r} &= \frac{1}{L_r} (\psi_{\alpha r} - k_s \psi_{\alpha s}) \\ i_{\beta s} &= \frac{1}{L_s} (\psi_{\beta s} - k_r \psi_{\beta r}) & i_{\beta r} &= \frac{1}{L_r} (\psi_{\beta r} - k_s \psi_{\beta s}) \end{aligned} \quad (2.1.33)$$

gde su:

$$\begin{aligned}
 L'_s &= \sigma L_s & k_s &= \frac{L_m}{L_s} \\
 L'_r &= \sigma L_r & k_r &= \frac{L_m}{L_r}
 \end{aligned}
 \quad \sigma = 1 - k_s k_r \quad (2.1.34)$$

Sada ako se (2.1.33) zameni u (2.1.28), dobija se matematički model asinhronne mašine izražen preko flukseva:

$$\begin{aligned}
 u_{ds} &= -\frac{k_r}{T'_s} \psi_{dr} + \frac{1}{T'_s} \psi_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} \\
 u_{qs} &= -\frac{k_r}{T'_s} \psi_{qr} + \frac{1}{T'_s} \psi_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} \\
 u_{dr} &= -\frac{k_s}{T'_r} \psi_{ds} + \frac{1}{T'_r} \psi_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} + \omega \psi_{qr} \\
 u_{qr} &= -\frac{k_s}{T'_r} \psi_{qs} + \frac{1}{T'_r} \psi_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} - \omega \psi_{dr}
 \end{aligned} \quad (2.1.35)$$

$$\frac{J_m}{p} \frac{d\omega}{dt} = m_e - m_m = \frac{3}{2} p \frac{k_s}{L_r} (\psi_{qs} \psi_{dr} - \psi_{ds} \psi_{qr}) - m_m \quad (2.1.36)$$

gde su:

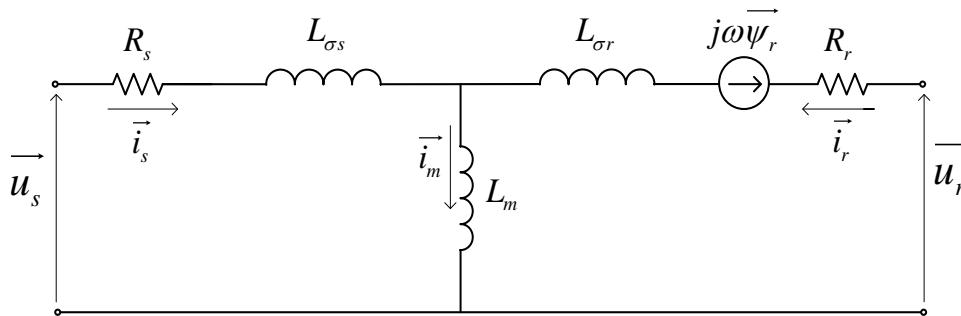
$$\begin{aligned}
 T'_s &= \frac{L'_s}{R_s} \\
 T'_r &= \frac{L'_r}{R_r}
 \end{aligned}$$

- prelazne (tranzijentne) vremenske konstante statora i rotora.

Na osnovu svega izvedenog do sada mogu se napisati naponske jednačine statora i rotora u vektorskom obliku ( $\vec{f} = f_d + jf_q$ ) u stacionarnom  $\alpha\beta$  koordinatnom sistemu (2.1.37).

$$\begin{aligned}
 \vec{u}_s &= R_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} \\
 \vec{u}_r &= R_r \vec{i}_r + \frac{d\vec{\psi}_r}{dt} - j\omega \vec{\psi}_r
 \end{aligned} \quad (2.1.37)$$

Ekvivalentna šema asinhronne mašine u stacionarnom koordinatnom sistemu data je na Sl. 2.1.3.



Sl. 2.1.3 – Ekvivalentna šema asinhronne mašine u stacionarnom koordinatnom sistemu

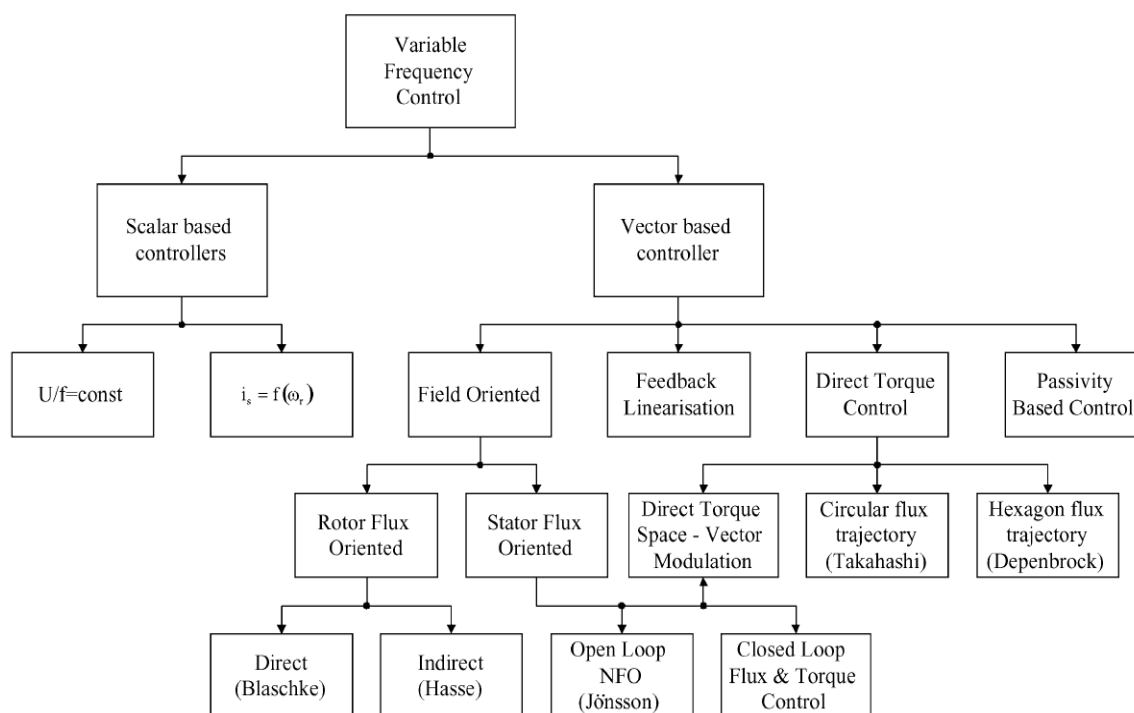
## 2.2. Metode kontrole asinhronog motora

Sa pojavom energetske elektronike i frekventnih pretvarača krajem 60-ih godina prošlog veka pa sve do danas, razvijen je veliki broj metoda kontrole mašina naizmjenične struje. Uopšteno govoreći, svaka od ovih metoda kontrole temelji se na napajanju motora promenljivom frekvencijom. Danska kompanija Danfoss 1968. godine prezentovala je prvi pretvarač frekvencije legendarni VLT5 težak 54kg [132]. Kasnije, ubrzanim razvojem energetske elektronike, smanjenjem njenih gabarita i cene došlo je do vrtoglavog razvoja novih algoritama upravljanja motorima naizmjenične struje. Ovi algoritmi doveli su do značajnog unapređenja upravljačkih karakteristika motora naizmjenične struje što je dalje vodilo laganom napuštanju upotrebe motora jednosmerne struje u elektromotornim pogonima naročito kada se radi o pogonima velike snage i visoke brzine.

Metode kontrole asinhronog motora generalno se mogu podeliti na dve osnovne grupe bazirane na:

- i) Skalarnoj kontroli – upravljanje na osnovu statičkih karakteristika;
- ii) Vektorskoj kontroli – upravljanje na osnovu dinamičkog modela mašine.

Postoji više klasifikacija algoritama upravljanja asinhronim motorom. Jedna od njih data je na Sl. 2.2.1 sa daljom podelom metoda baziranih na skalarnoj odnosno vektorskoj kontroli [133].



Sl. 2.2.1 - Podela metoda kontrole asinhronog motora [133]

Obe osnovne grupe kontrole zasnivaju se na promenljivoj frekvenciji napajanja. Osnovna razlika između ova dva pristupa upravljanja leži u dinamici promene upravljačkih veličina odnosno u pristupu upravljanja skalarnim ili vektorskim vrednostima karakterističnih veličina mašine.

Kod skalarne kontrole, koja se temelji na relacijama koje važe u stacionarnom stanju, menja se jedino intenzitet i frekvencija (ugaona brzina obrtanja) napona, struje odnosno fluksa. Time se ne utiče direktno na prostorni položaj ovih veličina u tranzijentnim stanjima što dalje dovodi do malog propusnog opsega sistema odnosno loših dinamičkih karakteristika pogona pri upravljanju.

Vektorska kontrola oslanja se dublje na matematički model asinhronog motora koji uvažava tranzijentna stanja mašine. Sam naziv „vektorska kontrola“ vezan je za kontrolu vektorske predstave (intenziteta i faznog stava) karakterističnih upravljačkih veličina kao što su napon, struja i fluks. Mogućnost uticanja na brze promene prostornih predstava ovih veličina omogućila je brz odziv momenta kod elektromotornih pogona sa asinhronim mašinama odnosno uopšteno sa mašinama naizmenične struje. Princip vektorske kontrole predstavlja pravac koji može biti implementiran na više različitih načina. Dva osnovna pravca razvoja vektorske kontrole su kontrola na bazi orijentacije polja (FOC – *Field Oriented Control*) i kasnije nastala direktna kontrola momenta (DTC – *Direct Torque*

*Control*). Iako veliki broj autora DTC svrstava u posebnu, potpuno odvojenu grupu od vektorske kontrole (autor u [134] ide još i dalje nazivajući DTC unapređenom skalarnom kontrolom) generalna podela predstavljena je na Sl. 2.2.1. Naime, metode bazirane na orijentaciji polja statora i metode direktne kontrole momenta sa SVM zasnivaju se na istom principu i praktično imaju istu strukturu upravljanja statorskim fluksom. Ipak, većina autora pod vektorskom kontrolom podrazumeva metode sa strujnim regulatorima bazirane na orijentaciji rotorskog fluksa odnosno statorskog fluksa. Kod ovih metoda jednačine matematičkog modela asinhronne mašine transformisane su u koordinatni sistem čija je  $d$  osa postavljena u pravac fluksa statora odnosno rotora. Na ovaj način obezbeđena je linearna zavisnost između struja na jednoj strani i fluksa i momenta mašine na drugoj. Time je ostvareno takozvano raspredanje fluksa i momenta kod asinhronne mašine što je fizički-konstrukciono ostvareno kod motora jednosmerne struje. Takođe, drugi tipovi koordinatnih transformacija su mogući u cilju raspredanja i linearizacije asinhronne mašine. Tako se FLC - *feedback linearization control* odnosi na nelinearnu transformaciju promenljivih stanja motora u novom koordinatnom sistemu tako da su brzina i rotorski fluks rasprednuti (*input-output control*) [135], [136]. Metoda pod nazivom *Passivity Based Control* predstavlja potpuno drugačiji tip kontrole nelinearnih sistema i definisanja kriterijuma stabilizacije baziran na osobini pasivnosti objekta upravljanja [137], [138].

U nastavku ovog poglavlja biće ukratko opisane osnovne karakteristike skalarne, vektorske i direktne kontrole momenta.

### **Skalarna kontrola**

Skalarna kontrola se obično koristi kod jeftinih i pogona sa slabijim performansama gde ne postoje zahtevi za brzim odzivom momenta i preciznom regulacijom brzine i položaja. Ovaj vid kontrole obuhvata upravljanje amplitudom/frekvencijom napona (struje) mašine, ali ne i njihovim faznim stavom. Tipične strukture skalarne kontrole podrazumevaju kontrolu napona/frekvencije ( $U/f$ ) u otvorenoj sprezi, zatim kontrolu  $U/f$  u zatvorenoj sprezi i kontrolu statorske struje i učestanosti klizanja.

Za pogon sa konstantnim momentom opterećenja gde ne postoje strogi zahtevi za regulacijom brzine dovoljno je koristiti frekventni pretvarač sa  $U/f$  kontrolom u otvorenoj sprezi. Kada elektromotorni pogon zahteva brz odziv momenta i tačniju regulaciju brzine, potrebno je da sistem poseduje mogućnost zatvaranja povratne sprege. Ipak, visoke performanse elektromotornih pogona nije moguće obezbediti frekventnim pretvaračima u zatvorenoj petlji po veličini kojom se želi upravljati. Visoke performanse elektromotornih

pogona zahtevaju principe vektorske kontrole gde se upravljanje vrši brзом promenom intenziteta i faznog stava upravljačkih veličina (napona, struje i fluksa).

### Vektorska kontrola

Izvedeni matematički modeli i jednačine elektromagnetnog momenta asinhronog motora očigledno ukazuju da ukoliko je moguće vektor rotorskog fluksa poravnati sa  $d$  osom referentnog koordinatnog sistema jednačina (2.1.23) dobija sledeći oblik:

$$m_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \psi_{dr} i_{qs} = \frac{3}{2} p \frac{L_m^2}{L_r} i_{ds} i_{qs} \quad (2.2.1)$$

Odavde proizilazi da je kontrolom komponente statorske struje u  $d$  osi moguća kontrola fluksa, a komponentom statorske struje u  $q$  osi kontrola momenta čime je omogućena linearizacija odnosno raspregnuto upravljanje fluksom i momentom asinhronne mašine. Vektorska kontrola ovog tipa zahteva obrtne transformacije i strujnu regulaciju od čijih karakteristika zavisi propusni opseg celog sistema. Takođe, vektorska kontrola je vrlo osetljiva na varijaciju parametara mašine. Ovde se naročito ističe uticaj rotorske vremenske konstante  $T_r$  koja se zbog zagrevanja mašine menja u toku rada. Za stabilan rad pogona potrebno je vrlo dobro poznavanje položaja polja u mašini, odnosno kvalitetna estimacija rotorskog fluksa. Estimacija fluksa je vrlo zahtevan deo svakog algoritma upravljanja koji se može pohvaliti dobrim karakteristikama u širokom opsegu brzina, a naročito u okolini nulte brzine. U zavisnosti od samog načina određivanja prostornog vektora fluksa u mašini, metode vektorske kontrole se mogu podeliti na direktne i indirektne.

Da bi se ostvarila vektorska kontrola bazirana na orijentaciji statorskog fluksa potrebno je  $d$  osu referentnog koordinatnog sistema dovesti u položaj koji odgovara pravcu statorskog fluksa u mašini. I pored toga, metode bazirane na orijentaciji statorskog fluksa zahtevaju postojanje dodatnih rasprežućih kola radi postizanja raspregnutog upravljanja po fluksu i momentu asinhronne mašine bez obzira da li se mašina napaja iz strujnog ili naponskog izvora. U praktičnim aplikacijama regulator fluksa preuzima ulogu rasprežućeg kola pa se uz dobro podešenje ovog kola mogu očekivati isti kvalitet odziva kao i kod vektorske kontrole bazirane na orijentaciji rotorskog fluksa. Vredi pomenuti i postojanje

metoda vektorske kontrole baziranih na orijentaciji fluksa magnećenja, ali se one u praksi retko sreću zbog problema sa stabilnošću [139], [140].

Uopšteno, može se reći da vektorska kontrola asinhornog motora predstavlja prisilnu emulaciju pogona sa mašinom za jednosmernu struju. Da bi se ovo ostvarilo potrebno je obezbediti niz upravljačkih kaskadno vezanih regulacionih struktura koje definišu i osnovne nedostatke vektorske kontrole. Ovi nedostaci vektorske kontrole mogu se sumirati na sledeći način:

- Upravljanje momentom i fluksom je posredno preko struje statora;
- Strujna regulacije zahteva obrtnu transformacije usled realizacije u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu;
- Pogonski pretvarač je najčešće strujno upravljani čime je brzina odziva momenta ograničena brzinom odziva samog strujno regulisanog invertora;
- Kaskadna regulacija smanjuje propusni opseg celokupnog sistema upravljanja;
- Potreba za što kvalitetnijim poznavanjem položaja rotorskog fluksa u cilju ostvarenja raspregnutosti fluksa i momenta mašine;
- Osetljivost pogona na varijacije parametara mašine u toku rada.

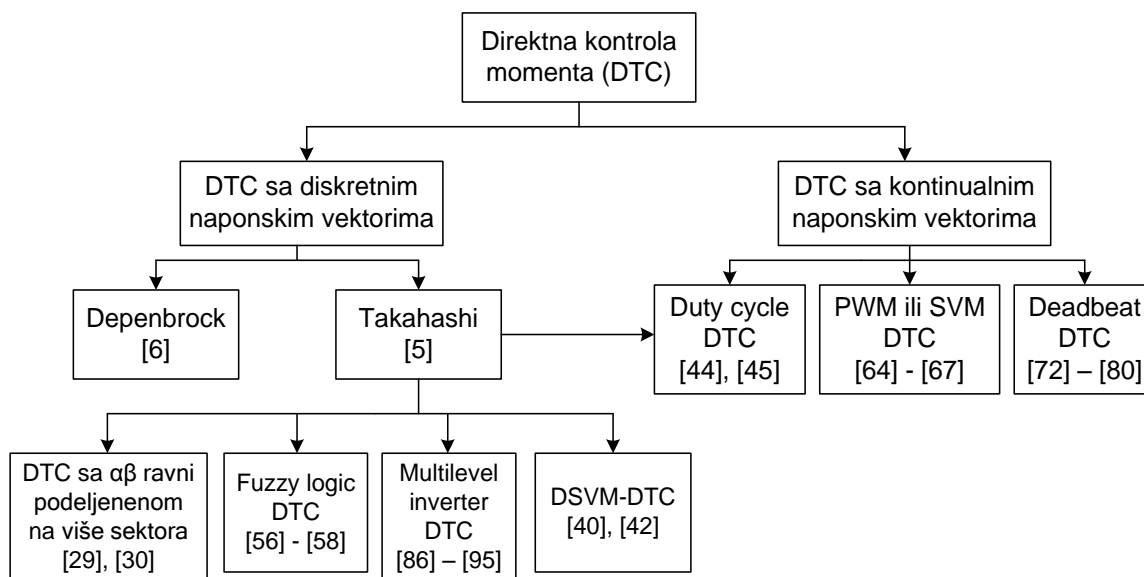
### **Direktna kontrola momenta**

Direktna kontrola momenta ostvaruje se direktnim (ne kaskadnim) uticajem na vektor fluksa statora (pravac i intenzitet), a time i na moment asinhronne mašine. Konvencionalna DTC za razliku od vektorske kontrole ne zahteva strujne regulatore i koordinatne transformacije. Takođe, osetljivost konvencionalnog algoritma DTC svedena je samo na varijacije otpornosti statorskog kola mašine. Ove povoljne karakteristike znatno su doprinele atraktivnosti DTC metoda, njihovom daljem razvoju i upotrebi u elektromotornim pogonima. DTC kao najmlađa metoda kontrole, krenuvši od upotrebe osnovnih, diskretnih, naponskih vektora invertora (*bang-bang control*), razvijala se u više pravaca u cilju eliminisanja svojih nedostataka. Jedan od tih pravaca, uvođenjem prostorne modulacije statorskog naponskog vektora (SVM), doveo je do principskog približavanja ranije nastaloj metodi vektorske kontrole bazirane na orijentaciji statorskog polja. Otuda je došlo do pojave velikog broja modifikovanih algoritama kontrole asinhronog motora. Ova raznovrsnost u nekim slučajevima onemogućava jasnu podelu algoritama na one koji se mogu klasifikovati kao vektorska kontrola ili direktna kontrola momenta.

Direktna kontrola momenta ima potencijal da omogući maksimalne performanse pogona naizmenične struje upravo zato što obezbeđuje direktno upravljanje Teslinim obrtnim magnetnim poljem. Prednosti ovog tipa kontrole u odnosu na druge mogu se sumirati na sledeći način:

- Direktno upravljanje fluksom i momentom bez posrednih regulatora što obezbeđuje visok propusni opseg regulisanog momenta mašine;
- Upravljanje je moguće vršiti u stacionarnom koordinatnom sistemu bez upotrebe obrtnih transformacija;
- Nije potrebno precizno poznavanje položaja fluksa u mašini;
- Jednostavnost upravljanja fluksom i momentom bez složenih matematičkih operacija omogućava malo vreme proračuna;
- Pogon je manje osetljiv na promene parametara mašine u odnosu na vektorsku kontrolu.

U pregledu relevantne literature u poglavlju 1.2 analiziran je veliki broj metoda direktne kontrole momenta sa njihovim prednostima i nedostacima. Ove metode direktne kontrole momenta mogu se razvrstati prema sličnosti praveći podelu prikazanu na Sl. 2.2.2.



Sl. 2.2.2 – Podela DTC algoritama prema načinu generisanja naponskog vektora

Na Sl. 2.2.2 prikazana je nešto drugačija podela DTC algoritama u odnosu na onu sa Sl. 2.2.1. Gruba podela DTC algoritama prikazana na Sl. 2.2.2 izvršena je prema načinu



generisanja izlaznog napona (naponskog vektora). Detaljniji pregled karakteristika (dobrih strana i nedostataka) svake od ovih metoda izvršen je u poglavlju 1.2. Levu granu podele sa Sl. 2.2.2 čine ST-DTC algoritmi odnosno algoritmi koji koriste prekidačku tabelu i diskretne naponske vektore. Sa druge strane su algoritmi sa kontinualnim naponskim vektorima generisanim nekom od metoda impulsno širinske modulacije.

Algoritme zasnovane na prekidačkim tabelama i diskretnim naponskim vektorima karakteriše visok propusni opseg i odsustvo složenih matematičkih relacija odnosno malo vreme potrebno za proračun. Iz tog razloga će u nastavku rada biti analizirane karakteristike ovih algoritama i mogućnosti za eliminisanje njihovih nedostataka od kojih je najbitniji veliki ripl momenta.

### **2.3. Estimacija fluksa i momenta**

Estimacija statorskog fluksa u elektromotornim pogonima naizmjenične struje predstavlja pitanje koji definiše posebnu oblast u naučnoj literaturi. Estimatori ili opserveri nekad imaju isto ili različito značenje. U dostupnoj literaturi se može naći više definicija estimatora odnosno opservera. Neke od njih naglašavaju da opserveri (kao i sama reč eng. *Observe* – posmatrati), ne podrazumevaju nužno matematički aparat za određivanje odnosno opservaciju nekog stanja na direktan ili indirektan način. Estimatori, sa druge strane, zahtevaju matematički aparat i algoritme koji omogućavaju određivanje nekog stanja ili veličine u pogonu. Drugo tumačenje kaže da opserveri predstavljaju estimatore koji pored matematičkog modela procesa uključuju odgovarajuće povratne sprege kojima se eliminiše greška estimacije [139].

Rešavanje pitanja izbora metode estimacije je veoma bitno s obzirom da kvalitet estimiranog momenta mašine direktno zavisi od kvaliteta estimiranog fluksa u mašini. Kod pogona sa vektorskom kontrolom nekvalitetna estimacija fluksa dovodi do gubitka raspregnutosti između fluksa i momenta dok kod DTC metoda rezultuje lošom estimacijom momenta čime se narušavaju performanse pogona. Iz tog razloga, na tačnost regulacije momenta i njegovu brzinu odziva u velikoj meri utiče tačnost estimacije fluksa u mašini.

Metode kontrole mašina naizmjenične struje se prema načinu estimacije fluksa i brzine generalno mogu podeliti u sledeće dve kategorije koje se zasnivaju na: obradi fundamentalnih veličina mašine na osnovnoj frekvenciji napajanja i obradi injektovanih

visokofrekventnih signala čija je frekvencija viša od osnovne frekvencije napajanja mašine [98].

Metodi estimacije fluksa odnosno orijentacije polja zasnovani na injekciji visokofrekventnih (VF) signala (napona odnosno struje) u statorske namotaje mašine temelje se na efektu zasićenja magnetnog kola odnosno magnetne anizotropije i analizi strujnog odziva na VF signal napona primenjenog na namotaje mašine [141], [142], [143].

Metode estimacije fluksa merenjem fundamentalnih (terminalnih) veličina mašine generalno se mogu podeliti na estimatore koji rade u otvorenoj i estimatore koji rade u zatvorenoj sprezi. Estimacija fluksa u otvorenoj sprezi podrazumeva merenje i obradu ulaznih veličina mašine kao što su statorski napon i struja bez povratne sprege po estimiranoj veličini. Ovi estimatori oslanjaju se na dinamički model mašine i odlikuju se lošim kvalitetom estimacije naročito u oblasti niskih brzina gde njihova upotreba može narušiti stabilnost sistema.

Kada se radi o estimaciji fluksa pri brzinama bliskim nuli, estimatori bazirani na dinamičkom modelu mašine ispoljavaju velike probleme. Pri niskim brzinama estimacija fluksa statora integraljenjem indukovane EMS mašine dovodi do greške odnosno pojave jednosmerne komponente u integralnom signalu. Efekti koji dovode do ovih grešaka u estimaciji posledica su više nesavršenosti u pogonu:

- izobličenja izlaznog napona invertora usled postojanja mrtvog vremena;
- ofseta i izobličenja pri merenju statorskih struja;
- neidealnosti integratora usled digitalne implementacije kao i neadekvatan izbor početne vrednosti integralne funkcije.

U praktičnim aplikacijama jednosmerna komponenta u signalu koji predstavlja indukovanu EMS je neizbežna. Bez obzira na to koliko jednosmerna komponenta bila mala ona će vremenom odvesti integrator u zasićenje. U postojećoj literaturi dato je više predloga za eliminisanje ovih nedostataka pri estimaciji fluksa. Uticaj mrtvog vremena u nekim slučajevima može izazvati i nestabilan rad pogona jer greška usled izobličenja napona pri učestanostima ispod 1Hz može dostizati i 50% [139] u odnosu na slučaj kada bi mrtvo vreme bilo kompenzovano. Prva rešenja kompenzacije mrtvog vremena zahtevala su senzore za merenje napona na izlaznim granama invertora što je predstavljalo dodatnu komplikaciju [144]. U [145] predstavljen je jedan od kasnije široko prihvaćenih

načina za kompenzaciju efekata mrtvog vremena gde je znak naponskog izobličenja određen smerom struje u trenutku prekidanja, a amplituda trajanjem mrtvog vremena.

Za razliku od estimatora u otvorenoj sprezi, kod estimatora (opservera) u zatvorenoj sprezi estimacija je znatno kvalitetnija. Estimatori u zatvorenoj sprezi podrazumevaju povratnu spregu po estimiranoj veličini ili drugoj veličini motora koja je u relaciji sa estimiranom. U zavisnosti od složenosti ovih opservera, mogu se podeliti na kompletne ili redukovane opservere stanja mašine. Iako je dosta truda uloženo u razvoj *sensorless* algoritama estimacije brzine i fluksa u mašini, kvalitet estimacije pri nultim brzinama i dalje ostaje problem koji treba rešavati. Veliki udeo u rešavanju ovog pitanja predstavlja problem varijacije parametara mašine u toku rada od kojih zavisi kvalitet estimacije. Iz tog razloga opserveri stanja često vrše i estimaciju samih parametara mašine koji treba da poboljšaju karakteristike regulisanog pogona. To sa druge strane postavlja pitanje traženja kompromisa između složenosti neophodnih estimatora - opservera na jednoj strani i raspoloživog procesorskog kapaciteta za računanje odnosno redukcije vremena proračunskog ciklusa na drugoj strani.

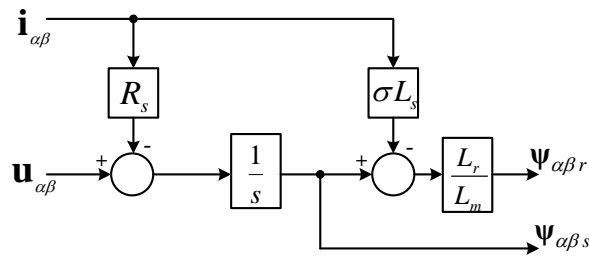
Integracija indukovane EMS u namotajima statora predstavlja najjednostavniji estimator statorskog fluksa koji zahteva najmanje procesorskih operacija. Ovaj estimator vrlo je osetljiv na navedene nedostatke pri određivanju napona i struja statora, odnosno pojavu jednosmerne komponente kao i na varijacije statorske otpornosti. Estimacija na ovaj način temelji se na naponskom modelu mašine pa se u literaturi ovaj estimator najčešće spominje kao „naponski estimator“.

### Naponski estimator fluksa

Statorski fluks može se odrediti iz naponskih jednačina statorskog kola (2.1.28) u stacionarnom koordinatnom sistemu iznetih u poglavlju 2.1 prema (2.3.1):

$$\Psi_{\alpha\beta s} = \int (\mathbf{u}_{\alpha\beta} - R_s \mathbf{i}_{\alpha\beta}) \cdot dt \quad (2.3.1)$$

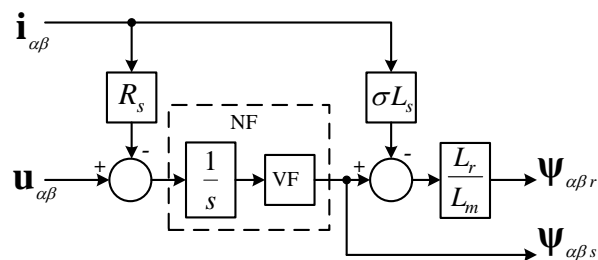
Estimacija statorskog i rotorskog fluksa, zasnovana na naponskom modelu, poznajući parametre mašine može se predstaviti blok dijagramom prikazanom na Sl. 2.3.1.



Sl. 2.3.1 – Blok dijagram naponskog estimatora fluksa

Pri niskim vrednostima brzine motora ovakav način estimacije postaje nepouzdan zbog niskog nivoa signala indukovane EMS u odnosu na aktivni pad napona na statorskom kolu mašine. Pri ovim niskim vrednostima podintegralne funkcije dolaze do izražaja svi prethodno navedeni efekti koji unose grešku u estimacionu veličinu. Neadekvatan izbor početnih uslova integratora dovodi do jednosmerne komponente na izlazu integratora. Nagle promene ulaznog signala isto tako mogu dovesti do pojave jednosmerne komponente [146]. Iz tog razloga praktičan rad pogona na niskim brzinama sa naponskim estimatorom uz čistu integraciju indukovane EMS nije moguć.

Eliminisanje ovog nedostatka u literaturi najčešće se realizuje visokopropusnim filtriranjem izlaza integratora. Analizom funkcija prenosa integratora i visokopropusnog filtra (VF) dolazi se do zaključka da se njihova redna veza može zameniti niskopropusnim filterom (NF) kao što je predstavljano na Sl. 2.3.2.



Sl. 2.3.2 – Naponski estimator fluksa statora i rotora sa niskopropusnim filtrom

Za kritičnu frekvenciju niskopropusnog filtra najčešće se uzima vrednost između 0.5-2Hz [147], (3.2Hz u [148]), koja ima za cilj odstranjivanje jednosmerne komponente iz estimiranog signala. Ipak, NF filter unosi amplitudnu i faznu grešku u izlazni estimirani signal. Iz tog razloga naponski estimatori fluksa sa NF filtrom koriste se u pogonima koji rade u ograničenom opsegu brzina (tipično 6-60Hz). Takođe, vreme odziva niskopropusnog filtra je vrlo veliko pa jednosmerna komponenta na izlazu sporo iščezava

što dovodi do loših karakteristika kada su u pitanju pogoni sa regulacijom momenta. U literaturi se na različite načine pristupa rešavanju ovih problema. U [149] autori predlažu adaptivnu kompenzaciju amplitudne i fazne greške, dok [150] predlaže adaptivne filtere sa promenom granične frekvencije i vremena semplovanja filtera u zavisnosti od učestanosti odnosno radnog režima motora. Metoda za eliminisanje amplitudne i fazne greške uvodeći programabilan NF filter sa promenljivom graničnom frekvencijom izneta je u [151]. Ovde se u zavisnosti od kritične frekvencije filtra računaju amplitudna i fazna greška koje se koriste za kompenzaciju greške u estimiranoj veličini. Takođe, autori predlažu promenu granične frekvencije proporcionalno statorskoj frekvenciji obezbeđujući dobru estimaciju u širokom opsegu brzina. U [146] problem čistog integratora je rešen korišćenjem limitera u povratnoj sprezi čime su znatno poboljšanje karakteristike pri niskim radnim frekvencijama. U istom radu, za pogone koji zahtevaju visoke performanse gde se fluks menja u toku rada, predložena je adaptivna kompenzacija sa PI regulatorom u povratnoj grani zasnovana na činjenici da je indukovana EMS ortogonalna na estimirani fluks. Jednostavno rešenje estimacije fluksa sa izbegavanjem upotrebe NF filtra koristeći samo čist integrator izneta je u [147]. Da bi eliminisali neidelanost u merenju statorske struje autori uvode povratnu spregu po estimiranoj veličini čime se vektor fluksa forsira da prati kružnu putanju koju definiše referentna vrednost fluksa. Na ovaj način izbegnuti su nedostaci koje sa sobom nosi NF filter i očuvan širok propusni opseg regulacione strukture.

Estimator fluksa oslonjen na strujni model mašine daje dosta bolje rezultate pri estimaciji na niskim brzinama u poređenju sa naponskim estimatorom. Ovaj estimator se u literaturi najčešće susreće pod nazivom „strujni estimator“.

### Strujni estimator fluksa

Fluks mašine moguće je odrediti iz jednačina naponske ravnoteže namotaja rotora (2.1.28) u statorskom koordinatnom sistemu. Struje rotora iz jednačina (2.1.31) koje opisuju fluks u mašini mogu se predstaviti u sledećoj formi:

$$\begin{aligned} i_{\alpha r} &= \frac{\psi_{\alpha r} - L_m i_{\alpha s}}{L_r} \\ i_{\beta r} &= \frac{\psi_{\beta r} - L_m i_{\beta s}}{L_r} \end{aligned} \quad (2.3.2)$$

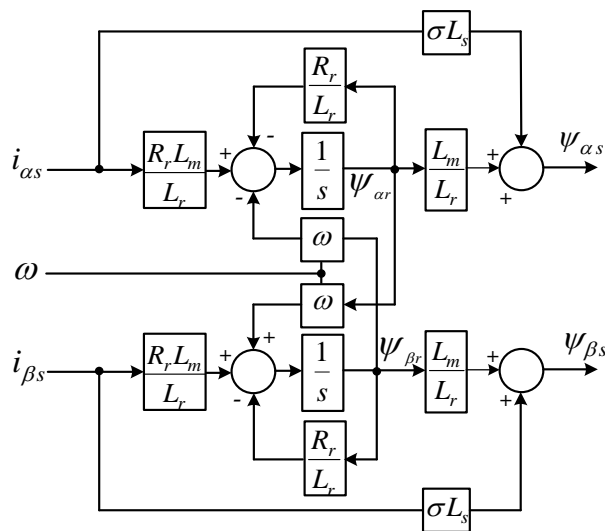
Zamenom (2.3.2) u jednačine naponske ravnoteže rotora (2.1.28) dobijaju se jednačine (2.3.3):

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_{\alpha r}}{dt} &= \frac{R_r L_m}{L_r} i_{\alpha s} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{\alpha r} - \omega \psi_{\beta r} \\ \frac{d\psi_{\beta r}}{dt} &= \frac{R_r L_m}{L_r} i_{\beta s} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{\beta r} + \omega \psi_{\alpha r} \end{aligned} \quad (2.3.3)$$

Integracijom jednačina (2.3.3) dobijaju se  $\alpha\beta$  komponente fluksa rotora, a zamenom struja rotora (2.3.2) u jednačine za fluks statora (2.1.31) dobijaju se komponente statorskog fluksa u  $\alpha\beta$  koordinatnom sistemu.

$$\begin{aligned} \psi_{\alpha s} &= \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} i_{\alpha s} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{\alpha r} \\ \psi_{\beta s} &= \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} i_{\beta s} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{\beta r} \end{aligned} \quad (2.3.4)$$

Estimator zasnovan na strujnom modelu mašine poseduje povratnu spregu po estimiranoj veličini odnosno po fluksu rotora. Ovo, za razliku od naponskog estimatora, omogućava kvalitetnu estimaciju pri brzinama bliskim nuli dok se kvalitet estimacije smanjuje sa porastom brzine. Blok dijagram strujnog estimatora prikazan je na Sl. 2.3.3.



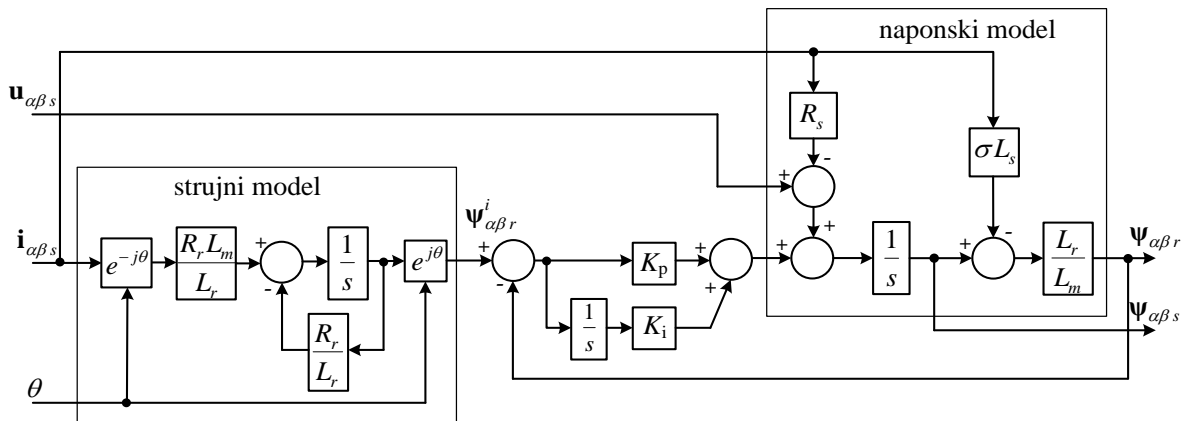
Sl. 2.3.3 – Blok dijagram strujnog estimatora statorskog i rotorskog fluksa

Strujni estimator za razliku od naponskog (koji od parametara jedino zahteva poznavanje statorske otpornosti) zavisi od više parametara mašine pa je iz tog razloga osetljiviji na varijacije ovih parametara pri različitim radnim režimima.

Kombinovanje principa naponskog i strujnog estimatora dalo je značajan doprinos u razvoju algoritama za opservaciju stanja odnosno estimaciju parametara i promenljivih stanja mašine. Na osnovu ovih algoritama razvili su se i adaptivni modeli poznatiji kao MRAS opserveri – *Model Reference Adaptive System*. Ovi opserveri baziraju se na adaptaciji parametara mašine minimizacijom kriterijumske funkcije odnosno signala greške između naponskog i strujnog modela. Formiranje signala greške moguće je izvesti na nekoliko načina detaljno izloženim u [139] i [148]. Odgovarajući adaptivni mehanizmi treba da obezbede zadovoljavajuću konvergenciju estimirane veličine (u ovom slučaju brzine motora) kao i stabilnost rada primenom nekog od kriterijuma stabilnosti. Izvođenje dokaza kao i definisanje adaptivnog mehanizma primenom Popovog kriterijuma hiperstabilnosti može se naći u brojnoj literaturi posvećenoj ovoj problematici [9], [152].

### **Naponsko-strujni estimator fluksa**

Kombinacija naponskog i strujnog estimatora moguća je u formi njihove međusobne adaptacije po fluksu kao estimiranoj veličini [66], [149]. Ovakva kombinacija naponskog i strujnog estimatora koristi dobre karakteristike naponskog i strujnog modela mašine. U ovom slučaju strujni model je referentni, a naponski model mašine adaptivni. Naime, pri niskim brzinama estimator se oslanja na strujni model dok se pri visokim brzinama oslanja na naponski model mašine. Prelaz sa jednog na drugi model je gladak i određen parametrima PI regulacione strukture. Preciznije rečeno, u okviru propusnog opsega regulacione strukture (pri nižim brzinama motora) naponski model prati strujni model mašine dok izvan propusnog opsega regulacione strukture (pri višim brzinama) estimator progresivno prati naponski model mašine. Ovim je omogućena estimacija fluksa mašine na širokom opsegu brzina (uključujući i nultu) i nezavisnost kvaliteta estimacije od brzine obrtanja motora. Blok dijagram naponsko-strujnog estimatora prikazan je na Sl. 2.3.4.



Sl. 2.3.4 – Blok dijagram naponsko-strujnog estimatora

Ulazni signal u regulacionu PI strukturu predstavlja razlika estimiranih veličina strujnog i naponskog estimatora, a njen izlaz korekcionni napon u naponskim modelu. Parametri proporcionalnog i integralnog pojačanja regulacione strukture treba da su tako određeni da pri nultoj brzini važi strujni model dok pri visokim frekvencijama veći uticaj na estimaciju fluksa ima naponski model mašine. U tim cilju praktična podešenja ovog regulatora data su sa (2.3.5):

$$\begin{aligned} K_p &= \omega_1 + \omega_2 \\ K_i &= \omega_1 \cdot \omega_2 \end{aligned} \quad (2.3.5)$$

Vrednosti  $\omega_1$  i  $\omega_2$  predstavljaju polove funkcije prenosa ovog estimatora sa zatvorenim povratnom spregom. Za gladak prelaz sa strujnog na naponski model pri estimaciji fluksa preporučene su vrednosti od 2-5 rad/s za  $\omega_1$  i 20-30 rad/s za  $\omega_2$  [149], [66]. Detaljna analiza odziva i podešavanja parametara PI regulatora ovog estimatora može se naći u [153].

Uticaj varijacije parametara mašine na rad estimatora najmanje je izražen kod naponskog estimatora gde od parametara mašine jedino figuriše statorska otpornost. Kod strujnog estimatora ovaj uticaj je nešto veći s obzirom na to da na kvalitet estimacije utiče tačnost poznavanja više parametara mašine. U [154] data je analiza stepena zavisnosti kvaliteta estimacije od varijacije odnosno nepodešenosti parametara mašine gde je ovaj estimator pokazao izuzetnu robustnost i dobre rezultate. Poredeći sa drugim estimatorima



ovaj naponsko-strujni estimator, poznatiji još kao „*Gopintah style*“ opserver [153], čini se optimalnim izborom u pogledu tačnosti estimacije, složenosti i robustnosti pri varijaciji parametara mašine u toku rada.

### Estimacija momenta

Elektromagnetni moment asinhronog motora moguće je jednostavno estimirati ukoliko je poznata orijentacija fluksa u mašini. Iz tog razloga i regulacija momenta pri izrazito niskim brzinama je problematična i zavisi od kvaliteta estimiranog fluksa. Na osnovu estimiranog fluksa statora i rotora i merene struje stratora, moment mašine se može estimirati koristeći neku od sledećih relacija (2.3.6) - (2.3.7):

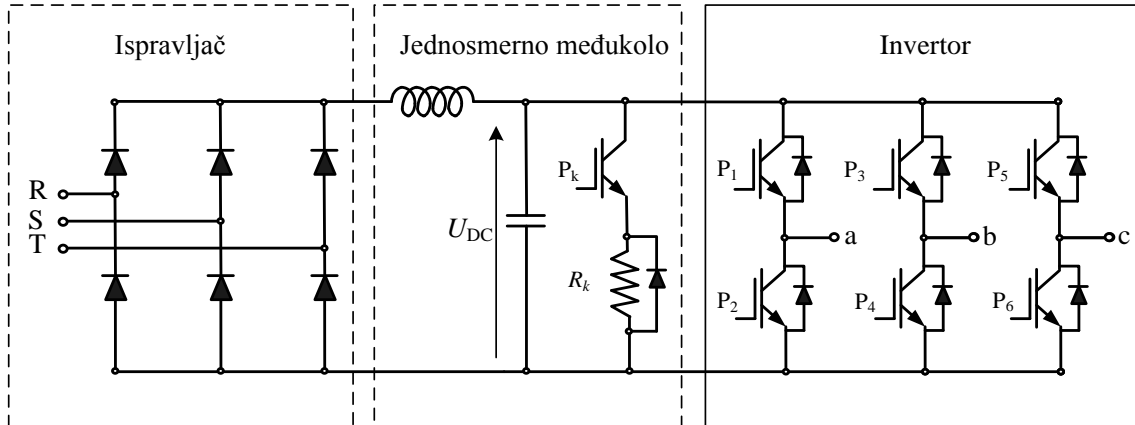
$$m_e = \frac{3}{2} p (\psi_{\alpha s} i_{\beta s} - \psi_{\beta s} i_{\alpha s}) \quad (2.3.6)$$

$$m_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} (\psi_{\beta s} \psi_{\alpha r} - \psi_{\alpha s} \psi_{\beta r}) \quad (2.3.7)$$

Ukoliko su na raspolaganju odgovarajuće veličine, za estimaciju momenta može se koristiti i neki od izraza (2.1.20) - (2.1.24) datih u poglavlju 2.1.

## 2.4. Modelovanje energetskog pretvarača

Energetski pretvarači su obavezni deo savremenih elektromotornih pogona. Njihova uloga sastoji se u obezbeđivanju energetskog napajanja mašine odnosno pojačanja upravljačkih veličina (napona ili struje). Kod pogona sa asinhronim motorom, najčešće se koriste pretvarači sa naponskim inverterom. Kod te vrste pretvarača sa dva naponska nivoa (pretvarač koji se koristi u radu) potrebno je obezbediti šest upravljačkih signala za šest poluprovodničkih prekidačkih elemenata invertora. U tom smislu, uže posmatrano, standardni energetski pretvarači u pogonu mašine naizmjenične struje predstavljaju pojačavač snage. Strukturu standardnog pretvarača u pogonima naizmjenične struje čini ispravljač sa jednosmernim međukolom i inverter čija je blok struktura prikazana na Sl. 2.4.1.

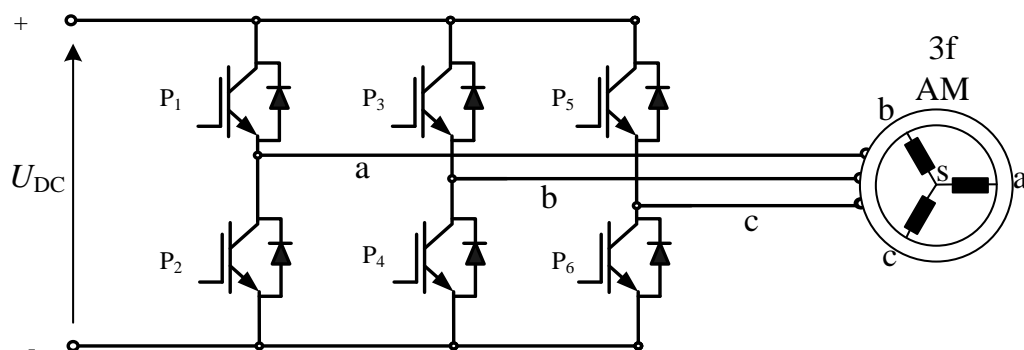


Sl. 2.4.1 – Blok struktura pogonskog pretvarača (ispravljač – invertor)

Ispravljači mogu biti upravljivi i neupravljivi u zavisnosti od potrebe za regulacijom napona jednosmernog međukola. Jednosmerno međukolo poseduje kolo za kočenje sa prekidačem  $P_k$  i otpornikom  $R_k$  koje obezbeđuje disipaciju energije u slučaju generatorskog režima rada motora.

### Konfiguracija naponskog invertora sa dva nivoa

Generisanje napona kod trofaznog naponskog invertora sa dva nivoa obezbeđeno je upravljanjem poluprovodničkim prekidačkim elementima raspoređenim u tri grane invertora kao što je prikazano na Sl. 2.4.2. Upravljanje ovim prekidačkim elementima vrši se dovođenjem upaljačkih signala na odgovarajuće gejtove (P1 do P6).



Sl. 2.4.2 – Blok struktura invertora

Poluprovodnički elementi su obično snažni bipolarni tranzistori, najčešće IGBT tranzistori. Antiparalelno vezane diode služe za eliminisanje napona nastalih prekidom

induktivnog kola motora. U zavisnosti od stanja prekidačkih elemenata  $P_k$ ,  $k=1\dots6$  (ON=1/OFF=0) moguće je definisati šest osnovnih aktivnih naponskih vektora i dva nulta ( $2^3=8$ ). Na osnovu stanja prekidačkih elemenata i napona jednosmernog međukola mogu se definisati naponi motora u skladu sa jednačinom (2.4.1):

$$\begin{aligned} U_{as} &= \frac{2 \cdot P_1 - P_3 - P_5}{3} \cdot U_{DC} \\ U_{bs} &= \frac{-P_1 + 2 \cdot P_3 - P_5}{3} \cdot U_{DC} \\ U_{cs} &= \frac{-P_1 - P_3 + 2 \cdot P_5}{3} \cdot U_{DC} \end{aligned} \quad (2.4.1)$$

Stanja prekidačkih elemenata navedena su u Tabeli 2.4.1, zajedno sa njihovim projekcijama na fazne napone kao i napone u  $\alpha\beta$  koordinatnom sistemu.

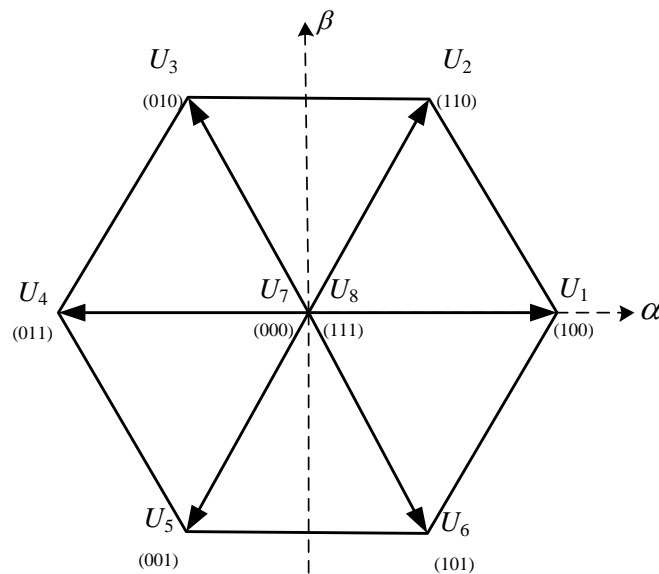
Tabela 2.4.1 – Prekidačka stanja invertora i odgovarajući naponi

Vektor	Ugao [°]	$P_1$	$P_3$	$P_5$	$V_a$	$V_b$	$V_c$	$U_{as}$	$U_{bs}$	$U_{cs}$	$U_\alpha$	$U_\beta$
$U_1$	0	1	0	0	$U_{DC}$	0	0	$\frac{2}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{2}{3}U_{DC}$	0
$U_2$	60	1	1	0	$U_{DC}$	$U_{DC}$	0	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{2}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$
$U_3$	120	0	1	0	0	$U_{DC}$	0	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{2}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$
$U_4$	180	0	1	1	0	$U_{DC}$	$U_{DC}$	$-\frac{2}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{2}{3}U_{DC}$	0
$U_5$	240	0	0	1	0	0	$U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{2}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$
$U_6$	300	1	0	1	$U_{DC}$	0	$U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{2}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$
$U_7$	-	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$U_8$	-	1	1	1	$U_{DC}$	$U_{DC}$	$U_{DC}$	0	0	0	0	0

U Tabeli 2.4.1 prikazana su stanja prekidačkih elemenata u gornjoj grani invertora. Prekidački elementi u donjoj grani imaju inverzno prekidačko stanje u poređenju sa gornjim prekidačkim elementom u istoj grani. Usled neidealnosti prekidačkih elemenata

odnosno postojanja konačnog vremena njihovog uključenja/isključenja potrebno je obezbediti vremenski razmak tzv. mrtvo vreme u upravljačkim signalima uključenja/isključenja prekidača u istoj grani kako bi se izbegao kratak spoj na jednosmernom međukolu. U periodu mrtvog vremena, oba prekidačka elementa u fazi su isključena, a provodi odgovarajuća anti-paralelna dioda u zavisnosti od znaka fazne struje motora u posmatranom periodu.

Vektorska predstava napona iz Tabele 2.4.1 u stacionarnom  $\alpha\beta$  koordinatnom sistemu data je na Sl. 2.4.3.



Sl. 2.4.3 – Heksagon formiran od šest osnovnih naponskih vektora invertora

Prikazanih šest osnovnih naponskih vektora imaju najveći intenzitet napona koji je moguće generisati na izlazu naponskog invertora sa dva nivoa, a koji iznosi  $U_{f \max} = \frac{2}{3} U_{DC}$ . Ovih šest osnovnih naponskih vektora dovoljno je za kreiranje obrtnog magnetnog polja i rad motora. Međutim, smena ovakvih naponskih vektora diskretnog tipa međusobno pomenih za  $\pi/3$  dovodi do pojave ripla kod statorskih struja i momenta motora. Ukoliko se želi kontinualna promena naponskog vektora koji uzima ugao između dva osnovna naponska vektora prikazana na Sl. 2.4.3 mora se pristupiti nekoj od metoda impulsno širinske modulacije.

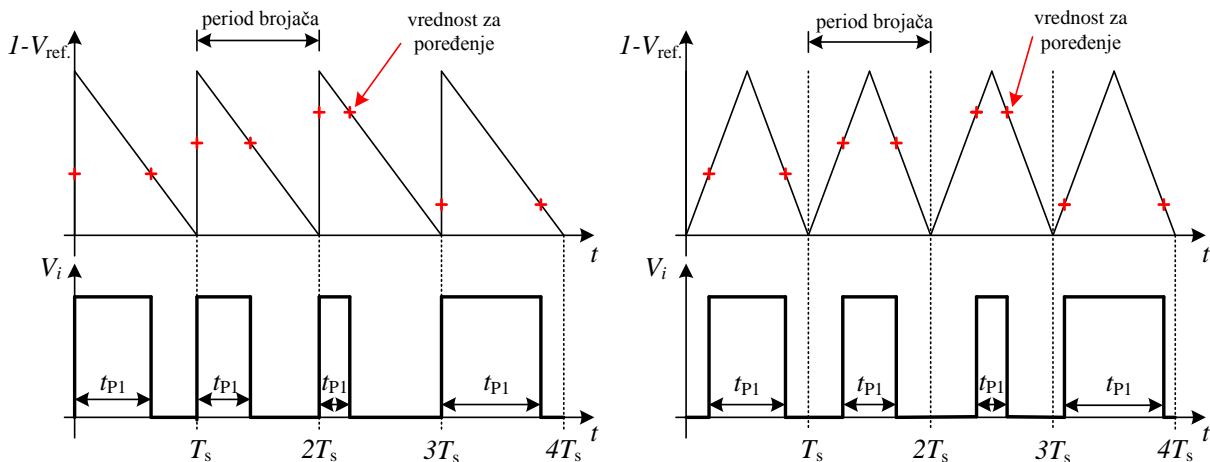
### Impulsno širinska modulacija – PWM

Upravljanje vremenom vođenja gornjeg prekidačkog elementa  $t_{pi}$ , ( $i=1,3,5$ ) u jednoj grani invertora u okviru prekidačkog vremena  $T_s$  definiše se vrednost napona na njegovom

izlazu. U tom slučaju potencijal faze  $i=a,b,c$  u odnosu na minus šinu jednosmernog međukola se može predstaviti izrazom (2.4.2).

$$V_i = \frac{t_{Pi}}{T_s} U_{DC} \quad (2.4.2)$$

Odgovarajućim vremenskim pomeranjem uključenja prekidačkih elemenata u tri grane naponskih invertora obezbeđuju se trofazni naponi. Ovi trofazni naponi u prostorno pomerenim namotajima trofazne mašine obezbeđuju obrtno magnetno polje. Sam PWM signal razlikuje se u zavisnosti od tipa nosećeg signala. Modulacija sa testerastim i trougaonim nosećim signalom prikazana je na Sl. 2.4.4.



Sl. 2.4.4 – Modulacija širine impulsa sa testerastim (asimetrična PWM) i trougaonim nosiocem (simetrična PWM)

Kod testerastog nosećeg signala vreme uključenja prekidačkog elementa je uvek određeno početkom odnosno krajem prekidačkog ciklusa dok isključenje zavisi od trajanja impulsa odnosno od vrednosti modulišućeg signala. Kod trougaonog nosioca, oba ova vremena (vreme uključenja i isključenja prekidačkih elemenata) su pokretna i simetrična u odnosu na sredinu prekidačkog ciklusa  $T_s$ . Iz tog razloga impulsno širinska modulacija sa testerastim nosećim signalom se naziva asimetrična PWM dok impulsno širinska modulacija sa trougaonim signalom - simetrična PWM. U pogledu frekventnog spektra modulisanog izlaznog napona, simetrična PWM ima nešto bolje karakteristike u odnosu na asimetričnu PWM. Detaljnija analiza principa funkcionisanja ovih PWM strategija data

je u [155]. Uobičajeni naziv u literaturi za ovu vrstu modulacije nezavisno od tipa nosećeg signala je Sinusna Impulsno Širinska Modulacija odnosno SPWM.

Kod SPWM frekvencija nosećeg signala  $f_n$  (obično od 5-25kHz) višestruko je veća u odnosu na frekvenciju modulišućeg (referentnog) signala  $f_r$  i njihov odnos se definiše indeksom frekvencijske modulacije  $m_f$ :

$$m_f = \frac{f_n}{f_r} \quad (2.4.3)$$

Indeks amplitudske modulacije  $m_a$  predstavlja odnos amplitude modulišućeg (referentnog) signala  $u_r$  i amplitude trougaonog nosioca  $u_n$ :

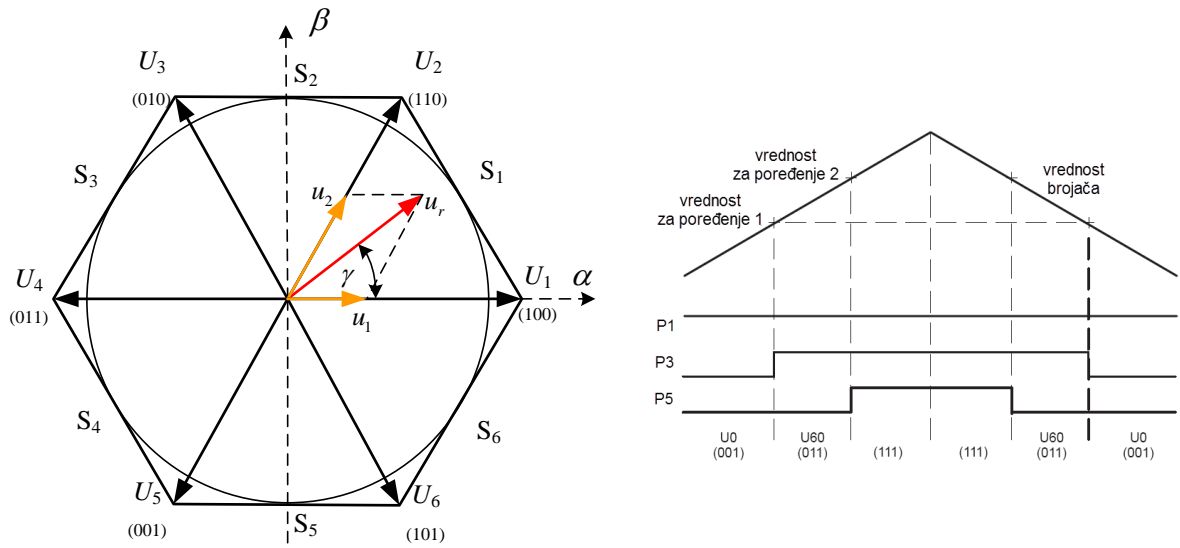
$$m_a = \frac{u_r}{u_n} \quad (2.4.4)$$

Kada indeks amplitudske modulacije uzima vrednosti između 0 i 1 ima se linearna modulacija. Za  $m_a = 1$  maksimalna vrednost faznog napona na izlazu invertora iznosi  $1/2U_{DC}$ . Prema tome, maksimalna vrednost faznog i efektivna vrednost linijskog napona motora koje je moguće ostvariti na ovakvom modulacijom iznose:

$$\begin{aligned} U_{f \max}^{SPWM} &= \frac{1}{2} \cdot U_{DC} = \frac{1}{2} \cdot \frac{3}{2} U_{f \max} = 0.75 \cdot U_{f \max} \\ U_{l \text{ eff.}}^{SPWM} &= \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot U_{f \max}^{SPWM} = 0.612 \cdot U_{DC} = 0.918 \cdot U_{f \max} \end{aligned} \quad (2.4.5)$$

### Impulsno širinska modulacija prostornog vektora – SVPWM

Impulsno širinska modulacija prostornog vektora (SVPWM) je najpopularnija tehnika impulsno širinske modulacije zahvaljujući većem iskorišćenju napona jednosmernog međukola u poređenju sa simetričnom PWM. SVPWM daje 15% veću iskorišćenost napona DC kola i 33% manje komutacija po periodu odnosno prekidačkih gubitaka u poređenju sa SPWM [156], [157]. Koncept SVPWM zasniva se na predstavi izlaznog napona invertora preko prostornog vektora.



Sl. 2.4.5 – Formiranje naponskog vektora prostornom modulacijom naponskog vektora (SVPWM)

Rezultujući naponski vektor sa Sl. 2.4.5 moguće je obezbediti određivanjem vremena vođenja prekidačkih elemenata koji definišu susedne vektore  $U_1$  i  $U_2$  i jednog od dva nulta vektora u okviru vremena trajanja prekidačkog ciklusa  $T_s$ . Grafička predstava sa slike se može zapisati u formi jednačine (2.4.6).

$$\begin{aligned}
 u_r &= u_1 + u_2 + u_0 \\
 u_r &= U_1 \cdot \frac{t_1}{T_s} + U_2 \cdot \frac{t_2}{T_s} + U_0 \cdot \frac{t_0}{T_s}
 \end{aligned}
 \quad (2.4.6)$$

gde je:

$$T_s = t_1 + t_2 + t_0 \quad (2.4.7)$$

Vremena  $t_1$ ,  $t_2$  i  $t_0$  mogu se odrediti na sledeći način:

$$\begin{aligned}
 t_1 &= \frac{\sqrt{3}|u_r|}{U_{DC}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right) T_s \\
 t_2 &= \frac{\sqrt{3}|u_r|}{U_{DC}} \sin(\gamma) T_s \\
 t_0 &= T_s - t_1 - t_2
 \end{aligned}
 \quad (2.4.8)$$

Primena bilo kog od dva nulta vektora daje isti rezultat s tim što se povoljnim izborom nultog vektora u zavisnosti od prethodnog prekidačkog stanja mogu poboljšati performanse pretvarača odnosno smanjiti komutacioni gubici i poboljšati spektar izlaznog napona. Maksimalna vrednost ovako generisanog napona ograničena je obodom kružnice upisane u heksagon koga formira šest osnovnih naponskih vektora. Maksimalne fazne i linijske vrednosti napona se mogu iskazati sledećim izrazom:

$$\begin{aligned}
 U_{f \max}^{SVPWM} &= \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot U_{f \max} = 0.866 \cdot U_{f \max} = 0.577 \cdot U_{DC} \\
 U_{l \text{ eff.}}^{SVPWM} &= \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot U_{f \max}^{SVPWM} = 1.06 \cdot U_{f \max} = 0.707 \cdot U_{DC}
 \end{aligned}
 \tag{2.4.9}$$

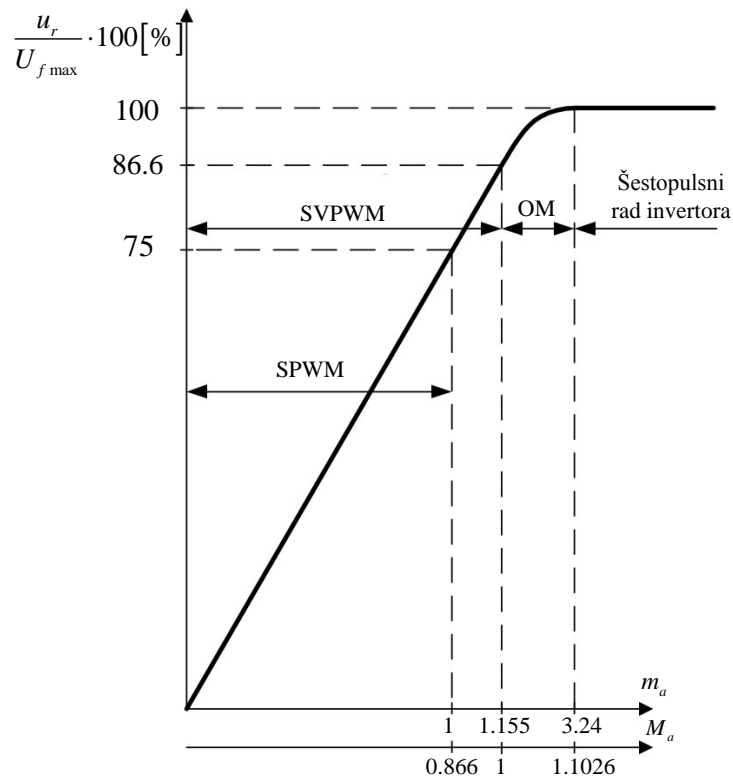
Indeks modulacije kao odnos referentnog i maksimalnog neizobličenog napona u slučaju SVPWM definiše se sa:

$$M_a = \frac{u_r}{\frac{\sqrt{3}}{2} U_{f \max}}
 \tag{2.4.10}$$

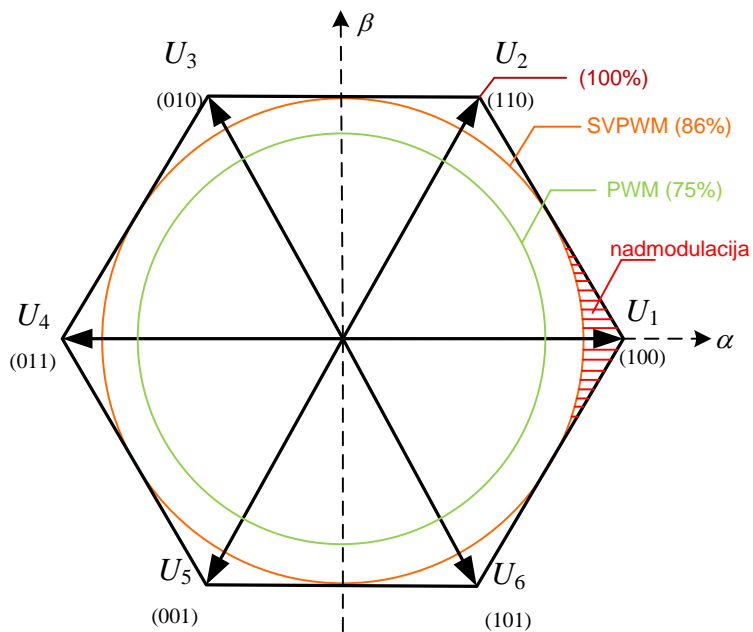
U skladu sa do sada iznetim, maksimalni fazni napon na izlazu invertora pri različitim PWM tehnikama u zavisnosti od indeksa modulacije  $m_a$ , odnosno  $M_a$ , može se predstaviti sa Sl. 2.4.6 i Sl. 2.4.7.

Kod simetrične PWM maksimalna vrednost faznog napona u linearanoj zoni modulacije iznosi 75% od maksimalnog naponskog vektora ( $U_{f \max} = \frac{2}{3} U_{DC}$ ). Modulacijom prostornog vektora SVPWM moguće je obezbediti za 15% veći napon takođe u okviru linearne modulacije prostornog naponskog vektora. Za veće vrednosti izlaznog napona čiji se vrh vektora nalazi između oboda upisane kružnice koja dodiruje stranice heksagona i samih stranica heksagona potrebno je primeniti neku od metoda nadmodulacije (eng. *overmodulation* (OM) ili *pulse dropping mode*). Ove metode ne pripadaju linearnom režimu modulacije pri čemu se kombinuju samo aktivni naponski vektori bez primene nultog naponskog vektora. U cilju što većeg iskorišćenja napona jednosmernog međukola, razvijen je veliki broj tehnika nadmodulacije. Za indeks amplitudne modulacije  $m_a \geq 3.24$  dobija se specijalni slučaj nelinearne PWM sa četvrtkama odnosno napon dobijen smenom šest osnovnih naponskih vektora (šestopulsni rad invertora, eng. *six-step operation*).





Sl. 2.4.6 – Izlazni napon invertora u zavisnosti od indeksa modulacije i različitih PWM tehnika [157]



Sl. 2.4.7 – Pregled opsega maksimalnih faznih napona na izlazu invertora u zavisnosti od različitih tehnika modulacije

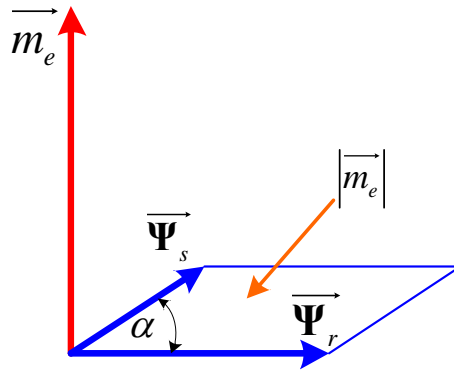
### 3. Direktna kontrola fluksa i momenta asinhronog motora

U svojoj osnovi DTC se temelji na direktnoj kontroli fluksa, a time i elektromagnetnog momenta motora primenom odgovarajućih naponskih ili strujnih vektora generisanih od strane invertora koji napaja motor. Ukoliko se koristi strujni inverter (*CSI – Current Source Inverter*) bira se odgovarajući strujni vektor, a ukoliko se koristi naponski inverter (*VSI – Voltage Source Inverter*) bira se odgovarajući naponski vektor koji treba primeniti na namotaje statora mašine. Za razliku od vektorske kontrole koja se prvenstveno bazira na kompletnom matematičkom modelu asinhronne mašine i strujnim regulatorima, DTC koristi direktnu interakciju između fluksa mašine i njenog napajanja. Konvencionalna DTC se kompletno oslanja na nelinearnu prirodu invertorskog napajanja. Prekidačka priroda invertorskog napajanja omogućava da se odgovarajućim izborom prekidačkih stanja invertora direktno kontroliše fluks odnosno moment inače nelinearne asinhronne mašine. Najčešće korišćeno invertorsko napajanje kod DTC pogona je naponski inverter VSI. U zavisnosti od tipa primenjenog naponskog vektora, ovi algoritmi mogu se podeliti na DTC sa kontinualnim i DTC sa diskretnim naponskim vektorima [24]. Detaljna analiza i podela DTC algoritama izvršena je u prvom poglavlju kroz pregled postojeće literature iz ove oblasti.

U nastavku ovog poglavlja biće analizirane DTC metode sa diskretnim naponskim vektorima i naponskim invertorom sa dva nivoa. Najpre će biti izloženi principi na koje se oslanja konvencionalna DTC a potom analizirane metode DTC koje se baziraju na primeni višestrukih naponskih vektora.

#### 3.1. DTC sa diskretnim naponskim vektorima

Direktna kontrola fluksa i momenta kod asinhronog motora omogućena je izborom odgovarajućeg naponskog vektora invertora. Kod konvencionalne DTC izbor odgovarajućeg naponskog vektora određen je zahtevima da fluks i moment ostanu unutar opsega odgovarajućih histerezisnih komparatora. Jednačine koje definišu intenzitet elektromagnetnog obrtnog momenta motora date su u poglavlju 2.1 sa (2.1.21)-(2.1.24). Jednačina (2.1.24) može biti grafički predstavljena sa Sl. 3.1.1:



Sl. 3.1.1 – Vektorska predstava jednačine momenta.

Najjednostavniji, a ujedno i najčešći vid DTC kontrole predstavlja upravljanje kontrolom fluksa statora odnosno brzinom obrtnog magnetnog polja. Moment motora određen je uglom između posmatranih vektorskih predstava flukseva statora i rotora mašine i njihovih intenziteta kao što je prikazano na Sl. 3.1.1. Kontrolom međusobnog položaja statorskog i rotorskog fluksa odnosno ugla  $\alpha$  između njih moguće je jednostavno definisati odgovarajući elektromagnetni moment asinhronog motora prema (2.1.24) odnosno:

$$\begin{aligned}
 m_e &= \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s L_r} \boldsymbol{\Psi}_r \times \boldsymbol{\Psi}_s = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} |\boldsymbol{\Psi}_r| \cdot |\boldsymbol{\Psi}_s| \cdot \sin \alpha \\
 &= \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} (\psi_{\alpha r} \psi_{\beta s} - \psi_{\beta r} \psi_{\alpha s})
 \end{aligned} \tag{3.1.1}$$

Kod asinhronne mašine napajane sa statorske strane i sa kratkospojenim rotorom, model mašine (2.1.28) u  $\alpha\beta$  koordinatnom sistemu, dobija sledeći oblik:

$$\begin{aligned}
 u_{\alpha s} &= R_s i_{\alpha s} + \frac{d\psi_{\alpha s}}{dt} \\
 u_{\beta s} &= R_s i_{\beta s} + \frac{d\psi_{\beta s}}{dt} \\
 u_{\alpha r} &= R_r i_{\alpha r} + \frac{d\psi_{\alpha r}}{dt} + \omega \psi_{\beta r} = 0 \\
 u_{\beta r} &= R_r i_{\beta r} + \frac{d\psi_{\beta r}}{dt} - \omega \psi_{\alpha r} = 0
 \end{aligned} \tag{3.1.2}$$

Rotorska vremenska konstanta asinhronne mašine je relativno velika i raste sa snagom mašine (za mašinu od 2.2 kW iznosi  $T_r' = 0.12s$  [29]). Iz tog razloga može se smatrati da je rotorski fluks sporo promenljiv. Ovo navodi na zaključak da se direktan uticaj na moment motora može ostvariti brзом promenom statorskog fluksa odnosno promenom njegovog ugla u odnosu na rotorski fluks. Ukoliko se, iz razloga jednostavnosti, zanemari statorska otpornost u naponskoj jednačini (3.1.2) koja opisuje kolo statora u  $\alpha\beta$  koordinatnom sistemu, dolazimo do sledećeg izraza:

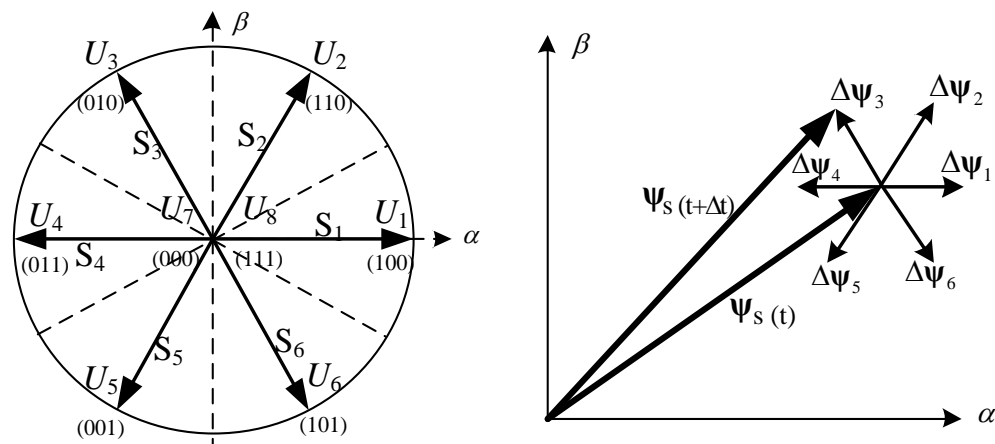
$$u_{\alpha\beta s} = \frac{d\psi_{\alpha\beta s}}{dt} \quad (3.1.3)$$

Vreme uzorkovanja (semplovanja) veličina  $\Delta t = T_s$ , odnosno primene naponskog vektora, može se smatrati vrlo kratkim, ali konačnim i konstantnim pa jednačina (3.1.3) dobija sledeću formu:

$$u_{\alpha\beta s} = \frac{d\psi_{\alpha\beta s}}{dt} \approx \frac{\Delta\psi_{\alpha\beta s}}{\Delta t} = \frac{\Delta\psi_{\alpha\beta s}}{T_s} \quad (3.1.4)$$

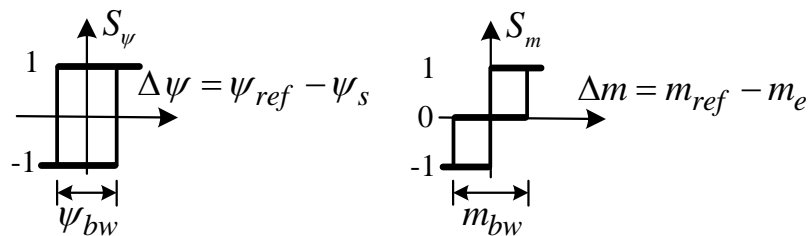
Jednačina (3.1.4) jasno pokazuje da je inkrement statorskog fluksa, odnosno njegov pomeraj u  $\alpha\beta$  koordinatnom sistemu moguće ostvariti primenom naponskog vektora u vremenskom intervalu  $T_s$ . Ukoliko je vreme  $T_s$  vrlo kratko može se smatrati da je rotorski fluks ostao nepromenjen. Na ovaj način se može postići kontrola amplitude fluksa radijalnom komponentom, a kontrola momenta tangencijalnom komponentom izabranog naponskog vektora. Inkrement statorskog fluksa, prikazan na Sl. 3.1.2 (desno), definisan je pravcem i intenzitetom primenjenog naponskog vektora i srazmeran sa njegovom amplitudom. Naponski vektori prikazani na Sl. 3.1.2 određeni su prekidačkim stanjima invertora i analizirani su u poglavlju 2.4. Kod invertora sa dva nivoa na raspolaganju je 8 naponskih vektora od kojih su šest aktivni i dva nulta (Sl. 3.1.2 (levo)).

Primena aktivnog naponskog vektora u okviru vremena  $T_s$  utiče na brzu promenu položaja statorskog fluksa. Ukoliko je primenjen nulti naponski vektor, inkrement fluksa je nula. Ipak, kako je na taj način zaustavljeno kretanje statorskog fluksa, moment će se smanjivati jer vektor rotorskog fluksa sustiže statorski fluks i ugao između njih se smanjuje.



Sl. 3.1.2 - Uticaj aktivnog naponskog vektora na inkrement fluksa statora

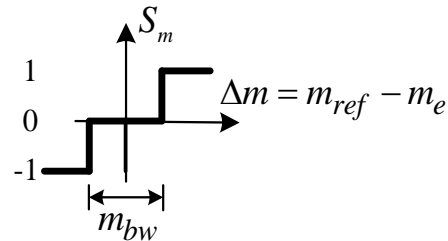
Izbor odgovarajućeg naponskog vektora određen je zahtevima za povećanjem ili smanjenjem fluksa i momenta. Ovi zahtevi predstavljaju izlazna stanja komparatora fluksa i momenta. Ulazi ovih komparatora su greške po fluksu i momentu odnosno razlike između odgovarajućih referentnih i estimiranih vrednosti u trenutku  $t$ . Na Sl. 3.1.3 prikazani su dvostepeni histerezisni komparator fluksa i trostepeni histerezisni komparator momenta kod konvencionalne DTC. Zahtevi za povećanjem ili smanjenjem fluksa  $S_\psi$  („1“ i „-1“) i povećanjem, smanjenjem ili nultim zahtevom momenta  $S_m$  („1“, „-1“ i „0“) određeni su intenzitetom greške po fluksu i momentu. Ukoliko se greška fluksa nalazi izvan granica dvostepenog histerezisnog komparatora primenjuje se odgovarajući zahtev za povećanjem ili smanjenjem fluksa (Sl. 3.1.3 (levo)). Isto važi i za grešku momenta osim postojanja nultog zahteva, odnosno zahteva za zadržavanjem trenutne vrednosti momenta, koji se primenjuje kada se greška po momentu nalazi unutar granica trostepenog histerezisnog komparatora (Sl. 3.1.3 (desno)).



Sl. 3.1.3 - Komparatori fluksa (levo) i momenta (desno)

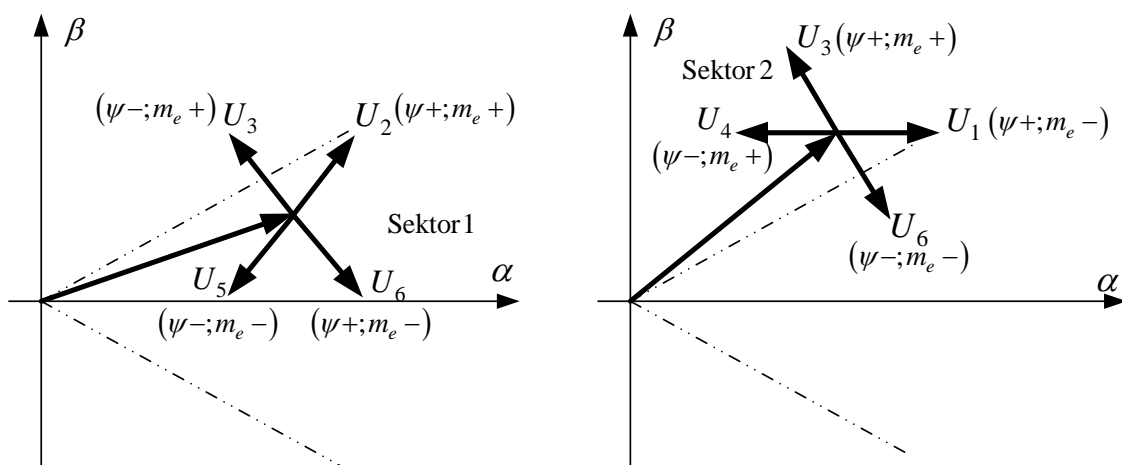
Pored upotrebe histerezisnih komparatora neki autori predlažu i komparatore nehisterisnog tipa o čemu je bilo reči u poglavlju 1.2. Ovi komparatori nemaju

histerezisni efekat i menjaju svoje izlazno stanje odmah po napuštanju definisanog opsega. Definisane izlaznih stanja kod komparatora nehisterezisnog tipa prikazano je na Sl. 3.1.4.



Sl. 3.1.4 - Nehisterezisni komparator momenta

Izlazna stanja komparatora momenta i fluksa definišu izbor odgovarajućeg naponskog vektora. Da bi bio moguć izbor jednog od šest aktivnih naponskih vektora stacionarni  $\alpha\beta$  koordinatni sistem je podeljen na šest sektora kao na Sl. 3.1.2. Tako, na primer, ukoliko se vektor statorskog fluksa nalazi u  $k$ -tom sektoru njegov intenzitet može biti povećan primenom naponskih vektora:  $U_{k\pm 1}$ , i  $U_k$ . Takođe, smanjenje intenziteta fluksa statora omogućeno je vektorima  $U_{k\pm 2}$ , i  $U_{k\pm 3}$ . Primena vektora iz sektora u kome se nalazi fluks i njemu opozitnog sektora ( $U_k$  i  $U_{k\pm 3}$ ) se izbegava iz razloga promenljivog uticaja na moment u okviru sektora. Naime, uticaj takvog vektora u prvoj polovini sektora ima pozitivan, a u drugoj polovini sektora negativan uticaj na intenzitet momenta. Uticaj preostalih aktivnih vektora pri položaju fluksa statora u dva sektora prikazan je na Sl. 3.1.5. Očigledno je da primena ovih vektora ( $U_{k\pm 1}$  i  $U_{k\pm 2}$ ) nedvosmisleno utiče na promenu momenta.



Sl. 3.1.5 - Mogući izbor naponskih vektora u prvom i drugom sektoru

Može se zaključiti da je izbor odgovarajućeg naponskog vektora sužen i dalje određen zahtevom po momentu. Ukoliko je zahtev za povećanjem fluksa aktivan zajedno sa zahtevom za povećanjem momenta pri statorskom fluksu u sektoru  $k$  potrebno je primeniti  $U_{k+1}$  naponski vektor. Takođe, ukoliko je zahtev za smanjenje fluksa aktivan pri zahtevu za povećanje momenta potrebno je primeniti naponski vektor  $U_{k+2}$ . Analogno, potrebno je primeniti vektor  $U_{k-2}$  ukoliko postoji zahtev za smanjenjem momenta i smanjenjem fluksa, odnosno  $U_{k-1}$  ukoliko postoji zahtev za povećanjem fluksa. Ukoliko je aktivan nulti zahtev na izlazu iz komparatora momenta, potrebno je primeniti jedan od dva nulta vektora  $U_7$  ili  $U_8$  bez obzira na stanje komparatora fluksa.

Ovakva procedura izbora odgovarajućeg naponskog vektora može biti predstavljena u formi tabele u zavisnosti od izlaznih stanja komparatora momenta i fluksa. Ova tabela u literaturi se najčešće susreće pod nazivom prekidačka ili *look-up* tabela.

Tabela 3.1.1 - Prekidačka (look up) tabela

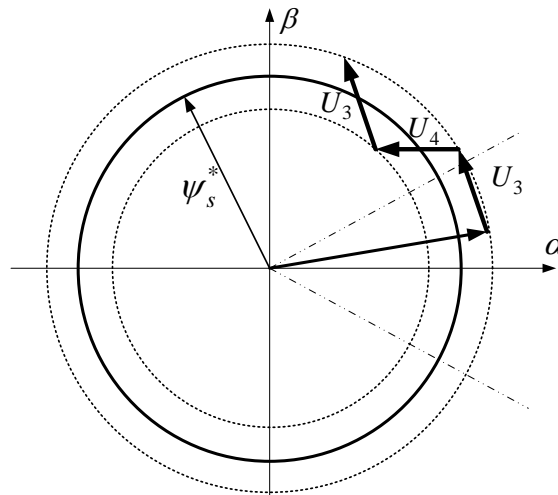
$S_\psi$	$S_m$	Sektor 1	Sektor 2	Sektor 3	Sektor 4	Sektor 5	Sektor 6
1	1	$U_2$	$U_3$	$U_4$	$U_5$	$U_6$	$U_1$
	0	$U_7$	$U_8$	$U_7$	$U_8$	$U_7$	$U_8$
	-1	$U_6$	$U_1$	$U_2$	$U_3$	$U_4$	$U_5$
-1	1	$U_3$	$U_4$	$U_5$	$U_6$	$U_1$	$U_2$
	0	$U_8$	$U_7$	$U_8$	$U_7$	$U_8$	$U_7$
	-1	$U_5$	$U_6$	$U_1$	$U_2$	$U_3$	$U_4$

Prekidačka tabela može se predstaviti u kraćoj formi na način dat u Tabeli 3.1.2.

Tabela 3.1.2 - Prekidačka (look up) tabela zapisana u kraćoj formi

$S_\psi$	$S_m$		
	1	0	-1
1	$U_{k+1}$	$U_7$ or $U_8$	$U_{k-1}$
-1	$U_{k+2}$	$U_7$ or $U_8$	$U_{k-2}$

Odabirom naponskih vektora na ovaj način omogućeno je upravljanje motorom sa održavanjem intenziteta fluksa i momenta u granicama odgovarajućih histerezisnih komparatora. Kretanje statorskog fluksa vrši se duž pravaca heksagona koga formiraju šest osnovnih naponskih vektora sa intenzitetom koji varira u opsegu histerezisnog komparatora kao što je to prikazano na Sl. 3.1.6. Definisane širine histerezisnih komparatora ima veoma važnu ulogu u ponašanju pogona i prekidačkoj frekvenciji invertora o čemu je bilo reči u poglavlju 1.2.



Sl. 3.1.6 - Putanja vektora fluksa statora

Izbor odgovarajućeg naponskog vektora zahteva informaciju o položaju statorskog fluksa. Iz tog razloga komponente vektora statorskog fluksa u  $\alpha\beta$  ravni moraju biti određene nekom od metoda estimacije o kojima je već bilo reči u poglavlju 2.3. Poznajući komponente statorskog fluksa  $\psi_{\alpha s}$  i  $\psi_{\beta s}$  ugao trenutnog položaja fluksa može biti određen na sledeći način:

$$\theta_s = \arctan \left( \frac{\psi_{\alpha s}}{\psi_{\beta s}} \right) \quad (3.1.5)$$

Kod konvencionalne DTC, određivanje vrednosti ugla fluksa u mašini nije neophodno. Za funkcionisanje algoritma i izbor naponskog vektora dovoljno je odrediti samo sektor u kome se statorski fluks nalazi, a ne i njegovu tačnu poziciju. Iz tog razloga, složena računaska operacija (3.1.5) na koju se troši deo procesorskog vremena može biti zamenjena analizom znaka komponenti statorskog fluksa  $\psi_{\alpha s}$  i  $\psi_{\beta s}$ . Određivanje sektora u kome se statorski fluks nalazi može biti realizovano na način prikazan u Tabeli 3.1.3.

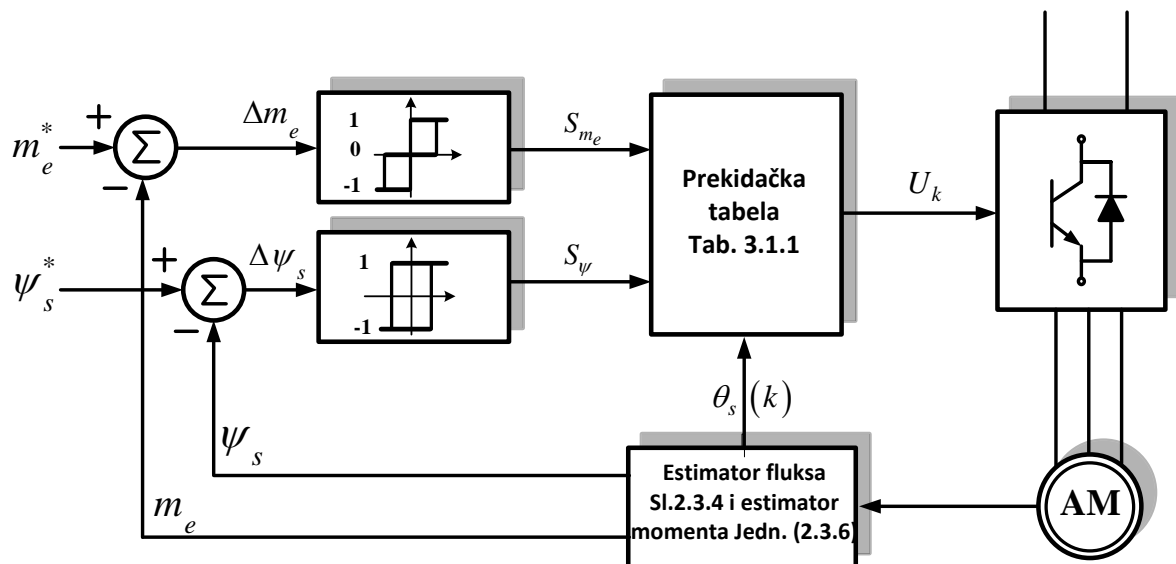
Tabela 3.1.3 - Određivanje sektora fluksa iz znaka komponenti fluksa

Znak fluksa \ Sektor	Sektor 1	Sektor 2	Sektor 3	Sektor 4	Sektor 5	Sektor 6
Znak $\psi_{\alpha s}$	+	+	-	-	-	+
Znak $\psi_{\beta s}$	+ ili -	+	+	+ ili -	-	-
Znak $(\sqrt{3}\psi_{\alpha s} - \psi_{\beta s})$	-	+	+	+	-	-



Osim ove metode moguće je koristiti i druge metode za smanjenje opterećenja procesora i vremena koje se troši na proračun.

Kompletna struktura elektromotornog pogona sa konvencionalnom DTC može se predstaviti sa Sl. 3.1.7.



Sl. 3.1.7 - Blok struktura konvencionalnog DTC pogona

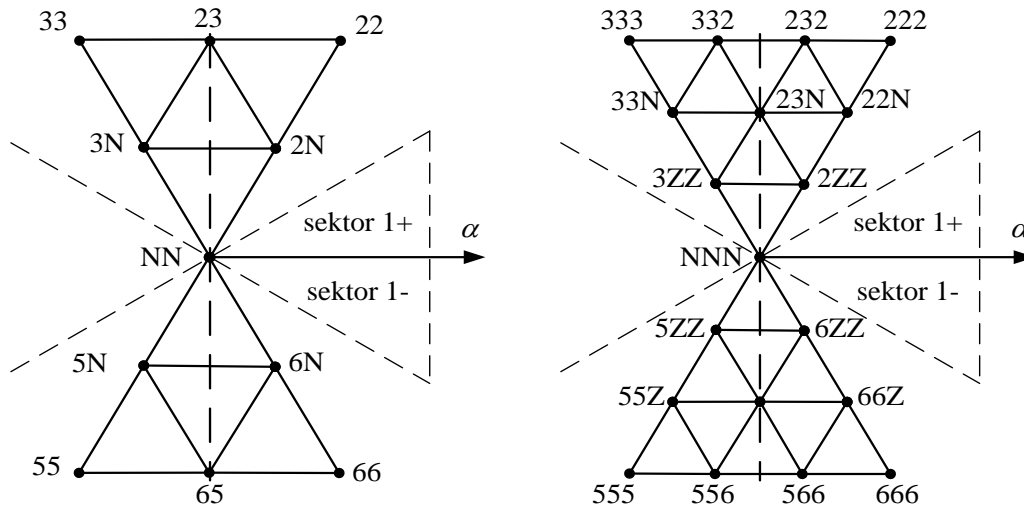
Na Sl. 3.1.7 je prikazana blok struktura konvencionalnog DTC pogona sa nezavisnom kontrolom fluksa i momenta. DTC algoritam koristi naponski inverter sa dva nivoa sa mogućnošću generisanja 8 naponskih vektora (Sl. 3.1.5). Izbor naponskog vektora određen je prekidačkom (*look-up*) tabelom (Tabela 3.1.1-3.1.2). Razlike između referentnih i estimiranih vrednosti fluksa i momenta motora uvode se u histerezisne komparatore (Sl. 3.1.3) čiji izlazi predstavljaju ulazne podatke pri izboru odgovarajućeg naponskog vektora.

Poseban deo DTC kako i bilo kog drugog algoritma vektorskog upravljanja motorom predstavlja estimacija fluksa odnosno momenta mašine o kojima je bilo više reči u poglavlju 2.3.

### 3.2. DTC sa prostornom diskretizacijom naponskih vektora

Redukcija ripla momenta kao osnovnog nedostatka ST-DTC algoritama moguća je definisanjem i primenom većeg broja naponskih vektora u  $\alpha\beta$  stacionarnoj ravni. Veliki broj različitih algoritama koji predlažu primenu višestrukih naponskih vektora može se podvesti pod dve osnovne grupe prema Sl. 2.2.2 iznetoj u poglavlju 2.2: DSVM-DTC i multilevel DTC.

Autori DSVM-DTC strukture [42] sa standardnim naponskim invertorom sa dva nivoa predlažu primenu tri naponska vektora u toku jednog proračunskog ciklusa. Trajanje primene ovih naponskih vektora podeljeno je na jednake intervale. Na ovaj način, kombinacijom ova tri naponska vektora, omogućeno je definisanje više rezultujućih naponskih vektora kojima se može uticati na intenzitet povećanja momenta u okviru jednog proračunskog ciklusa. Mreža koju formiraju vrhovi naponskih vektora u  $\alpha\beta$  stacionarnoj ravni dobijenih kombinacijom dva ili tri osnovna naponska vektora prikazana je na Sl. 3.2.1.



Sl. 3.2.1 – Definisiranje većeg broja naponskih vektora kod DSVM-DTC [42] sa kombinacijom dva (levo) i tri (desno) naponska vektora

Tako na primer, naponski vektor sa vrhom u tački „23N“ na Sl. 3.2.1 (desno) dobijen je primenom naponskih vektora  $U_2$ ,  $U_3$  i nultog vektora u jednakim intervalima u okviru jednog proračunskog ciklusa. Povećanje broja raspoloživih naponskih vektora na ovaj način i definisanje njihovog izbora zahteva podelu  $\alpha\beta$  ravni na više sektora. Izbor

odgovarajuće kombinacije naponskih vektora (rezultujućeg naponskog vektora) određen je zahtevima po fluksu i momentu uz uvažavanje brzine motora odnosno indukovane EMS. U zavisnosti od intenziteta greške po momentu, višestepenim komparatorom momenta omogućen je izbor naponskog vektora većeg ili manjeg intenziteta. Prekidačka tabela za DVI-DTC koja kombinuje tri naponska vektora u jednom prekidačkom ciklusu data je u Tabeli 3.2.1.

Tabela 3.2.1 – Prekidačka tabela za DSVM-DTC (za statorski fluks u sektoru 1) [42]

Mala vrednost EMS – sektor 1+ i sektor 1-					
$S_m \backslash S_\psi$	-2	-1	0	+1	+2
-1	555	5NN	NNN	3NN	333
+1	666	6NN	NNN	2NN	222

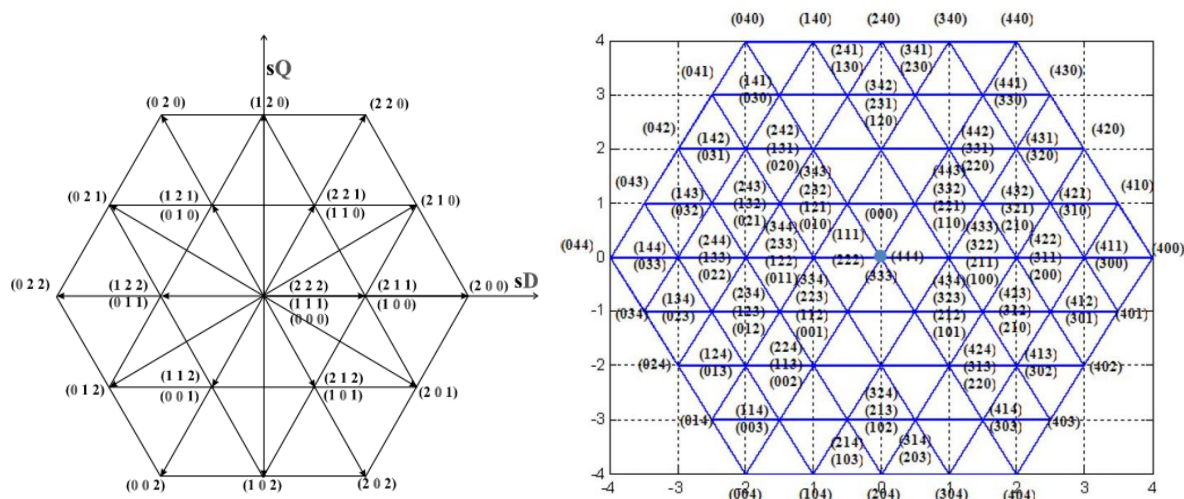
Srednja vrednost EMS – sektor 1+ i sektor 1-					
$S_m \backslash S_\psi$	-2	-1	0	+1	+2
-1	555	NNN	3NN	33N	333
+1	666	NNN	2NN	22N	222

Velika vrednost EMS – sektor 1+					
$S_m \backslash S_\psi$	-2	-1	0	+1	+2
-1	555	3NN	33N	333	333
+1	666	2NN	22N	222	222

Velika vrednost EMS – sektor 1-					
$S_m \backslash S_\psi$	-2	-1	0	+1	+2
-1	555	3NN	23N	333	333
+1	666	2NN	22N	222	222

Prekidačka tabela definisana je na takav način da pri velikim brzinama uzima naponske vektore koji će kompenzovati uticaj indukovane EMS. Svaka promena u broju primenjenih naponskih vektora u toku jednog ciklusa zahteva odgovarajuću izmenu prekidačke tabele. Ukoliko se broj primenjenih naponskih vektora promeni samo za jedan, nije moguće jednostavno proširenje prekidačke tabele već njeno ponovno formiranje kako bi se omogućio izbor odgovarajućeg naponskog vektora. Pored toga, povećanje broja primenjenih naponskih vektora na ovaj način dovodi do potrebe povećanja vremena trajanja proračunskog ciklusa. Produženje vremena trajanja proračuna je neophodno kako ne bi došlo do previsoke prekidačke frekvencije pri kombinaciji većeg broja osnovnih naponskih vektora. Produženje proračunskog vremena dalje degradira performanse pogona u pogledu brzine regulacije odnosno njenog propusnog opsega. Iz navedenih razloga, kod ovog metoda ne praktikuje se primena više od tri naponska vektora u toku jednog proračunskog ciklusa.

Prostorna diskretizacija naponskih vektora može biti omogućena i primenom invertora sa više nivoa. Mreža naponskih vektora dobijenih sa naponskim invertorom sa 3 i 5 nivoa prikazana je na Sl. 3.2.2.



Sl. 3.2.2 – Mreža naponskih vektora kod invertora sa 3 [86] i 5 [91] naponskih nivoa

Sa povećanjem broja naponskih nivoa invertora, progresivno se povećava broj raspoloživih naponskih vektora. Uvođenje *multilevel* invertora doprinosi smanjenju napregnutosti izolacije statorskih namotaja pri radu motora. Takođe, sa povećanjem broja naponskih nivoa izlazni napon invertora približava se sinusoidalnom obliku uz manje visokofrekventnih harmoničkih komponenti. Ipak, pored ovih dobrih osobina postoje i nedostaci kao što su složene upravljačke tabele kod ST-DTC algoritama, problemi pri dopunjavanju naponskih ćelija i drugo, već diskutovano u poglavlju 1.2.

U sledećem poglavlju predložen je jednostavan ST-DTC algoritam koji nastoji da izbegne navedene nedostatke analiziranih DTC algoritama i omogući značajnu redukciju ripla momenta.

## 4. Direktna kontrola momenta sa višestrukim naponskim vektorima

Konvencionalna DTC pokazala je izuzetno dobre osobine koje se tiču dinamičkih karakteristika pogona odnosno brzine odziva momenta. Ova osobina je posledica upotrebe maksimalnih intenziteta raspoloživih naponskih vektora, odnosno maksimalnog napona invertora. Ipak, nelinearni histerezisni komparatori uz upotrebu prekidačke tabele za izbor naponskog vektora doveli su do promenljive prekidačke frekvencije pri radu pogona. Ovaj problem naročito je bio izražen pri startu, a dalje je prekidačka frekvencija zavisila od brzine motora. Osim promenljive prekidačke frekvencije, veliki problem predstavljao je i ripl momenta koji je posledica upotrebe osnovnih naponskih vektora standardnog naponskog invertora.

U pregledu literature u poglavlju 1.2 navedeno je više načina za rešavanje ovih problema. Jedan pravac u rešavanju ovog pitanja upućuje na upotrebu kontinualnih naponskih vektora. Istovremeno, rešavanje problema ripla momenta zadržavanjem upotrebe diskretnih naponskih vektora i prekidačke tabele odvija se sledećim pravcima: prostornom diskretizacijom naponskih vektora u  $\alpha\beta$  ravni, upotreba invertora sa više nivoa kod standardne mašine i upotreba višefaznih mašina sa odgovarajućim invertorskim strukturama. Povećanje broja raspoloživih aktivnih naponskih vektora predstavlja zajednički činilac u sva tri navedena pravca. Upotrebom naponskih vektora sa više različitih pravaca ili intenziteta, omogućen je pomeraj vektora statorskog fluksa sa većom rezolucijom, što rezultuje njegovim manjim riplom kao i manjim riplom momenta mašine. Mogućnost izbora većeg broja aktivnih naponskih vektora kod ST-DTC algoritama sa sobom povlači definisanje složenije prekidačke tabele. Složenost prekidačke tabele izuzetno se komplikuje sa povećanjem broja naponskih vektora koji se koriste u algoritmu. Iz tog razloga se pri upotrebi *multilevel* invertora kod DTC kao i kod DSVM-DTC metode, opisane u prethodnom poglavlju, izbegava definisanje prekidačke tabele za invertore sa više od 3 naponska nivoa. U ovakvim slučajevima presudno je iznalaženje kompromisa u pogledu stepena redukcije ripla momenta i složenosti upravljačke strukture samog DTC algoritma.

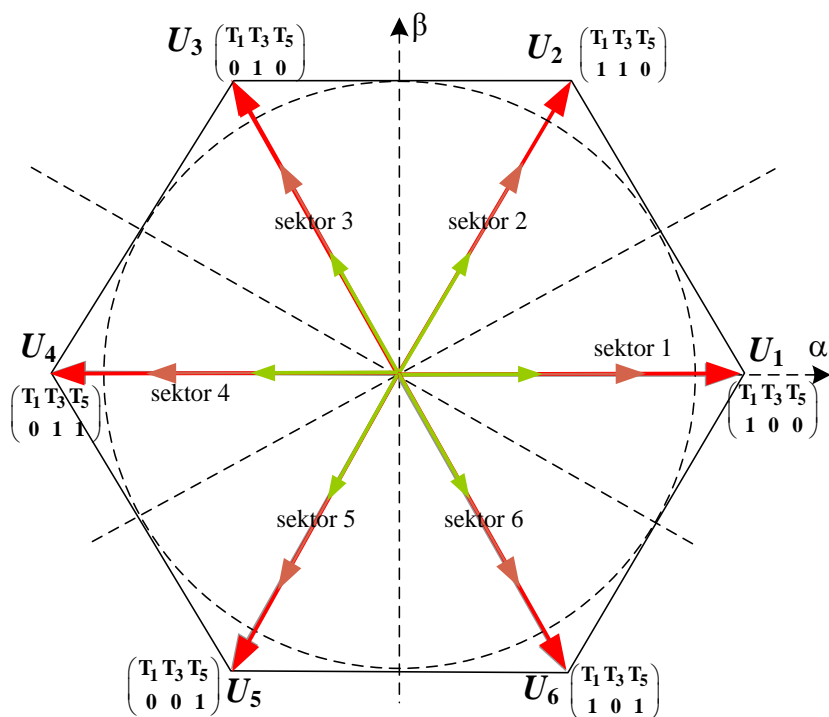
U cilju smanjenja ripla momenta upotrebom većeg broja naponskih vektora, a uz zadržavanje jednostavnosti algoritma upravljanja u nastavku je predložen modifikovan

algoritam DTC. Predloženi DTC algoritam bazira se na višestrukim naponskim vektorima i zadržava osnovnu prekidačku tabelu karakterističnu za konvencionalnu DTC. Predloženi algoritam teži da znatno redukuje ripl momenta definisanjem diskretizovanih naponskih intenziteta i očuva jednostavnost, brzinu proračuna i dobre dinamičke karakteristike konvencionalne DTC.

#### **4.1. Primena naponskih vektora diskretizovanih intenziteta DVI-DTC**

Struktura standardnog naponskog invertora sa dva nivoa (Sl. 2.4.2) kombinacijom stanja svojih prekidačkih elemenata obezbeđuje šest aktivnih naponskih vektora istog intenziteta međusobno pomenih za  $\pi/3$  kao što je opisano u poglavlju 2.4. Stanja prekidačkih elemenata ovih invertora kod konvencionalne DTC nepromenljiva su u toku celog prekidačkog ciklusa  $T_s$ . Ukoliko bi pri generisanju naponskog vektora koristili PWM jedinicu digitalnog procesora moguće bi bilo definisati različite intenzitete aktivnih naponskih vektora u  $\alpha\beta$  ravni. Kako bi se izbegli navedeni problemi koji karakterišu DSV-DTC metodu [42], biće korišćena impulsno širinska modulacija osnovnih naponskih vektora invertora. Drugim rečima, predlog se temelji na definisanju različitih intenziteta šest osnovnih aktivnih naponskih vektora invertora impulsno širinskom modulacijom kao što je prikazano na Sl. 4.1.1.

Uvođenjem impulsno širinske modulacije i određivanjem ispunje PWM ciklusa omogućeno je definisanje proizvoljnog broja intenziteta naponskog vektora bez upotrebe invertora sa više naponskih nivoa ili kombinacije više osnovnih naponskih vektora. Na ovaj način, broj mogućih naponskih vektora praktično je ograničen karakteristikama brojačkog modula procesora i njegovom taktom frekvencijom. Definisanje nekoliko intenziteta naponskih vektora u svakom od šest osnovnih pravaca predloženo je u cilju zadržavanja jednostavnosti izbora naponskog vektora koji karakteriše konvencionalnu DTC. Ovakav pristup omogućava zadržavanje standardne prekidačke tabele (Tabela 3.1.1-3.1.2) pri izboru pravca naponskog vektora.

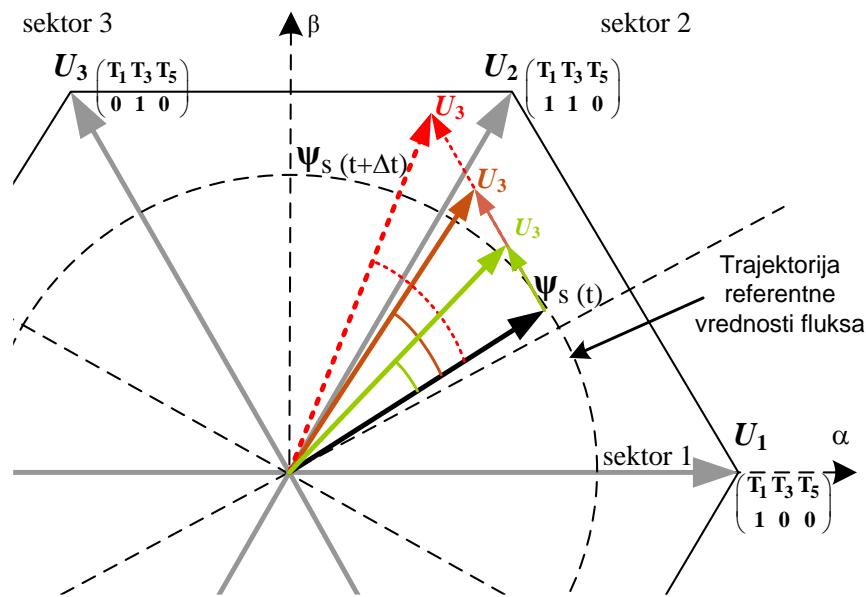


Sl. 4.1.1 - Definisane više (tri) intenziteta osnovnog naponskog vektora

Sam inkrement momenta u okviru vremena  $T_s = \Delta t$  zavisi od inkrementa ugla statorskog fluksa i promene njegovog intenziteta. Promena intenziteta statorskog fluksa je vrlo mala i ograničena je opsegom histerezisnog komparatora tako da ima veoma mali uticaj na inkrement momenta. Promena između trenutnog ugla i ugla vektora fluksa statora u sledećem trenutku odmeravanja u najvećoj meri definiše vrednost inkrementa momenta u okviru vremena  $\Delta t$ . Iz tog razloga intenzitet i pravac primenjenog naponskog vektora ima bitnu ulogu određivanju položaja fluksa statora u sledećem trenutku  $t + \Delta t$ .

Neka se vektor statorskog fluksa u trenutku  $t$  nalazi u sektoru 2 kao na slici Sl. 4.1.2. Ukoliko su aktivni zahtevi za povećanjem fluksa i momenta, naponski vektor  $U_3$  treba da bude primenjen u sledećem trenutku kako bi se ispunili definisani zahtevi. Primenom različitog intenziteta naponskog vektora  $U_3$  moguće je obezbediti različit pomeraj vektora statorskog fluksa u okviru vremena  $\Delta t$ . Rezultujući vektor fluksa u trenutku  $t + \Delta t$  zauzima različite vrednosti ugla čime je omogućen veći ili manji inkrement fluksa odnosno momenta kao što je prikazano na slici Sl. 4.1.2.

Definisanje intenziteta naponskih vektora može biti proizvoljno. U ovom radu je predložena podela naponskog vektora najvećeg intenziteta na jednake delove. Tako, ukoliko se žele definisati 3 intenziteta naponskih vektora, oni će uzeti vrednosti od 33%, 66% i 100% od naponskog vektora najvećeg intenziteta.



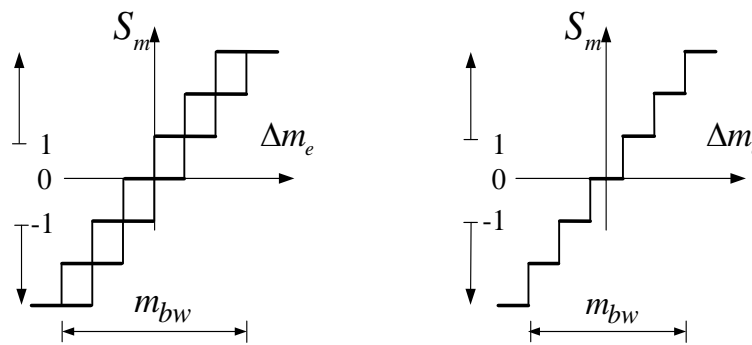
Sl. 4.1.2. - Promena statorskog fluksa za različite intenzitete naponskog vektora

Na ovaj način, u zavisnosti od intenziteta greške po momentu, moguće je izabrati odgovarajući naponski vektor koji će biti primenjen u sledećem trenutku. Iz tog razloga konvencionalni trostepeni histerezisni komparator momenta mora biti modifikovan i proširen. Kako bi uvažili grešku po momentu u zavisnosti od broja raspoloživih intenziteta naponskih vektora potrebno je definisati komparator sa odgovarajućim brojem nivoa.

## 4.2. Primena višestepenog komparatora po momentu

Kod konvencionalnog histerezisnog komparatora momenta sa tri nivoa (stepena) (Sl. 3.1.3) izlazna stanja su zahtevi za primenom aktivnog naponskog vektora koji će povećati ili smanjiti moment, ili nultog naponskog vektora koji treba da zadrži trenutnu vrednost momenta odnosno fluksa. Kod mogućnosti izbora više naponskih vektora koji imaju isti cilj za povećanjem ili smanjenjem momenta potrebno je definisati uslove za izbor odgovarajućeg naponskog vektora u zavisnosti od intenziteta greške po momentu. Ukoliko su, na primer, na raspolaganju tri aktivna naponska vektora istog pravca potrebno je definisati sedmostepeni komparator momenta. Ovaj komparator može biti histerezisnog (Sl. 4.2.1 (levo)) ili nehisterezisnog tipa (Sl. 4.2.1 (desno)).





Sl. 4.2.1 – Sedmostepeni histerezisni i nehisterezisni komparator momenta

Ovako definisan komparator obezbeđuje odgovarajući izbor intenziteta naponskog vektora u zavisnosti od greške po momentu. Za velike vrednosti greške po momentu bira se naponski vektor najvećeg intenziteta. Ovim je očuvan brz odziv momenta, odnosno sačuvane su dobre dinamičke karakteristike pogona. Ukoliko su greške po momentu manje, bira se odgovarajući naponski vektor manjeg intenziteta.

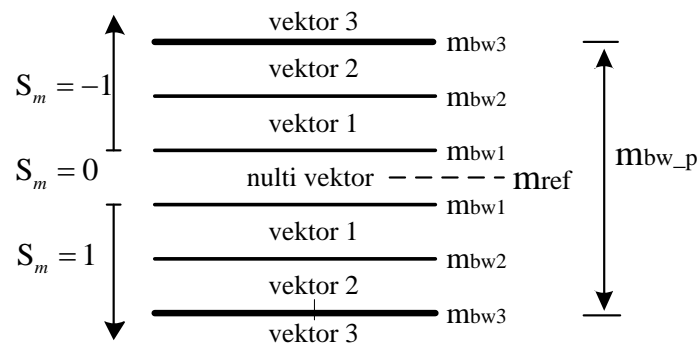
Imajući na umu to da broj definisanih naponskih vektora može biti dosta veliki (teorijski njihov broj je ograničen samo rezolucijom brojača DSP procesora) opravdanost komparatora histerezisnog tipa se dovodi u pitanje. Naime, s obzirom na to da je uvođenjem PWM prekidačka frekvencija konstantna, histerezisni efekat na granicama nivoa komparatora gubi smisao. Intenzitet odabranog naponskog vektora treba da odgovara opsegu u kome se nalazi greška momenta pa se intenzitet vektora može menjati brže (između susednih vrednosti) bez histerezisnog efekta komparatora. Ovo je naročito bitno pri postojanju većeg broja raspoloživih naponskih vektora odnosno većeg broja nivoa komparatora momenta. Povećavanjem broja nivoa komparatora i raspoloživih naponskih vektora na ovaj način, funkcionisanje opisanog regulatora momenta približava se principu rada linearnog regulatora, odnosno kontinualnoj regulaciji napona. Takođe, povećanjem broja naponskih vektora smanjuje se razlika između njihovih međusobnih intenziteta pa je i ripl momenta moguće značajno redukovati. Na ovaj način otvorena je mogućnost definisanja povoljnog broja raspoloživih naponskih vektora koji će zadovoljiti zahteve za dozvoljenim riplom momenta.

Kod konvencionalne DTC regulacija momenta realizovana je histerezisnim komparatorom sa tri nivoa (Sl. 3.1.3) širine  $m_{bw\_c}$ . Širina odgovarajućeg komparatora momenta kod predložene DTC strukture sa više nivoa  $m_{bw\_p}$  može biti računata na sledeći način:

$$m_{bw\_p} = \frac{m_{bw\_c}}{3} \cdot n = \frac{m_{bw\_c}}{3} \cdot (2 \cdot i + 1) \quad (4.2.1)$$

gde je  $n$  – broj nivoa komparatora momenta, a  $i$  – broj intenziteta naponskih vektora kod predložene DTC strukture.

Komparator momenta sa više nivoa definisan na ovaj način mogao bi da se predstavi sa Sl. 4.2.2.



Sl. 4.2.2 – Višestepeni komparator momenta

Bitna karakteristika predložene upravljačke strukture predstavlja rasporezanje izbora pravca i izbora intenziteta naponskog vektora. Ova osobina omogućava zadržavanje konvencionalne prekidačke tabele zadužene za izbor pravca dok je za izbor intenziteta naponskog vektora odgovoran višestepeni komparator momenta. Na ovaj način, u cilju dalje redukcije ripla, moguće je jednostavno proširenje regulacione strukture na veći broj raspoloživih naponskih intenziteta čime se menja samo komparator momenta. Štaviše, ovu modifikaciju algoritma sa povećanjem broja naponskih vektora moguće je automatizovati u zavisnosti od broja željenih naponskih intenziteta. Automatizacija treba da obezbedi rešavanje dva zadatka: i) definisanje potrebnih diskretizovanih naponskih intenziteta; ii) odgovarajuća modifikacija komparatora momenta.

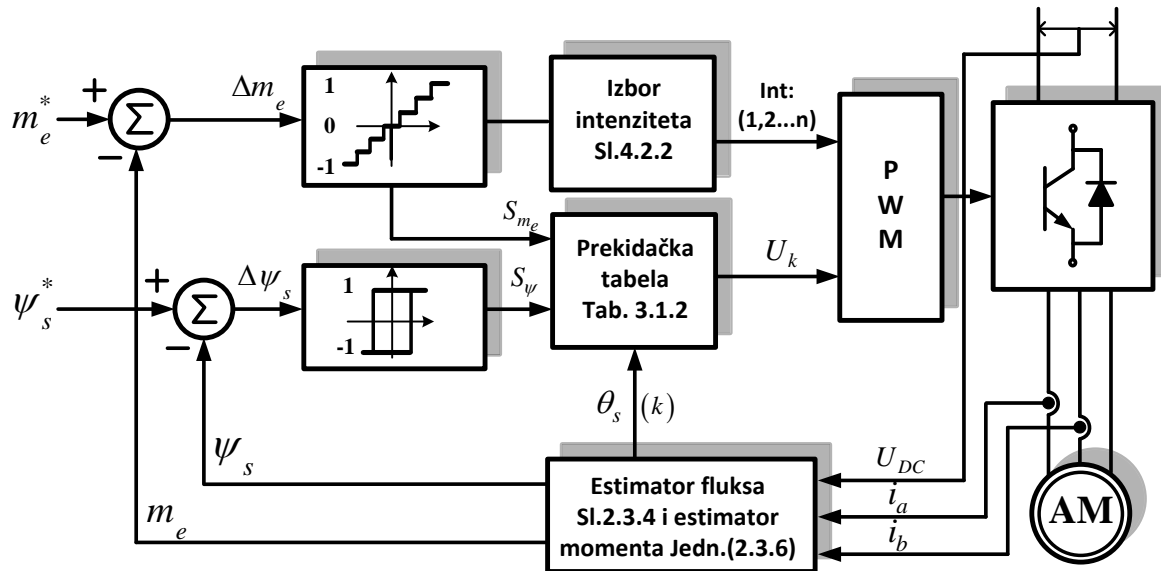
Ukoliko, na primer, predloženi DTC algoritam treba da raspolaze sa  $i=5$  intenziteta naponskih vektora u svih šest pravaca automatizacija navedena dva zadatka svode se na:

- i) Definisanje diskretizovanih intenziteta naponskih vektora. Ovo se može realizovati deljenjem maksimalnog naponskog vektora (odnosno njegove PWM ispunje) na 5 jednakih delova. Time bi na raspolaganju bili vektori intenziteta od: 0%, 20%, 40%, 60%, 80% i 100% od intenziteta maksimalnog naponskog vektora;

- ii) Definisavanje odgovarajućeg komparatora momenta. Ovaj komparator moguće je dobiti na sličan način. Širinu komparatora momenta  $m_{bw\_p}$  (određenu jedn. (4.2.1)) potrebno je podeliti na  $2 \cdot i - 1 = 9$  delova čime bi se definisale granice svakog od nivoa unutar komparatora ( $m_{bwi}$ ). Svaki od ovih nivoa odgovarao bi jednom od 5 definisanih intenziteta naponskih vektora.

Na ovaj način, adaptacija algoritma u zavisnosti od promene broja potrebnih naponskih vektora je jednostavna i brza. Izbegnute su komplikacije vezane za definisanje novih prekidačkih (*look up*) tabela čija složenost zavisi od broja raspoloživih naponskih vektora i koje nije moguće jednostavno proširiti sa promenom broja naponskih vektora. Takođe, sa povećanjem broja diskretizovanih naponskih intenziteta i nivoa komparatora momenta, izrazito nelinearna priroda regulacije momenta (kod konvencionalne DTC) sve više se približava linearnoj regulaciji (za  $n \rightarrow \infty$ ). Predloženi algoritam otvara mogućnost automatskog reorganizovanja u zavisnosti od broja željenih naponskih intenziteta. Ova osobina predloženog algoritma pokazuje svoje dobre osobine u slučajevima kada korisnik želi prilagoditi pogon zahtevima u pogledu redukcije ripla momenta. Ukoliko funkcionisanje DTC pogona rezultuje velikim riplom momenta, jednostavnim povećanjem broja željenih naponskih vektora moguće je dovesti ripl momenta u zadovoljavajuće granice. Time je dobijen jednostavan algoritam DTC sa malim proračunskim vremenom i sposobnošću odgovarajuće redukcije ripla momenta u zavisnosti od broja primenjenih diskretizovanih naponskih intenziteta.

Na osnovu prikazanog, predloženi algoritam sa diskretnim naponskim intenzitetima DVI-DTC (eng. *Discretized Voltage Intesities* DTC) i komparatorom momenta sa više nivoa može se predstaviti blok dijagramom na Sl. 4.2.3.

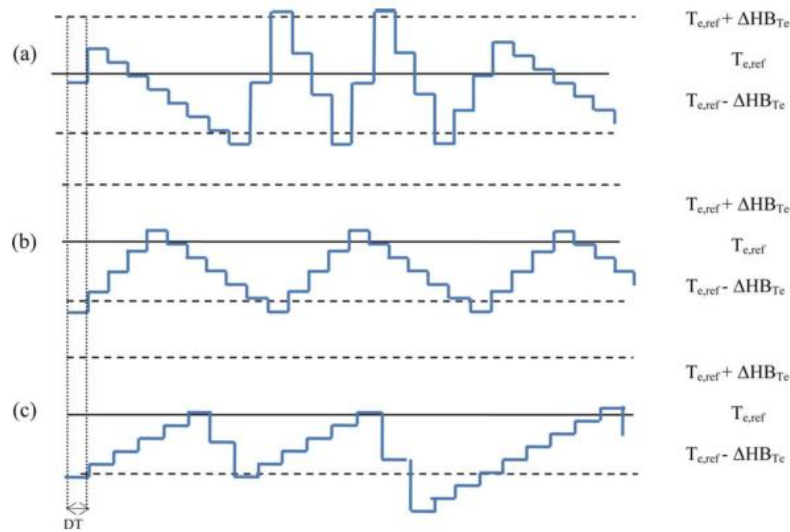


Sl. 4.2.3 – Blok dijagram regulacione strukture predloženog DVI-DTC algoritma

### 4.3. Uticaj brzine motora na inkremente momenta u riplu momenta

Intenzitet inkrementa momenta, odnosno njegova strmina (stepen promene) u okviru jednog prekidačkog ciklusa direktno zavisi od intenziteta primenjenog naponskog vektora. Inkrement momenta takođe varira i u zavisnosti od položaja fluksa u okviru sektora odnosno ugla između izabranog naponskog vektora i vektora statorskog fluksa. Tako, na primer, za izabrani naponski vektor jednog smera inkrement momenta biće različit za položaje statorskog fluksa na početku i na kraju sektora. Ipak, ove varijacije inkrementa momenta su manje u poređenju sa uticajem intenziteta naponskog vektora na inkrement momenta u okviru vremena  $\Delta t$  ( $T_s$ ).

Na intenzitet inkrementa momenta, pored intenziteta naponskog vektora, veoma utiče i brzina obrtanja motora  $\omega$ , odnosno indukovana elektromotorna sila (EMS). Indukovana EMS pomaže naponu da ostvari veću ili manju brzinu promene statorske struje u zavisnosti od njenog smera odnosno smera obrtanja motora. Ovaj efekat doprinosi da inkreменти momenta budu veći ili manji u zavisnosti od brzine obrtanja motora čime se moment u okviru granica komparatora menja na način kao što je prikazano na Sl. 4.3.1.



Sl. 4.3.1 – Uticaj brzine obrtanja motora na inkremente momenta kod DTC [122] pri:  
 a) malim brzinama, b) srednjim brzinama, c) velikim brzinama

Usled vremenske diskretizacije u upravljanju i efekta indukovane EMS dešava se da moment napušta granice komparatora momenta što govori da vrednost ripla momenta nije tačno određena granicama komparatora momenta. Naime, priroda histerezisnog komparatora i intenzitet inkrementa momenta u zavisnosti od brzine mogu dovesti do većih ili manjih pulsacija momenta u okviru opsega komparatora pa čak i napuštanje njegovih granica usled relativno velikog vremena između dva uzastopna trenutka odmeravanja. Ovaj efekat moguće je potisnuti smanjenjem trajanja proračunskog ciklusa algoritma [122]. S druge strane, smanjenje vremena trajanja proračunskog ciklusa  $\Delta t$  često nije jednostavno i zavisi od složenosti samog algoritma kao i od proračunske moći digitalnog procesora.

### **Analiza uticaja brzine - indukovane elektromotorne sile na inkremente momenta**

Uz pomoć matematičkog modela asinhronne mašine iznetog u poglavlju 2.1, moguće je doći do analitičkih izraza za ripl momenta u okviru posmatranog vremena  $\Delta t$ . Polazeći od jednačina (2.1.35) u stacionarnom  $\alpha\beta$  koordinatnom sistemu, moguće je doći do relacija koji definišu promenu (inkrement) momenta motora u toku vremena  $T_s = \Delta t$  [41], [44], [49].

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_s &= R_s \mathbf{i}_s + \frac{d\boldsymbol{\Psi}_s}{dt} = \frac{R_s}{L_s} \boldsymbol{\Psi}_s - \frac{R_s L_m}{L_s L_r} \boldsymbol{\Psi}_r + \frac{d\boldsymbol{\Psi}_s}{dt} \\ \mathbf{u}_r &= R_r \mathbf{i}_r + \frac{d\boldsymbol{\Psi}_r}{dt} - j\omega \boldsymbol{\Psi}_r = \frac{R_r}{L_r} \boldsymbol{\Psi}_r - \frac{R_r L_m}{L_r L_s} \boldsymbol{\Psi}_s + \frac{d\boldsymbol{\Psi}_r}{dt} - j\omega \boldsymbol{\Psi}_r \end{aligned} \quad (4.3.1)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \boldsymbol{\Psi}_s &= -\frac{1}{\sigma T_s} \boldsymbol{\Psi}_s + \frac{L_m}{\sigma T_s L_r} \boldsymbol{\Psi}_r + \mathbf{u}_s \\ \frac{d}{dt} \boldsymbol{\Psi}_r &= -\frac{1}{\sigma T_r} \boldsymbol{\Psi}_r + \frac{L_m}{\sigma T_r L_s} \boldsymbol{\Psi}_s + j\omega \boldsymbol{\Psi}_r \end{aligned} \quad (4.3.2)$$

Diskretizacijom jednačina (4.3.2) dobija se set jednačina (4.3.3)-(4.3.4) koje opisuju promenu statorskog i rotorskog fluksa:

$$\Rightarrow \boldsymbol{\Psi}_s(t + \Delta t) = \boldsymbol{\Psi}_s(t) + \left( -\frac{1}{\sigma T_s} \boldsymbol{\Psi}_s(t) + \frac{L_m}{\sigma T_s L_r} \boldsymbol{\Psi}_r(t) + \mathbf{u}_s(t) \right) \cdot \Delta t \quad (4.3.3)$$

$$\Rightarrow \boldsymbol{\Psi}_r(t + \Delta t) = \boldsymbol{\Psi}_r(t) + \left( -\frac{1}{\sigma T_r} \boldsymbol{\Psi}_r(t) + \frac{L_m}{\sigma T_r L_s} \boldsymbol{\Psi}_s(t) + j\omega \boldsymbol{\Psi}_r(t) \right) \cdot \Delta t \quad (4.3.4)$$

Korišćenjem jednačina (4.3.3)-(4.3.4) u izrazu za moment (3.1.1) dobija se sledeći izraz:

$$\Delta m_e(t + \Delta t) = \frac{3}{2} p \cdot \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \cdot \boldsymbol{\Psi}_s(t + \Delta t) \cdot j\boldsymbol{\Psi}_r(t + \Delta t) \quad (4.3.5)$$

Rešavanje seta jednačina (4.3.3)-(4.3.5) rezultuje izrazom za moment (4.3.5) koji je moguće prikazati u formi jednakosti (4.3.6)-(4.3.8):

$$m_e(t + \Delta t) = m_e(t) + \Delta m_{e1}(t) + \Delta m_{e2}(t), \quad (4.3.6)$$

gde su:

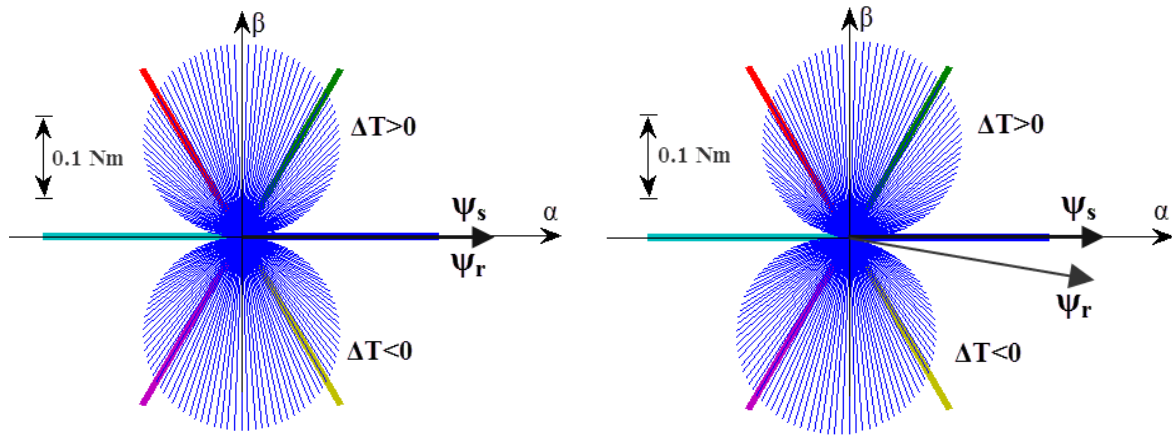
$$\Delta m_{e1}(t) = -m_e(t) \left( \frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) \frac{\Delta t}{\sigma} \quad (4.3.7)$$

$$\Delta m_{e2}(t) = \frac{3}{2} p \frac{M}{\sigma L_s L_r} \left[ (\mathbf{u}_s(t) - j\omega(t) \boldsymbol{\Psi}_s(t)) \cdot j\boldsymbol{\Psi}_r(t) \right] \Delta t \quad (4.3.8)$$

Izraz za vrednost momenta u sledećem trenutku odmeravanja  $t+\Delta t$  (4.3.6) sastoji se od tri člana. Prvi član predstavlja vrednost momenta u trenutku  $t$  dok drugi (4.3.7) i treći (4.3.8) član predstavljaju promenu momenta u okviru vremena  $\Delta t$ . Drugi član (4.3.7) predstavlja promenu odnosno slabljenje momenta koje zavisi od parametara motora. Parametar motora koji u najvišoj meri utiče na slabljenje momenta je statorska otpornost (pad napona na statorskoj otpornosti). Treći član (4.3.8) predstavlja promenu momenta uzrokovanu naponom primenjenim na statorske krajeve motora i uticajem indukovane EMS. Iz jednakosti (4.3.8) jasno je da vrednost indukovane EMS smanjuje vrednost napona koji razvija elektromagnetni moment motora i time direktno utiče na vrednost inkrementa momenta u toku vremena  $\Delta t$ . Tačnije rečeno indukovana EMS će slabiti vrednost inkrementa momenta samo kada znak brzine motora odgovara znaku momenta tj. kada je mašina u motornom režimu rada. U trenucima kada se znak brzine motora ne slaže sa znakom momenta (generatorski režim) indukovana EMS povećava brzinu promene momenta.

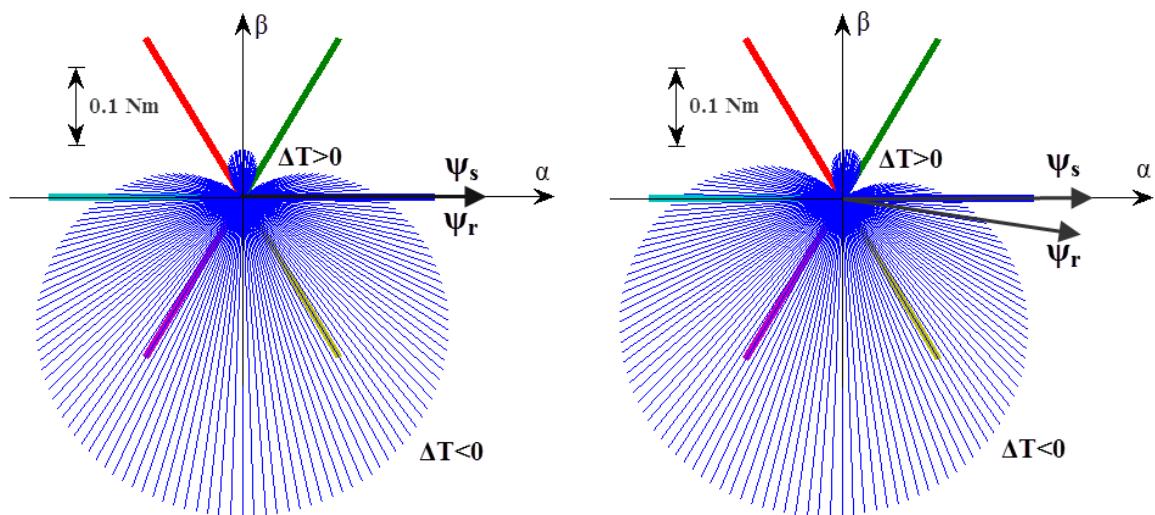
Da bi uticaj ovog efekta bio jasnije uočljiv, izvršeno je računanje inkrementa momenta koristeći jednakosti (4.3.6)-(4.3.8) za različite vrednosti statorskog napona u  $\alpha\beta$  ravni. Rezultati proračuna prikazani su grafički na Sl. 4.3.2. Podaci motora koji je korišćen u računskom primeru dati su u prilogima u poglavlju 8. U računu su korišćene naznačene vrednosti motora sa natpisne pločice.

Na Sl. 4.3.2 prikazani su grafici koji definišu intenzitet inkrementa momenta u zavisnosti od primenjenog naponskog vektora. Dužine tankih linija koje svojim rasporedom definišu dva kruga koja se susreću u koordinatnom početku predstavljaju intenzitete inkremenata momenta u toku vremena  $\Delta t$  ukoliko je primenjen naponski vektor punog intenziteta datog pravca. Pune linije sa pravcima šest osnovnih naponskih vektora predstavljaju rezultujuće, maksimalne inkremente momenta. Maksimalan inkrement momenta ima se pri primeni punog naponskog vektora kada je ortogonalan na vektor rotorskog fluksa. S obzirom na to da se u ovoj analizi statorski fluks nalazi u  $\alpha$  osi jasno je da se najveći inkrement momenta ima pri primeni naponskog vektora koji leži u  $\beta$  osi stacionarnog koordinatnog sistema (Sl. 4.3.2(levo) – intenzitet inkrementa momenta za naponski vektor u  $\beta$  osi odgovara intenzitetu inkrementa momenta predstavljenih punim linijama u šest odnovnih pravaca). Sa porastom opterećenja motora ovaj ugao se blago menja i prati ugao opterećenja odnosno ugao između statorskog i rotorskog fluksa (Sl. 4.3.2 (desno)).



Sl. 4.3.2 – Inkrementi momenta u zavisnosti od pravca primenjenog naponskog vektora pri brzini obrtanja  $\omega = 0$  r.j., u praznom hodu (levo) i pri naznačenom opterećenju (desno)

Sa porastom brzine motora uticaj indukovane elektromotorne sile postaje veoma izražen kao što se vidi sa Sl. 4.3.3 dobijene pri istoj računskoj analizi. Izbor naponskih vektora koji obezbeđuju pozitivne inkremente momenta je veoma redukovan, a pozitivne promene (inkrementi) momenta su vrlo malog intenziteta. Istovremeno, negativne promene momenta su dosta veće jer smer indukovane EMS u ovom slučaju pomaže smanjenje momenta motora u okviru vremena  $\Delta t$ .



Sl. 4.3.3 - Inkrementi momenta u zavisnosti od pravca primenjenog naponskog vektora pri brzini obrtanja  $\omega = 1$  r.j u praznom hodu (levo) i pri naznačenom opterećenju (desno)



Usled ovog efekta kod ST-DTC metoda bez regulacionih PI struktura dolazi do greške momenta u stacionarnom stanju odnosno do toga da srednja vrednost momenta ima vrednost manju od referentne. Intenzitet ove statičke greške direktno zavisi od indukovane elektromotorne sile odnosno od brzine motora.

### **Kompenzacija uticaja indukovane elektromotorne sile**

Stacionarna greška momenta kod ST-DTC algoritama predstavlja ozbiljan nedostatak ukoliko elektromotorni pogon zahteva samo regulaciju po momentu kao izlaznoj veličini sistema. U najvećem broju slučajeva kod elektromotornih pogona se zahteva regulacija brzine ili pozicije čije su regulacione strukture nadređene regulatoru momenta. Na taj način elektromotorni pogon ostvaruje brzinsku odnosno pozicionu regulaciju bez statičke greške zahvaljujući integralnom dejstvu nadređenih regulatora.

Uticaj indukovane EMS odnosno brzine obrtanja motora na inkremente momenta izložen je u prethodnom delu. Kako bi stepen redukcije ripla momenta u zavisnosti od broja primenjenih intenziteta naponskih vektora bio pravilno određen potrebno je eliminisati uticaj indukovane EMS na intenzitet inkrementa momenta.

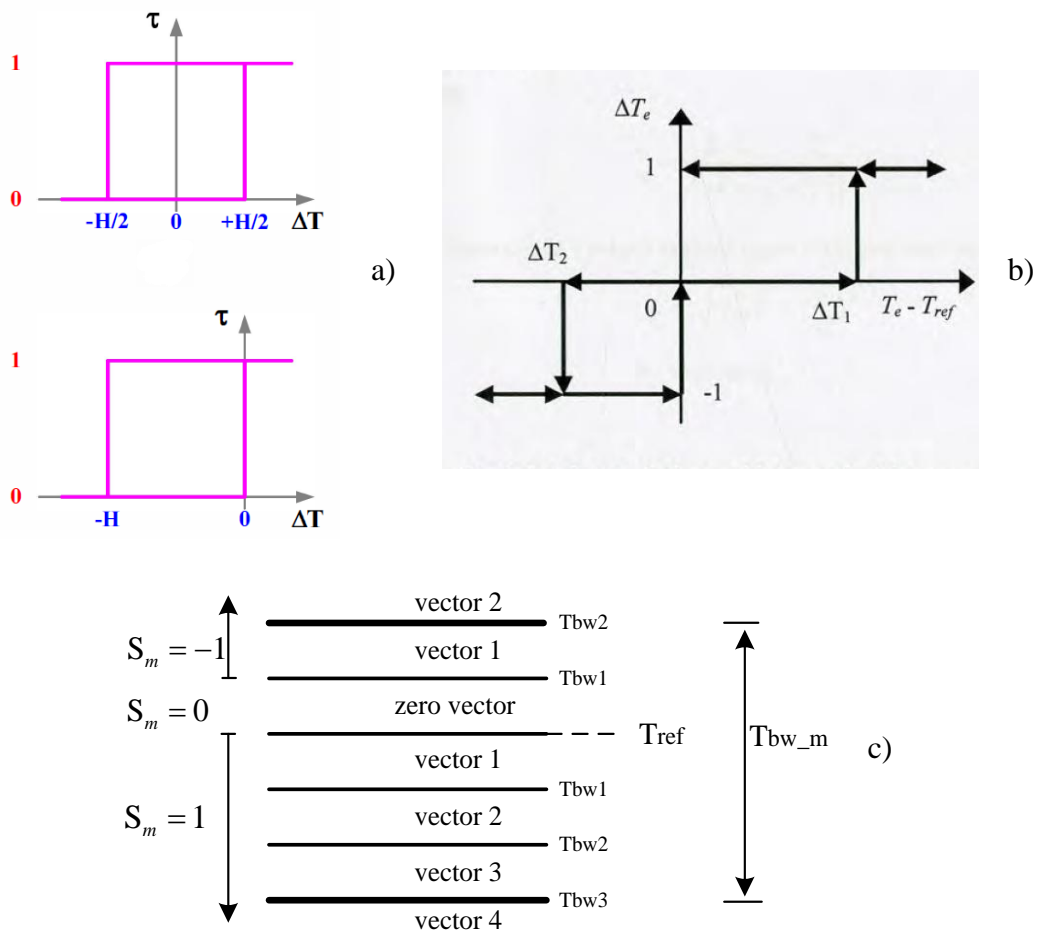
Eliminaciju negativnog uticaja indukovane EMS, odnosno eliminaciju postojanja statičke greške kod momenta, moguće je realizovati na nekoliko načina:

- Definisanjem nesimetričnog komparatora momenta [35], [125];
- Povećanjem intenziteta izabranog naponskog vektora u zavisnosti od brzine (definisanje brzinskog komparatora) [42];
- Injekcijom tačne vrednosti napona koji odgovara indukovanoj EMS [158].

Jedan od načina da se ublaži efekat indukovane EMS je definisanje nesimetričnog komparatora momenta kao što je to slučaj u [35], [125]. Granice komparatora sa više nivoa pomerene su na taj način da je uvažen uticaj brzine.

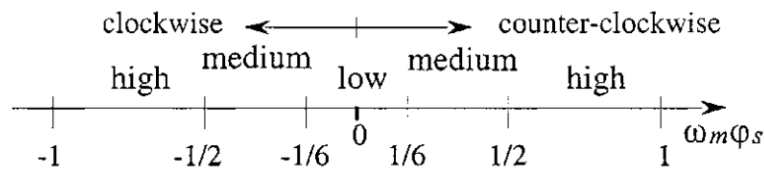
Upotrebom nesimetričnog komparatora obezbeđena je primena naponskog vektora većeg intenziteta ukoliko je estimirani moment manji od referentne vrednosti. Ukoliko pri istoj vrednosti greške momenta, estimirani moment ima vrednost veću od referentne, bira se naponski vektor manjeg intenziteta. Na ovaj način, negativan uticaj EMS može biti eliminisan samo za neke vrednosti brzine [125]. Ukoliko granice nesimetričnog komparatora nisu adaptivne po brzini statička greška momenta uspešno je eliminisana samo pri određenoj vrednosti brzine motora koja zavisi od ofseta granica komparatora. Pri brzini većoj ili manjoj od ove vrednosti opet dolazi do pozitivne ili negativne statičke

greške momenta. Kako su granice nesimetričnog komparatora momenta na Sl. 4.3.4 pomerene, pri postojanju male pozitivne vrednosti greške momenta (estimirani moment manji od referentne vrednosti) odmah dolazi do zahteva za povećanjem momenta. U slučaju postojanja male negativne vrednosti greške momenta i dalje ostaje na snazi zahtev za povećanjem momenta (Sl. 4.3.4 levo) ili nulti zahtev (Sl. 4.3.4 desno). U tom slučaju ukoliko se radi o brzinama bliskim nuli dolazi do prebačaja srednje vrednosti momenta u odnosu na njegovu referentnu vrednost odnosno pozitivne statičke greške momenta.



Sl. 4.3.4 – Nesimetrični komparatori momenta sa: a) dva nivoa [35], b) tri nivoa [159], c) sedam nivoa [125]

Definisanjem brzinskog komparatora sa odgovarajućim brojem nivoa, kao što je predloženo u [42], moguće je uvažiti uticaj brzine pri izboru naponskog vektora. Na sličan način, moguće je kod predložene DVI-DTC metode uvećati intenzitet izabranog naponskog vektora u zavisnosti od stanja definisanog brzinskog komparatora Sl. 4.3.5.



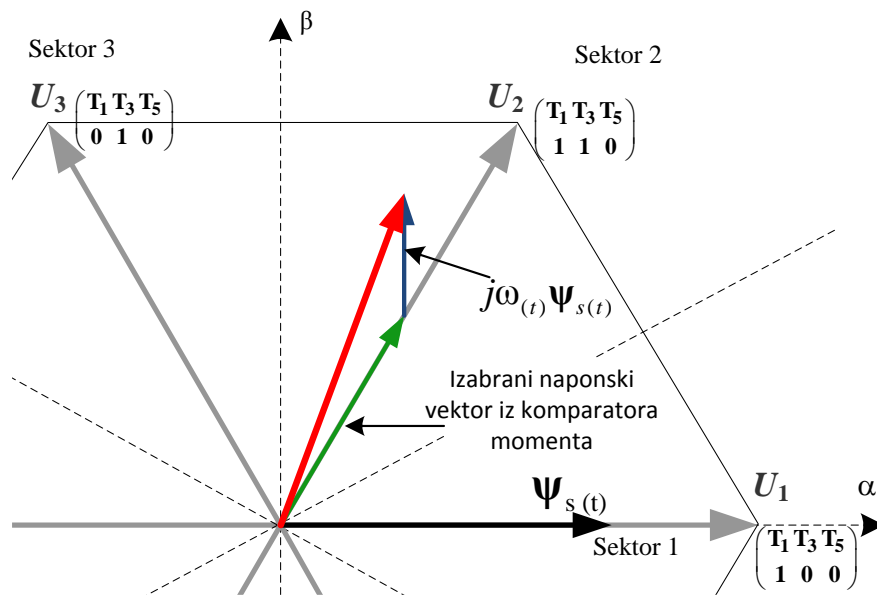
Sl. 4.3.5 – Podela opsega indukovane EMS u relativnim jedinicama [42]

Ipak, na ovaj način, uvećanjem intenziteta izabranog naponskog vektora, dolazi do povećanja ripla momenta motora jer pri visokim vrednostima brzine motora dolazi do primene maksimalnog intenziteta naponskog vektora. Ovaj metod, nije povoljan u slučajevima kada se želi odrediti stepen redukcije ripla momenta iz razloga što dovodi do varijacija intenziteta ripla momenta sa promenom brzine obrtanja motora.

Kako vrednost indukovane EMS ( $j\omega\psi_s$ ) u jednačini (4.3.8) zavisi od vrednosti brzine i komponenti statorskog fluksa u  $\alpha\beta$  koordinatnom sistemu moguće je vrlo lako izvršiti tačnu kompenzaciju EMS bez složenog proračuna. DTC algoritam već raspolaže vrednostima statorskog fluksa u  $\alpha\beta$  sistemu dobijenim iz neophodnog estimatora fluksa. Trenutna vrednost brzine u pogonu je neophodna za regulaciju brzine. Dakle, informacija o brzini u pogonu je takođe u najvećem broju slučajeva poznata bilo da je dobijena direktnom upotrebom davača brzine ili implementacijom neke od *sensorless* metoda estimacije brzine. U tom slučaju moguće je jednostavno dobiti vrednosti  $\alpha\beta$  komponenti dodatog napona koji bi eliminisao uticaj indukovane EMS iz jednačine (4.3.8). Rezultujući napon koji treba primeniti definisan je jednačinom (4.3.9):

$$\begin{aligned}
 \mathbf{u}_{s\text{ novo}} &= \mathbf{u}_s + \mathbf{u}_{\text{dod.}} \\
 &= \mathbf{u}_s + j\omega\psi_s = u_{\alpha s} + ju_{\beta s} + j\omega(\psi_{\alpha s} + j\psi_{\beta s}) \\
 &= \underbrace{u_{\alpha s} - \omega\psi_{\beta s}}_{\text{Re}(\mathbf{u}_{s\text{ novo}})} + j\underbrace{(u_{\beta s} + \omega\psi_{\alpha s})}_{\text{Im}(\mathbf{u}_{s\text{ novo}})}
 \end{aligned} \tag{4.3.9}$$

Jednostavnim množenjem vrednosti brzine sa komponentama statorskog fluksa dobijene su  $\alpha\beta$  komponente indukovane elektromotorne sile koje su potom dodate izabranom naponskom vektoru u predloženoj DVI-DTC strukturi. Na ovaj način, definisanjem novog naponskog vektora prikazanog na Sl. 4.3.6, kompenzovan je uticaj indukovane EMS u mašini.



Sl. 4.3.6 – Rezultujući naponski vektor u predloženom DVI-DTC algoritmu

Definisani rezultujući naponski vektor uvažava uticaj EMS pa vrednost inkrementa momenta u jednačini (4.3.8) zavisi samo od intenziteta naponskog vektora. Ovim je omogućeno da ripl momenta direktno zavisi od broja raspoloživih intenziteta definisanih naponskih vektora u predloženom DVI-DTC algoritmu, a ne i od brzine.

Jednačina (4.3.7) koja definiše inkrement momenta koji zavisi od parametra mašine, takođe, može biti uvažena pri računanju greške momenta kako bi se eliminisao efekat smanjenja momenta u sledećem trenutku. U predloženom DVI-DTC algoritmu ovo je izvršeno definisanjem koeficijenta  $k$ . Koeficijent  $k$  definisan na ovaj način je nešto manji od 1, zavisi od parametara mašine i može biti izračunat pre početka izvršavanja algoritma. Jednačina računanja greške po momentu na ovaj način ima sledeći oblik:

$$\begin{aligned}
 m_{\text{greška}} &= m_{\text{ref}} + \Delta m_{e1} - m_e \\
 &= m_{\text{ref}} + m_e \left( \frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) \frac{T_s}{\sigma} - m_e \\
 &= m_{\text{ref}} - k \cdot m_e
 \end{aligned} \tag{4.3.10}$$

Na ovaj način je uticaj brzine i parametara mašine na varijacije inkrementa momenta (4.3.6) potpuno kompenzovan. Otuda rezultujući ripl momenta ne zavisi od brzine i

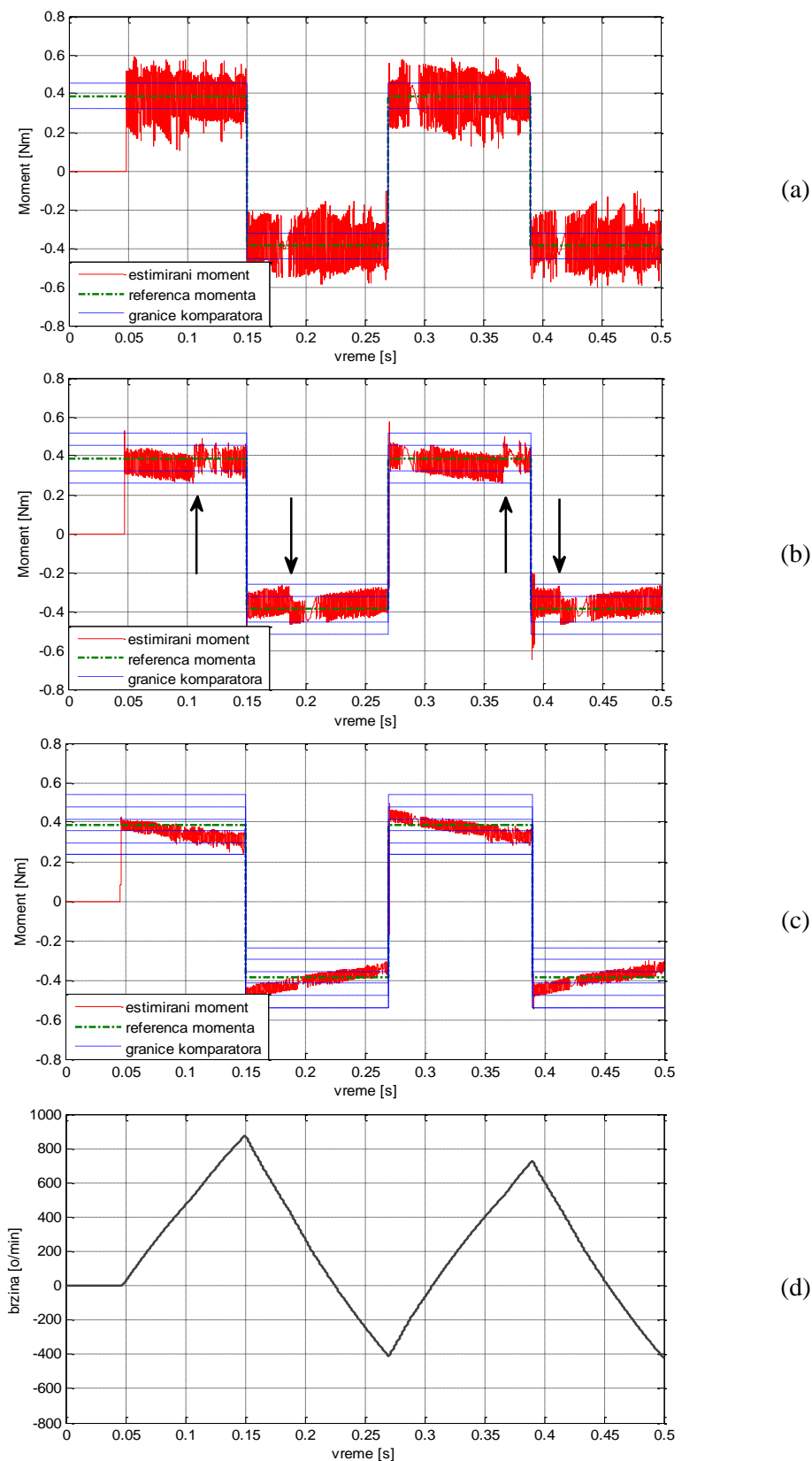
moguće ga je kontrolisati povoljnim izborom broja raspoloživih naponskih vektora. Time je izbor potrebnog broja definisanih diskretizovanih naponskih intenziteta određen zahtevima poželjnog odnosno dozvoljenog ripla momenta u pogonu.

Sa povećanjem broja raspoloživih diskretizovanih naponskih intenziteta prekidačka tabela se ne menja. Definisanjem većeg ili manjeg broja raspoloživih naponskih vektora jedino dolazi do promene u strukturi višestepenog komparatora momenta opisane u poglavlju 4.2. Opisani algoritam sa kompenzovanim uticajem brzine (indukovane EMS) omogućava da ripl momenta zavisi isključivo od broja diskretizovanih intenziteta naponskih vektora i njegovo brzo prilagođenje dozvoljenim vrednostima ripla momenta u elektromotornom pogonu.

#### **4.4. Uporedna analiza ripla momenta kod razmatranih DTC algoritama**

Poređenje karakteristika predložene DVI-DTC metode, metode sa diskretnim prostornim naponskim vektorima DSVM-DTC iznete u poglavlju 3.2 i konvencionalne DTC je najpre izvršeno simulacijom. Komparativna analiza ovako dobijenih rezultata navedenih DTC metoda treba da potvrdi njihove navedene prednosti i nedostatke iznete u prethodnoj analizi. Takođe, rezultati simulacije treba da daju detaljniji uvid u karakteristične odzive koji se očekuju pri eksperimentalnoj verifikaciji predloženog algoritma.

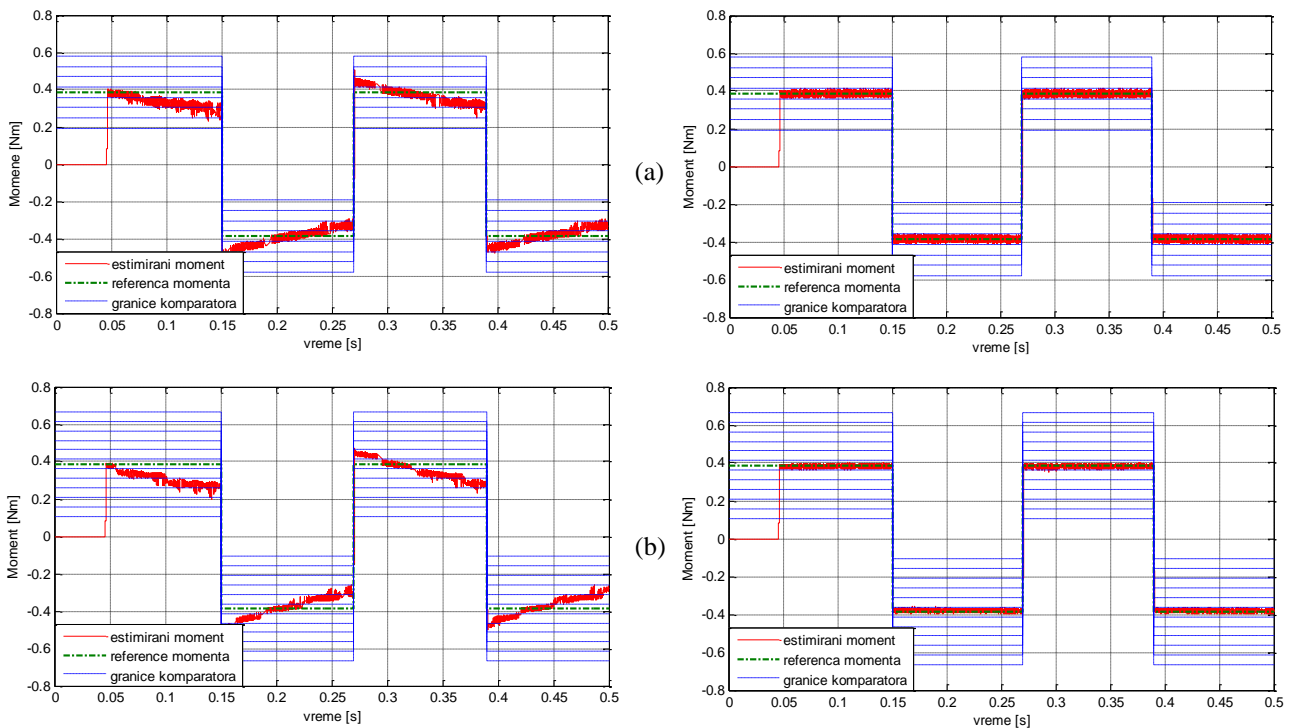
Da bi bili upoređeni odzivi i intenzitet ripla momenta kod navedene tri DTC metode izvršena je simulacija pod sledećim uslovima. Zadana je referentna vrednost momenta od  $\pm 0.3$  r.j. ( $\pm 0.387\text{Nm}$ ) sa cikličnim smenjivanjem znaka na svakih 0.12s. Podaci o motoru dati su u Tabeli 8.1.1 u priložima. Kod konvencionalne DTC širina histerezisnog komparatora za fluks je 1% od naznačene vrednosti fluksa dok je širina komparatora za moment 10% od naznačene vrednosti momenta. U slučaju DSVM-DTC korišćena su identična podešavanja komparatora kao što je dato u [42]. Širina komparatora momenta kod predložene DVI-DTC metode određena je jednačinom (4.2.1) iznetom u poglavlju 4.2. Pre početka izvršavanja algoritma, mašina je namagnećena po  $\alpha$  osi primenom napona smanjenog intenziteta. U toku magnećenja zahtev po momentu  $S_m$  je blokiran. Po završetku magnećenja, dostizanjem zadate reference fluksa, oslobađa se zahtev po momentu i otpočinje DTC algoritam. Rezultati odziva momenta za konvencionalnu DTC, DSVM-DTC i predloženu DVI-DTC prikazani su na Sl. 4.4.1.



Sl. 4.4.1 – Odziv momenta kod: a) konvencionalne DTC, b) DSVM-DTC, c) predložene DVI-DTC metode sa 3 naponska vektora i d) brzina motora pri DSVM-DTC

Sl. 4.4.1 potvrđuje smanjenje ripla momenta kod DSVM-DTC i DVI-DTC metode u poređenju sa konvencionalnom DTC. DSVM-DTC metoda kombinacijom 3 naponska intenziteta u toku jednog proračunskog ciklusa obezbeđuje manji ripl momenta. Pored toga mogu se uočiti i promene estimiranog momenta (obeležene strelicom na Sl. 4.4.1b). Do ovih promena u momentu dolazi usled korišćenja vektora većeg intenziteta (dva aktivna vektora u toku jednog proračunskog ciklusa) na srednjim brzinama motora odnosno iznad  $500 \text{ min}^{-1}$  (Sl. 3.2.1 i Sl. 4.3.5). Kod predložene DVI-DTC metode uočljiv je znatno redukovani ripl momenta uz slabljenje momenta sa porastom brzine kao posledice uticaja indukovane EMS.

Na Sl. 4.4.2 dat je prikaz estimiranih momenata kod predložene DVI-DTC sa 4 i 6 naponskih intenziteta bez i sa kompenzacijom indukovane EMS na način opisan u poglavlju 4.3 (Sl. 4.3.6).



Sl. 4.4.2 – Estimirani moment kod DVI-DTC sa a) 4 naponska inteziteta i b) 6 naponskih intenziteta bez kompenzacije (levo) i sa kompenzacijom EMS (desno)

Kompenzacija indukovane EMS obezbeđuje eliminisanje statičke greške što je uočljivo sa Sl. 4.4.2 (desno). Osim toga simulacioni rezultati pokazuju da se sa povećanjem naponskih intenziteta ripl momenta smanjuje.

## **5. Eksperimentalna verifikacija predloženog algoritma i analiza rezultata**

U ovom poglavlju biće eksperimentalno potvrđene ranije iznete teorijske tvrdnje i simulacioni rezultati koji važe za predloženi DVI-DTC algoritam. Biće izvršena komparativna analiza eksperimentalnih rezultata predložene i konvencionalne DTC u pogledu redukcije ripla momenta, fluksa i struje kao i brzine odziva na zadate referentne vrednosti. Takođe, biće izvršeno paralelno procesiranje signala višestrukim uzorkovanjem i *offline* obrada prikupljenih signala na računaru. Paralelno procesiranje signala odnosi se na estimaciju momenta i fluksa između dva uzastopna odmerka dobijena na digitalnom DSP sistemu prilikom izvođenja eksperimenta. Konačno, biće analiziran stepen redukcije ripla momenta kod predložene DVI-DTC u zavisnosti od broja definisanih intenziteta naponskih vektora.

Eksperimentalna analiza rezultata kod DVI-DTC prikazana u nastavku rada biće podeljena u sledećih nekoliko celina:

- Analiza odziva struja, fluksa i momenta kod predloženog algoritma;
- Višestruko paralelno (*online*) uzorkovanje i procesiranje ulaznih signala (*offline*) u cilju dobijanja estimiranog momenta veće rezolucije i potvrde stepena redukcije ripla;
- Analiza redukcije ripla momenta u zavisnosti od broja raspoloživih naponskih intenziteta uz postojanje uticaja indukovane EMS;
- Analiza brzine odziva momenta kod DVI-DTC;
- Analiza redukcije ripla momenta u zavisnosti od broja raspoloživih naponskih intenziteta sa kompenzovanim uticajem indukovane EMS.

### **5.1. Opis korišćene eksperimentalne opreme i merno-akvizicionog sistema**

Eksperimentalni sistem na kome je izvršeno testiranje DTC algoritama i obezbeđeno prikupljanje podataka i njihova obrada sastoji se od sledećih celina:



- DSP platforma sa trofaznim energetske modulom;
- Asinhroni motor;
- Strujne sonde i osciloskop za paralelno prikupljanje podataka;
- Servo pogon za zadavanje brzine obrtanja;
- PC računar sa odgovarajućim softverom.

Algoritmi konvencionalne DTC i predložene DVI-DTC sa i bez kompenzacije uticaja brzine implementirani su i testirani na DSP platformi MSK2812 [160]. DSP platforma je proizvod kompanije Technosoft, a njeni detaljniji podaci dati su u prilogu (Poglavlje 8). Platforma raspolaže sa *Texas instruments*-ovim procesorom TMS320F2812 sa nepokretnim decimalnim zarezom i 150MHz taktom učestanošću (6,67ns). DSP kartica MSK2812 (Sl. 5.1.1) poseduje RS232 interfejs za komunikaciju sa računarem kao i CAN blok koji dozvoljava povezivanje više MSK2812 DSP ploča koristeći CAN-bus mrežu. MSK2812 raspolaže sa šesnaest 12-bitnih A/D kanala konfigurisanih kad dva nezavisna osmokanalna modula. Dva kanala iskorišćena su za merenje struja u dve faze motora i jedan za merenje napona  $U_{DC}$  u jednosmernom međukolu. DSP kartica poseduje i brojačku jedinicu koja je iskorišćena za merenje brzine obrtanja motora akvizicijom enkoderskih impulsa u dve faze (eng. *Quadrature Encoder Pulse unit – QEP*).

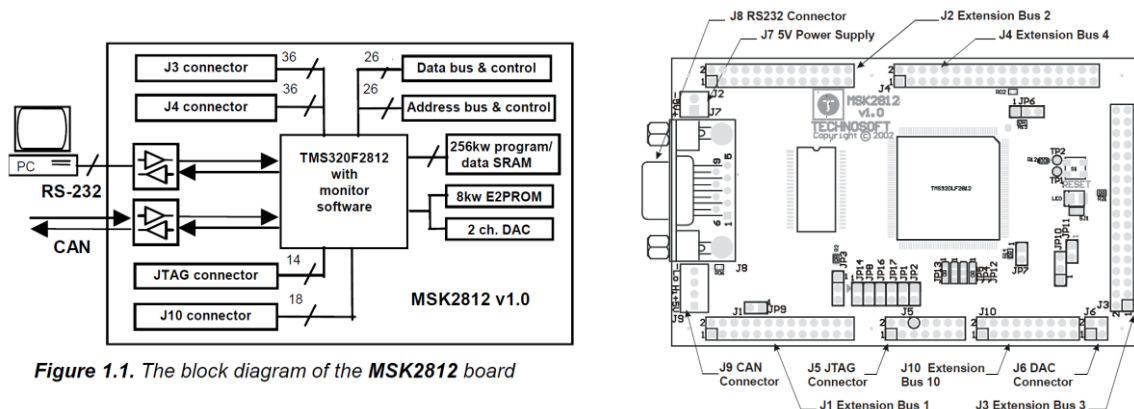
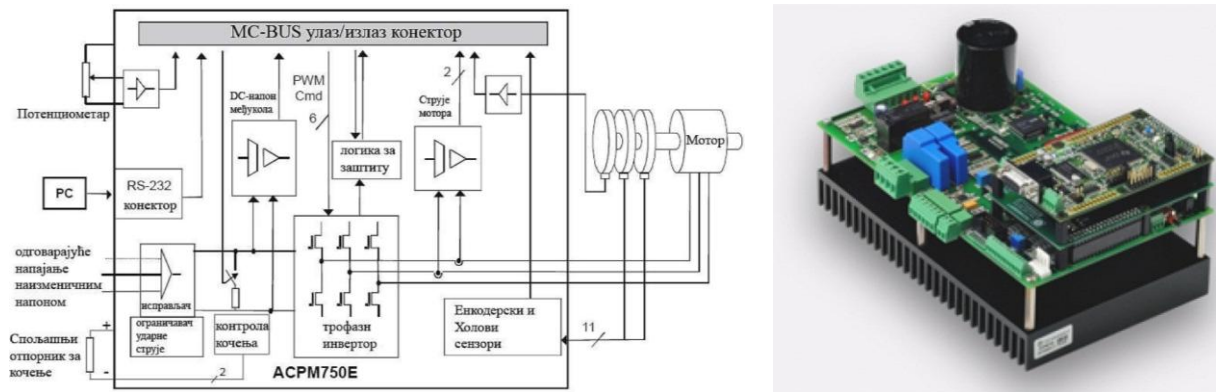


Figure 1.1. The block diagram of the MSK2812 board

Sl. 5.1.1 – Blok dijagram DSP kartice MSK2812 (levo) i prikaz njenih I/O konektora (desno) [160]

Energetski modul (ACPM750) koristi monofazno napajanje od 180V do 240V ili sniženo trofazno  $3 \cdot 110V$ , iz razloga što je napon na jednosmernom međukolu ograničen na maksimalnih 425V. Modul poseduje standardni mostni naponski inverter koji se sastoji od 6 IGBT prekidača i kolom za kočenje sa opcijom dodavanja eksternog otpornika za

disipaciju energije kočenja. Izlazna snaga energetskog modula ACPM750 je 750W uz preopterećenje od 150% u trajanju od 1 min. Takođe, ovaj modul poseduje i zaštite od kratkog spoja, zemljospoja, pregrevanja i prenapona. Blok dijagram i izgled energetskog dela ACPM750 i upravljačke DSP kartice MSK2812 dat je na Sl. 5.1.2.



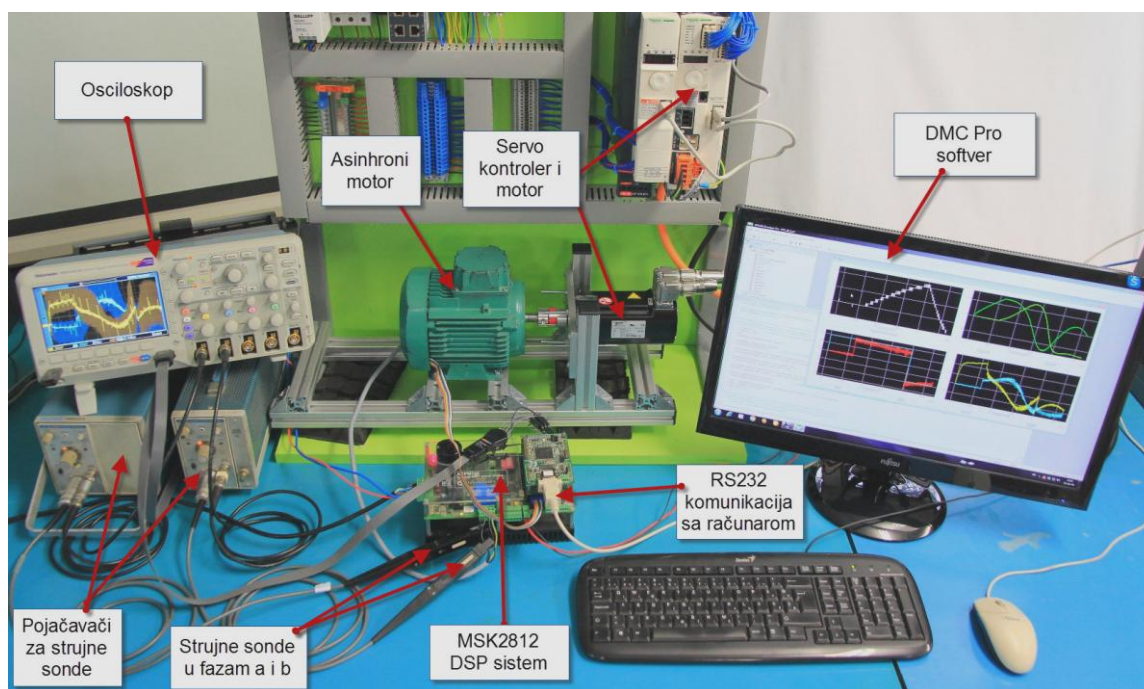
Sl. 5.1.2 – Blok dijagram (levo) i izgled energetskog dela eksperimentalne postavke ACPM750 sa DSP karticom MSK2812 (desno) [160]

Pri testiranju je korišćen dvopolni trofazni asinhroni motor sa kaveznim rotorom SIEBER LS71, snage 380W sa namotajima spregnutim u zvezdu. Detaljni podaci motora dati su u prilogu (Tabela 8.1.1). Na vratilo motora montiran je dvofazni inkrementalni enkoder HEDS-5640 sa 500 pulseva po obrtaju u dve faze, odnosno 2000 pulseva po obrtaju posle obrade signala obe faze.

Strujne sonde i odgovarajući pojačavači signala korišćeni su za merenje veličina potrebnih za paralelnu estimaciju. Podaci su prikupljeni osciloskopom sa horizontalnom rezolucijom od 1250000 tačaka i vertikalnom rezolucijom od 8 bita odnosno 256 tačaka. Potom su podaci korišćeni za paralelnu estimaciju fluksa i momenta (računskom obradom u MATLAB-u) i potvrdu rezultata dobijenih na DSP. Više reči o paralelnom procesiranju i dobijenim rezultatima biće u poglavlju 5.3. Podaci o strujnim sondama i osciloskopu dati su u prilogu (Poglavlje 8 – Tabela 8.1.3).

Servo pogon sa motorom naizmenične struje sa stalnim magnetima na rotoru spojen je sa vratilom asinhronog motora. Brzinski regulisanim servo pogonom omogućeno definisanje određene brzine pogona pri ispitivanju. Detalji podaci servo kontrolera, odgovarajućeg motora i softverske podrške dati su u prilogima (Tabela 8.1.4).

Kompletan merno akvizicioni sistem za testiranje algoritama DTC sa strujnim sondama korišćenim za višestruko uzorkovanje (*oversampling*) i paralelnu estimaciju prikazan je na Sl. 5.1.3.

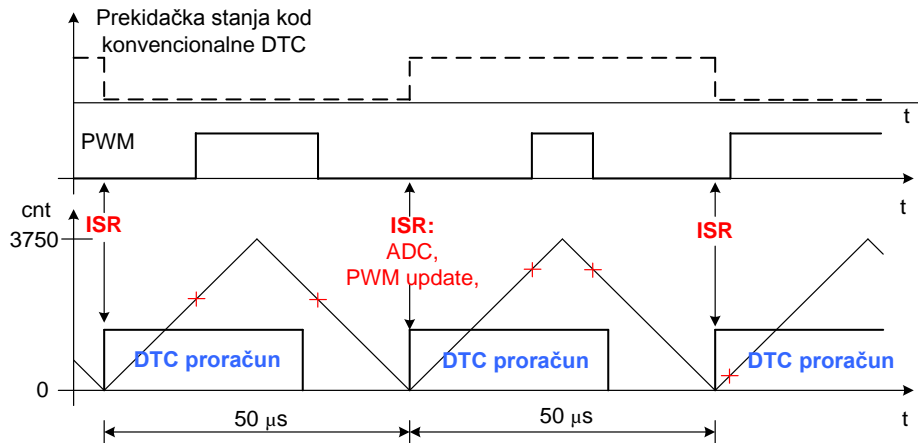


Sl. 5.1.3 – Merno akvizicioni sistem za testiranje predloženog DTC algoritma

DSP kartica MSK2812 povezana je serijskom komunikacijom RS232 sa računarnom. Kartica zahteva stabilan jednosmerni napon od 5V. Za grafičku evaluaciju, pisanje koda, debugovanje, povezivanje i generisanje izvršne aplikacije korišćen je softverski paket *DMC28x Developer Pro*. Programski kod ispitivanih DTC algoritama pisan je u C programskom jeziku.

Testirani DVI-DTC algoritam počinje izvršavanjem A/D konverzije struja motora u fazama *a* i *b*. Potom se izvršava estimacija fluksa statora nakon čega izbor odgovarajućeg naponskog vektora i njegove PWM ispune. Estimacija fluksa mašine realizovana je naponsko-strujnim estimatorom opisanim u poglavlju 2.3. Blok dijagram algoritma predložene DVI-DTC strukture dat je u priložima u poglavlju 8.2.

Algoritamska sekvenca upravljačkog procesa i vreme semplovanja veličina  $T_s$  definisano je vrednošću *up/down* brojača i iznosi  $50\mu s$ . Pri svakom izjednačavanju vrednosti brojača sa nulom pokreće se prekidna rutina ISR (eng. *Interrupt Service Routine*) kojom se započinje izvršavanje DTC algoritma. Pri svakom ISR prekidu najpre se izvrši ažuriranje vrednosti PWM ispune proračunatih u prethodnom ciklusu (Sl. 5.1.4). Nakon toga započinje DTC proračun.

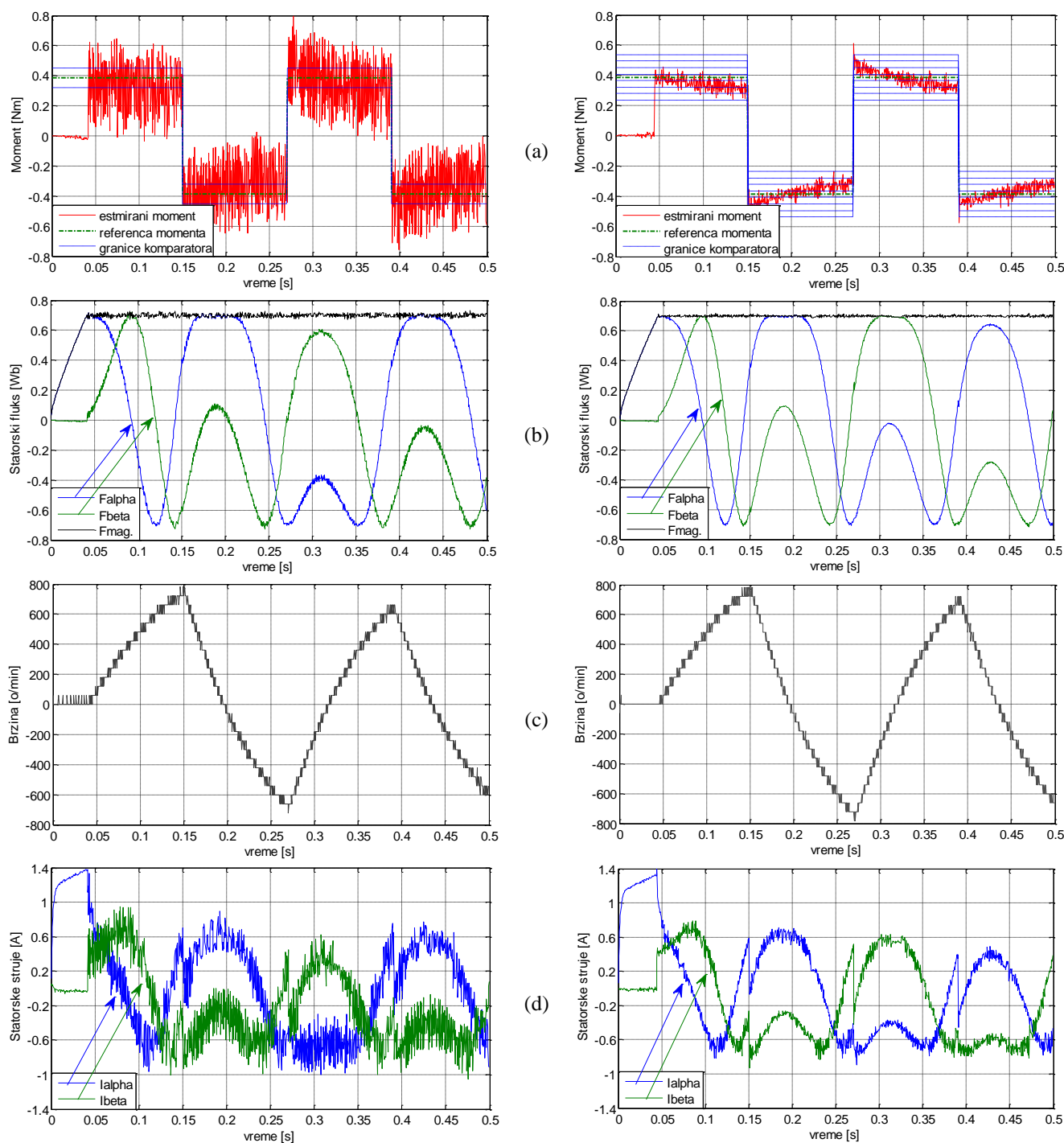


Sl. 5.1.4 – Proračunska sekvenca na DSP procesoru

## 5.2. Analiza dobijenih rezultata bez kompenzacije uticaja brzine

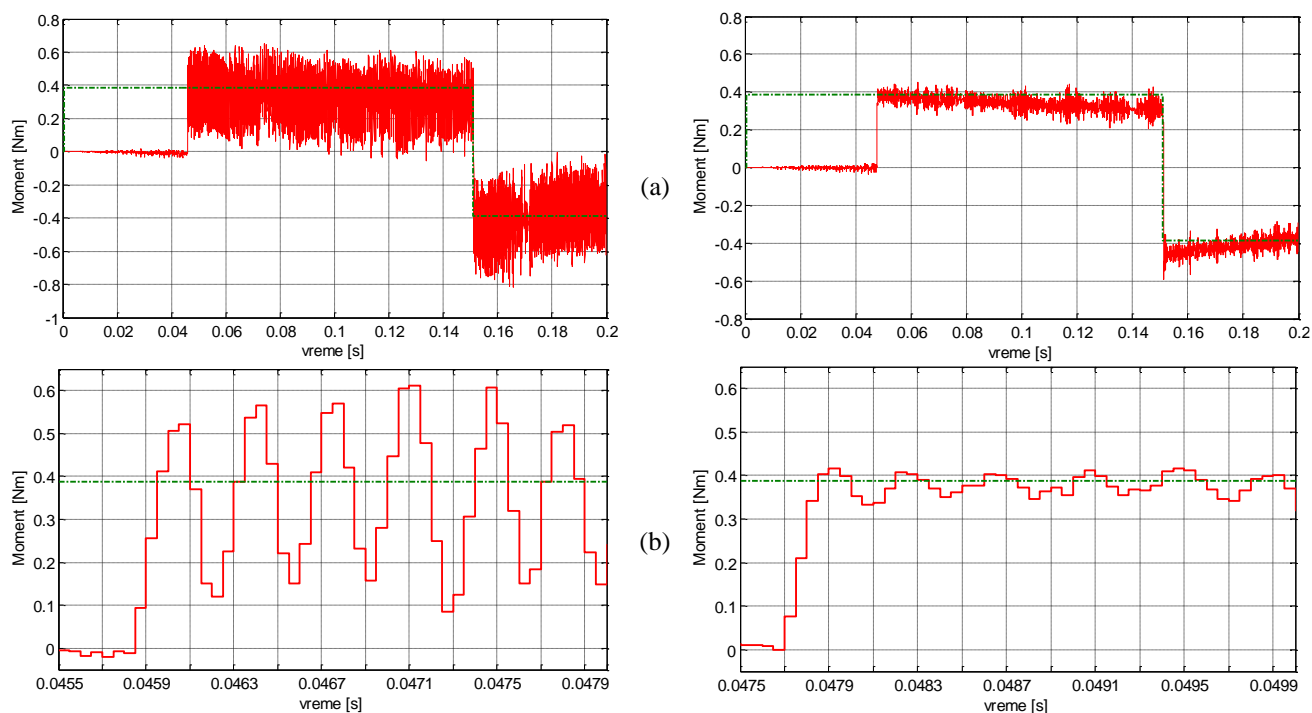
Predloženi algoritam DVI-DTC testiran je sa 4 intenziteta naponskih vektora u svakom od 6 osnovnih pravaca (ukupno 24 aktivna naponska vektora). Podaci su prikupljeni učestanošću 10 puta manjom od učestanosti izvršavanja proračuna (na svakih  $10 \cdot 50 \mu\text{s} = 500 \mu\text{s}$ ) čime je obezbeđeno snimanje i prikaz podataka do 0.5s. Podešenje parametara DTC algoritama i zadatih referenci izvršeno je na isti način kao u simulacionim primerima iznetim u poglavlju 4.4. Rezultati estimiranog momenta, fluksa, brzine i struje prikazani su na Sl. 5.2.1 u poređenju sa istim veličinama dobijenim kod konvencionalne DTC.

Sl. 5.2.1 pokazuje estimirani moment, fluks, brzinu i statorske struje kod konvencionalne DTC na levoj strani i predložene metode DVI-DTC sa 4 naponska intenziteta na desnoj strani. Odmah je jasno uočljiv očekivani redukovani ripl momenta kod DVI-DTC algoritma sa višestepenim komparatorom momenta. Smanjen ripl je takođe uočljiv i kod statorskog fluksa kod predložene metode kao posledica primene naponskih vektora manjih intenziteta. Mala statička greška u estmiranom momentu kao posledica uticaja indukovane EMS primetna je kod obe metode. Ova statička greška momenta zavisi od maksimalnog broja nivoa komparatora momenta i može se eliminisati nekom od metoda navedenim u poglavlju 4.3. Ipak, u velikom broju aplikacija, momentna regulaciona petlja podređena je brzinskoj petlji pa ovaj efekat nema uticaja kada se radi o regulaciji brzine odnosno regulaciji pozicije pogona.



Sl. 5.2.1 - (a) Estimirani moment, (b) fluks, (c) brzina, (d) statorske struje kod konvencionalne DTC (levo) i predloženog DVI-DTC algoritma (desno)

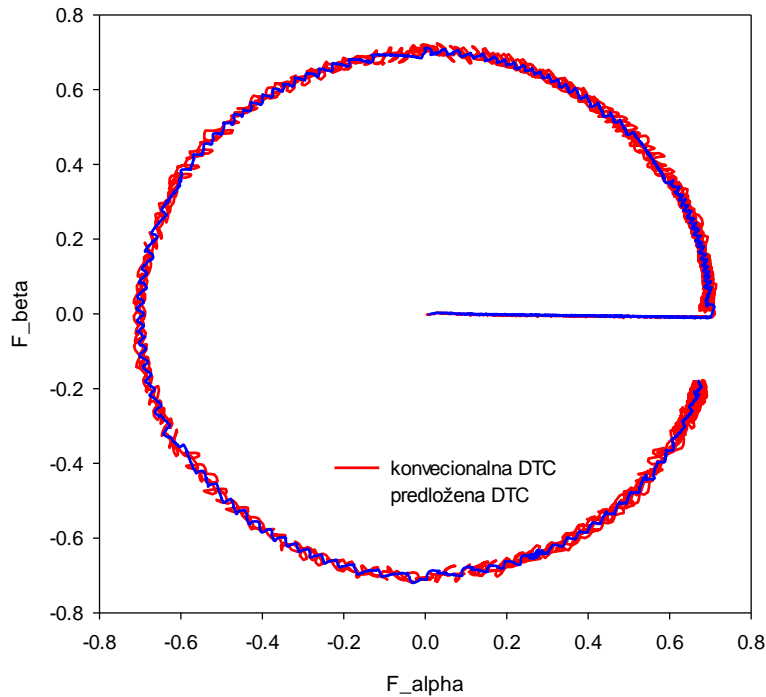
Kako bi potvrdili smanjenje ripla momenta kod DVI-DTC, na Sl. 5.2.2 prikazan je estimirani moment sa podacima prikupljenim posle svakog ciklusa proračuna, odnosno na  $50\mu\text{s}$ .



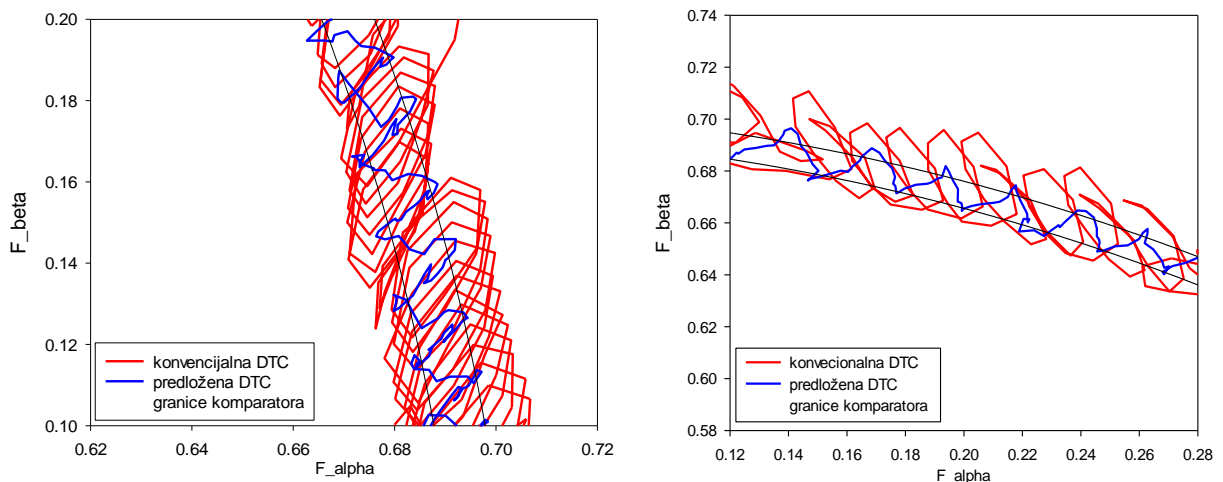
Sl. 5.2.2 – Odziv momenta kod konvencionalne DTC (levo) i predložene DVI-DTC (desno) u vremeskom okviru od a) 0.2s i b) 0.025s (uvećano)

Sl. 5.2.2 jasno potvrđuje da je rezultujući rip momenta približno 3-4 puta manji sa samo 4 definisana intenziteta naponskih vektora u poređenju sa konvencionalnom DTC. Na Sl. 5.2.2b jasno su uočljivi manji inkrementi momenta između dva trenutka odmeravanja kao posledica primene naponskih vektora manjeg intenziteta kod DVI-DTC za vreme proračunskog ciklusa.

Polifazor statorskog fluksa kod konvencionalne DTC i predložene DVI-DTC prikazan je na Sl. 5.2.3.



Sl. 5.2.3 – Polifazor statorskog fluksa kod DVI- DTC i konvencionalne DTC



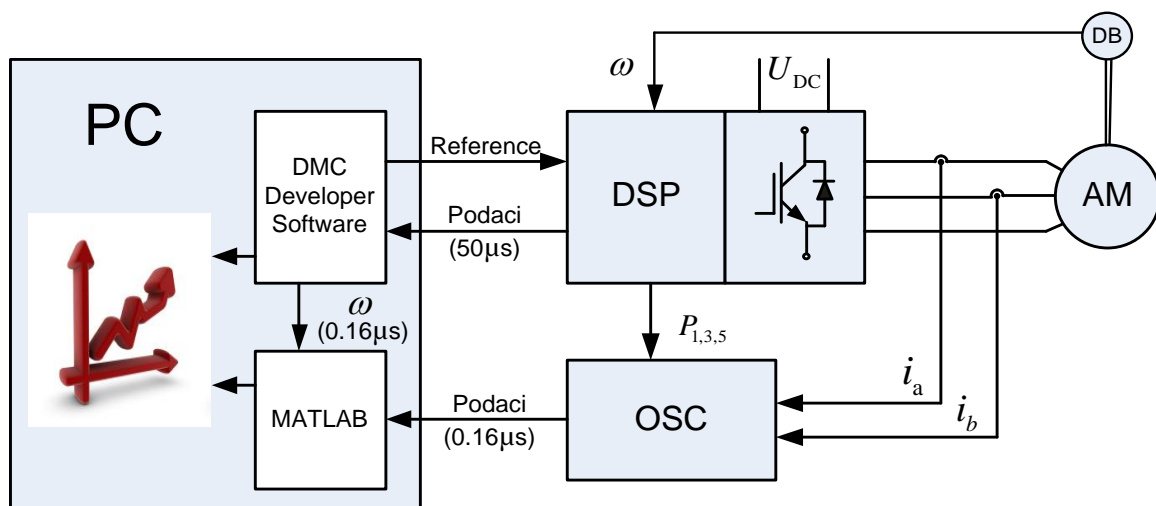
Sl. 5.2.4 – Uveličan prikaz kretanja polifazora statorskog fluksa sa granicama histereznog komparatora fluksa u prvom (levo) i drugom sektoru (desno)

U oba slučaja (konvencionalna DTC i predložena DVI-DTC) histereznisni komparator fluksa ima istu širinu. Ipak, primenom vektora manjeg intenziteta zahvaljujući višestepenom komparatoru momenta i naponskim vektorima manjeg intenziteta, omogućeno je manje odstupanje statorskog fluksa izvan granica histereznog komparatora fluksa. Ovo rezultuje manjim riplom statorskog fluksa kod DVI-DTC pri istim granicama histereznog komparatora kao kod konvencionalne DTC metode.

### 5.3. Paralelno procesiranje signala i estimacija fluksa i momenta

Pri svakoj prekidnoj rutini procesora - ISR (Sl. 5.1.4) vrši se prikupljanje vrednosti karakterističnih veličina u odvojenom memorijskom prostoru u DSP procesoru. Time je praćenje ponašanja karakterističnih veličina ograničeno frekvencijom izvršavanja prekidne rutine, odnosno vremenom odmeravanja i prikupljanja veličina što u ovom slučaju iznosi  $T_s=50\mu s$ . Otuda odmerene veličine zadržavaju konstantnu vrednost za vreme celog ciklusa, odnosno između dva susedna trenutka odmeravanja (ZOH – *Zero Order Hold*).

Da bi se dobio precizniji uvid u ponašanje posmatranih karakterističnih veličina kao što su statorske struje, estimirani fluks ili estimirani moment u okviru posmatranih  $50\mu s$ , između dva trenutka odmeravanja, potrebno je izvršiti višestruko uzorkovanje (*oversampling*) ovih veličina. U tom cilju izvršena je paralelna analiza rezultata prikupljenih sa učestalošću od 6,25MHz. Ovim je u intervalu od jednog proračunskog ciklusa od  $50\mu s$  akvizirano 312 tačaka za struje i PWM naponske signale. Merenje je vršeno paralelno sa izvršavanjem algoritma DTC na DSP MSK2812. Merenje struje je izvršeno strujnim sondama u *a* i *b* fazi motora. Akvizicija signala izvršena je sa *mixed signal* osciloskopom MSO2014B (Poglavlje 8. Tabela 8.1.3) sa mogućnošću snimanja od 1.25M tačaka po kanalu. Merene vrednosti su prikupljane u 5 kanala: 2 struje (statorske struje u fazama *a* i *b*) i 3 PWM signala (signali paljenja gornjih prekidača invertora P1, P3, P5). Blok dijagram opisanog sistema paralelnog procesiranja dat je na Sl. 5.3.1.



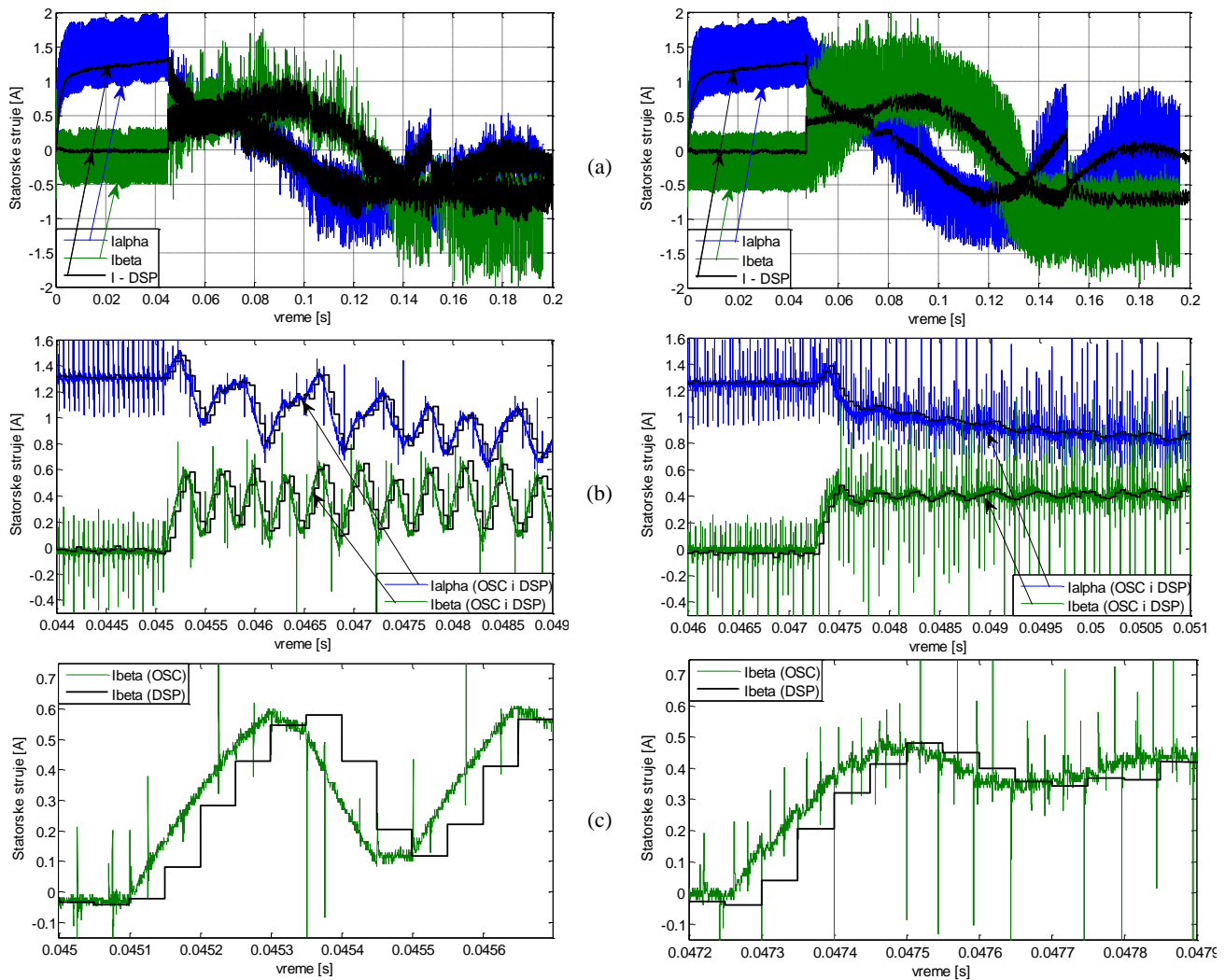
Sl. 5.3.1 – Paralelno procesiranje signala sa DSP

U programskom paketu MATLAB napisana je skripta koja vrši estimaciju fluksa i momenta koristeći identičan algoritam koji je implementiran na DSP, a na osnovu



višestruko uzorkovanih napona i struja. Skripta učitava vrednosti prikupljene osciloskopom i kao rezultat dobija se estimirani fluks i moment rezolucije 312 tačaka u  $50\mu\text{s}$ . Vrednosti dobijene na ovaj način su dalje poređene sa vrednostima prikupljenim sa DSP.

Na Sl. 5.3.2 su prikazane prikupljene vrednosti struja sa DSP ( $T_s=50\mu\text{s}$ ) i vrednosti struja prikupljene osciloskopom – OSC ( $T_s=0.16\mu\text{s}$ ) u vremenskom intervalu od 0.2s.

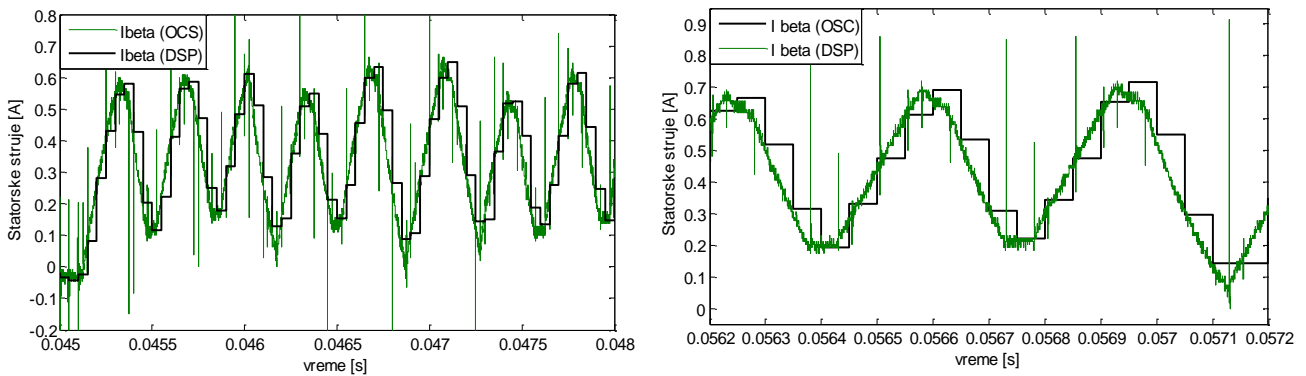


Sl. 5.3.2 – Statorske struje u  $\alpha$  i  $\beta$  osi prikupljene osciloskopom i sa DSP kod konvencionalne (levo) i DVI-DTC (desno)

Na Sl. 5.3.2 dat je prikaz statorskih struja u  $\alpha$  i  $\beta$  osi kod konvencionalne DTC (levo) i DVI-DTC (desno). Na prvi pogled je uočljiv izražen šum u strujama koji je posledica komutacija prekidačkih elemenata invertora. Ovaj šum dosta je izraženiji kod DVI-DTC što je i logično s obzirom na prirodu PWM modulacije. Kod konvencionalne DTC invertor

menja svoja prekidačka stanja istovremeno (na početku/kraju ciklusa) u sve tri prekidačke grane invertora. Međutim, kod simetrične PWM, koja se koristi u predloženom algoritmu, promena prekidačkih stanja nije istovremena i zavisi od intenziteta primenjenog napona odnosno PWM ispunje. Otuda, u toku jednog prekidačkog ciklusa od  $50\mu\text{s}$  može postojati uticaj komutacije prekidačkih elemenata svake od tri grane invertora ponaosob.

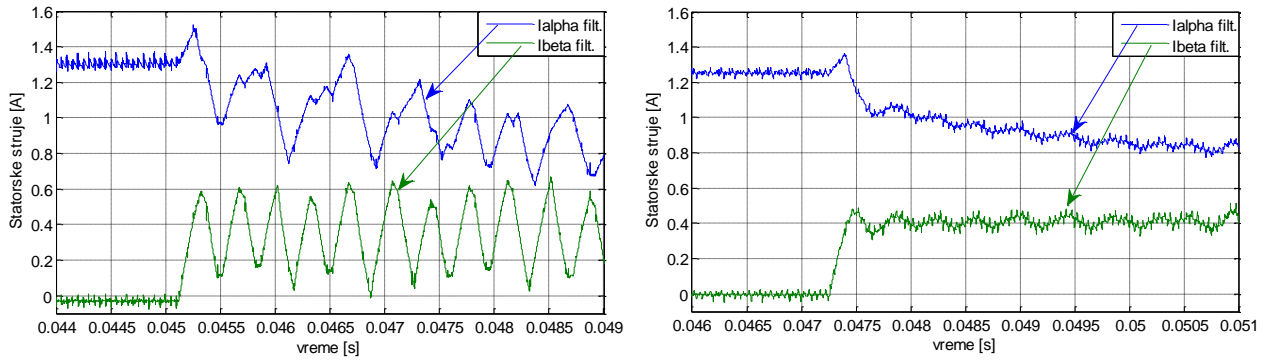
Pored šuma usled komutacija na Sl. 5.3.2 uočljivo je i kašnjenje u vrednostima struja merenih DSP-om. Ovo kašnjenje unosi niskopropusni (*anti aliasing*) filter koji se nalazi u izlaznom stepenu strujno-mernog sistema na DSP-u i čija RC vremenska konstanta odgovara kašnjenju od  $30\mu\text{s}$  [161]. Ukoliko bi uveli kašnjenje od  $30\mu\text{s}$  u signal meren sa OSC dobijamo dobro poklapanje sa „stepenastim“ DSP rezultatima (Sl. 5.3.3).



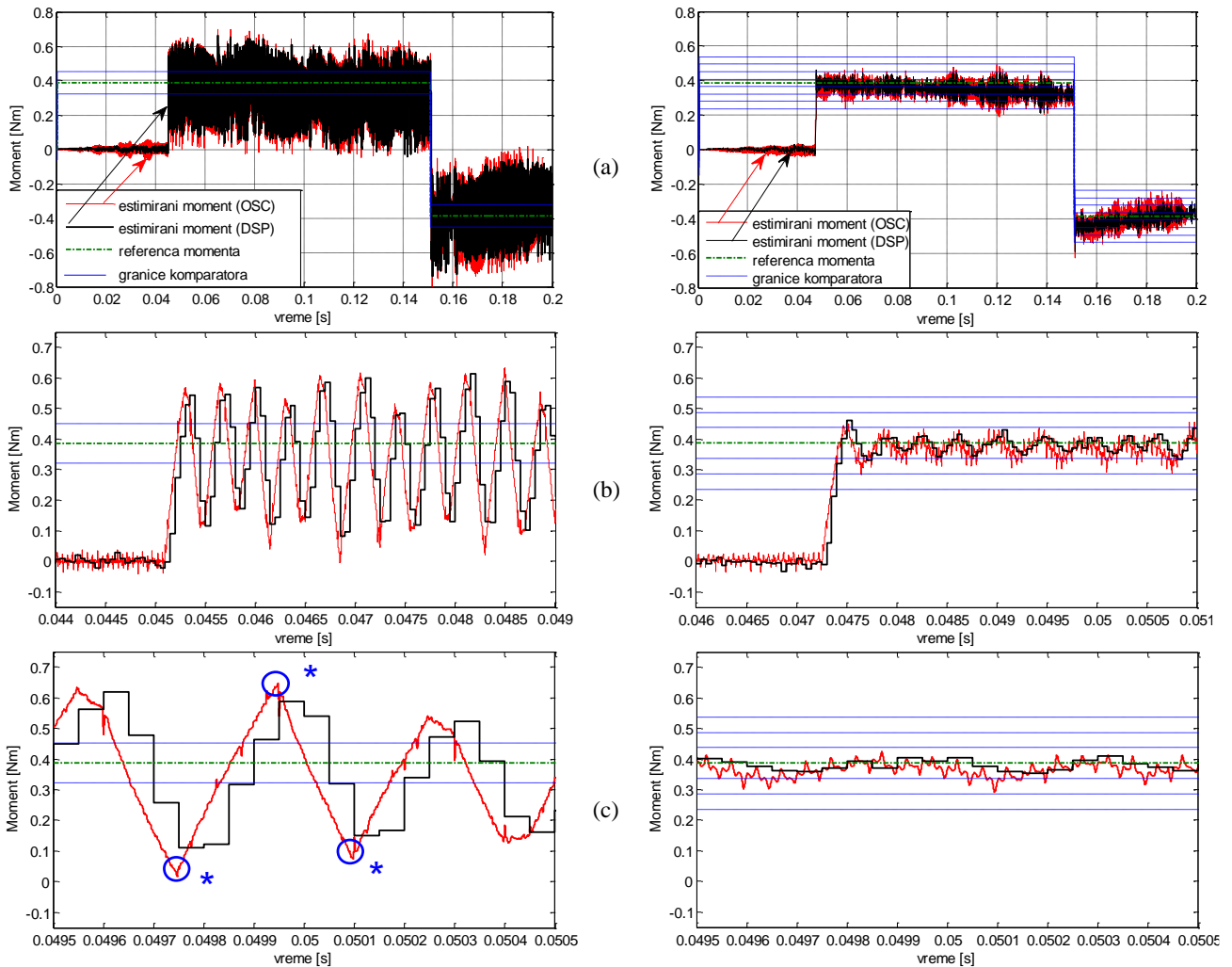
Sl. 5.3.3 – Statorska struja u  $\beta$  osi sa uvažanim kašnjenjem koje unosi filter

Ipak, Sl. 5.3.2 jasno potvrđuje da je strujni ripl kao posledica same DTC metode značajno umanjen predloženom DVI-DTC algoritmom. Strujni ripl koji je posledica prekidačkih komutacija, zbog svoje visoke prekidačke frekvencije nema uticaj na dinamičke karakteristike i performanse pogona. U cilju preciznijeg određivanja ripa momenta, potrebno je eliminisati komutacioni šum u dobijenim signalima. Komutacioni šum moguće je umanjiti usrednjavanjem bez unošenja faznog pomeraja. Ukoliko se usrednjavanjem priguše visoke spektralne komponente (usrednjavanjem svakih  $n=30$  semplova) dobijaju se vremenski dijagrami struja prikazani na Sl. 5.3.4.

Filtrirane vrednosti struja iskorišćene su za estimaciju fluksa i momenta obradom u MATLAB-u i poređenje sa rezultatima dobijenim sa DSP. Na ovaj način, omogućen je uvid u ponašanje estimiranog momenta između dva proračunska ciklusa na DSP ( $50\mu\text{s}$ ). Dobijeni rezultati prikazani su na Sl. 5.3.5.



Sl. 5.3.4 – Filtrirane statorske struje u  $\alpha$  i  $\beta$  osi kod konvencionalne (levo) i predložene DTC (desno)



Sl. 5.3.5 - Estimirani moment dobijen sa DSP (crna linija) i uz paralelno procesiranje (crvena linija) za konvencionalnu DTC (levo) i DVI-DTC (desno), u vremenskim okvirima od: (a) 0.2s, (b) 0.005s, (c) 0.001s.

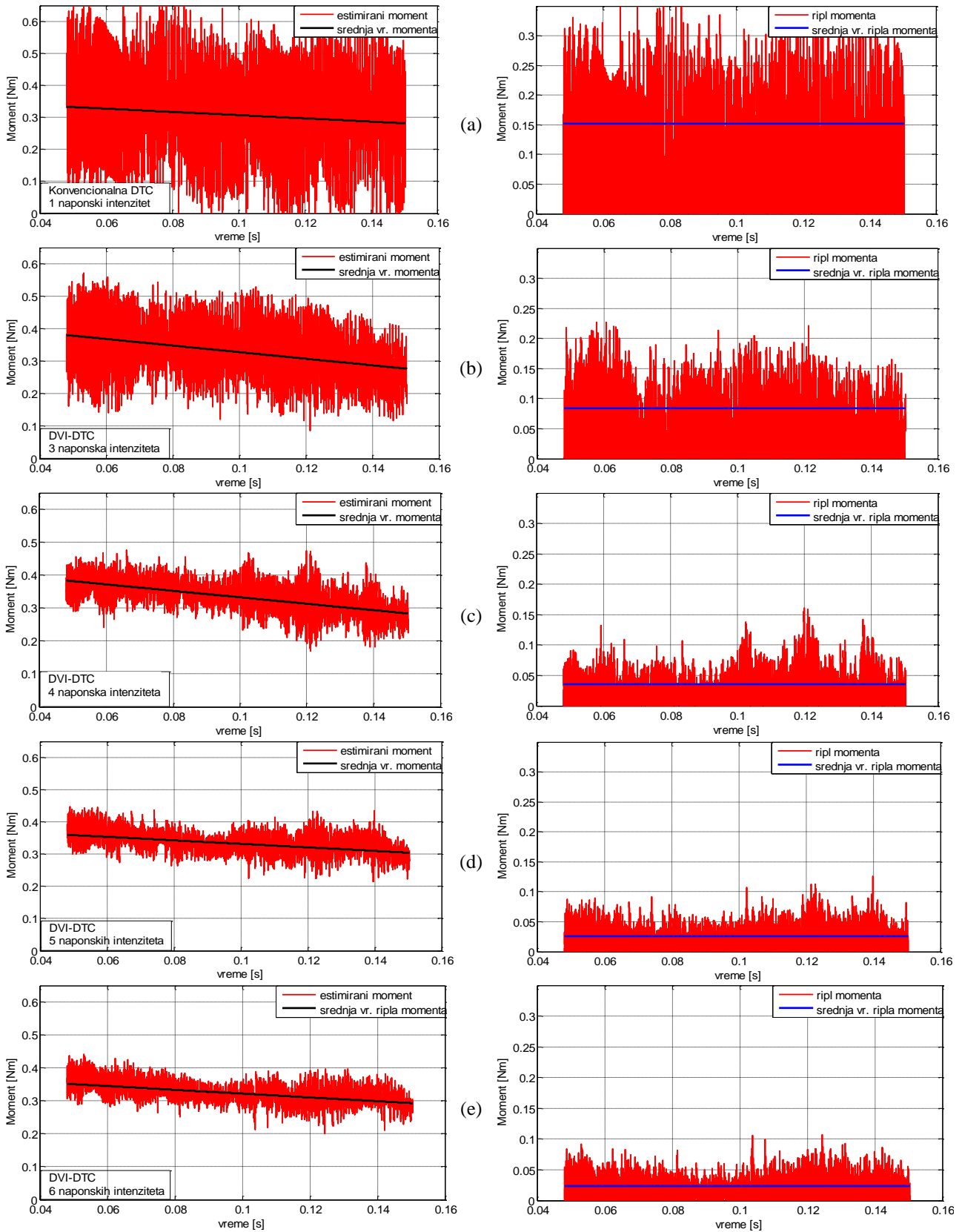
Na Sl. 5.3.5 dat je prikaz estimiranih vrednosti momenta na DSP ( $T_s=50\mu s$ ) i estimiranih vrednosti momenta pri paralelnom procesiranju i estimaciji ( $T_s=0.16\mu s$ ). Kašnjenje koje postoji u vrednostima za struje dobijene iz DSP-a preslikavaju se i na estimirani moment. Sa slike se može uočiti da u periodu od  $50\mu s$  ne postoje dodatni riplovi momenta ako se zanemare riplovi usled prekidačkih komutacija. Estimirani moment se gotovo linearno menja između dve tačke proračunskog DSP ciklusa. Ipak, moguće je primetiti da kod konvencionalne DTC vrednosti momenta dobijene višestrukim uzorkovanjem (OSC) znaju da premaše vrednosti momenta koje izračunava estimator u DSP procesoru. Ova odstupanja uočljiva su u trenucima povećanja ili smanjenja momenta i na Sl. 5.3.5 (levo) obeležena su sa zvezdicom („\*“). Zaključuje se da DSP može registrovati nešto manju vrednost ripla momenta od realne vrednosti. Ovaj efekat gotovo da ne postoji kod DVI-DTC ako se filtrira šum usled prekidačkih komutacija. Usled primene vektora manjeg intenziteta i promene momenta su manje u toku jednog ciklusa pa realne vrednosti momenta ne odstupaju mnogo od vrednosti uzetih sa DSP na svakih  $50\mu s$ .

Predloženi algoritam DVI-DTC testiran je sa definisanih 3, 4, 5 i 6 diskretizovanih naponskih intenziteta po svakom od 6 osnovnih pravaca u cilju određivanja stepena redukcije ripla momenta. Iz razloga tačnijeg računanja ripla momenta, za analizu su korišćene vrednosti dobijene sa paralelnim procesiranjem i višestrukim uzorkovanjem. Za obradu rezultata i računanje ripla uzeto je više od 600000 tačaka estimiranog momenta dobijenih u toku trajanja pozitivne reference momenta prikazane na Sl. 5.3.5a.

Ripl momenta računat je korišćenjem sledećih izraza:

$$m_{sr.ripl} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (m_i - m_{sr.})^2} \quad (5.3.1)$$

$$m_{sr.ripl} [\%] = \frac{\sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (m_i - m_{sr.})^2}}{m_n} \cdot 100 \quad (5.3.2)$$



Sl. 5.3.6 - Estmirani moment kod konvencionalne DTC (a) i DVI-DTC sa: 3 (b), 4 (c), 5 (d) i 6 (e) različitih naponskih intenziteta (levo) i odgovarajuće srednje vrednosti ripla momenta (desno)

Na Sl. 5.3.6 (levo) dat je prikaz estimiranog momenta kod konvencionalne DTC i DVI-DTC sa 3, 4, 5 i 6 naponskih intenziteta, respektivno. Usled uticaja indukovane EMS, sa porastom brzine, moment ispoljava statičku grešku u praćenju referentne vrednosi. Da bi se odredio ripl momenta definisana je srednja vrednost momenta kao što je prikazano na Sl. 5.3.6 (levo). Srednja vrednost momenta, prikazana na Sl. 5.3.6 (levo), definisana je polinomom prvog stepena. Koeficijenti polinoma koji predstavlja srednju vrednost momenta određeni su metodom najmanjih kvadrata (funkcija „*polyfit*“). Intenzitet ripla momenta prikazan na Sl. 5.3.6 (desno) određen je odstupanjem trenutne vrednosti momenta njegove izračunate srednje vrednosti. Srednja vrednost ripla momenta dalje je računata korišćenjem jednačine (5.3.1). Rezultati pokazuju da se srednja vrednost ripla momenta drastično smanjuje sa porastom broja definisanih diskretizovanih naponskih intenziteta.

Odnos srednje vrednosti ripla momenta kod DVI-DTC i konvencionalne DTC dat je u Tabeli 5.3.1.

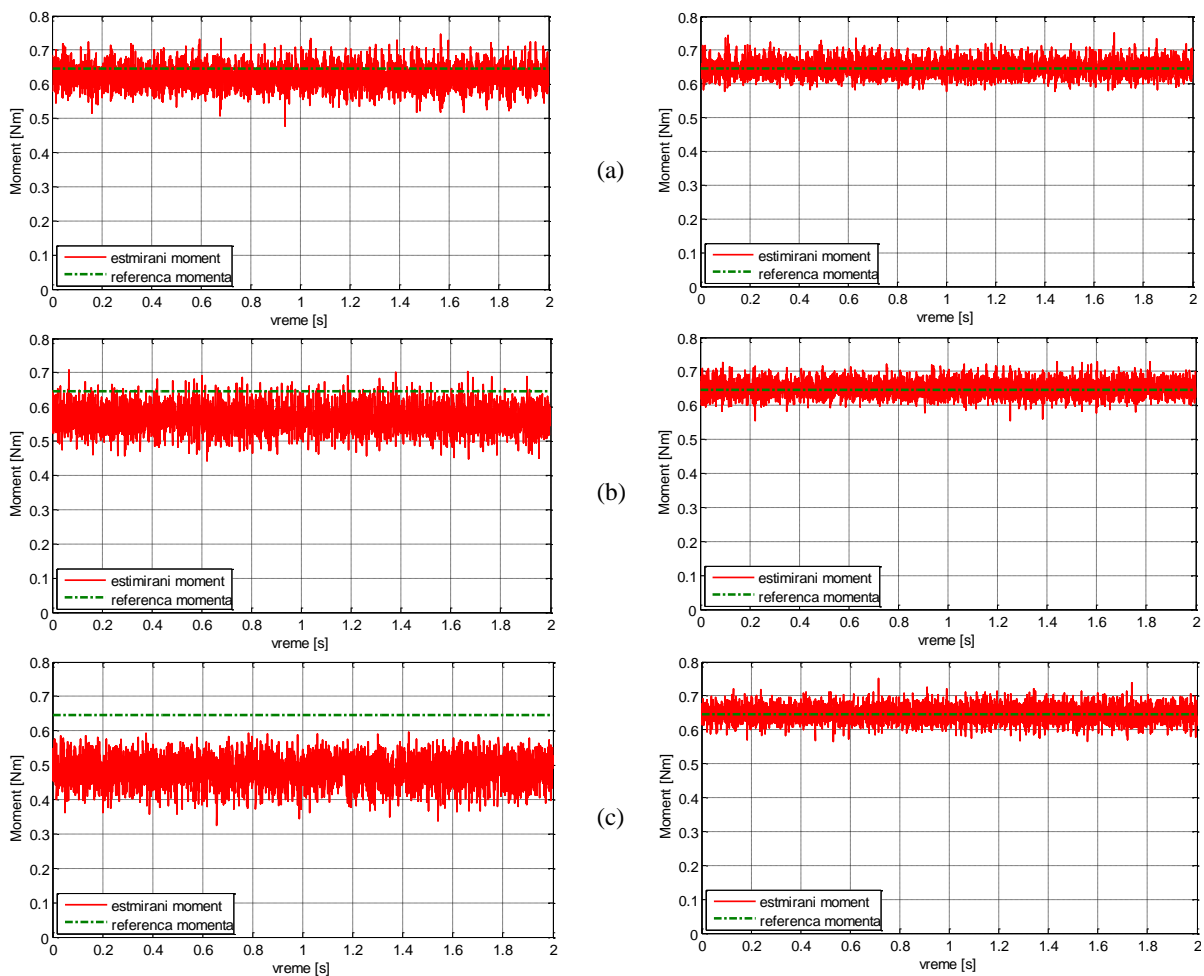
Tabela 5.3.1 - Analiza ripla momenta kod DVI-DTC u poređenju sa konvencionalnom DTC

	Srednja vrednost ripla momenta [Nm]	Ripl momenta/naznačena vrednost momenta [%]	Odnos ripla momenta kod konvencionalne DTC i DVI-DTC
<b>Konvencionalna DTC</b> (1 naponski intenzitet)	0.1515	<b>11.74</b>	<b>1</b>
<b>DVI-DTC 3</b> (3 naponska intenziteta)	0.0835	<b>6.47</b>	<b>1.81</b>
<b>DVI-DTC 4</b> (4 naponska intenziteta)	0.0354	<b>2.74</b>	<b>4.28</b>
<b>DVI-DTC 5</b> (5 naponskih intenziteta)	0.0262	<b>2.03</b>	<b>5.78</b>
<b>DVI-DTC 6</b> (6 naponskih intenziteta)	0.0234	<b>1.81</b>	<b>6.47</b>

Ripl momenta je u slučaju sa 3 naponska intenziteta smanjen 1.81 puta u odnosu na konvencionalnu DTC. Sa 4 naponska intenziteta smanjen je 4.28 puta, sa 5 naponskih intenziteta smanjen 5.78 puta dok je sa 6 naponskih intenziteta smanjen 6.47 puta. Daljim povećavanjem broja naponskih intenziteta srednja vrednost ripla momenta imala bi još manji intenzitet. Tačnija analiza stepena redukcije ripla momenta u zavisnosti od broja naponskih vektora sa kompenzovanim uticajem brzine biće data u poglavlju 5.6.

## 5.4. Analiza estimiranog momenta sa kompenzacijom uticaja brzine

Izbor naponskog vektora većeg ili manjeg intenziteta dovodi do većeg ili manjeg inkrementa momenta u narednom prekidačkom ciklusu. Sa porastom brzine javlja se uticaj indukovane EMS koji je detaljno opisan u prethodnim poglavljima 4.3 i 5.2. Usled ovog uticaja pozitivni inkrementi momenta se smanjuju, a negativni povećavaju. Iz tog razloga, estimirani moment ima statičku grešku srazmernu brzini motora. Na Sl. 5.4.1 dati su eksperimentalni rezultati koji prikazuju uticaj brzine motora na statičku grešku estimiranog momenta kod DVI-DTC algoritma.

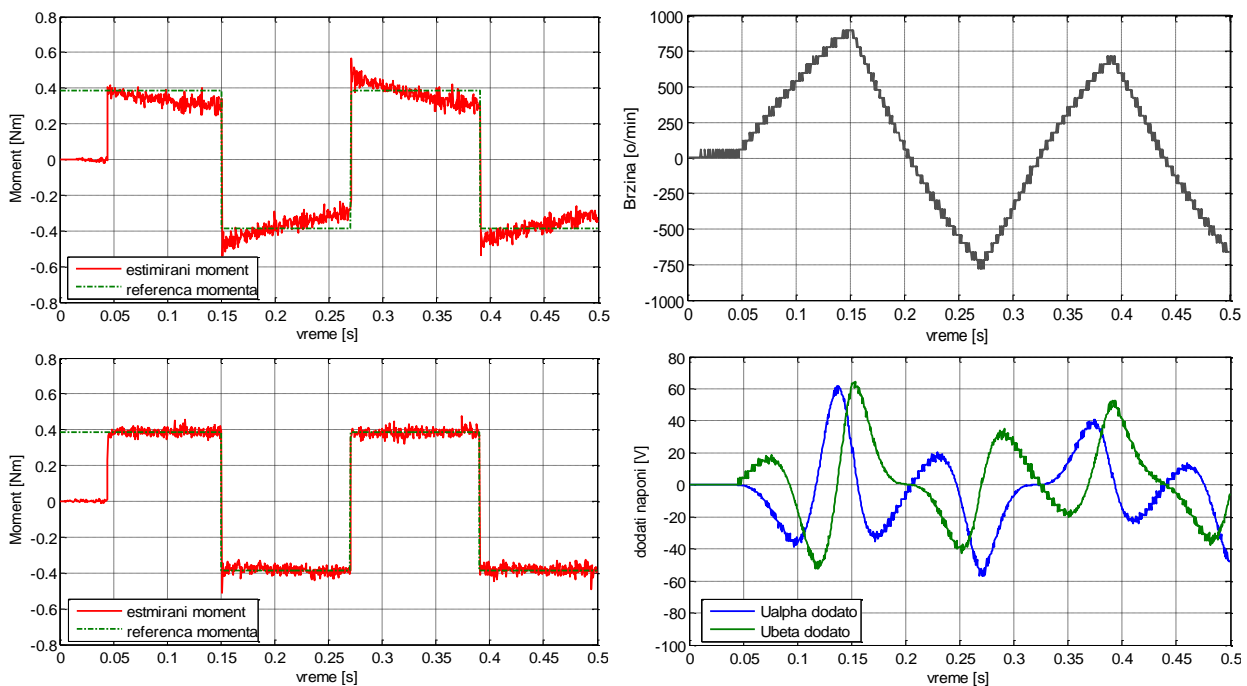


Sl. 5.4.1 – Estimirani moment kod DVI-DTC bez kompenzacije EMS (levo) i sa kompenzacijom EMS (desno) sa referentnim momentom od  $0.5r.j.$  i brzinom: a)  $200\text{min}^{-1}$  ( $0.08r.j.$ ), b)  $800\text{min}^{-1}$  ( $0.33r.j.$ ), c)  $1400\text{min}^{-1}$  ( $0.5r.j.$ )

Na Sl. 5.4.1 prikazan je estimirani moment za tri različite vrednosti brzine motora. Levo je dat estimirani moment kod DVI-DTC bez kompenzacije uticaja brzine, a desno sa kompenzacijom uticaja brzine. Jasno se zaključuje da je sa porastom brzine statička greška momenta veća.

Takođe, važno je istaći da usled veće statičke greške momenta birani naponski vektori imaju veći intenzitet. Iz tog razloga i ripl momenta postaje veći. Nasuprot tome, kompenzacijom uticaja brzine i dovođenjem estimiranog momenta bliže referentnoj vrednosti birani naponski vektori manjeg intenziteta rezultuju manjim riplom momenta. S toga, u cilju tačnijeg određivanja stepena redukcije ripla momenta sa porastom broja diskretizovanih naponskih intenziteta, uticaj indukovane EMS mora biti eliminisan.

Eliminacijom indukovane EMS na način opisan u poglavlju 4.3 (Sl. 4.3.6 – dodavanje odgovarajućeg naponskog vektora) dobijaju se rezultati prikazani na Sl. 5.4.2. Rezultati su prikazani za DVI-DTC algoritam sa 5 diskretizovanih naponskih intenziteta.



Sl. 5.4.2 – Estimirani moment bez i sa kompenzacijom indukovane EMS (levo), brzina i dodati napon za kompenzaciju EMS (desno)

Na Sl. 5.4.2 (levo) prikazani su estimirani moment kod DVI-DTC bez i sa kompenzacijom indukovane EMS, respektivno. Na desnoj strani prikazani su brzina motora i dodati napon za poništavanje uticaja indukovane EMS. Dobijeni rezultati



potvrđuju da estimirani moment prati referentnu vrednost sa manjom greškom za razliku od slučaja gde postoji uticaj indukovane EMS pri različitoj brzini obrtanja.

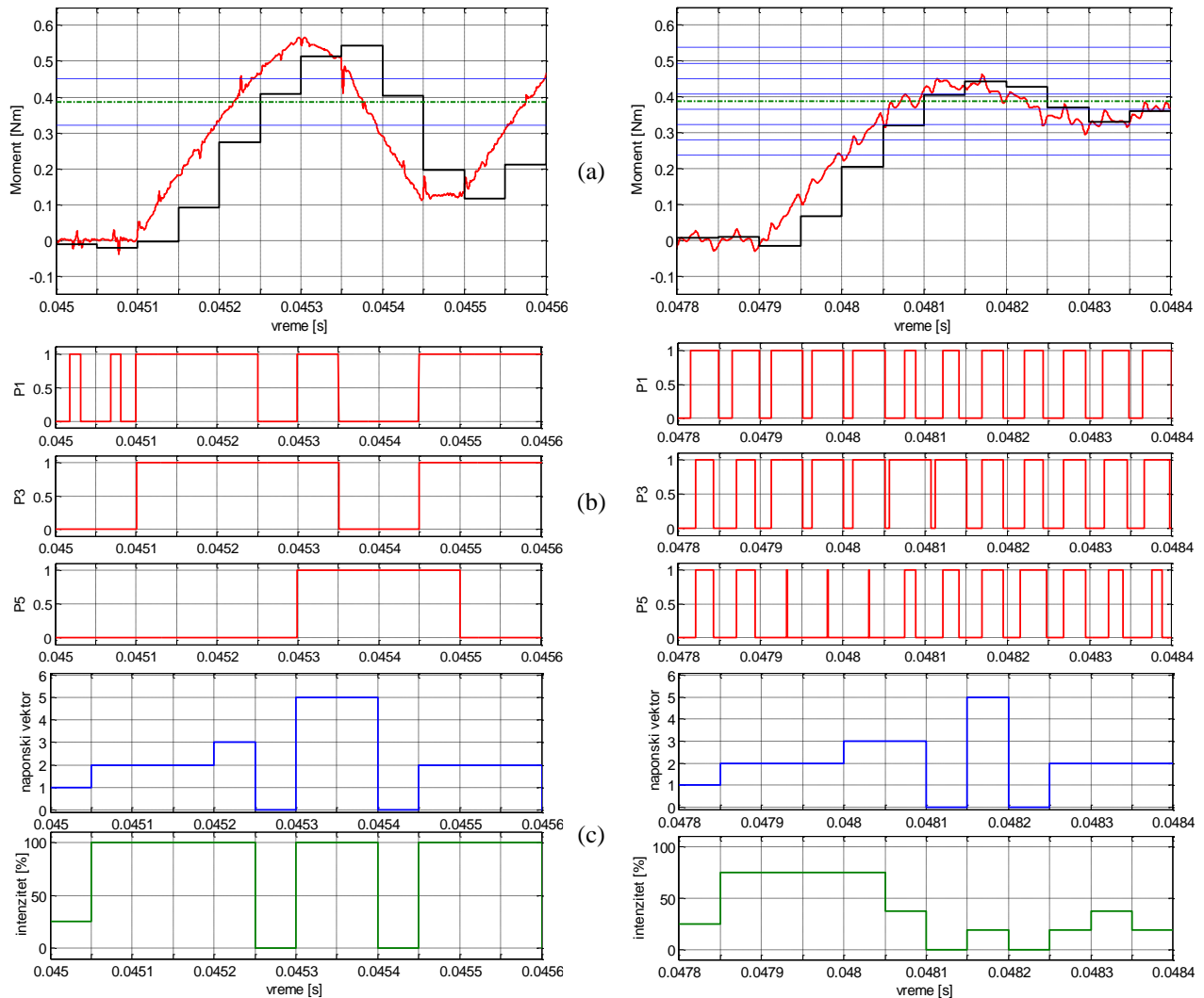
Na ovaj način, dovođenjem estimiranog momenta bliže referentnoj vrednosti, obezbeđuje se još manji ripl momenta. Razlog tome leži u činjenici da algoritam uzima manje vrednosti intenziteta napona nego što je to slučaj kod postojanja statičke greške momenta pri uticaju indukovane EMS. Ovakvom kompenzacijom indukovane EMS su stvoreni uslovi za tačnije određivanje stepena redukcije ripla momenta u zavisnosti od broja definisanih naponskih intenziteta.

### **5.5. Analiza brzine odziva momenta i stepena iskorišćenja napona jednosmernog međukola**

Eksperimentalni rezultati kod DVI-DTC algoritma dobijeni su uz napon realizovan SPWM modulacijom. Otuda maksimalni intenzitet rezultujućeg naponskog vektora (Sl. 4.3.6) odgovara poluprečniku kružnice koja određuje maksimalni napon sinusne PWM (Sl. 2.4.7). Ukoliko proračunati naponski vektor ima vrednost veću od maksimalne vrednosti koju je moguće generisati sinusnom PWM, bira se vektor maksimalnog intenziteta uz zadržavanje ugla proračunatog naponskog vektora.

Intenzitet naponskog vektora kod konvencionalne DTC je 100% ili 0% od punog naponskog vektora, odnosno maksimalni fazni napon je  $0.66U_{DC}$  ili  $0V$ . Kod DVI-DTC algoritma sa 4 naponska vektora, napon uzima jednu od četiri definisane vrednosti ispune kod SPWM: 100%, 75%, 50%, 25% ili 0. Ove ispune u odnosu na puni naponski vektor imaju sledeće vrednosti: 75%, 56.3%, 37.5%, 18.8% ili 0, odnosno fazno  $0.5U_{DC}$ ,  $34.5U_{DC}$ ,  $25U_{DC}$ ,  $12.5U_{DC}$ , ili  $0V$ , datim redosledom. Dakle, kod SPWM najveći naponski vektor predstavlja 75% od punog naponskog vektora kod konvencionalne DTC. Ovo dalje prouzrokuje nešto sporiji odziv momenta kod DVI-DTC metode u odnosu na konvencionalnu DTC usled smanjene iskorišćenosti raspoloživog napona jednosmernog međukola.

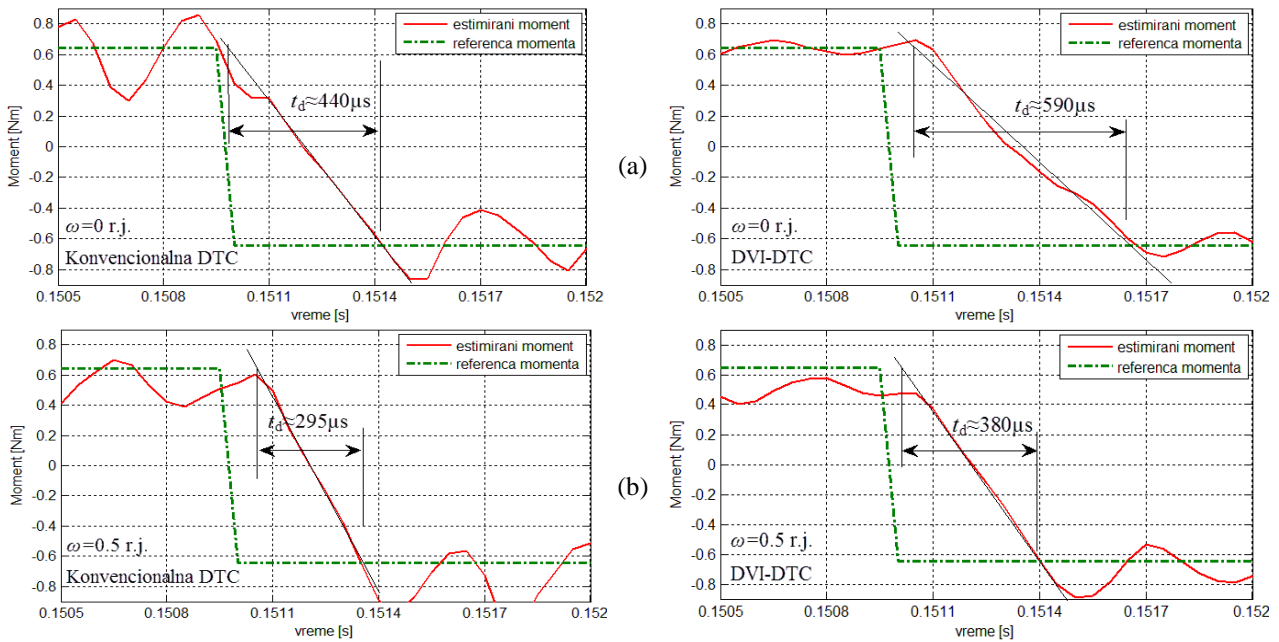
Grafici estimiranog momenta zajedno sa prekidačkim stanjima invertora kod konvencionalne DTC i DVI-DTC dati su na Sl. 5.5.1. Prikazani rezultati odnose se na početak DTC ciklusa po završetku magnećenja odnosno po oslobađanju zahteva po momentu pri istim uslovima kao u poglavlju 5.2.



Sl. 5.5.1 – Estimirani moment i izbor naponskog vektora i njegovog intenziteta kod konvencionalne DTC (levo) i DVI-DTC (desno)

Na Sl. 5.5.1 (b) vide se stanja prekidačkih elemenata naponskog invertora kod konvencionalne DTC i njihova nepromenljivost u toku celog proračunskog ciklusa  $T_s$ . Prekidačka stanja kod DVI-DTC određena su intenzitetom izabranog naponskog vektora kao što se vidi sa Sl. 5.5.1 (c).

Brzina odziva na smanjenje reference momenta uslovljena je stepenom iskorišćenosti raspoloživog napona jednosmernog međukola. Rezultati brzine odziva momenta kod konvencionalne DTC i DVI-DTC sa i bez kompenzacije indukovane EMS prikazani su na Sl. 5.5.2.



Sl. 5.5.2 – Brzina odziva momenta pri brzini a) 0r.j. i b) 0.5r.j.

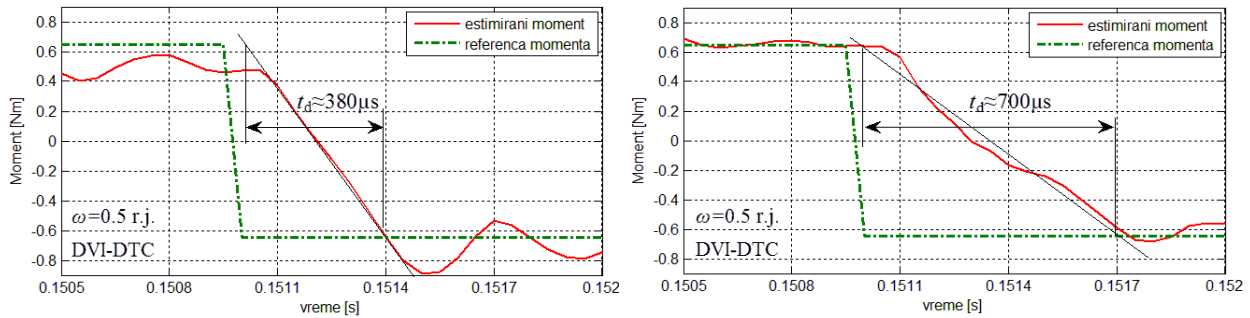
kod konvencionalne DTC (levo) i DVI-DTC bez kompenzacije indukovane EMS (desno)

Rezultati prikazani na Sl. 5.5.2 daju pregled brzina odziva na promenu reference momenta od 1 r.j. pri zakočenom rotoru i pri brzini od 0.5 r.j. Eksperimentalni podaci potvrđuju da predložena DVI-DTC ima nešto sporiji odziv na promenu reference momenta u poređenju sa konvencionalnom DTC. Ovo je upravo uslovljeno manjim stepenom iskorišćenja napona invertora pri SPWM.

### Analiza brzine odziva sa selektivnom kompenzacijom uticaja brzine

Imajući na umu da smer indukovane EMS može biti takav da pomaže brzinu promene momenta motora, predloženi DVI-DTC algoritam može se modifikovati u cilju iskorišćenja ovog efekta. Naime, pri naglim promenama referentne vrednosti momenta koje dovode do smanjenja brzine obrtanja po apsolutnoj vrednosti, moguće je na kratko ukinuti kompenzaciju uticaja indukovane EMS. Ovo ukidanje kompenzacije odnosi se na nekoliko prekidačkih ciklusa kada se estimirani moment nalazi van granica višestepenog komparatora momenta. To bi dalje omogućilo bržu promenu momenta zahvaljujući smeru indukovane EMS koja pomaže brzinu promene struje u namotajima motora (Sl. 4.3.3).

Eksperimentalni rezultati odziva momenta na naglu promenu referentne vrednosti kod DVI-DTC bez i sa kompenzacijom EMS prikazani su na Sl. 5.5.3.



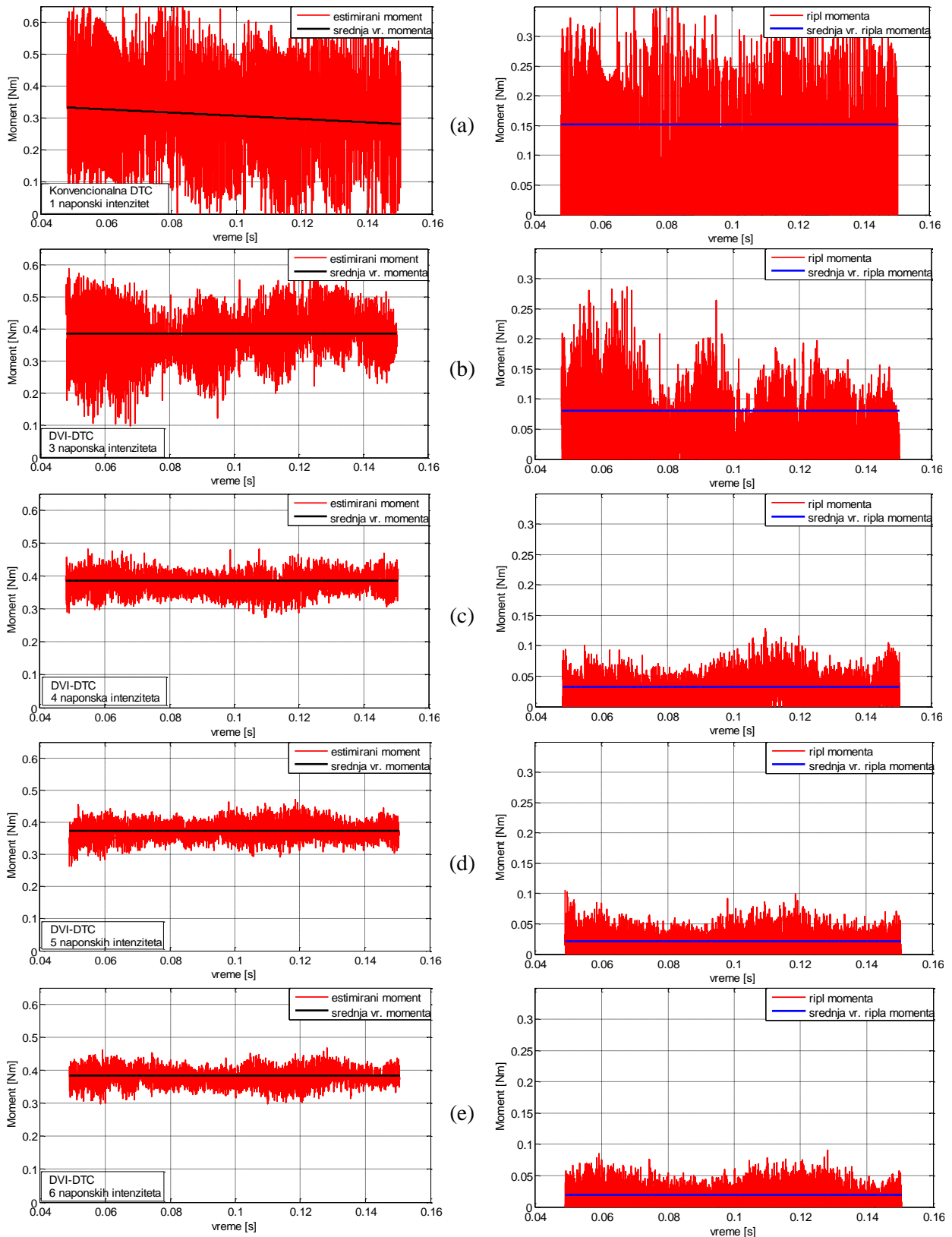
Sl. 5.5.3 – Brzina odziva momenta kod DVI-DTC sa selektivnom kompenzacijom EMS, bez kompenzacije EMS (levo), sa kompenzacijom EMS (desno)

Sl. 5.5.3 pokazuje da predloženi DVI-DTC algoritam rezultuje bržim odzivom momenta u slučaju postojanja indukovane EMS. Ukidanjem kompenzacije indukovane EMS odnosno njenom selektivnom kompenzacijom, moguće je uticati na brzinu odziva momenta pri radu motora. Brzina odziva momenta u slučaju ovakve selektivne kompenzacije EMS zavisi od trenutne brzine obrtanja motora odnosno intenziteta indukovane EMS. Otuda rezultujući inkrementi momenta mogu imati vrednosti koje su veće od inkremenata momenta kod konvencionalne DTC pri nultoj brzini što potvrđuju Sl. 4.3.2 i Sl. 4.3.3 date u prethodnom poglavlju.

Struktura predloženog DVI-DTC algoritma omogućava da se u opisanom slučaju kada je izabrana najveća diskretizovana vrednost napona jednostavno ne uvaži dodati napon koji kompenzuje uticaj EMS. Implementacija ove selektivne kompenzacije EMS je izuzetno jednostavna jer se algoritam DVI-DTC zasniva na prekidačkim tablicama i nekontinualnim *if* programskim strukturama. Na ovaj način dobija se veći rezultujući napon (odabrani naponski vektor + indukovana EMS) koji omogućava bržu promenu struje odnosno momenta u okviru vremena  $T_s$ .

## 5.6. Analiza redukcije ripla momenta u zavisnosti od broja raspoloživih naponskih vektora

Sa kompenzovanim uticajem indukovane EMS na ovaj način moguće je tačnije odrediti ripl momenta u zavisnosti od broja naponskih intenziteta kod DVI-DTC. Rezultati estimiranog momenta sa DVI-DTC algoritmom i kompenzacijom indukovane EMS pri istim uslovima ispitivanja kao i u poglavlju 5.2 prikazani su na Sl. 5.6.1. Analizirane su vrednosti ripla momenta za DVI-DTC algoritam sa 3, 4, 5 i 6 diskretizovanih intenziteta naponskih vektora. Pregled i obrada rezultata izvršeni su na isti način kao i u poglavlju 5.3.



Sl. 5.6.1 – Estimirani moment DTC kod konvencionalne (a) i DVI-DTC sa kompezovanim uticajem EMS sa: 3 (b), 4 (c), 5 (d) i 6 (e) različitih naponskih intenziteta (levo) i odgovarajuće srednje vrednosti ripla momenta (desno)

Ekperimentalni rezultati prikazani na Sl. 5.6.1 potvrđuju da je ripl momenta pri kompenzaciji EMS manji nego u slučaju bez kompenzacije (Sl. 5.3.6). Ovo je posledica eliminisanja statičke greške momenta usled koje algoritam bira naponske vektore većeg intenziteta što dalje dovodi do većeg ripla momenta. Kompenzacijom EMS na ovaj način estimirani moment prati zadatu vrednost što dalje dovodi do izbora vektora manjeg intenziteta i manjeg ripla momenta.

U Tabeli 5.6.1 dat je prikaz numeričkih vrednosti odnosa ripla momenta kod konvencionalne DTC i DVI-DTC sa i bez kompenzacije indukovane EMS.

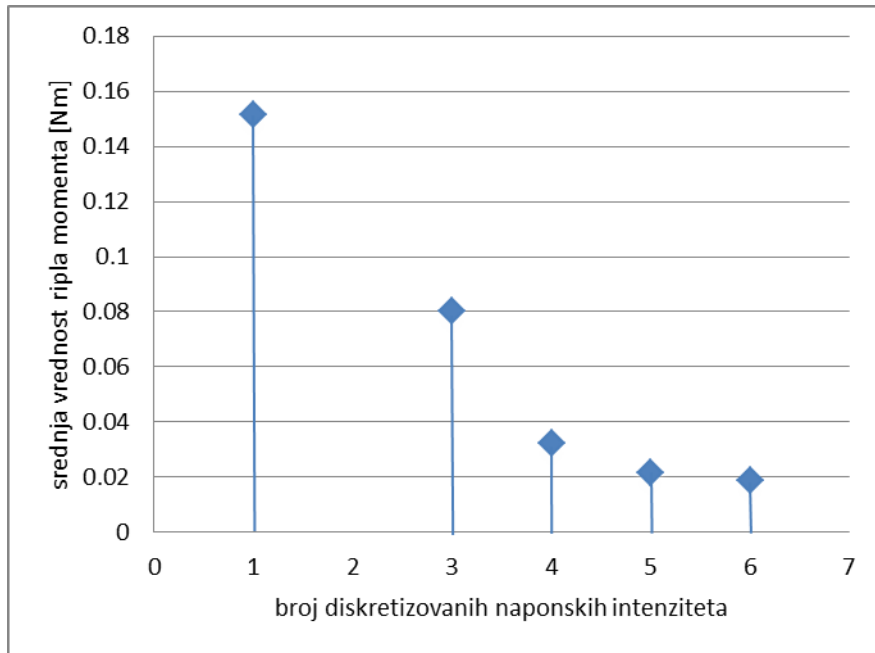
*Tabela 5.6.1 – Analiza ripla momenta kod konvencionalne DTC i DVI-DTC sa i bez kompenzacije indukovane EMS.*

	Srednje kvadratna vrednost ripla momenta [Nm]		Ripl momenta/ naznačeni moment [%]		Odnos ripla momenta kod konvencionalne DTC i DVI-DTC	
	1	2	1	2	1	2
<b>Konvencionalna DTC</b> (1 naponski intenzitet)	0.1515		<b>11.74</b>		<b>1</b>	
<b>Predložena 1</b> (3 naponska intenziteta)	0.0835	0.0802	<b>6.47</b>	<b>6.21</b>	<b>1.81</b>	<b>1.89</b>
<b>Predložena 2</b> (4 naponska intenziteta)	0.0354	0.0323	<b>2.74</b>	<b>2.50</b>	<b>4.28</b>	<b>4.69</b>
<b>Predložena 3</b> (5 naponskih intenziteta)	0.0262	0.0218	<b>2.03</b>	<b>1.69</b>	<b>5.78</b>	<b>6.95</b>
<b>Predložena 4</b> (6 naponskih intenziteta)	0.0234	0.0188	<b>1.81</b>	<b>1.46</b>	<b>6.47</b>	<b>8.06</b>

1 – bez kompenzacije indukovane EMS, (Tabela 5.3.1)

2 – sa kompenzacijom indukovane EMS

Daljim povećanjem broja intenziteta naponskih vektora DVI-DTC algoritam sa kompenzovanim uticajem EMS daje manji ripl nego u slučaju bez kompenzacije EMS a višestruko manji u poređenju sa konvencionalnom DTC. Rezultati izneti u Tabeli 5.6.1 mogu se prezentovati i grafički na Sl. 5.6.2.



Sl. 5.6.2 - Grafik zavisnosti ripla momenta od broja definisanih naponskih intenziteta

Grafik prikazan na Sl. 5.6.2 potvrđuje eksponencijalno smanjenje ripla momenta sa povećanjem broja diskretizovanih naponskih intenziteta kod predloženog DVI-DTC algoritma.

Ipak, ripl momenta na ovaj način nije moguće potpuno eliminisati usled postojanja samo šest osnovnih pravaca predefinisanih naponskih vektora. Dalje smanjenje ripla moglo bi se odvijati u pravcu definisanja većeg broja pravaca raspoloživih naponskih vektora. Ove modifikacije su moguće uz uvažavanje kompromisa između složenosti prekidačke tabele, samog algoritma i nivoa daljeg smanjenja ripla.

## 6. Zaključak

U ovoj doktorskoj tezi u okviru prethodnih 5 poglavlja dati su:

- Pregled aktuelne naučne literature u oblasti direktne kontrole momenta i rešavanja njenih nedostataka;
- Matematički model mašine naizmenične struje i podela metoda kontrole asinhronog motora;
- Principi na kojima počiva direktna kontrola momenta sa diskretnim naponskim vektorima;
- Predlog modifikovanog algoritma DTC sa diskretizovanim naponskim intenzitetima (DVI-DTC) i analiza mogućnosti redukcije ripla momenta;
- Eksperimentalna analiza predložene DVI-DTC kontrole. Izvršeno je višestruko uzorkovanje i procesiranje signala u cilju preciznijeg određivanja ripla momenta kao i njegove zavisnosti od broja definisanih naponskih intenziteta. Potom je izvršena analiza brzine odziva momenta kod DVI-DTC sa kompenzacijom i bez kompenzacije indukovane EMS kao i analiza redukcije ripla momenta u zavisnosti od broja diskretizovanih naponskih intenziteta.

Napor učinjen pri izradi ove disertacije i rezultati do kojih se došlo u okviru teoretskih, simulacionih i eksperimentalnih istraživanja mogu se sublimirati naučnim doprinosom doktorske disertacije. Osnovni doprinos ove doktorske disertacije predstavlja razvoj algoritma DTC na bazi višestepenih komparatora momenta koji omogućava odgovarajuću redukciju ripla momenta jednostavnim izborom broja nivoa višestepenog komparatora odnosno broja diskretizovanih naponskih intenziteta. Detaljniji opis doprinosa disertacije, prednosti i zaključaka do kojih se došlo u okviru istraživanja mogu se sumirati na sledeći način:

- Predloženi algoritam sa proizvoljnim brojem diskretizovanih naponskih intenziteta koji omogućava znatno smanjenje ripla momenta pri konstantnoj prekidačkoj frekvenciji;



- Jednostavnost predloženog DVI-DTC algoritma – obezbeđena je mogućnost promene broja intenziteta primenjenih naponskih vektora na jednostavan način bez izmene strukture algoritma i popunjavanja novih prekidačkih tablica. Korisniku pogona baziranog na ovom algoritmu omogućen je odabir broja željenih naponskih intenziteta u cilju odgovarajuće redukcije ripla momenta. Promena broja naponskih vektora ne zahteva definisanje nove prekidačke tabele jer je omogućen raspregnut izbor smera i intenziteta naponskog vektora;
- Zadržavanje dobrih karakteristika konvencionalne DTC:
  - jednostavnost bez složenih proračuna – algoritam je izuzetno jednostavan i ne poseduje obrtne transformacije i složene matematičke proračune. Izvršavanje proračuna kod DVI-DTC algoritma je tek za 2-5% duže nego u slučaju kod konvencionalne DTC koja predstavlja najjednostavniji vid DTC kontrole,
  - brzina odziva momenta – algoritam se zasniva na korišćenju komparatora u regulaciji. Odsustvo PI regulatora omogućava brz odziv momenta motora bez ograničenja propusnog opsega usled regulacionih struktura što je slučaj kod PWM-DTC algoritama.
- Eliminisanje uticaja brzine na statičku grešku momenta – u algoritmu je izvršena kompenzacija uticaja brzine odnosno indukovane EMS na smanjenje momenta i pojavu statičke greške. Ovim je eliminisan uticaj EMS na inkremente momenta u toku prekidačkog ciklusa. Eliminacija indukovane EMS predstavlja uslov za tačnije određivanje ripla momenta u zavisnosti od broja definisanih diskretizovanih naponskih intenziteta u odnosu na ripl momenta pri postojanju uticaja indukovane EMS;
- Određivanje stepena redukcije ripla momenta – ripl momenta je preciznije određen što je omogućeno paralelnom estimacijom sa višestruko uzorkovanim veličinama.

Budući rad i nastavak istraživanja u okviru teme izložene doktorske disertacije razvijaće se u sledećih nekoliko pravaca:

- Razvoj predloženog DVI-DTC algoritma implementacijom odgovarajućih algoritama nadmodulacije (*overmodulation*) kako bi se obezbedila što veća iskorišćenost napona jednosmernog međukola u cilju bržeg odziva momenta motora;
- Implementacija prekidačke tabele sa 12 definisanih pravaca naponskih vektora i analiza smanjenja ripla momenta uz DVI-DTC algoritam. Kod predložene DVI-DTC metode ripla momenta nije moguće potpuno eliminisati usled izbora jednog od šest osnovnih pravaca predefinisanih naponskih vektora. Dalje smanjenje ripla moglo bi se odvijati u pravcu definisanja većeg broja pravaca raspoloživih naponskih vektora. Ove modifikacije su moguće uz uvažavanje kompromisa između složenosti prekidačke tabele, samog algoritma i nivoa daljeg smanjenja ripla;
- Analiza smanjenja nivoa buke u zavisnosti od broja raspoloživih diskretizovanih naponskih intenziteta. Konvencionalna DTC metoda rezultuje pojavom visokog intenziteta akustične buke u čujnom opsegu. Ovo je posledica mehaničkog naprezanja magnetnog kola mašine posebno u frekvenciji strujnog (momentnog) ripla. Kod predložene DVI-DTC nivo buke značajno se smanjuje sa povećanjem broja diskretizovanih naponskih intenziteta;
- Analiza intenziteta vibracija koje se javljaju na kućištu asinhronne mašine u toku rada u zavisnosti od broja raspoloživih diskretizovanih naponskih intenziteta.

## 7. Literatura

- [1] M. Бјекић, Д. Стојановић, Б. Јефтенић, С. Штаткић, М. Бебић, Ј. Ристић, Д. Бјекић, А. Миловановић, Р. Крнета, М. Плазинић, М. Росић, М. Божић, С. Антић, and Б. Копривица, *Енергетска ефикасност електромоторних погона*. Чачак, Србија: Технички факултет Чачак, 2012.
- [2] P. Waide and C. U. Brunner, “Energy-Efficiency Policy Opportunities for Electric Motor-Driven Systems,” Paris, France, OECD/IEA 2011, 2011.
- [3] С. Н. Вукосавић, *Дигитално управљање електричним погонима*. Београд: Академска мисао, Београд, 2003.
- [4] S.-K. Sul, *Control of Electric Machine Drive Systems*. John WILEY & Sons Inc., New Jersey, 2011.
- [5] I. Takahashi and T. Noguchi, “A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-22, no. 5, pp. 820–827, Sep. 1986.
- [6] M. Depenbrock, “Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 3, no. 4, pp. 420–429, 1988.
- [7] H. Abu-Rub, A. Iqbal, and J. Guzinski, *High Performance control of AC Drives with MATLAB/Simulink Models*. WILEY, 2012.
- [8] P. Tiitien and M. Surandra, “The next generation motor control method, DTC direct torque control,” in *Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth, 1996., Proceedings of the 1996 International Conference on (Volume:1 )*, 1996, pp. 37–43.
- [9] P. Vas, “Direct torque control (DTC) of induction machines,” in *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, 1998, pp. 505–574.
- [10] “Technical guide No. 1 Direct torque control - the world’s most advanced AC drive technology,” *ABB corporation*, 2011. [Online]. Available: [http://www08.abb.com/global/scot/scot201.nsf/veritydisplay/14f3a3ad8f3362bac12578a70041e728/\\$file/ABB\\_Technical\\_guide\\_No\\_1\\_REVC.pdf](http://www08.abb.com/global/scot/scot201.nsf/veritydisplay/14f3a3ad8f3362bac12578a70041e728/$file/ABB_Technical_guide_No_1_REVC.pdf).
- [11] D. Casadei, G. Grandi, and G. Serra, “Rotor flux oriented torque-control of induction machines based on stator flux vector control,” in *Power Electronics and Applications, 1993., Fifth European Conference on*, 1993, pp. 67 – 72 vol.5.
- [12] Y. A. Chapuis and D. Roje, “Direct torque control and current limitation method in start up of an induction machine,” in *Seventh International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, 1998. (Conf. Publ. No. 456)*, 1998, pp. 451 – 455.
- [13] G. Juhasz, S. Halasz, and K. Veszpremi, “New aspects of a direct torque controlled induction motor drive,” in *Proceedings of IEEE International Conference on Industrial Technology 2000*, 2000, pp. 43 – 48 vol.1.

- [14] M. P. Kazmierkowski and A. B. Kasprowicz, "Improved direct torque and flux vector control of PWM inverter-fed induction motor drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 42, no. 4, pp. 344–350, 1995.
- [15] J. Chen and L. Yongdong, "Virtual vectors based predictive control of torque and flux of induction motor and speed sensorless drives," in *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE*, 1999, no. IV, pp. 2606 – 2613 vol.4.
- [16] T. Noguchi, M. Yamamoto, S. Kondo, and I. Takahashi, "Enlarging switching frequency in direct torque-controlled inverter by means of dithering," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, no. 6, pp. 1358–1366, 1999.
- [17] N. R. N. Idris and A. H. . Yatim, "Reduced torque ripple and constant torque switching frequency strategy for direct torque control of induction machine," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE*, 2000, pp. 154 – 161 vol.1.
- [18] N. R. N. Idris, T. C. Ling, and M. E. Elbuluk, "A new torque and flux controllers for direct torque control of induction machines," *Conf. Rec. - IAS Annu. Meet. (IEEE Ind. Appl. Soc.)*, vol. 2, pp. 979–984, 2005.
- [19] J.-K. Kang, D.-W. Chung, and S.-K. Sul, "Direct torque control of induction machine with variable amplitude control of flux and torque hysteresis bands," in *Electric Machines and Drives, 1999. International Conference IEMD '99*, 1999, pp. 640 – 642.
- [20] J. K. Kang and S. K. Sul, "Analysis and prediction of inverter switching frequency in direct torque control of induction machine based on hysteresis bands and machine parameters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 48, no. 3, pp. 545–553, Jun. 2001.
- [21] R. N. A. Bin Raja Yunus, A. Jidin, N. F. Alias, A. L. Herlino, and M. Manap, "Performance analysis of direct torque control of induction machines," in *2013 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2013, pp. 2123–2127.
- [22] V. Ambrožič, M. Bertoluzzo, G. S. Buja, and R. Menis, "An assessment of the inverter switching characteristics in DTC induction motor drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 2, pp. 457–465, 2005.
- [23] S. Mathapati and J. Böcker, "Analytical and Offline Approach to Select Optimal Hysteresis Bands of DTC for PMSM," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 3, pp. 885–895, 2013.
- [24] П. Матић, "Директно управљање асинхроним мотором у режиму слабљења поља - докторска дисертација," Универзитет у Београду, Електротехнички факултет, 2011.
- [25] G. S. Buja, D. Casadei, and G. Serra, "Direct stator flux and torque control of an induction motor: theoretical analysis and experimental results," in *Industrial Electronics Society, 1998. IECON '98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE*, 1998, pp. T50 – T64 Vol.1.

- [26] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, and L. Zarri, "Assessment of direct torque control for induction motor drives," *Bull. POLISH Acad. Sci.*, vol. 54, no. 3, pp. 237–254, 2006.
- [27] Ludtke I. and Jayne M.G., "A new direct torque control strategy," in *Advances in Control Systems for Electric Drives, IEE Colloquium on*, 1995, pp. 5/1 – 5/4.
- [28] M. Cirrincione, M. Pucci, G. Vitale, and G. Cirrincione, "A new direct torque control strategy for the minimization of common-mode emissions," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 2, pp. 504–517, 2006.
- [29] N. Mitrović, V. Kostić, M. Petronijevic, and B. Jeftenić, *Implementacija algoritama za upravljanje momentnom i fluksom asinhronih motora*. Niš: Univerzitet u Nišu, Elektroniski fakultet Niš, 2009.
- [30] A. H. Adel, A. Refky, S. Abo-Zaid, and M. Elwany, "Torque Ripple Reduction in Direct Torque Control of Induction Motor Drives by Improvement of the Switching Table," *J. Multidiscip. Eng. Sci. Technol.*, vol. 1, no. 5, pp. 238–243, 2014.
- [31] C. G. Mei, S. K. Panda, J. X. Xu, and K. W. Lim, "Direct torque control of induction motor-variable switching sectors," in *Power Electronics and Drive Systems, 1999. PEDS '99. Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on (Volume:1 )*, 1999, pp. 80 – 85 vol.1.
- [32] A. Jidin, N. Rumzi, Nik Idris, M. Halim, Abdul Yatim, T. Sutikno, and M. E. Elbuluk, "An Optimized Switching Strategy for Quick Dynamic Torque Control in DTC-Hysteresis-Based Induction Machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 8, pp. 3391–3400, 2011.
- [33] A. B. Kasprowicz, M. P. Kazmierkowski, and S. Kanoza, "Speed sensorless direct torque vector control of DC link resonant inverter-fed induction motor drive," in *Industrial Electronics, 1996. ISIE '96., Proceedings of the IEEE International Symposium on (Volume:1 )*, 1996, pp. 186 – 189 vol.1.
- [34] T. Ahammad, A. R. Beig, and K. Al-hosani, "An Improved Direct Torque Control of Induction Motor with Modified Sliding Mode Control Approach," in *IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2013*, 2013, no. 5, pp. 1–6.
- [35] J. H. Leong, Z. Q. Zhu, and L. J. M, "Minimization of Steady-State Torque Tracking Error in Direct-Torque Controlled PM Brushless AC Drives," in *2013 Eighth International Conference and Exhibition on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, 2013, no. 1, pp. 1–4.
- [36] J. Faiz, M. Bagher, B. Sharifian, A. Keyhani, and A. B. Proca, "Sensorless direct torque control of induction motors used in electric vehicle," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 18, no. 1, pp. 1–10, 2003.
- [37] M. B. B. Shanflan and J. Faiz, "Implementation of sensorless DTC technique for speed control of induction motor using a novel switching pattern," in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004. The 4th International (Volume:1 )*, 2004, pp. 379–383.
- [38] A. Purcell and P. P. Acarnley, "Enhanced inverter switching for fast response direct torque control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, no. 3, pp. 382–389, 2001.

- [39] A. Purcell and P. Acarnley, "Device switching scheme for direct torque control," *Electronics Letters*, vol. 34, Issue , pp. 412–414, 1998.
- [40] D. Casadei, G. Serra, and A. Tani, "Improvement of direct torque control performance by using a discrete SVM technique," *PESC 98 Rec. 29th Annu. IEEE Power Electron. Spec. Conf. (Cat. No.98CH36196)*, vol. 2, pp. 997–1003, 1998.
- [41] D. Casadei, G. Serra, and A. Tani, "Analytical investigation of torque and flux ripple in DTC schemes for induction motors," *Proc. IECON'97 23rd Int. Conf. Ind. Electron. Control. Instrum. (Cat. No.97CH36066)*, vol. 2, pp. 552–556, 1997.
- [42] D. Casadei, G. Serra, and K. Tani, "Implementation of a direct control algorithm for induction motors based on discrete space vector modulation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 15, no. 4, pp. 769–777, 2000.
- [43] D. Casadei, F. Profumo, G. Serra, and A. Tani, "FOC and DTC: Two viable schemes for induction motors torque control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, no. 5, pp. 779–787, 2002.
- [44] J.-K. Kang and S.-K. Sul, "New direct torque control of induction motor for minimum torque ripple and constant switching frequency," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, no. 5, pp. 1076–1082, 1999.
- [45] D. Telford, M. W. Dunnigan, and B. W. Williams, "A novel torque-ripple reduction strategy for direct torque control [of induction motor]," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 48, no. 4, pp. 867–870, 2001.
- [46] Yunchang Kwak, Jin-Woo Ahn, and Dong-Hee Lee, "A DTC-PWM control scheme of PMSM based on 12-sectors division and speed information," in *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*, 2014, pp. 2693–2699.
- [47] S. Mir and M. E. Elbuluk, "Precision torque control in inverter-fed induction machines using fuzzy logic," *Proc. PESC '95 - Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 1, pp. 396–401, 1995.
- [48] V. Ambrozic, G. S. Buja, and R. Menis, "Band-constrained technique for direct torque control of induction motor," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 4, pp. 776–784, 2004.
- [49] Y. Ren, Z. Q. Zhu, and J. Liu, "Direct torque control of permanent-magnet synchronous machine drives with a simple duty ratio regulator," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 10, pp. 5249–5258, 2014.
- [50] Xiao Tang, Xiangyu Yang, and Shiwei Zhao, "New direct torque control method considering voltage vector duty ratio used in PMSM drive," in *2013 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2013, no. 3, pp. 1189–1193.
- [51] S. Kaboli, M. R. Zolghadri, D. Roye, J. Guiraud, and J.-C. Crebier, "Design and implementation of a predictive controller for reducing the torque ripple in direct torque control based induction motor drives," in *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, 2004, vol. 1, pp. 476–481.

- [52] H. Miranda, P. Cortes, J. I. Yuz, and J. Rodriguez, "Predictive Torque Control of Induction Machines Based on State-Space Models," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 1916–1924, 2009.
- [53] T. Geyer, G. Papafotiou, and M. Morari, "Model predictive direct torque control - Part I: Concept, algorithm, and analysis," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 1894–1905, 2009.
- [54] G. Papafotiou, J. Kley, K. G. Papadopoulos, P. Bohren, and M. Morari, "Model predictive direct torque control - Part II: implementation and experimental evaluation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 1906–1915, 2009.
- [55] J. Beerten, J. Verwekken, and J. Driesen, "Predictive direct torque control for flux and torque ripple reduction," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, pp. 404–412, 2010.
- [56] H. Benalla, R. Toufouti, and S. Meziane, "Direct Torque Control for Induction Motor Using Intelligent Techniques," *J. Theor. Appl. Inf. Technol.*, pp. 35–44, 2007.
- [57] S. Gdaim, A. Mtibaa, and M. F. Mimouni, "Direct Torque Control of Induction Machine based on Intelligent Techniques," *Int. J. Comput. Appl.*, vol. 10, no. 8, pp. 29–35, 2010.
- [58] S. A. Mir, M. E. Elbuluk, and D. S. Zinger, "Fuzzy implementation of direct self control of induction machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 3, pp. 729–735, May 1994.
- [59] P. Z. Grabowski, "Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1997. IECON 97. 23rd International Conference on (Volume:2 )," in *Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1997. IECON 97. 23rd International Conference on (Volume:2 )*, 1997, pp. 557 – 562.
- [60] M. Uddin and M. Hafeez, "FLC-based DTC scheme to improve the dynamic performance of an im drive," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 48, no. 2, pp. 823 – 831, 2012.
- [61] M. Hafeez, M. N. Uddin, N. A. Rahim, and W. P. Hew, "Self-Tuned NFC and Adaptive Torque Hysteresis based DTC Scheme for IM Drive," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 2, pp. 1410 – 1420, 2013.
- [62] H. F. E. Soliman and M. E. Elbuluk, "Direct Torque Control of a Three Phase Induction Motor Using a Hybrid PI/Fuzzy Controller," in *2007 IEEE Industry Applications Annual Meeting*, 2007, pp. 1681–1685.
- [63] J. L. Azcue and E. Ruppert, "Three-phase induction motor DTC-SVM scheme with self-tuning PI-type fuzzy controller," in *Proceedings - 2010 7th International Conference on Fuzzy Systems and Knowledge Discovery, FSKD 2010*, 2010, vol. 2, pp. 757–762.
- [64] Y. Zhang, J. Zhu, W. Xu, and Y. Guo, "A simple method to reduce torque ripple in direct torque-controlled permanent-magnet synchronous motor by using vectors with variable amplitude and angle," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 7, pp. 2848–2859, 2011.

- [65] X. Qiu, W. Huang, and F. Bu, "Torque-angle-based direct torque control for interior permanent-magnet synchronous motor drivers in electric vehicles," *J. Power Electron.*, vol. 13, no. 6, pp. 964–974, Nov. 2013.
- [66] C. Lascu, I. Boldea, and F. Blaabjerg, "A modified direct torque control for induction motor sensorless drive," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 36, no. 1, pp. 122–130, 2000.
- [67] S. Vamsidhar and B. G. Fernandes, "Hardware-in-the-loop simulation based design and experimental evaluation of DTC strategies," in *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, 2004, vol. 5, pp. 3615–3621.
- [68] C. Lascu, I. Boldea, and F. Blaabjerg, "Variable-Structure Direct Torque Control—A Class of Fast and Robust Controllers for Induction Machine Drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 4, pp. 785–792, 2004.
- [69] J. Zhang and M. F. Rahman, "Direct Flux Vector Control Scheme for Induction Machine Drives with Space Vector Modulation," no. 6, pp. 1798–1804, 2005.
- [70] J. Zhang and M. F. Rahman, "A direct-flux-vector-controlled induction generator with space-vector modulation for integrated starter alternator," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 5, pp. 2512–2520, 2007.
- [71] A. S. Lock, E. R. da Silva, M. E. Elbuluk, and D. A. Fernandes, "Torque control of induction motor drives based on One-Cycle Control method," in *2012 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 2012, no. 2, pp. 1–8.
- [72] T. G. Habetler, F. Profumo, M. Pastorelli, and L. M. Tolbert, "Direct torque control of induction machines using space vector modulation," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 5, pp. 1045–1053, 1992.
- [73] A. Tripathi, A. M. Khambadkone, and S. K. Panda, "Torque ripple analysis and dynamic performance of a space vector modulation based control method for AC-drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 2, pp. 485–492, 2005.
- [74] J. K. Seok, J. S. Kim, and S. K. Sul, "Overmodulation strategy for high-performance torque control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, pp. 786–792, 1998.
- [75] G. Griva, T. G. Habetler, F. Profumo, and M. Pastorelli, "Performance evaluation of a direct torque controlled drive in the continuous PWM-square wave transition region," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 10, no. 4, pp. 464–471, 1995.
- [76] N. T. West and R. D. Lorenz, "Implementation and Evaluation of a Stator and Rotor Flux Linkage-Based Dead-Beat, Direct Torque Control of Induction Machines at the Operational Voltage Limits," in *2007 IEEE Industry Applications Annual Meeting*, 2007, no. 3, pp. 690–695.
- [77] C. H. Choi, J. K. Seok, and R. D. Lorenz, "Wide-speed direct torque and flux control for interior PM synchronous motors operating at voltage and current limits," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 49, no. 1, pp. 109–117, 2013.
- [78] S. Kim and J. Seok, "Finite-Settling-Steps Direct Torque and Flux Control for Torque-Controlled Interior PM Motors at Voltage Limits," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 5, pp. 3374–3381, 2014.



- [79] J. S. Lee, R. D. Lorenz, and M. A. Valenzuela, "Time-Optimal and Loss-Minimizing Deadbeat-Direct Torque and Flux Control for Interior Permanent-Magnet Synchronous Machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 3, pp. 1880 – 1890, 2014.
- [80] J. S. Lee and R. D. Lorenz, "Deadbeat-direct torque and flux control of IPMSM drives using a minimum time ramp trajectory method at voltage and current limits," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 6, pp. 3795–3804, 2014.
- [81] G. Griva, F. Profumo, M. Abrate, A. Tenconi, and D. Berruti, "Wide speed range DTC drive performance with new flux weakening control," in *29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record.*, 1998, vol. 2, pp. 1599 – 1604.
- [82] T. R. Obermann, Z. D. Hurst, and R. D. Lorenz, "Deadbeat-direct torque & flux control motor drive over a wide speed, torque and flux operating space using a single control law," in *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2010 - Proceedings*, 2010, pp. 215–222.
- [83] L. Jian, L. He, T. Wan, and C. Yu, "Efficiency-Optimized Space-Vector-Modulation Direct Torque Control for AC Motor Drives," in *International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS*, 2009, no. 1, pp. 348–353.
- [84] W. Xie, X. Wang, G. Dajaku, D. Gerling, and R. Kennel, "Improvement and comparison of efficiency and low cost drive system based on DTC and DTC-SVM," in *Proceedings of the 2013 IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC 2013*, 2013, no. 1, pp. 1261–1266.
- [85] W. Xie, X. Wang, G. Dajaku, D. Gerling, and R. Kennel, "Analysis and Improvement of High Efficiency and Low Cost Drive System based on Direct Torque Control," in *15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 2013*, 2013, pp. 1–10.
- [86] M. Cirrincione, M. Pucci, and G. Vitale, "A novel direct torque control of an induction motor drive with a three-level inverter," *2003 IEEE Bol. Power Tech Conf. Proceedings*, vol. 3, 2003.
- [87] A. Damiano, G. Gatto, I. Marongiu, and A. Perfetto, "An improved multilevel DTC drive," in *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, 2001, vol. 3, no. 2, pp. 1452–1457.
- [88] M. Z. R. Z. Ahmadi, A. Jidin, M. N. Othman, H. Jopri, and M. Manap, "Improved performance of Direct Torque Control of induction machine utilizing 3-level Cascade H-Bridge Multilevel Inverter," in *2013 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2013, pp. 2089–2093.
- [89] S. Arumugam and M. Thathan, "Novel switching table for direct Torque controlled Permanent Magnet Synchronous Motors to reduce Torque ripple," *J. Power Electron.*, vol. 13, no. 6, pp. 939–954, Nov. 2013.
- [90] C. Martins, X. Roboam, M. Thierry, and A. Carvalho, "Switching Frequency Imposition and Ripple Reduction in DTC Drives by Using a Multilevel Converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, no. 2, pp. 286–297, 2002.

- [91] F. Khoucha, M. S. Lagoun, A. Kheloui, and M. E. H. Benbouzid, "A comparison of symmetrical and asymmetrical three-phase H-bridge multilevel inverter for DTC induction motor drives," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 26, no. 1, pp. 64–72, 2011.
- [92] J. Rodríguez, J. Pontt, S. Kouro, and P. Correa, "Direct torque control with imposed switching frequency in an 11-level cascaded inverter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 4, pp. 827–833, 2004.
- [93] S. Kouro, R. Bernal, H. Miranda, J. Rodriguez, and S. Mar, "Direct Torque Control With Reduced Switching Losses for Asymmetric Multilevel Inverter Fed Induction Motor Drives," in *Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE*, 2006, vol. 5, pp. 2441 – 2446.
- [94] T. A. Lipo and M. D. Manjrekar, "Hybrid topology for multilevel power conversion," US Patent, no.US6005788 A1999.
- [95] S. Kouro, R. Bernal, H. Miranda, C. a Silva, and J. Rodriguez, "High performance torque and flux control for multilevel inverter fed induction motors," *IECON 2006 32nd Annu. Conf. IEEE Ind. Electron.*, vol. 22, no. 6, pp. 2116–2123, 2006.
- [96] J. Rodríguez, J.-S. Lai, and F. Z. Peng, "Multilevel Inverters : A Survey of Topologies, Controls, and Applications," *IEEE Trans. Ind. Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 724–738, 2002.
- [97] J. Rodriguez, S. Bernet, P. K. Steimer, and I. E. Lizama, "A Survey on Neutral-Point-Clamped Inverters," *IEEE Trans. Ind. Electronics*, vol. 57, no. 7, pp. 2219–2230, 2010.
- [98] F. Betin, G. A. Capolino, D. Casadei, B. Kawkabani, R. I. Bojoi, L. Harnefors, E. Levi, L. Parsa, and B. Fahimi, "Trends in electrical machines control: Samples for classical, sensorless, and fault-tolerant techniques," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 8, no. 2, pp. 43–55, 2014.
- [99] D. Casadei, G. Serra, and A. Tani, "The use of matrix converters in direct torque control of induction machines," in *Industrial Electronics Society, 1998. IECON '98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE*, 1998, pp. 744 – 749 vol.2.
- [100] C. Ortega, A. Arias, X. Del Toro, E. Aldabas, and J. Balcells, "Novel direct torque control for induction motors using short voltage vectors of matrix converters," in *Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE*, 2005.
- [101] C. Ortega, A. Arias, C. Caruana, J. Balcells, and G. M. Asher, "Improved waveform quality in the direct torque control of matrix-converter-fed PMSM drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 6, pp. 2101–2110, 2010.
- [102] J. W. J. Wang and J. J. J. Jiang, "Variable-structure direct torque control for induction motor driven by a matrix converter with overmodulation strategy," *2009 IEEE 6th Int. Power Electron. Motion Control Conf.*, vol. 3, no. 3, pp. 580–584, 2009.
- [103] D. Xiao and M. F. Rahman, "Sensorless direct torque and flux controlled IPM synchronous machine fed by matrix converter over a wide speed range," *IEEE Trans. Ind. Informatics*, vol. 9, no. 4, pp. 1855–1867, 2013.

- [104] C. Xia, J. Zhao, Y. Yan, and T. Shi, "A Novel Direct Torque and Flux Control Method of Matrix Converter-Fed PMSM Drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 10, pp. 5417–5430, 2014.
- [105] C. Xia, J. Zhao, Y. Yan, and T. Shi, "A Novel Direct Torque Control of Matrix Converter-Fed PMSM Drives Using Duty Cycle Control for Torque Ripple Reduction," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 6, pp. 2700–2713, Jun. 2014.
- [106] J. Viola, F. Quizhpi, J. Restrepo, J. P. Pesantez, and M. M. Sanchez, "Analysis of a four-phase induction machine with direct torque control," in *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2013*, 2013.
- [107] L. Zheng, J. E. Fletcher, B. W. Williams, and X. He, "A novel direct torque control scheme for a sensorless five-phase induction motor drive," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 2, pp. 503–513, 2011.
- [108] S. Lu and K. Corzine, "Direct Torque Control of Five-Phase Induction Motor Using Space Vector Modulation with Harmonics Elimination and Optimal Switching Sequence," in *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06.*, 2006, pp. 195–201.
- [109] K. Hatua and V. T. Ranganathan, "Direct torque control schemes for split-phase induction machine," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 5, pp. 1243–1254, 2005.
- [110] P. M. Nicolae, M. C. Nitu, and D. Constantin, "Direct flux vector control for dual-three phase induction motor drives," in *IYCE 2013 - 4th International Youth Conference on Energy*, 2013, pp. 1–5.
- [111] M. Abdellatif, M. Debbou, I. Slama-Belkhodja, and M. Pietrzak-David, "Simple low-speed sensorless dual DTC for double fed induction machine drive," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 8, pp. 3915–3922, 2014.
- [112] I. Takahashi and T. Noguchi, "Take a look back upon the past decade of direct torque control [of induction motors]," in *Proceedings of the IECON'97 23rd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation (Cat. No.97CH36066)*, 1997, vol. 2, pp. 546 – 551.
- [113] J. Kalaiselvi and S. Srinivas, "Bearing Currents and Shaft Voltage Reduction in Dual-Inverter-Fed Open-End Winding Induction Motor With Reduced CMV PWM Methods," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 1, pp. 144–152, 2015.
- [114] T. Roesmann and S. Soter, "Mechanically commutated self control of PM-synchronous machines," in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition: Energy Conversion Innovation for a Clean Energy Future, ECCE 2011, Proceedings*, 2011, pp. 1555–1559.
- [115] Y. Liu, Z. Q. Zhu, and D. Howe, "Direct torque control of brushless DC drives with reduced torque ripple," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 2, pp. 599–608, 2005.
- [116] Y. Liu, Z. Q. Zhu, and D. Howe, "Instantaneous torque estimation in sensorless direct-torque-controlled brushless DC motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 5, pp. 1275–1283, 2006.
- [117] J. Z. J. Zeng, P. Degobert, and J.-P. Hautier, "Minimum Torque Ripple Control of Permanent Magnet Synchronous Motor in the Stationary Reference Frame," in *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, 2005.*, 2005, pp.

667– 673.

- [118] R. Suryadevara and B. G. Fernandes, “Control techniques for torque ripple minimization in switched reluctance motor: An overview,” in *2013 IEEE 8th International Conference on Industrial and Information Systems, ICIIIS 2013 - Conference Proceedings*, 2013, pp. 24–29.
- [119] R. B. Inderka and R. W. A. A. De Doncker, “DITC - Direct Instantaneous Torque Control of Switched Reluctance Drives,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 4, pp. 1046–1051, 2003.
- [120] P. M. Menghal and A. J. Laxmi, “Real time control of electrical machine drives: A review,” *2010 Int. Conf. Power, Control Embed. Syst.*, vol. 1, no. 4, pp. 1–6, 2010.
- [121] E. Monmasson and M. N. Cirstea, “FPGA Design Methodology for Industrial Control Systems—A Review,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 4, pp. 1824–1842, 2007.
- [122] T. Sutikno, N. Rumzi, Nik Idris, A. Jidin, and M. N. Cirstea, “An Improved FPGA Implementation of Direct Torque Control for Induction Machines,” *IEEE Trans. Ind. Informatics*, vol. 9, no. 3, pp. 1280–1290, 2013.
- [123] H. S. Kia, M. A. Zare, R. G. Kavasseri, and C. Ababei, “Dynamic simulation of direct torque control of induction motors with FPGA based accelerators,” in *2013 International Conference on Reconfigurable Computing and FPGAs (ReConFig)*, 2013, pp. 1–6.
- [124] M. Rosić, B. Jeftenić, and M. Bebić, “Analiza mogućnosti smanjenja ripla momenta kod DTC sa diskretnim naponskim vektorima,” in *Zbornik 57. konferencije ETRAN, Zlatibor, 3-6. juna 2013*, 2013, p. EE2.1. 1–6.
- [125] M. Rosic, B. Jeftenic, and M. Bebic, “Reduction of torque ripple in DTC induction motor drive with discrete voltage vectors,” *Serbian J. Electr. Eng.*, vol. 11, no. 1, pp. 159–173, 2014.
- [126] M. Rosic and M. Bebic, “Analysis of Torque Ripple Reduction in Induction Motor DTC Drive with Multiple Voltage Vectors,” *Adv. Electr. Comput. Eng.*, vol. 15, no. 1, pp. 105–114, 2015.
- [127] V. Vučković, *Opšta teorija električnih mašina*. Beograd: Nauka, Beograd, 1992.
- [128] M. Бјекић, З. Стевић, А. Миловановић, and С. Антић, *Регулација електромоторних погона*. Чачак: Технички факултет Чачак, 2010.
- [129] B. Bose, *Modern Power Electronics and Ac Drives*. Prentice-Hall, Inc., 2002.
- [130] P. C. Krause, O. Wasynczuk, and S. D. Sudhoff, *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. IEEE, 2002.
- [131] M. Jadrić and B. Frančić, *Dinamika električnih strojeva*. Graphis, Zagreb, 2004.
- [132] P. Focus, “Celebrating the VLT: the first frequency converter,” *World Pumps*, vol. 2014, no. 3, pp. 12–16, 2014.
- [133] G. S. Buja and M. P. Kazmierkowski, “Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors - A survey,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 4, pp. 744–757, Aug. 2004.

- [134] B. Bose, *Power electronics and motor drives - advances and trends*. Elsevier Inc., 2006.
- [135] M. Bodson, J. Chiasson, and R. Novotnak, "High-performance induction motor control via input-output linearization," *Control Syst. IEEE*, vol. 14, no. 4, pp. 25–33, 1994.
- [136] R. Marino, S. Peresada, and P. Tomei, "Output feedback control of current-fed induction motors with unknown rotor resistance," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 4, no. 4, pp. 336–347, 1996.
- [137] R. Ortega, Z. P. Jiang, and D. J. Hill, "Passivity-based control of nonlinear systems: a tutorial," *Proc. 1997 Am. Control Conf. (Cat. No.97CH36041)*, vol. 5, no. June 1997, pp. 2633–2637, 1997.
- [138] A. Loría and H. Nijmeijer, "PASSIVITY BASED CONTROL," *CONTROL SYSTEMS, ROBOTICS AND AUTOMATION*, vol. XIII. .
- [139] V. Vasić, "Upravljanje asinhronim motorom bez davača brzine - doktorska teza," Univerzitet u Beogradu, 2000.
- [140] E. Levi, "Vektorsko upravljanje asinhronim mašinama u prisustvu magnetnog zasićenja - doktorska teza," Univerzitet u Beogradu, ETF Beograd, 1990.
- [141] P. P. Acarnley and J. F. Watson, "Review of position-sensorless operation of brushless permanent-magnet machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 2, pp. 352–362, 2006.
- [142] C. Caruana, G. M. Asher, and M. Sumner, "Performance of HF signal injection techniques for zero-low-frequency vector control of induction Machines under sensorless conditions," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 1, pp. 225–238, Feb. 2006.
- [143] W. Xu and R. D. Lorenz, "High-Frequency Injection-Based Stator Flux Linkage and Torque Estimation for DB-DTFC Implementation on IPMSMs Considering Cross-Saturation Effects," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 6, pp. 3805–3815, Nov. 2014.
- [144] Y. Murai, T. Watanabe, and H. Iwasaki, "Waveform Distortion and Correction Circuit for PWM Inverters with Switching Lag-Times," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-23, no. 5, pp. 881–886, Sep. 1987.
- [145] J. Choi and S. Sul, "A New compensation Strategy Reducing VoltageKurrent Distortion in PWM VSI Systems Operating with Low Output Voltages," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, no. 5, pp. 1001–1008, 1995.
- [146] J. Hu and B. Wu, "New integration algorithms for estimating motor flux over a wide speed range," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, no. 5, pp. 969–977, 1998.
- [147] J. Holtz and J. Quan, "Sensorless vector control of induction motors at very low speed using a nonlinear inverter model and parameter identification," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 38, no. 4, pp. 1087–1095, Jul. 2002.
- [148] Ž. Pantić, "Estimacija fluksa u brzine obrtanja asinhronog motora bez davača na vratilu - doktorska teza," UNIVERZITET U BEOGRADU Elektrotehnički Fakultet

Beograd, 2007.

- [149] A. W. F. Silveira, D. A. Andrade, C. A. Bissochi, T. S. Tavares, and L. C. S. Gomes, "A Comparative Study Between Tree Philosophies of Stator Flux Estimation for Induction Motor Drive," *2007 IEEE Int. Electr. Mach. Drives Conf.*, vol. 2, no. 1, pp. 1171–1176, May 2007.
- [150] L. Mihalache, "A flux estimator for induction motor drives based on digital EMF integration with pre- and post- high pass filtering," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005. Twentieth Annual IEEE*, 2005, vol. 2, pp. 713–718.
- [151] M. Shin, D. Hyun, S. Cho, and S. Choe, "An Improved Stator Flux Estimation for Speed Sensorless Stator Flux Orientation Control of Induction Motors," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 15, no. 2, pp. 312–318, 2000.
- [152] Fang-Zheng Peng and T. Fukao, "Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 5, pp. 1234–1240, 1994.
- [153] P. L. Jansen and R. D. Lorenz, "A Physically Insightful Approach to the Design and Accuracy Assessment of Flux Observers for Field Oriented Induction Machine Drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 1, pp. 101–110, 1994.
- [154] B. E. Heinbokel and R. D. Lorenz, "Robustness Evaluation of Deadbeat , Direct Torque and Flux Control for Induction Machine Drives Induction Machine Model and DB-DTFC," in *EPE '09. 13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009*, 2009, pp. 1–10.
- [155] M. Rosić, M. Bjekić, and M. Božić, "METODE IMPULSNO ŠIRINSKE MODULACIJE KROZ IMPLEMENTACIJU NA DSP TMS320F2812," in *TEHNIKA I INFORMATIKA U OBRAZOVANJU*, 2010, no. June, pp. 200–207.
- [156] M. Božić, "Projektovanje strujnog regulatora trofaznog motora zasnovaono na rekonstrukciji faznih struja iz detektovane struje jednosmernog međukola grekventnog pretvarača," Univerzitet u Beogradu, 1997.
- [157] M. Żelechowski, "Space vector modulated–direct torque controlled (dte–svm) inverter–fed induction motor drive," Warsaw University of Technology Faculty, 2005.
- [158] M. Rosić, M. Bebić, and N. Đorđević, "TORQUE RIPPLE REDUCTION IN DTC WITH DISCRETIZED VOLTAGE INTENSITIES," in *18th INTERNATIONAL SYMPOSIUM on POWER ELECTRONICS - Ee 2015*, 2015, pp. 1–6.
- [159] A. Nikolić, "Direktna kontrola momenta asinhronog motora napajanog iz strujnog pretvarača učestanosti - doktorska disertacija," Univerzitet u Beogradu, 2009.
- [160] "Technosoft Web page (MSK2812)." [Online]. Available: <http://www.technosoftmotion.com/en/tools/professional-kits-with-apps/induction-motor-control-kits>.
- [161] Technosoft DSP Motion Solutions, "ACPM750 power module - User Manual, P091.076.ACPM750.V34.UM," 2009.

## 8. Prilozi

### 8.1. Tabele sa podacima o eksperimentalnoj postavci

Tabela 8.1.1 – Podaci asinhronog motora koji je korišćen u eksperimentalnim ispitivanjima

$U_n$ [V]	400	$R_s$ [ $\Omega$ ]	24.6
$I_n$ [A]	0.95	$R_r$ [ $\Omega$ ]	16.1
$P_n$ [W]	370	$L_m$ [H]	1.46
$n_n$ [ $\text{min}^{-1}$ ]	2860	$L_s$ [H]	1.48
$p$ [broj polova.]	2	$L_r$ [H]	1.48

Tabela 8.1.2 – Eksperimentalni DSP sistem na kome su testirani algoritmi DTC

Energetski deo ACPM750	Upravljački deo MSK2812	Softver
- Ulaz: 240V ili 3*110V AC max - Izlaz: 230V AC max - 6 IGBT, - 425V DC, max - prenaponska, kratkospojna, temperaturna zaštita	- TMS320F2812 procesor, 150MHz - RS232 komunikacioni interfejs - 2 D/A i 16 A/D 12-bit konver. (200ns) - CAN bus protokol - 7 tajmera, 16 PWM izlaza	- DMC28x Developer Pro - Trace / DMC28x Dev. Pro - MATLAB R2013b/R2015b - Simulink

Tabela 8.1.3 – Korišćeni osciloskop i strujne sonde za merenje

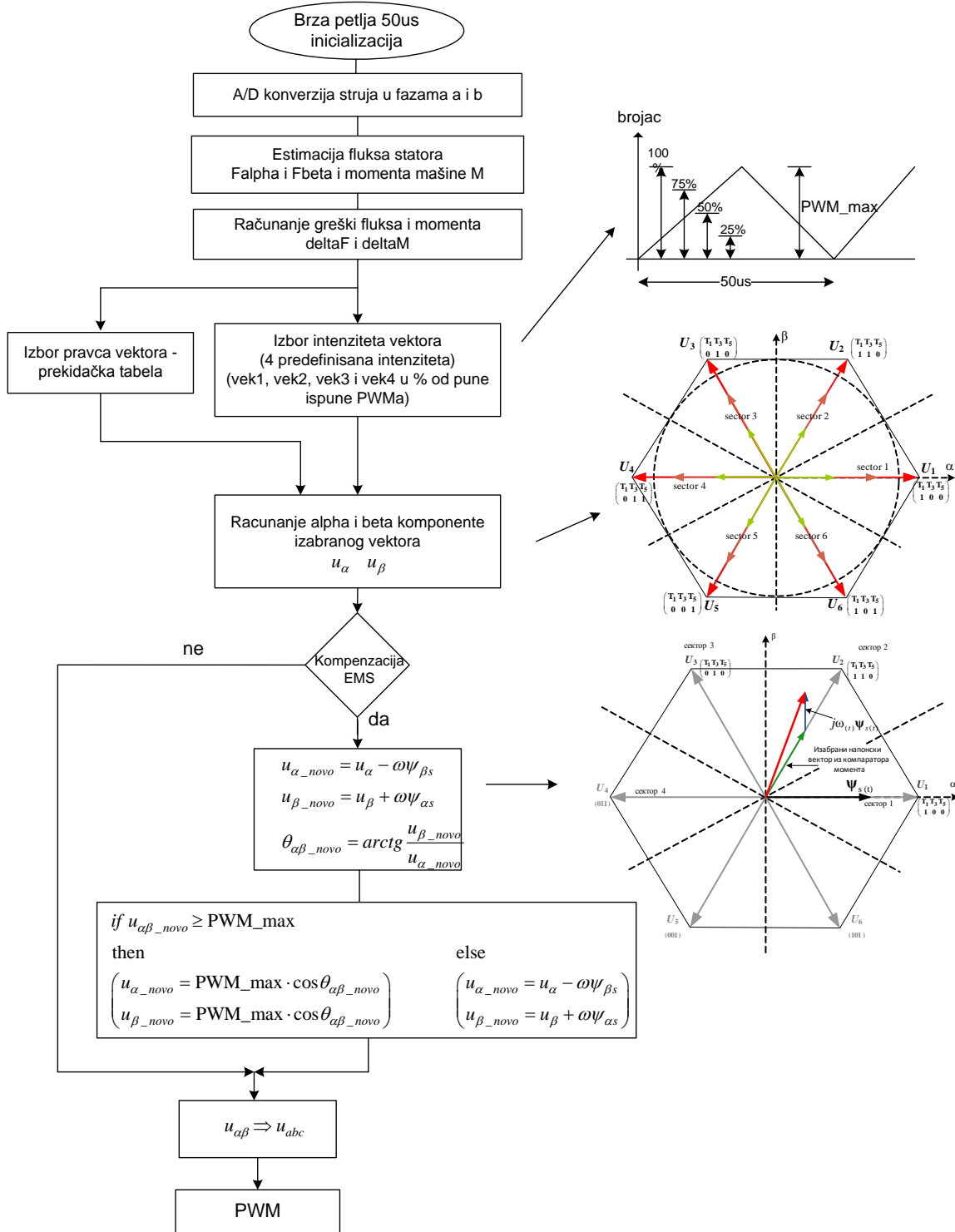
<b>Osciloskop</b>	<b><u>Tektronix MSO2014B</u></b> - 200MHz, 1GS/s - 4 analogna i 16 digitalnih kanala - Horizontalna rezolucija - 1,250,000 tačaka - Vertikalna rezolucija 8-bitna
<b>Strujne sonde</b>	<b><u>Tektronix A6302</u></b> - AC/DC 20A, 50A pik, - propusni opseg DC - 50MHz - za provodnike prečnika do 3.81mm (0.15 inča)
<b>Pojačavači za sonde</b>	<b><u>Tektronix TM502A</u></b> - propusni opseg DC-100MHz - vreme uspona $\leq 3.5$ ns - šum $\leq 4$ mV

Tabela 8.1.4 – Sistem korišćen za definisanje brzine obrtanja motora

<b>Servo drive</b>	Lexium32AMU45
<b>Servo motor</b>	BSH 1kW, 0.9Nm 5000 $\text{min}^{-1}$
<b>Softver</b>	SoMove Lite

## 8.2. Algoritamska struktura predložene DVI-DTC metode

Algoritamski proračun DVI-DTC prikazan na slici ispod se izvršava na svakih  $T_s=50\mu s$ .





### 8.3. Lista slika i tabela u radu

#### Slike

<i>Sl. 2.1.1 – Transformacija „abc“ u „qd“ promenljive .....</i>	<i>38</i>
<i>Sl. 2.1.2 – Transformacija (dq)x u (dq)y .....</i>	<i>40</i>
<i>Sl. 2.1.3 – Ekvivalentna šema asinhronne mašine u stacionarnom koordinatnom sistemu .....</i>	<i>46</i>
<i>Sl. 2.2.1 - Podela metoda kontrole asinhronog motora [133] .....</i>	<i>47</i>
<i>Sl. 2.2.2 – Podela DTC algoritama prema načinu generisanja naponskog vektora.....</i>	<i>51</i>
<i>Sl. 2.3.1 – Blok dijagram naponskog estimatora fluksa .....</i>	<i>55</i>
<i>Sl. 2.3.2 – Naponski estimator fluksa statora i rotora sa niskopropusnim filtrom .....</i>	<i>55</i>
<i>Sl. 2.3.3 – Blok dijagram strujnog estimatora statorskog i rotorskog fluksa.....</i>	<i>57</i>
<i>Sl. 2.3.4 – Blok dijagram naponsko-strujnog estimatora.....</i>	<i>59</i>
<i>Sl. 2.4.1 – Blok struktura pogonskog pretvarača (ispravljač – inverter) .....</i>	<i>61</i>
<i>Sl. 2.4.2 – Blok struktura invertora .....</i>	<i>61</i>
<i>Sl. 2.4.3 – Heksagon formiran od šest osnovnih naponskih vektora invertora.....</i>	<i>63</i>
<i>Sl. 2.4.4 – Modulacija širine impulsa sa testerastim (asimetrična PWM) i trougaonim nosiocem(simetrična PWM).....</i>	<i>64</i>
<i>Sl. 2.4.5 – Formiranje naponskog vektora prostornom modulacijom naponskog vektora (SVPWM) .....</i>	<i>66</i>
<i>Sl. 2.4.6 – Izlazni napon invertora u zavisnosti od indeksa modulacije i različitih PWM tehnika [157] .....</i>	<i>68</i>
<i>Sl. 2.4.7 – Pregled opsega maksimalnih faznih napona na izlazu invertora u zavisnosti od različitih tehnika modulacije.....</i>	<i>68</i>
<i>Sl. 3.1.1 – Vektorska predstava jednačine momenta. ....</i>	<i>70</i>
<i>Sl. 3.1.2 - Uticaj aktivnog naponskog vektora na inkrement fluksa statora.....</i>	<i>72</i>
<i>Sl. 3.1.3 - Komaparatori fluksa (levo) i momenta (desno) .....</i>	<i>72</i>
<i>Sl. 3.1.4 - Nehisterezijsni komparator momenta .....</i>	<i>73</i>
<i>Sl. 3.1.5 - Mogući izbor naponskih vektora u prvom i drugom sektoru .....</i>	<i>73</i>
<i>Sl. 3.1.6 - Putanja vektora fluksa statora .....</i>	<i>75</i>
<i>Sl. 3.1.7 - Blok struktura konvencionalnog DTC pogona .....</i>	<i>76</i>

Sl. 3.2.1 – Definisane većeg broja naponskih vektora kod DSVM-DTC [42] sa kombinacijom dva (levo) i tri (desno) naponska vektora.....	77
Sl. 3.2.2 – Mreža naponskih vektora kod invertora sa 3 [86] i 5 [91] naponskih nivoa ..	79
Sl. 4.1.1 - Definisane više (tri) intenziteta osnovnog naponskog vektora .....	82
Sl. 4.1.2. - Promena statorskog fluksa za različite intenzitete naponskog vektora .....	83
Sl. 4.2.1 – Sedmostepeni histerezisni i nehisterezisni komparator momenta .....	84
Sl. 4.2.2 – Višestepeni komparator momenta .....	85
Sl. 4.2.3 – Blok dijagram regulacione strukture predloženog DVI-DTC algoritma.....	87
Sl. 4.3.1 – Uticaj brzine obrtanja motora na inkremente momenta kod DTC [122] pri: a) malim brzinama, b) srednjim brzinama, c) velikim brzinama.....	88
Sl. 4.3.2 – Inkrementi momenta u zavisnosti od pravca primenjenog naponskog vektora pri brzini obrtanja $\omega = 0$ r.j., u praznom hodu (levo) i pri naznačenom opterećenju (desno).....	91
Sl. 4.3.3 - Inkrementi momenta u zavisnosti od pravca primenjenog naponskog vektora pri brzini obrtanja $\omega = 1$ r.j u praznom hodu (levo) i pri naznačenom opterećenju (desno).....	91
Sl. 4.3.4 – Nesimetrični komparatori momenta sa: a) dva nivoa [35], b) tri nivoa [159], c) sedam nivoa [125] .....	93
Sl. 4.3.5 – Podela opsega indukovane EMS u relativnim jedinicama [42].....	94
Sl. 4.3.6 – Rezultujući naponski vektor u predloženom DVI-DTC algoritmu .....	95
Sl. 4.4.1 – Odziv momenta kod: a) konvencionalne DTC, b) DSVM-DTC, c) predložene DVI-DTC metode sa 3 naponska vektora i d) brzina motora pri DSVM-DTC.....	97
Sl. 4.4.2 – Estimirani moment kod DVI-DTC sa a) 4 naponska inteziteta i b) 6 naponskih intenziteta bez kompenzacije (levo) i sa kompenzacijom EMS (desno) .....	98
Sl. 5.1.1 – Blok dijagram DSP kartice MSK2812 (levo) i prikaz njenih I/O konektora (desno) [160] .....	100
Sl. 5.1.2 – Blok dijagram (levo) i izgled energetskog dela eksperimentalne postavke ACPM750 sa DSP karticom MSK2812 (desno) [160] .....	101
Sl. 5.1.3 – Merno akvizicioni sistem za testiranje predloženog DTC algoritma.....	102
Sl. 5.1.4 – Proračunska sekvenca na DSP procesoru .....	103
Sl. 5.2.1 - (a) Estimirani moment, (b) fluks, (c) brzina, (d) statorske struje kod konvencionalne DTC (levo) i predloženog DVI-DTC algoritma (desno).....	104

Sl. 5.2.2 – Odziv momenta kod konvencionalne DTC (levo) i predložene DVI-DTC (desno) u vremeskom okviru od a) 0.2s i b) 0.025s (uvećano) .....	105
Sl. 5.2.3 – Polifazor statorskog fluksa kod DVI- DTC i konvencionalne DTC .....	106
Sl. 5.2.4 – Uvećan prikaz kretanja polifazora statorskog fluksa sa granicama histerezisnog komparatora fluksa u prvom (levo) i drugom sektoru (desno). .....	106
Sl. 5.3.1 – Paralelno procesiranje signala sa DSP .....	107
Sl. 5.3.2 – Statorske struje u $\alpha$ i $\beta$ osi prikupljene osciloskopom i sa DSP kod konvencionalne (levo) i DVI-DTC (desno). .....	108
Sl. 5.3.3 – Statorska struja u $\beta$ osi sa uvažanim kašnjenjem koje unosi filter .....	109
Sl. 5.3.4 – Filtrirane statorske struje u $\alpha$ i $\beta$ osi kod konvencionalne (levo) i predložene DTC (desno) .....	110
Sl. 5.3.5 - Estimirani moment dobijen sa DSP (crna linija) i uz paralelno procesiranje (crvena linija) za konvencionalnu DTC (levo) i DVI-DTC (desno), u vremenskim okvirima od: (a) 0.2s, (b) 0.005s, (c) 0.001s. ....	110
Sl. 5.3.6 - Estimirani moment kod konvencionalne DTC (a) i DVI-DTC sa: 3 (b), 4 (c), 5 (d) i 6(e) različitih naponskih intenziteta (levo) i odgovarajuće srednje vrednosti ripla momenta (desno) .....	112
Sl. 5.4.1 – Estimirani moment kod DVI-DTC bez kompenzacije EMS (levo) i sa kompenzacijom EMS (desno) sa referentnim momentom od 0.5r.j. i brzinom: a) 200min-1 (0.08r.j.), b) 800min-1 (0.33r.j.), c) 1400min-1 (0.5r.j.) .....	114
Sl. 5.4.2 – Estimirani moment bez i sa kompenzacijom indukovane EMS (levo), brzina i dodati napon za kompenzaciju EMS (desno).....	115
Sl. 5.5.1 – Estimirani moment i izbor naponskog vektora i njegovog intenziteta kod konvencionalne DTC (levo) i DVI-DTC (desno) .....	117
Sl. 5.5.2 – Brzina odziva momenta pri brzini a) 0r.j. i b) 0.5r.j. kod konvencionalne DTC (levo) i DVI-DTC bez kompenzacije indukovane EMS (desno) .....	118
Sl. 5.5.3 – Brzina odziva momenta kod DVI-DTC sa selektivnom kompenzacijom EMS, bez kompenzacije EMS (levo), sa kompenzacijom EMS (desno) .....	119
Sl. 5.6.1 – Estimirani moment DTC kod konvencionalne (a) i DVI-DTC sa kompezovanim uticajem EMS sa: 3 (b), 4 (c), 5 (d) i 6 (e) različitih naponskih intenziteta (levo) i odgovarajuće srednje vrednosti ripla momenta (desno).....	120
Sl. 5.6.2 - Grafik zavisnosti ripla momenta od broja definisanih naponskih intenziteta	122

## Tabele

<i>Tabela 2.4.1 – Prekidačka stanja invertora i odgovarajući naponi .....</i>	<i>62</i>
<i>Tabela 3.1.1 - Prekidačka (look up) tabela.....</i>	<i>74</i>
<i>Tabela 3.1.2 - Prekidačka (look up) tabela zapisana u kraćoj formi.....</i>	<i>74</i>
<i>Tabela 3.1.3 - Određivanje sektora fluksa iz znaka komponenti fluksa .....</i>	<i>75</i>
<i>Tabela 3.2.1 – Prekidačka tabela za DSVM-DTC (za statorski fluks u sektoru 1) [42]... </i>	<i>78</i>
<i>Tabela 5.3.1 - Analiza ripla momenta kod DVI-DTC u poređenju sa konvencionalnom DTC .....</i>	<i>113</i>
<i>Tabela 5.6.1 – Analiza ripla momenta kod konvencionalne DTC i DVI-DTC sa i bez kompenzacije indukovane EMS. ....</i>	<i>121</i>
<i>Tabela 8.1.1 – Podaci asinhronog motora koji je korišćen u eksperimentalnim ispitivanjima.....</i>	<i>138</i>
<i>Tabela 8.1.2 – Eksperimentalni DSP sistem na kome su testirani algoritmi DTC .....</i>	<i>138</i>
<i>Tabela 8.1.3 – Korišćeni osciloskop i strujne sonde za merenje .....</i>	<i>138</i>
<i>Tabela 8.1.4 – Sistem korišćen za definisanje brzine obrtanja motora .....</i>	<i>138</i>

## 8.4. Biografija autora

Marko Rosić rođen je u Priboju 31.07.1984. godine gde je završio osnovnu i srednju elektrotehničku školu. U toku srednjoškolskog školovanja više puta je nagrađivan za postignute uspehe na takmičenjima iz oblasti elektrotehnike.

Posle završene srednje škole 2003. god. upisuje Tehnički fakultet u Čačku smer Elektrotehnika odsek Elektroenergetika. U petoj godini studija angažovan je na fakultetu kao student demonstrator za izvođenje vežbi iz predmeta Osnove elektrotehnike. Diplomski rad odbranio je u septembru 2008. god. sa ocenom 10 (prosečna ocena u toku studija 9,34). Više puta je nagrađivan za najuspešnijeg studenta i najuspešnijeg diplomiranog studenta na smeru Elektrotehnika.

Po završetku osnovnih studija, od oktobra 2008. god., počinje da radi na Tehničkom Fakultetu u Čačku kao saradnik u nastavi. U novembru 2009. godine izabran je u zvanje asistenta na Tehničkom fakultetu u Čačku (sada Fakultet Tehničkih nauka Čačak) gde i danas radi. U toku dosadašnjeg pedagoškog rada na fakultetu učestvovao je u izvođenju računskih i laboratorijskih vežbi iz sledećih predmeta: Električne mašine 1, Električne mašine 2, Energetski transformatori, Asinhronne mašine, Regulacija elektromotornih pogona, Projektovanje pomoću računara, Relejna zaštita i Tehnika visokog napona. U prethodnim godinama učestvovao je kao istraživač na tri domaća naučna projekta i jednom međunarodnom naučnom projektu.

Oblast interesovanja kandidata su električne mašine i regulacija elektromotornih pogona. Autor je 39 naučnih i stručnih radova objavljenih u međunarodnim i domaćim časopisima i skupovima, 3 tehnička rešenja, jednog praktikuma, jedne zbirke zadataka, i jednog poglavlja u monografiji. Za rad objavljen na domaćoj konferenciji ETRAN 2013 god. nagrađen je nagradom za najboljeg mladog istraživača.

Detaljnije informacije o autoru mogu se pronaći na <http://www.ftn.kg.ac.rs/marko.rosic>

## **8.5. Izjave o autorstvu, istovetnosti štampane i elektronske verzije doktorske disertacije i korišćenju**

Прилог 1.

## Изјава о ауторству

Потписани-а \_\_\_\_\_ **Марко Росић** \_\_\_\_\_

број индекса \_\_\_\_\_ **5022/08** \_\_\_\_\_

### Изјављујем

да је докторска дисертација под насловом

*Редукација таласности код директне контроле момента асинхроног мотора*

*применом компаратора са више нивоа*

- резултат сопственог истраживачког рада,
- да предложена дисертација у целини ни у деловима није била предложена за добијање било које дипломе према студијским програмима других високошколских установа,
- да су резултати коректно наведени и
- да нисам кршио/ла ауторска права и користио интелектуалну својину других лица.

Потпис докторанда

У Београду, \_\_\_\_\_ 02.03.2016. год.



Прилог 2.

## Изјава о истоветности штампане и електронске верзије докторског рада

Име и презиме аутора \_\_\_\_\_ **Марко Росић** \_\_\_\_\_

Број индекса \_\_\_\_\_ **5022/08** \_\_\_\_\_

Студијски програм \_\_\_\_\_ **Енергетски претварачи и погони** \_\_\_\_\_

Наслов рада \_\_\_\_\_ *Редуција таласности код директне контроле момента*  
\_\_\_\_\_ *асинхроног мотора применом компаратора са више нивоа* \_\_\_\_\_

Ментор \_\_\_\_\_ **др Милан Бебић, доцент** \_\_\_\_\_

Потписани/а \_\_\_\_\_ **Марко Росић** \_\_\_\_\_

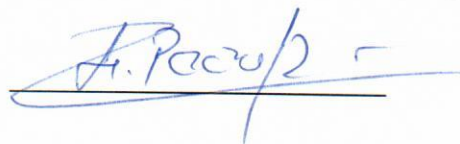
Изјављујем да је штампана верзија мог докторског рада истоветна електронској верзији коју сам предао/ла за објављивање на порталу **Дигиталног репозиторијума Универзитета у Београду**.

Дозвољавам да се објаве моји лични подаци везани за добијање академског звања доктора наука, као што су име и презиме, година и место рођења и датум одбране рада.

Ови лични подаци могу се објавити на мрежним страницама дигиталне библиотеке, у електронском каталогу и у публикацијама Универзитета у Београду.

**Потпис докторанда**

У Београду, \_\_\_\_\_ **02.03.2016.** год. \_\_\_\_\_





Прилог 3.

## Изјава о коришћењу

Овлашћујем Универзитетску библиотеку „Светозар Марковић“ да у Дигитални репозиторијум Универзитета у Београду унесе моју докторску дисертацију под насловом:

*Редукција таласности код директне контроле момента асинхроног мотора*

---

*применом компаратора са више нивоа*

---

која је моје ауторско дело.

Дисертацију са свим прилозима предао/ла сам у електронском формату погодном за трајно архивирање.

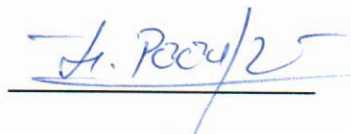
Моју докторску дисертацију похрањену у Дигитални репозиторијум Универзитета у Београду могу да користе сви који поштују одредбе садржане у одабраном типу лиценце Креативне заједнице (Creative Commons) за коју сам се одлучио/ла.

1. Ауторство
2. Ауторство - некомерцијално
3. Ауторство – некомерцијално – без прераде
4. Ауторство – некомерцијално – делити под истим условима
5. Ауторство – без прераде
6. Ауторство – делити под истим условима

(Молимо да заокружите само једну од шест понуђених лиценци, кратак опис лиценци дат је на полеђини листа).

Потпис докторанда

У Београду, \_\_\_\_\_02.03.2016. год. \_\_\_\_\_

  
\_\_\_\_\_

1. Ауторство - Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце, чак и у комерцијалне сврхе. Ово је најслободнија од свих лиценци.

2. Ауторство – некомерцијално. Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела.

3. Ауторство - некомерцијално – без прераде. Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, без промена, преобликовања или употребе дела у свом делу, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела. У односу на све остале лиценце, овом лиценцом се ограничава највећи обим права коришћења дела.

4. Ауторство - некомерцијално – делити под истим условима. Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце и ако се прерада дистрибуира под истом или сличном лиценцом. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела и прерада.

5. Ауторство – без прераде. Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, без промена, преобликовања или употребе дела у свом делу, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца дозвољава комерцијалну употребу дела.

6. Ауторство - делити под истим условима. Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце и ако се прерада дистрибуира под истом или сличном лиценцом. Ова лиценца дозвољава комерцијалну употребу дела и прерада. Слична је софтверским лиценцама, односно лиценцама отвореног кода.