

PA 20560

UNIVERZITET U BEOGRADU  
hg 30538823

**UNIVERZITET U BEOGRADU  
ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET**

DIREKTNNA KONTROLA MOMENTA ASINHRONOG MOTORA  
NAPAJANOG IZ STRUJNOG PRETVARAČA UČESTANOSTI

KRATAK SAŽETAK

**DIREKTNNA KONTROLA MOMENTA ASINHRONOG MOTORA  
NAPAJANOG IZ STRUJNOG PRETVARAČA UČESTANOSTI**

**DOKTORSKA DISERTACIJA**



Datum odbrane: 21.04.2009.

Komisija u sastavu:

- Prof. Dr Borislav Jeftenić
- Prof. Dr Slobodan Vukosavić
- Prof. Dr Zoran Lazarević
- Prof. Dr Veran Vasić
- Prof. Dr Radovan Radosavljević
- Prof. Dr Zoran Stojiljković

*Kandidat:*

***Mr Aleksandar Nikolić, dipl.ing.***

**Beograd, 2009.**

CBETOPAD  
119942

119942

UNIVERSITETI BEOGRADA  
ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET

DIREKTIVA KONTROLA I NORMATIVA ASPIRACIONOG MOTORA  
NAPAJANOG IZ ELEKTRONOG PREGVARANJA UČESTANOSTI

POSREDOVANJE DIREKTIVAMA



Datum odobrenja: 31.04.2009

- Katežeta A. Katićević
- Prof. Dr. Božidar Jelićević
- Prof. Dr. Slobodan Vuković
- Prof. Dr. Zoran Lazarević
- Prof. Dr. Vojan Vasić
- Prof. Dr. Radovan Radovanović
- Prof. Dr. Zoran Stojiljković

Redakcija

Mr. Aleksandar Vuković, glavni inženjer

Beograd, 2009

# **DIREKTNA KONTROLA MOMENTA ASINHRONOG MOTORA NAPAJANOG IZ STRUJNOG PRETVARAČA UČESTANOSTI**

## **KRATAK SADRŽAJ**

*U disertaciji je prikazana jedna nova strategija upravljanja asinhronim pogonom sa strujnim pretvaračem učestanosti zasnovana na direktnoj kontroli momenta motora. Cilj je da se ovakvom pogonu obezbede bolje dinamičke performanse od onih kod ekvivalentnog vektorski upravljano pogona, a uz pojednostavljenje upravljačke strukture i njenu jednostavniju implementaciju u mikroprocesorski sistem. U tu svrhu su prvo data teorijska razmatranja direktne kontrole momenta kod asinhronog motora i prikaz različitih pristupa za realizaciju ove upravljačke strukture. Nakon toga analizirana je primena direktne kontrole momenta kod asinhronog pogona sa strujnim pretvaračem učestanosti pomoću adekvatnog matematičkog modela pogona. Pri tome je težište stavljeno na specifičnost topologije strujnog pretvarača i način na koji se vrši transfer struje iz jednosmernog međukola u motor. Rezultati istraživanja su iskorišćeni za izradu upravljačke strategije koja pored brzog odziva momenta kao kod vektorske kontrole obezbeđuje jednostavniji algoritam upravljanja bez upotrebe obrtne transformacije i zahteva za upotrebom senzora brzine na vratilu motora. Za razliku od rešenja direktne kontrole momenta sa asinhronim motorom napajanim iz strujnog invertora predloženih u literaturi, datih bez eksperimentalne verifikacije, algoritam izložen u disertaciji je zasnovan na radu invertora sa konstantnom učestanošću uz modifikaciju optimalne tablice aktiviranja prekidača u invertoru. Ovim su izbegnuti problemi pri upravljanju direktnom kontrolom momenta korišćenjem histerezisnog regulatora momenta (značajne pulsacije momenta, neophodnost filtriranja estimiranog signala momenta, potreba adaptacije širine histerezisa u zavisnosti od brzine motora). Analiza performansi predložene strategije upravljanja je izvršena simulacijom na računaru, a zatim se pristupilo razvoju upravljačkog algoritma u programskom jeziku C. Upravljački algoritam je implementiran i testiran pomoću mikroprocesorskog sistema u okviru realizovanog laboratorijskog prototipa pogona sa klasičnim tiristorskim pretvaračem učestanosti. Svi postignuti rezultati, kako simulacijom tako i eksperimentom, potvrdili su ispravnost predložene upravljačke strategije.*

## **DIRECT TORQUE CONTROL OF A CURRENT SOURCE INVERTER FED INDUCTION MOTOR**

### **ABSTRACT**

*The new control strategy based on direct torque control of CSI fed induction motor is presented. The goal of this work is to obtain better performances than exist in similar vector controlled drive, but with reduced control structure and its simpler implementation in the microprocessor system. For that purpose the theory of direct torque control (DTC) is given and different DTC-based strategies are described. Then, the analysis of DTC strategy in CSI fed induction motor drive is performed with adequate mathematical model. The aim of analysis were specific current converter topology and the way of current transfer from DC link to motor. Obtained results are used for developing such a control strategy that, besides a fast torque response as in vector control of the same drive, provide simpler control algorithm without necessity for coordinate transformation and speed sensor on the motor shaft. Contrary to the direct torque control of CSI drive presented in the known literature without experimental results, algorithm suggested in dissertation is based on constant-switching-frequency with modification of the inverter optimal switching table. With such a solution, problems detected under DTC using torque hysteresis controller are avoided (significant torque pulsations, requirement for filtering estimated torque and adaptation of hysteresis bandwidth in depend of motor speed). Performance analysis of recommended control strategy is completed on PC computer and than, the control algorithm is developed as software written in C programming language. Control algorithm is implemented and tested in the microprocessor system. This system is a part of the realized drive prototype with a standard thyristor type frequency converter. All results that are obtained by simulation and by experiment confirm the exactness of the proposed control strategy.*

## **ДИРЕКТНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ТОРЖЕСТВОМ АССИНХРОНОГО ДВИГАТЕЛЯ ПИТАННОГО ТОКОВЫМ ИНВЕРТОРОМ**

# SADRŽAJ

<b>1</b>	<b>Uvod</b> .....	1
1.1	<i>Pregled rešenja upravljanja asinhronim motorom direktnom kontrolom momenta</i> .....	2
1.2	<i>Kratak sadržaj i struktura disertacije</i> .....	4
<b>2</b>	<b>Direktna kontrola momenta asinhronog motora</b> .....	6
2.1	<i>Definicija prostornog vektora</i> .....	7
2.2	<i>Prikaz jednačina asinhronog motora pomoću prostornog vektora</i> .....	8
2.3	<i>Relacije napona invertora</i> .....	10
2.4	<i>Impulsno-širinska modulacija prostornog vektora (SVPWM)</i> .....	11
2.5	<i>Osnovni koncept direktne kontrole momenta</i> .....	13
2.6	<i>Strategije direktne kontrole momenta</i> .....	15
2.6.1	Tablica izbora - ST .....	15
2.6.2	Direktna samokontrola - DSC .....	18
2.6.3	Modulacija prostornog vektora - SVM .....	19
2.6.4	Primena neuro-fuzzy regulatora – DTNFC .....	21
2.7	<i>Prednosti direktne kontrole momenta</i> .....	22
2.8	<i>Ograničenja direktne kontrole momenta</i> .....	26
<b>3</b>	<b>Direktna kontrola momenta kod pogona sa strujnim invertorom</b> .....	28
3.1	<i>Karakteristike strujnog invertora</i> .....	28
3.1.1	Različite topologije strujnog invertora .....	29
3.1.2	Modulacija vektora struje .....	33
3.2	<i>Poređenje upravljačkih strategija u pogonima sa strujnim invertorom</i> .....	35
3.2.1	Nezavisna regulacija struje i učestanosti .....	36
3.2.2	Skalarno upravljanje sa konstantnim fluksom .....	37
3.2.3	Vektorsko upravljanje .....	39
3.2.4	Direktna kontrola momenta .....	42
3.3	<i>Određivanje naizmjeničnih veličina na osnovu merenja u jednosmernom kolu</i> .....	47
3.3.1	Rekonstrukcija struja i napona statora .....	47
3.3.2	Određivanje otpora statora .....	55

<b>3.4</b>	<b>Estimacija stanja motora</b> .....	57
3.4.1	Estimacija fluksa .....	57
3.4.2	Estimacija momenta .....	68
3.4.3	Estimacija brzine .....	69
<b>3.5</b>	<b>Formiranje upravljačke strategije</b> .....	72
3.5.1	Prostorni vektori struje strujnog invertora.....	72
3.5.2	Optimalna tablica izbora aktivnih prekidača.....	73
3.5.3	Određivanje položaja i amplitude vektora fluksa.....	74
3.5.4	Adaptivni histerezisni regulator momenta .....	77
3.5.5	Regulacija momenta sa konstantnom učestanošću invertora .....	79
<b>4</b>	<b>Simulacioni model pogona sa strujnim inverterom</b> .....	83
4.1	Modelovanje energetskog dela pogona .....	84
4.2	Modelovanje upravljačke strategije.....	85
4.3	Rezultati simulacija.....	88
<b>5</b>	<b>Laboratorijski prototip pogona</b> .....	111
5.1	Opis pogona.....	111
5.2	Upravljački algoritam .....	113
<b>6</b>	<b>Eksperimentalni rezultati</b> .....	118
<b>7</b>	<b>Zaključak</b> .....	135
	<b>Literatura</b> .....	138
	<b>Prilozi</b> .....	149

## SPISAK KORIŠĆENIH OZNAKA

$t$	vreme
$dt$	operator diferenciranja
$s$	kompleksna učestanost Laplasove transformacije
$T_s$	perioda odabiranja
$T_{PWM}$	perioda impulsno-širinske modulacije
$j$	$\sqrt{-1}$
DC	jednosmerna struja
AC	naizmenična struja
CSI	strujni inverter sa autosekvencijalnom komutacijom
PWM	impulsno-širinska modulacija
SVM	modulacija prostornog vektora
DTC	direktna kontrola momenta
ST	tablica izbora aktivnih prekidača
DSC	direktna samokontrola
DTNFC	direktna neuro-fuzzy kontrola momenta
ES	estimator
$R_s$	otpornost statorskog namotaja
$R_r$	otpornost rotorskog namotaja
$L_{xy}$	sopstvena induktivnost između namotaja (x) i (y)
$L_{xx}$	sopstvena induktivnost namotaja (x)
$L_s$	sopstvena induktivnost statorskog namotaja
$L_r$	sopstvena induktivnost rotorskog namotaja
$L_m$	međusobna induktivnost statora i rotora
$L_{\gamma s}$	induktivnost rasipanja statorskog namotaja
$L_{\gamma r}$	induktivnost rasipanja rotorskog namotaja
$\sigma$	koeficijent ukupnog rasipanja motora
$d-q$	rotacioni sistem koordinata
$\alpha-\beta$	stacionarni sistem koordinata
$a-b-c$	trofazni sistem koordinata
$\bar{\psi}_s$	vektor fluksa statora
$\bar{\psi}_r$	vektor fluksa rotora
$\bar{u}_s$	vektor napona statora

$u_{sx}$	napon statora u fazi x (x = a, b ili c)
$\vec{i}_s$	vektor struje statora
$i_{sx}$	struja statora u fazi x (x = a, b ili c)
$\vec{i}_r$	vektor struje rotora
$U_{DC}$	napon jednosmernog međukola
$I_{DC}$	struja jednosmernog međukola
$S_{a,b,c}$	stanja prekidača u gornjoj polovini mosta invertora
$P$	broj pari polova mašine
$T_e$	elektromagnetni moment
$T_{est}$	estimirana vrednost elektromagnetnog momenta
$T^*$	referentna vrednost elektromagnetnog momenta
$\Psi_{est}$	estimirana vrednost fluksa
$\Psi^*$	referentna vrednost fluksa
$T_L$	moment opterećenja
$T_r$	vremenska konstanta rotora
$\theta_r$	položaj rotora
$\theta_e$	položaj vektora rotorskog fluksa
$\delta_\Psi$	ugao između prostornih vektora statorskog i rotorskog fluksa
$n^*$	referentna vrednost brzine motora
$n_{est}$	estimirana vrednost brzine motora
$\omega_r$	ugaona brzina rotora
$\omega_e$	ugaona brzina obrtnog polja
$f$	frekvencija
$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$	ugaona učestanost
$\omega_s$	učestanost klizanja



## 1 Uvod

Razvoj energetskih pretvarača počev od ranih 1960-tih je omogućio konstruisanje invertora za napajanje regulisanih pogona sa asinhronim motorom. Za potrebe upravljanja takvih pogona razvijene su različite upravljačke šeme. U asinhronim pogonima sa promenljivom brzinom koji se danas nalaze u upotrebi se u osnovi primenjuju dve strategije. Prva je tzv. U/f ili skalarna kontrola, a druga metoda je poznata kao vektorsko upravljanje.

Upravljanje motorom pomoću U/f strategije se uglavnom vrši u otvorenoj sprezi variranjem amplitude i frekvencije napona napajanja. Brzina motora se podešava delovanjem na frekvenciju napona, dok se fluks magnećenja (ponekad fluks statora) reguliše promenom amplitude napona radi podešavanja momenta motora. Iako jednostavna, ova upravljačka struktura obezbeđuje ograničenu preciznost po brzini i loš odziv momenta. Negativna strana ovakvog upravljanja je ta što moment i fluks nisu ni direktno ni indirektno kontrolisani.

Primenom vektorskog upravljanja uspostavljena je jedna od prednosti pogona sa jednosmernim motorom kroz implementaciju direktne kontrole fluksa. U ovom slučaju orijentacija polja se kontroliše elektronski. Uglovni pomeraj rotorskog fluksa se izračunava i reguliše na osnovu poređenja poznatog vektora statorskog polja i povratne sprege po poziciji ugla rotora i brzini. Na ovaj način se emulira rad jednosmerne mašine sa nezavisnom pobudom, gde fluks rotora igra ulogu fluksa pobude, a poprečna komponenta struje statora odgovara struji indukta. Električne karakteristike motora se matematički modeluju pomoću softvera u mikroprocesoru. Upravljanje momentom je indirektno zbog njegove pozicije u upravljačkom algoritmu, tj. pre procesa vektorske kontrole. I pored toga dobija se veoma brz odziv momenta. Upotreba enkodera ili resolvera u povratnoj sprezi po brzini omogućuje visoku preciznost brzine i momenta, tako da se ova upravljačka strategija koristi kod pogona sa visokim performansama (servo pogoni). Najveće ograničenje vektorske kontrole je skoro obavezna upotreba enkodera, dok manji nedostatak predstavlja indirektna kontrola momenta. Konačno, upotreba PWM modulatora za procesiranje signala napona i frekvencije na izlazu vektorske kontrole unosi kašnjenje između referenci i rezultirajućeg vektora napona statora.

Krajem 1980-tih javljaju se prvi radovi iz oblasti direktne kontrole momenta [1], [2], [3]. Ova nova upravljačka strategija je razvijena sa ciljem da se dobije kombinacija jednostavnosti implementacije poput one kod U/f kontrole sa performansama vektorski upravljanih pogona. Direktnom kontrolom momenta upravlja se amplitudom fluksa statora i momentom motora u zatvorenoj sprezi, bez i jedne unutrašnje regulacione strujne petlje. Cilj ovakve kontrole nije variranje amplitude i frekvencije napona napajanja ili emulacija jednosmerne mašine, već

iskorišćenje mogućnosti asinhronog motora da proizvede fluks i moment kada se napaja iz invertora. Kod ove metode i fluks i moment se upravljaju direktno pomoću histerezisnih regulatora. Kašnjenja koja uvodi PWM modulator su ovde otklonjena, jer se umesto PWM modulatora koristi optimalna logika za aktiviranje prekidača u invertoru. Odziv momenta je u ovom slučaju veoma brz i bolji nego kod pogona sa jednosmernim motorom ili vektorski upravljano asinhronog pogona. Dodatno, u slučaju da se zahteva umerena tačnost brzine (tipično 0,1% do 0,3%) otpada potreba za enkoderom. Na ovaj način, direktna kontrola momenta je definisana kao nova upravljačka strategija u pogonima sa asinhronim motorima.

### ***1.1 Pregled rešenja upravljanja asinhronim motorom direktnom kontrolom momenta***

U regulisanim elektromotornim pogonima gde su se koristili a i danas se koriste jednosmerni motori (npr. servo pogoni sa preciznom regulacijom brzine i pozicije) se sve više daje prednost motorima naizmenične struje, naročito asinhronim motorima, koji su danas dominantni i obuhvataju oko 75% svih tržišta. U asinhronim pogonima visokih performansi zahteva se brza promena momenta, koja je omogućena primenom dekuplovanog upravljanja fluksom i momentom, tj. vektorskim upravljanjem. Pre trideset godina, 1971 F. Blaschke [4] je prezentirao prvi rad na temu vektorskog upravljanja asinhronim motorom. Od tada ova tehnika je potpuno razvijena i, zahvaljujući naraslim tehnološkim mogućnostima u oblasti energetske elektronike i mikroprocesora, postala je osnova sa industrijske strane gledišta. Danas su asinhroni pogoni sa implementiranim vektorskim upravljanjem realnost u industriji i na tržištu su raspoloživi od strane većeg broja proizvođača. Naravno, postoje različita rešenja kao i performanse ovakvih pogona, a teorijske osnove i rezultati su predmet brojnih knjiga i radova [5]-[18]. Danas se u ovoj oblasti uglavnom ide u smeru razvoja algoritma za automatsko podešavanje parametara [19]-[23], a sve više pažnje se posvećuje upravljanju bez senzora na osovini motora čime pogon postaje jeftiniji za industrijske primene [24]-[29]. Ovo poslednje zahteva primenu mikroprocesora sa velikim mogućnostima brzog procesiranja signala i računanja u realnom vremenu. Kako zahteve tržišta regulisanih asinhronih pogona pomno prate proizvođači digitalne elektronike, to se i u toj oblasti se može uočiti veoma pozitivan trend razvoja novih mikrokontrolera i DSP procesora [30],[31].

Kompleksnost upravljačke strukture vektorskog upravljanja nametnula je, bez obzira na mogućnosti savremenih mikroprocesora, zahtev za pronalaženjem jednostavnije strategije

upravljanja, robusnije na varijaciju parametara pogona uz održanje visokih performansi. Iz tih potreba je nastala metoda direktne kontrole momenta (skraćeno DTC od engl. *Direct Torque Control*), uvedena 1985-1986 [1]-[3] i generalizovana za sve pogone sa naizmjeničnim mašinama 1988 godine [32]. Godine 1995. ova upravljačka metoda je našla i industrijsku primenu [33], a danas se koristi u pogonima snaga od 2kW do 2MW, u osnovi implementirana na istoj upravljačkoj elektronici i korišćenjem istog softvera. Za asinhronne pogone na srednjem naponu reda 4,5kV snaga od 500kVA do 6000kVA takođe postoje industrijska rešenja sa DTC metodom upravljanja [34]. U ovim pogonima se kao poluprovodnički prekidač koristi nova komponenta nazvana IGCT (od engl. *Insulated Gate Commutated Thyristor*) koja je nastala usavršavanjem GTO tiristora. Takođe se može očekivati razvoj i primena u industrijskim uslovima DTC metode kod pogona sa velikim sinhronim motorima, gde se predlaže rešenje sa strujnim invertorom [35]. Za sada nije razvijena primena strujnog invertora na pogon sa asinhronim motorom, ali je to predmet ove disertacije.

Smer u kome ide razvoj pogona sa direktnom kontrolom momenta može se klasifikovati u nekoliko pravaca. U cilju smanjenja pulsacija momenta i rada pogona u različitim režimima razvijaju se različite strategije upravljanja [36]-[42], sa varijabilnom ili konstantnom učestanosti prekidača u invertoru [40],[43],[44] ili čak korišćenjem veštačkih neuralnih mreža za formiranje optimalne logike aktiviranja prekidača u invertoru [45],[46]. Pojedini autori traže rešenja za precizniju estimaciju stanja motora, tj. fluksa i momenta [47],[48]. Takođe je od interesa vršiti korekciju statorske učestanosti [49]-[52], naročito pri malim brzinama. Veoma uspešna rešenja u tom pravcu se daju korišćenjem veštačkih neuralnih mreža i fuzzy logike [49]-[51].

Navedeni radovi iz oblasti primene direktne kontrole momenta pokazuju težnju da se razvije standardni industrijski pogon visokih performansi koji bi na istom upravljačkom hardveru omogućio implementaciju jednostavnije softverske strategije upravljanja. Na ovaj način bi se uz sniženje cene dobio robusniji pogon, sa malom osetljivošću na promene parametara i sa boljim iskorišćenjem motora.

## 1.2 Kratak sadržaj i struktura disertacije

U disertaciji su date sve potrebne analize i upoređenja predložene upravljačke strategije, uz korišćenje odgovarajućih modela i simulacija. Na kraju je izvršena praktična implementacija čime su sve postavke i zaključci u potpunosti i eksperimentalno verifikovani.

Ceo izloženi materijal podeljen je u 9 poglavlja.

U **prvom** poglavlju, Uvodu, naznačen je osnovni cilj rada i navedene su metode analize koje će biti korišćene u radu. Takođe, dat je kratak prikaz sadržaja disertacije.

Teorijska razmatranja i objašnjenja metode direktne kontrole momenta asinhronog motora prikazana su u **drugom** poglavlju. Date su potrebne definicije ove metode korišćenjem prostornog vektora kao i odgovarajuće naponske jednačine na primeru naponskog invertora. Način upravljanja motorom pomoću direktne kontrole momenta je predstavljen tablicom izbora aktivnih prekidača. Modifikacije upravljačke strukture sa direktnom kontrolom momenta date su prikazom različitih strategija koje su u primeni. Na kraju ovog poglavlja date su prednosti direktne kontrole momenta u odnosu na ostale upravljačke strukture (U/f, vektorsko upravljanje, pogoni sa jednosmernim motorom) kao i ograničenja i načini za njihovo prevazilaženje.

U **trećem** poglavlju opisani su principi upravljanja asinhronim pogonom sa strujnim pretvaračem učestanosti uz primenu direktne kontrole momenta. Kao prvo, date su specifičnosti topologije pretvarača sa strujnim invertorom. Zatim je prikazan metod modulacije struje motora koji dovodi do smanjenja sadržaja harmonika. Upravljanje pogonom bez senzora na osovini motora je jedna od osnovnih prednosti direktne kontrole momenta, a u slučaju strujnog invertora iskorišćene su karakteristike topologije pretvarača, takođe objašnjene u ovom poglavlju. Ovde je prikazano kako se mogu odrediti struja i napon na izlazu invertora na osnovu merenih vrednosti napona i struje jednosmernog kola, a na bazi toga su izloženi principi estimacije fluksa statora, momenta i brzine motora.

Simulacioni model ovakvog načina upravljanja asinhronim pogonom pri napajanju iz strujno regulisanog frekventnog pretvarača je detaljno opisan u **četvrtom** poglavlju. Posebno je objašnjeno modelovanje samog pretvarača korišćenjem novih mogućnosti programskog paketa Matlab/SIMULINK. Model upravljačkog dela pogona je izrađen tako da se maksimalno približi algoritmu koji će biti preveden u softver namenjen mikrokontroleru, kako zbog samog testiranja tako i zbog jednostavnije implementacije. U okviru rezultata simulacije ukazano je na razlike između vektorskog upravljanja i direktne kontrole momenta i posebno su naznačene prednosti predložene strategije upravljanja čija je detaljna analiza sprovedena.

U **petom** poglavlju je dat opis korišćenog laboratorijskog prototipa pogona, detaljno prikazanog u [53]-[55]. Potom je izložen upravljački algoritam napisan u programskom jeziku C, uz naznačena unapređenja i razlike u odnosu na pojedine softverske module koji su korišćeni za realizaciju vektorskog upravljanja predstavljenu u [55].

Eksperimentalni rezultati, izvršeni u Laboratoriji za Elektromotorne pogone Elektrotehničkog Fakulteta u Beogradu, prikazani su u **šestom** poglavlju. Za snimanje rezultata korišćena je raspoloživa merna oprema, digitalni osciloskop sa GPIB interfejsom i PC računar.

Zaključci o rezultatima teorijskih i eksperimentalnih istraživanja izloženih u disertaciji dati su u **sedmom** poglavlju.

Na kraju teksta dat je spisak korišćene literature i prilozi (detaljni parametri motora korišćenog u radu).

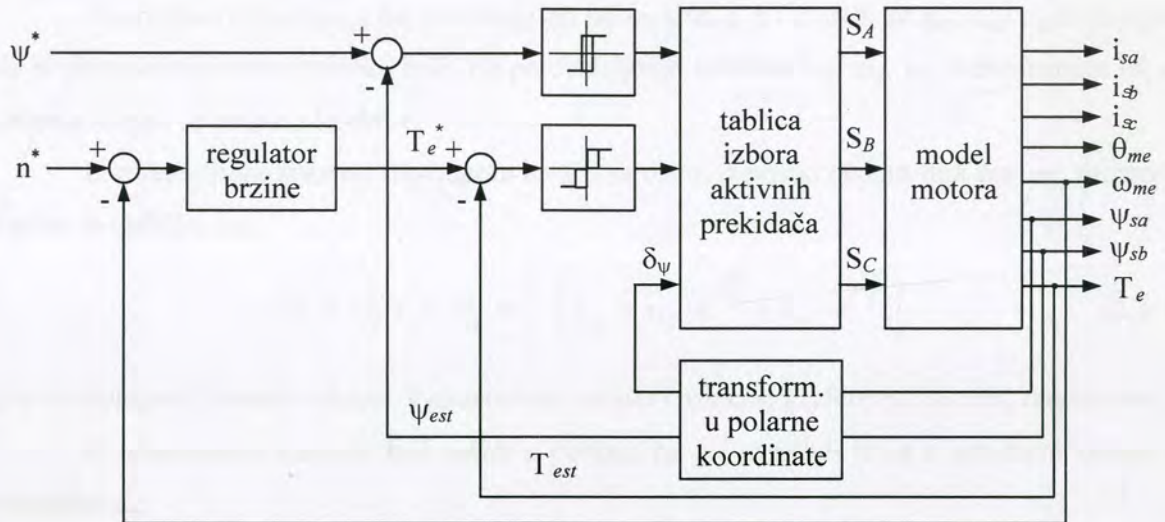
## 2 Direktna kontrola momenta asinhronog motora

Primena metode vektorskog upravljanja za kontrolu asinhronih pogona sa promenljivom brzinom dovela je do razvoja sistema sa veoma kompleksnom upravljačkom strukturom. Generalno, sistem vektorskog upravljanja asinhronog motora sa zatvorenom regulacionom petljom po brzini se sastoji od sledećih komponenata:

1. PI ili PID regulatora statorskog fluksa i momenta motora,
2. Mreže raspredanja struja i/ili napona,
3. Kompleksne transformacije koordinata,
4. Konvertora iz dvofaznog u trofazni sistem koordinata,
5. Estimatora fluksa i momenta, i
6. PI ili PID regulatora brzine.

Kod sistema direktne kontrole momenta (skraćeno DTC, od engl. *Direct Torque Control*), koji su uveli Takahashi [1] i Depenbrock [2] sredinom 1980-tih. komponente 1-5 su zamenjene sa dva histerezisna komparatora i tablicom izbora aktivnih prekidača. U [3] je pokazano da se sa ovom veoma pojednostavljenom upravljačkom strukturom performanse pogona mogu značajno poboljšati u odnosu na pogon sa vektorskim upravljanjem.

Regulatori zasnovani na direktnoj kontroli momenta ne zahtevaju složenu transformaciju koordinata. Raspredanje nelinearne strukture asinhronog motora se dobija korišćenjem kontrole po principu uključeno/isključeno (U/I), koja može da se poveže sa U/I radom prekidača u invertoru. Slično vektorskom upravljanju, fluks i moment se ili mere ili određuju estimacijom i koriste kao signali povratne sprege regulatora. Međutim, nasuprot vektorskom upravljanju, stanja prekidača u invertoru su direktno određena na osnovu merenih i referentnih vrednosti fluksa i momenta kako je prikazano na slici 2-1.

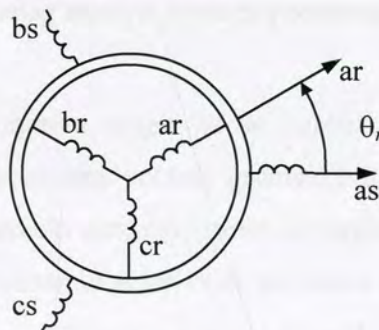


Sl. 2-1: Osnovna upravljačka struktura direktne kontrole momenta

Direktna kontrola momenta se postiže primenom tablice izbora aktivnih prekidača čiji su ulazi greška momenta, greška amplitude prostornog vektora statorskog fluksa i ugao prostornog vektora statorskog fluksa. Signal greške statorskog fluksa je diskretizovan u dva nivoa pomoću histerezisnog komparatora. Signal greške momenta je diskretizovan u tri nivoa pomoću trostepenog histerezisnog komparatora. Ugao statorskog fluksa je diskretizovan u šest sektora od po 60 stepeni. Izlaz tablice izbora su podešenja (stanja) prekidača u invertoru.

## 2.1 Definicija prostornog vektora

Posmatrajmo trofazni namotaj dvopolnog asinhronog motora (slika 2.1-1), zbog opštosti označenog sa  $g$ , gde  $g$  može biti  $s$  za namotaj statora ili  $r$  za namotaj rotora. Na slici 2.1-1 je sa  $\theta_r$  označena pozicija rotora u električnim jedinicama.



Sl. 2.1-1: Namotaji dvopolne asinhronne mašine



Pridružimo namotaju  $g$  set promenljivih po fazama  $a$ ,  $b$  i  $c$  datih sa  $x_{ag}$ ,  $x_{bg}$ ,  $x_{cg}$  smatrajući da je nulta komponenta jednaka nuli. Za predstavljanje veličina  $x_{ag}$ ,  $x_{bg}$ ,  $x_{cg}$  u dvofaznom ( $d$ ,  $q$ ) sistemu koristi se prostorni vektor.

U referentnom sistemu fiksiranom za  $g$  i sa osom  $d$  postavljenom duž ose  $ag$ , prostorni vektor se definiše sa:

$$\bar{x}_g^g = x_{dg}^g + j \cdot x_{qg}^g = \frac{2}{3} \cdot \left( x_{ag} + x_{bg} \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + x_{cg} \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (2.1-1)$$

gde donji i gornji indeks vektora  $\bar{x}$  označavaju trofazni namotaj i referentni sistem, respektivno.

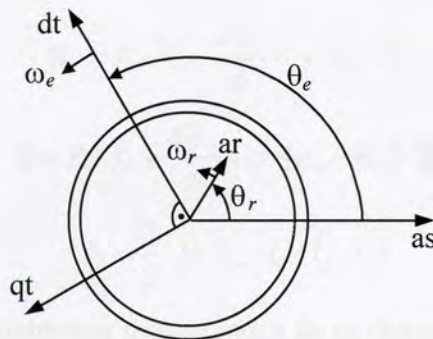
U referentnom sistemu koji rotira u odnosu na  $g$  i označen je sa  $t$ , prostorni vektor je definisan sa:

$$\bar{x}_g^t = \bar{x}_g^g \cdot e^{-j\theta_{t-ag}} \quad (2.1-2)$$

gde je  $\theta_{t-ag}$  ugao između ose  $d$  i faze  $ag$ . Obično se za referentnu osu za računanje uglovnih pomeraja uzima osa  $as$ , kako je predstavljeno na slici 2.1-2.

Otuda, ako posmatramo trofazni namotaj rotora onda je  $g = r$ , pa je  $\theta_{t-ag} = \theta_{t-ar}$ :

$$\theta_{t-ar} = \theta_e - \theta_r \quad (2.1-3)$$



Sl. 2.1-2: Rotacioni referentni sistem

## 2.2 Prikaz jednačina asinhronog motora pomoću prostornog vektora

Jednačine asinhronog motora mogu da se napišu u kompaktnoj formi korišćenjem prostornog vektora. Ako su prostorni vektori promenljivih statora povezani sa referentnim sistemom koji je fiksiran za statorski namotaj i prostorni vektori promenljivih rotora povezani sa referentnim sistemom koji je fiksiran za rotor, onda jednačine asinhronog motora glase:

$$\bar{\Psi}_s^s = L_s \cdot \bar{i}_s^s + L_m \cdot \bar{i}_r^r \cdot e^{j\theta_r} \quad (2.2-1)$$

$$\bar{\Psi}_r^r = L_r \cdot \bar{i}_r^r + L_m \cdot \bar{i}_s^s \cdot e^{-j\theta_r} \quad (2.2-2)$$



$$\bar{u}_s^s = R_s \cdot \bar{i}_s^s + \frac{d\bar{\Psi}_s^s}{dt} \quad (2.2-3)$$

$$0 = R_r \cdot \bar{i}_r^r + \frac{d\bar{\Psi}_r^r}{dt} \quad (2.2-4)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot L_m \cdot \bar{i}_s^s \bullet (j \cdot \bar{i}_r^r \cdot e^{j\theta_r}) \quad (2.2-5)$$

gde simbol  $\bullet$  označava skalarni proizvod, a induktivnosti su date sa:

$$L_{ss} = \frac{3}{2} \cdot L_{ms} + L_{\gamma s} \quad (2.2-6)$$

$$L_{rr} = \frac{3}{2} \cdot L_{ms} + L_{\gamma r} \quad (2.2-7)$$

$$L_m = \frac{3}{2} \cdot L_{ms} \quad (2.2-8)$$

Ako se svi prostorni vektori vežu za isti rotacioni referentni sistem, onda jednačine asinhronog motora postaju:

$$\bar{\Psi}_s = L_s \cdot \bar{i}_s + L_m \cdot \bar{i}_r \quad (2.2-9)$$

$$\bar{\Psi}_r = L_r \cdot \bar{i}_r + L_m \cdot \bar{i}_s \quad (2.2-10)$$

$$\bar{u}_s = R_s \cdot \bar{i}_s + \frac{d\bar{\Psi}_s}{dt} + j \cdot \omega_e \cdot \bar{\Psi}_s \quad (2.2-11)$$

$$0 = R_r \cdot \bar{i}_r + \frac{d\bar{\Psi}_r}{dt} + j \cdot (\omega_e - \omega_r) \cdot \bar{\Psi}_r \quad (2.2-12)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot L_m \cdot \bar{i}_s \bullet (j \cdot \bar{i}_r) \quad (2.2-13)$$

Jednačine momenta asinhronog motora mogu da se izraze na nekoliko načina, od kojih se obično koriste:

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \bar{i}_s \bullet (j \cdot \bar{\Psi}_r) \quad (2.2-14)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \bar{i}_s \bullet (j \cdot \bar{\Psi}_s) \quad (2.2-15)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_m}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} \cdot \bar{\Psi}_s \bullet (j \cdot \bar{\Psi}_r) \quad (2.2-16)$$

gde su prostorni vektori vezani za isti referentni sistem i gde je  $\sigma$  koeficijent ukupnog rasipanja motora, tj.:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s \cdot L_r} \quad (2.2-17)$$

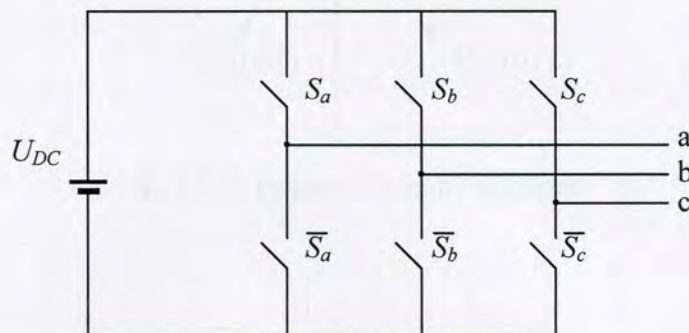
Drugi takođe važan parametar je vremenska konstanta motora data sa:

$$T_r = L_r / R_r \quad (2.2-18)$$

### 2.3 Relacije napona invertora

Direktna kontrola momenta (DTC) je u osnovi nastala kao strategija upravljanja pogonom napajanim iz naponskog invertora [3], tako da će radi objašnjenja DTC metode ovde biti izložene relacije napona kod trofaznog naponskog invertora [36],[37].

Naponski invertor može da se predstavi u pojednostavljenoj formi kao na slici 2.3-1, gde  $U_{DC}$  označava napon jednosmernog kola a  $S_a$ ,  $S_b$  i  $S_c$  su stanja prekidača u gornjoj polovini mosta invertora. Pri tom  $S=1$  znači da je prekidač uključen, dok  $S=0$  znači da je prekidač isključen. Kao prekidači se danas najčešće koriste IGBT tranzistori, a na slici 2.3-1 su prikazani kao idealni. Stanja prekidača iz donjeg dela mosta su suprotna od onih iz gornje polovine mosta da bi se izbegao kratak spoj jednosmernog izvora napajanja. Odatle je broj mogućih konfiguracija invertora  $2^3 = 8$ .



Sl. 2.3-1: Trofazni naponski invertor

Ako invertor napaja simetričnu asinhronu mašinu, onda fazni naponi koje generiše invertor ispunjavaju sledeći uslov:

$$u_{as} + u_{bs} + u_{cs} = 0 \quad (2.3-1)$$

i mogu se predstaviti na osnovu stanja prekidača  $S_a$ ,  $S_b$  i  $S_c$  i napona jednosmernog kola:

$$u_{as} = \frac{2 \cdot S_a - S_b - S_c}{3} \cdot U_{DC} \quad (2.3-2)$$

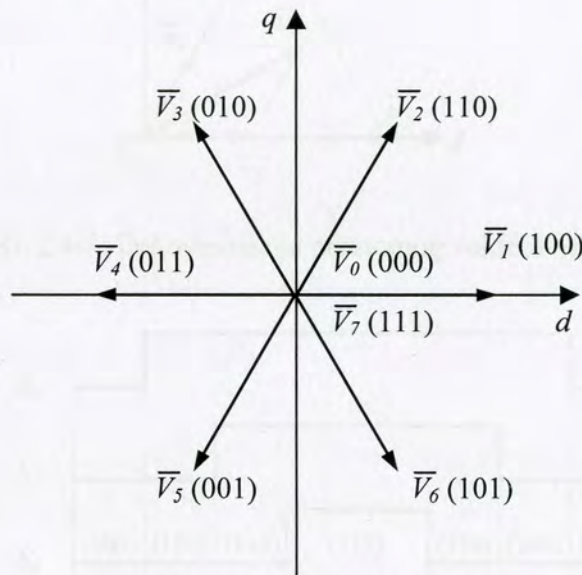
$$u_{bs} = \frac{-S_a + 2 \cdot S_b - S_c}{3} \cdot U_{DC} \quad (2.3-3)$$

$$u_{cs} = \frac{-S_a - S_b + 2 \cdot S_c}{3} \cdot U_{DC} \quad (2.3-4)$$

Prostorni vektor izraza 2.3-2 - 2.3-4 u referentnom sistemu vezanom za stator je:

$$\bar{u}_s = \frac{2}{3} \cdot U_{DC} \cdot \left( S_a + S_b \cdot e^{j \frac{2\pi}{3}} + S_c \cdot e^{j \frac{4\pi}{3}} \right) \quad (2.3-5)$$

i može imati 8 vrednosti  $\bar{V}_k$  ( $k = 0, 1, \dots, 7$ ) prikazanih na slici 2.3-2 koje se još nazivaju i prostorni vektori invertora. Prostorni vektori kod kojih je  $k = 1, 2, \dots, 6$  imaju istu amplitudu koja iznosi  $(2/3) \cdot U_{DC}$  i fazne uglove od  $(k - 1) \cdot \pi/3$ . Preostala dva prostorna vektora ( $k = 0, 7$ ) su nulti prostorni vektori (amplituda im je jednaka nuli).



Sl. 2.3-2: Prostorni vektori invertora

#### 2.4 Impulsno-širinska modulacija prostornog vektora (SVPWM)

Pod impulsno-širinskom modulacijom prostornog vektora se podrazumeva takva tehnika modulacije napona invertora čiji je cilj sintetizovanje traženog prostornog vektora napona  $\bar{u}_s$  preko periode modulacije  $T_{PWM}$ . Da bi se ovo postiglo,  $\bar{u}_s$  je izražen kao težinska suma prostornih vektora invertora i svaki od njih traje deo periode  $T_{PWM}$  jednak sopstvenoj težini.

Ako je na primer vektor napona kao na slici 2.4-1, onda se može predstaviti kao:

$$\bar{u}_s = a_1 \cdot \bar{V}_1 + a_2 \cdot \bar{V}_2 + a_0 \cdot \bar{V}_0 + a_7 \cdot \bar{V}_7 \quad (2.4-1)$$

gde su koeficijenti:

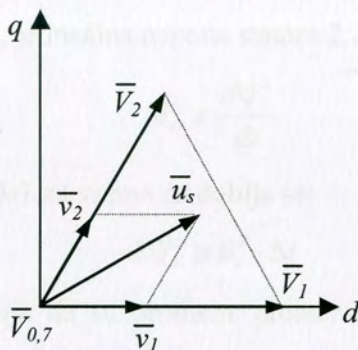
$$a_1 = \frac{\bar{v}_1}{\bar{V}_1}; a_2 = \frac{\bar{v}_2}{\bar{V}_2}; a_0 + a_7 = 1 - a_1 - a_2 \quad (2.4-2)$$



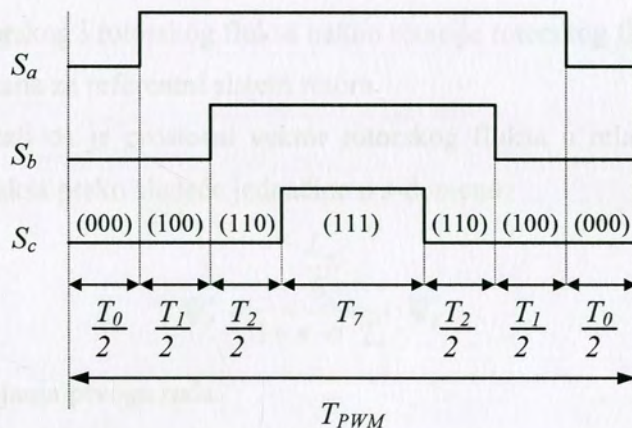
a prostorni vektori invertora  $\bar{V}_1, \bar{V}_2, \bar{V}_0$  i  $\bar{V}_7$  su dovedeni u sledećem trajanju dela periode  $T_{PWM}$ :

$$T_i = a_i \cdot T_{PWM}, \quad i = 1, 2, 0, 7 \quad (2.4-3)$$

komandovanjem prekidačima kako je prikazano na slici 2.4-2.



Sl. 2.4-1: Dekompozicija prostornog vektora napona



Sl. 2.4-2: Komandovanje prekidačima kod SVPWM modulacije

## 2.5 Osnovni koncept direktne kontrole momenta

Uzmimo u obzir namagnetisanu, neopterećenu asinhronu mašinu u stanju mirovanja i dovedimo joj vektor napona sa izlaza invertora za neko kratko vreme  $\Delta t$ . Zanemarujući pad napona na statorskoj otpornosti, jednačina napona statora 2.2-3 postaje [36],[37]:

$$\bar{u}_s^s \cong \frac{d\bar{\psi}_s^s}{dt} \quad (2.5-1)$$

Integracijom relacije 2.5-1 za vreme  $\Delta t$  dobija se:

$$\Delta\bar{\psi}_s^s \cong \bar{u}_s^s \cdot \Delta t \quad (2.5-2)$$

Jednačina 2.5-2 pokazuje da su promene prostornog vektora statorskog fluksa istoga smera kao i vektor napona i da im je amplituda proporcionalna vektoru napona i vremenskom intervalu njegovog trajanja.

Relacija 2.2-16 pokazuje da je elektromagnetni moment proporcionalan skalarnom proizvodu između statorskog i rotorskog fluksa nakon rotacije rotorskog fluksa za 90 stepeni, pri čemu su oba fluksa vezana za referentni sistem rotora.

Može se pokazati da je prostorni vektor rotorskog fluksa u relaciji sa odgovarajućim vektorom statorskog fluksa preko sledeće jednačine u  $s$ -domenu:

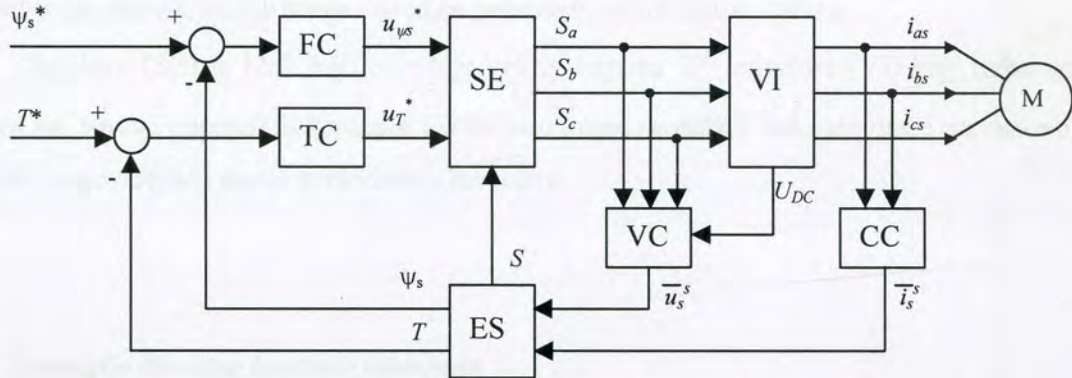
$$\bar{\psi}_r^r = \frac{L_m}{L_s} \cdot \bar{\psi}_s^s \quad (2.5-3)$$

tj. preko relacije zaostajanja prvoga reda.

Na osnovu jednačina 2.5-1 - 2.5-2 i 2.2-16 može se izvesti osnovni koncept direktne kontrole momenta [37]:

- jedina veličina koju obezbeđuje invertor je prostorni vektor napona statora,
- prostorni vektor napona statora praktično reguliše promene prostornog vektora statorskog fluksa,
- bilo koja promena vektora statorskog fluksa dovodi do promene momenta usled istovremene varijacije amplitude statorskog fluksa i varijacije faznog ugla između vektora statorskog i rotorskog fluksa.

Osnovni dijagram upravljanja asinhronim pogonom metodom direktne kontrole momenta je dat na slici 2.5-1 [36].

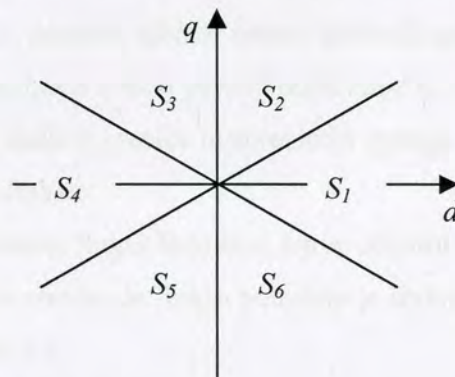


Sl. 2.5-1: Blok dijagram osnovnog koncepta direktne kontrole momenta

Razlika između amplitude referentnog fluksa statora i stvarne vrednosti (signal greške statorskog fluksa) se obrađuje pomoću regulatora fluksa (FC) koji na izlazu daje komandu napona  $u_{\psi s}^*$ . Na sličan način regulator momenta (TC) procesira signal greške momenta i daje komandni napon  $u_T^*$ . Estimator (ES) radi u stacionarnom referentnom sistemu. Kao prvo vrši integraciju jednačine napona statora 2.2-3 da bi se dobio vektor statorskog fluksa:

$$\bar{\psi}_s^s = \int_0^t (\bar{u}_s^s - R_s \cdot \bar{i}_s^s) dt + \bar{\psi}_{s0}^s \quad (2.5-4)$$

a zatim izračunava amplitudu statorskog fluksa, moment motora (korišćenjem relacije 2.2-15) i sektor  $S$  u  $d,q$  ravni u kojoj leži vektor statorskog fluksa a u skladu sa podelom kao na slici 2.5-2.



Sl. 2.5-2: Podela stacionarne ravni na sektore

Ulazi kalkulatora napona (VC) su napon jednosmernog međukola  $U_{DC}$  i stanja prekidača invertora  $S_a, S_b$  i  $S_c$  na osnovu čega se izračunava prostorni vektor napona statora. U kalkulator struje (CC) se dovode merene vrednosti struja iz dve faze, npr.  $i_{as}$  i  $i_{bs}$  i izračunava se struja treće faze  $i_{cs}$ :

$$i_{cs} = -i_{as} - i_{bs} \quad (2.5-5)$$

a zatim se na osnovu faznih struja određuje prostorni vektor struje statora.

Selektor (SE) je blok koji određuje vektor napona  $\bar{u}_s^s$  invertora (VI) koji treba dovesti motoru na osnovu naponskih komandi i sektora u kome se nalazi fluks statora, i na osnovu toga generiše odgovarajuća stanja prekidača u invertoru.

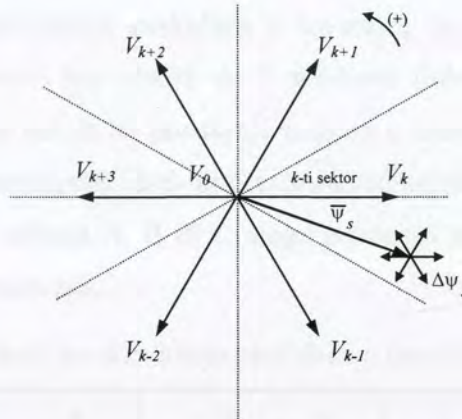
## 2.6 Strategije direktne kontrole momenta

U prethodnim poglavljima su prikazani osnovni principi upravljanja metodom direktne kontrole momenta. Problemi osnovne strukture kao što su pulsacije momenta i fluksa zbog promenljive učestanosti invertora prouzrokovane primenom histerezisnih regulatora su uticali na razvoj novih strategija direktne kontrole momenta, od kojih će ovde biti analizirane tri najvažnije strategije (tablica izbora – ST, direktna samokontrola – DSC i modulacija prostornog vektora – SVM), a takođe je dat i kratak osvrt na nove savremene metode kao što su neuro-fuzzy sistemi (DTNFC).

### 2.6.1 Tablica izbora - ST

Kod ove strategije se pomoću tablice izbora aktivnih prekidača selektuje odgovarajući prostorni vektor napona invertora u svakoj periodi odabiranja sa ciljem da se amplitude momenta i fluksa statora održe unutar zadatih granica histerezisnih opsega. Izbor se vrši na osnovu signala greški momenta i statorskog fluksa.

Neka je vektor statorskog fluksa lociran u  $k$ -tom sektoru  $d$ - $q$  ravni ( $k = 1, 2, \dots, 6$ ) kao na slici 2.5-2. Da bi se povećala amplituda fluksa potrebno je izabrati vektore napona  $V_k, V_{k+1}, V_{k-1}$  kako je prikazano na slici 2.6.1-1.

Sl. 2.6.1-1: Vektori izlaznog napona invertora i odgovarajuće varijacije fluksa za vreme  $\Delta t$ 

Nasuprot tome, za smanjenje amplitude fluksa potrebno je izabrati vektore napona  $V_{k+2}$ ,  $V_{k-2}$ ,  $V_{k+3}$ . Nulti prostorni vektor napona ne utiče značajno na vrednost statorskog fluksa, sa izuzetkom malog slabljenja fluksa usled pada napona na statorskoj otpornosti. Na slici 2.6.1-1 je za pozitivan smer obrtanja motora uzet smer fluksa suprotan od smera kazaljke na satu.

Vektor napona koji se koristi za kontrolu statorskog fluksa takođe utiče i na promenu momenta. U tabeli 2.6.1-1 su sumirane kombinovane akcije na svaki prostorni vektor i statorskog fluksa i momenta. Kao što se može videti iz tabele, i za pozitivnu i za negativnu brzinu motora porast momenta ( $\uparrow$ ) se dobija izborom samo dva vektora napona, a to su  $V_{k+1}$  i  $V_{k+2}$ . Suprotno, smanjenje momenta ( $\downarrow$ ) se može dobiti primenom napona  $V_{k-1}$  i  $V_{k-2}$ .

Tabela 2.6.1-1: Varijacije fluksa i momenta usled primenjenih vektora napona

	$V_{k-2}$	$V_{k-1}$	$V_k$	$V_{k+1}$	$V_{k+2}$	$V_{k+3}$	$V_0, V_7$
$\psi_s$	$\downarrow$	$\uparrow$	$\uparrow\uparrow$	$\uparrow$	$\downarrow$	$\downarrow\downarrow$	$\downarrow\uparrow$
$T (\omega > 0)$	$\downarrow\downarrow$	$\downarrow\downarrow$	$\downarrow$	$\uparrow$	$\uparrow$	$\downarrow$	$\downarrow$
$T (\omega < 0)$	$\downarrow$	$\downarrow$	$\uparrow$	$\uparrow\uparrow$	$\uparrow\uparrow$	$\uparrow$	$\uparrow$

Radijalni vektori napona  $V_k$ ,  $V_{k+3}$  i nulti prostorni vektori deluju na moment u skladu sa smerom obrtanja motora, kako je specificirano u tabeli 2.6.-1. U ovoj tabeli jedna strelica označava manji uticaj na varijacije fluksa ili momenta, dok dve strelice označavaju veći uticaj.

Tehnika histerezisnih opsega dovodi do četiri moguća stanja u odnosu na greške statorskog fluksa i momenta. Za svako stanje moguće je odrediti najmanje jedan prostorni vektor napona koji deluje u smeru smanjenja greške.



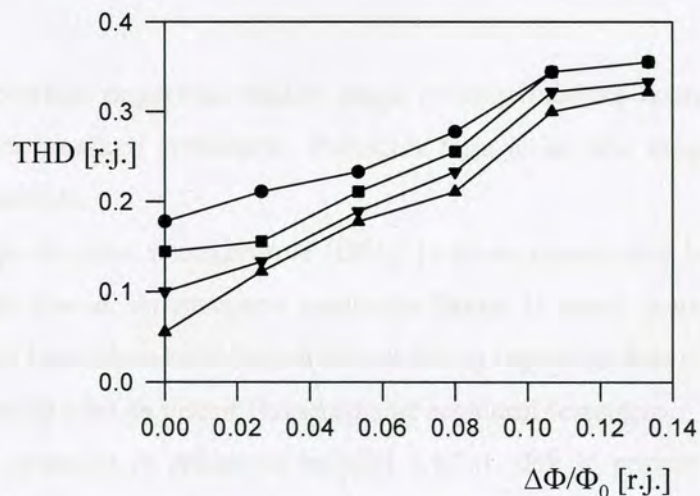
Različita rešenja aktiviranja prekidača u inverteru mogu da se primene kako bi se upravljalo momentom motora bez obzira da li vrednost fluksa treba da bude povećana ili smanjena. Svako od rešenja deluje na ponašanje pogona u smislu pulsacija momenta ili struje, frekvencije prekidanja, i mogućnosti dvo- ili četvoro-kvadrantnog rada. U tabeli 2.6.1-2 su data četiri rešenja, pri čemu se rešenja A, B ili C mogu primeniti na dvo-kvadrantni rad, dok je D pogodno za četvoro-kvadrantni rad.

Tabela 2.6.1-2: Moguća rešenja za aktiviranje prekidača u inverteru

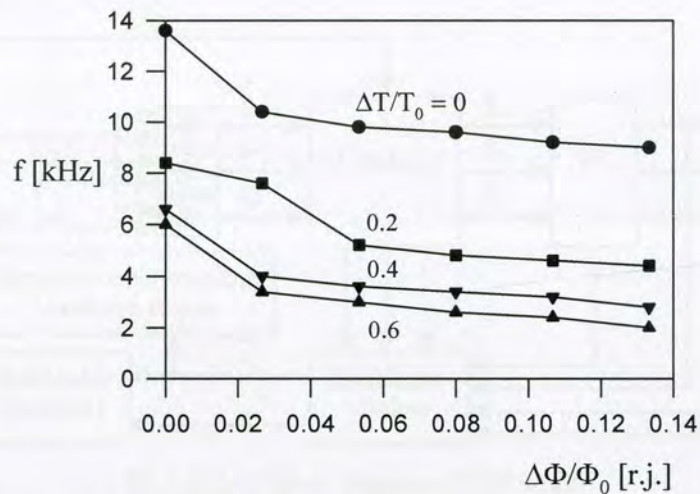
	$T \uparrow \quad \psi_s \uparrow$	$T \uparrow \quad \psi_s \downarrow$	$T \downarrow \quad \psi_s \uparrow$	$T \downarrow \quad \psi_s \downarrow$
Rešenje A	$V_{k+1}$	$V_{k+2}$	$V_0, V_7$	$V_0, V_7$
Rešenje B	$V_{k+1}$	$V_{k+2}$	$V_k$	$V_0, V_7$
Rešenje C	$V_{k+1}$	$V_{k+2}$	$V_k$	$V_{k+3}$
Rešenje D	$V_{k+1}$	$V_{k+2}$	$V_{k-1}$	$V_{k-2}$

Amplitude histerezisnih opsega statorskog fluksa i momenta imaju značajan uticaj na performanse pogona. Efekti veličina ovih amplituda su veoma izraženi na stepen izobličenja, prosečnu frekvenciju prekidanja invertora, pulsacije momenta i gubitke u motoru.

Kao primer, slika 2.6.1-2 prikazuje faktor izobličenja (THD - engl. *Total Harmonic Distortion*) struje motora kao funkciju širine histerezisa, dok je na slici 2.6.1-3 data prosečna frekvencija prekidanja invertora.



Sl. 2.6.1-2: Faktor izobličenja (THD) kao funkcija opsega histerezisa



Sl. 2.6.1-3: Prosečna frekvencija prekidanja invertora kao funkcija opsega histerezisa

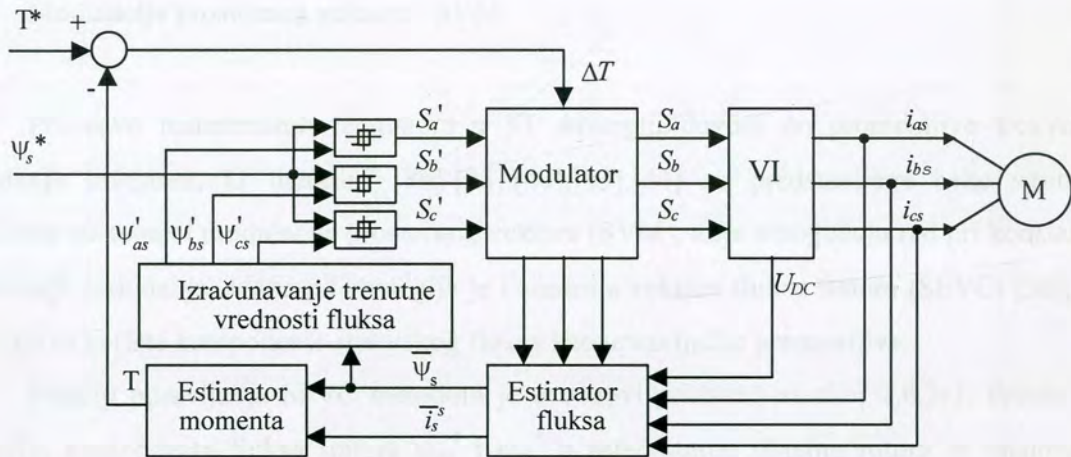
Rezultati sa prethodnih slika pokazuju da amplitude histerezisnog opsega statorskog fluksa uglavnom utiču na izobličenje struje motora, proizvodeći harmonike nižeg reda. Otuda visoke amplitude ovog opsega dovode do porasta gubitaka u bakru. Frekvencija prekidanja i odgovarajući gubici su najviše pod uticajem amplitude histerezisnog opsega momenta. U slučaju kada su karakteristike prekidanja i parametri motora poznati, moguće je odrediti amplitude ova dva opsega kako bi se minimizovala suma gubitaka u bakru i prekidačkih gubitaka.

## 2.6.2 Direktna samokontrola - DSC

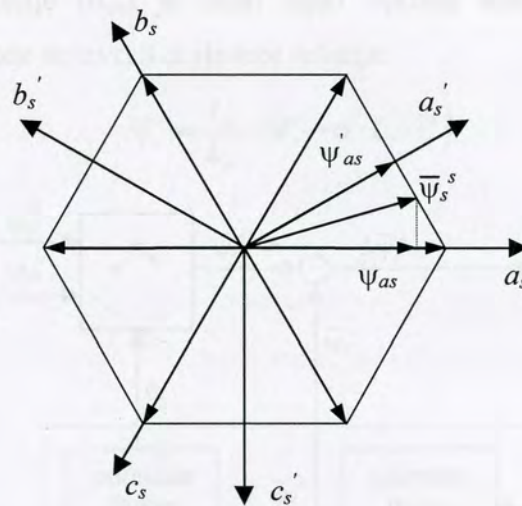
U elektromotornim pogonima velikih snaga poluprovodničke komponente ne mogu da rade sa velikom frekvencijom prekidanja. Posledica toga je da nije moguće postići potpunu kontrolu fluksa i momenta.

Cilj strategije direktne samokontrole (DSC) je da se smanji broj komutacija u svakom ciklusu napajanja što dovodi do smanjene regulacije fluksa. U stvari, pomoću ove strategije se moment održava pod kontrolom korišćenjem histerezisnog regulatora kao u ST strategiji, dok se fluksom statora upravlja tako da vektor fluksa opisuje regularni šestougao.

Šema DSC strategije je prikazana na slici 2.6.2-1, dok je princip kontrole statorskog fluksa dat na slici 2.6.2-2. Na šemi se vidi da se fazni fluksevi  $\psi_{as}$ ,  $\psi_{bs}$  i  $\psi_{cs}$  izračunavaju i zatim porede sa referentnom amplitudom fluksa  $\psi_s^*$ .



Sl. 2.6.2-1: Blok dijagram DSC šeme



Sl. 2.6.2-2: Vektorska prezentacija DSC strategije

Rezultati poređenja obezbeđuju signale  $S_a'$ ,  $S_b'$  i  $S_c'$  koji se obrađuju u modulatoru (sl. 2.6.2-1) da bi se odredio prostorni vektor napona koji osigurava kretanje statorskog fluksa duž šestougaoone putanje. Izračunati moment se poredi sa referentnim i onda, na osnovu greške momenta, modulator vrši izbor ili nultog vektora napona ili vektora napona koji odgovara signalima  $S_a'$ ,  $S_b'$  i  $S_c'$ .

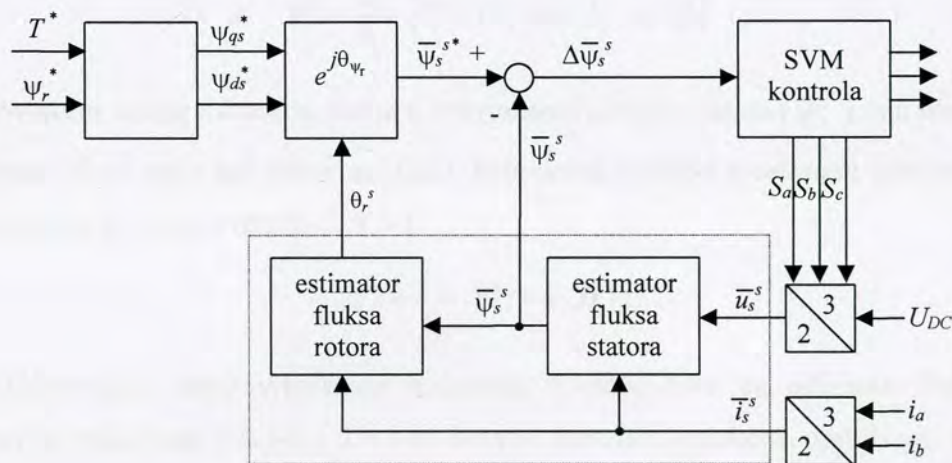
Sa slike 2.6.2-1 se može uočiti da je DSC strategija u osnovi jedan od slučajeva ST strategije, tj. ista putanja statorskog fluksa i isti talasni oblik linijske struje se dobijaju i sa ST strategijom ako se za amplitudu histerezisnog opsega statorskog fluksa uzme vrednost referentnog fluksa pomnoženog sa 0.134.

### 2.6.3 Modulacija prostornog vektora - SVM

Prisustvo histerezisnih regulatora u ST strategiji dovodi do promenljive frekvencije prekidanja invertora. U literaturi [36]-[38],[40],[43],[44] su predstavljene neke strategije, zasnovane na tehnici modulacije prostornog vektora (SVM), koje omogućuju rad pri konstantnoj frekvenciji prekidanja. Jedna od strategija je i kontrola vektora fluksa statora (SFVC) [36],[37], kod koje se koriste komponente statorskog fluksa kao upravljačke promenljive.

Princip upravljanja SFVC metodom je u osnovi prikazan na slici 2.6.3-1. Prema ovoj strategiji, komponente fluksa statora  $\psi_{qs}^*$  i  $\psi_{ds}^*$  u referentnom sistemu rotora se računaju na osnovu komandi momenta i fluksa rotora, a zatim transformišu u referentni sistem vezan za stator. Ugao transformacije ( $\theta_{\psi r}$ ) je fazni ugao vektora rotorskog fluksa u statorskom referentnom sistemu i može se izvesti iz sledeće relacije:

$$\bar{\Psi}_r^s = \frac{L_r}{L_m} \cdot (\bar{\Psi}_s^s - \sigma \cdot L_s \cdot \bar{i}_s^s) \quad (2.6.3-1)$$



Sl. 2.6.3-1: Blok dijagram SVM šeme

Poredeći referentnu vrednost vektora statorskog fluksa sa estimiranom, jednostavno se dobija greška prostornog vektora fluksa. Poznavanje ove greške omogućava određivanje odgovarajućeg vektora napona koji PWM invertor treba da dovede asinhronom motoru tokom sledeće periode odabiranja  $T_s$  korišćenjem sledeće formule:

$$\bar{u}_s^{s*} = \frac{\Delta \bar{\Psi}_s^s}{T_s} + R_s \cdot \bar{i}_s^s \quad (2.6.3-2)$$

Potrebni prostorni vektor napona se onda sintetizuje primenom SVM tehnike koja je objašnjena u poglavlju 2.4). Na šemi sa slike 2.6.3-1 algoritam koji setuje nivo referentnog fluksa u režimu slabljenja fluksa je implementiran delovanjem na komandu rotorskog fluksa.

Pri malim brzinama estimacija fluksa data relacijom 2.5-4 se pogoršava zbog efekta netačne vrednosti otpornosti statora. Greška u vrednosti otpora statora izaziva devijacije prostornog vektora statorskog fluksa od kružne putanje. Kao posledica javljaju se neželjene oscilacije amplitude statorskog fluksa. Ovo s druge strane proizvodi pulsacije momenta i akustični šum. Uz pogrešnu otpornost statora takođe na ponašanje pogona utiču i ofseti strujnih senzora, naročito u opsegu malih brzina. Da bi se održale dobre performanse i pri malim brzinama, koristi se unapređeni estimator statorskog fluksa.

Blok dijagram šeme sa primenom SVM metode korišćenjem unapređenog estimatora statorskog fluksa je prikazan na slici 2.6.3-2. Rad estimatora se zasniva na filtriranju kontraelektromotorne sile rotora pomoću filtra propusnika niskih učestanosti i komande fluksa rotora. Estimator rotorskog fluksa može da se izrazi sledećom relacijom u  $s$ -domenu:

$$\bar{\Psi}_r^s = \frac{\tau}{1 + \tau \cdot s} \cdot \bar{e}_r^s + \frac{1}{1 + \tau \cdot s} \cdot \bar{\Psi}_r^{s*} \quad (2.6.3-3)$$

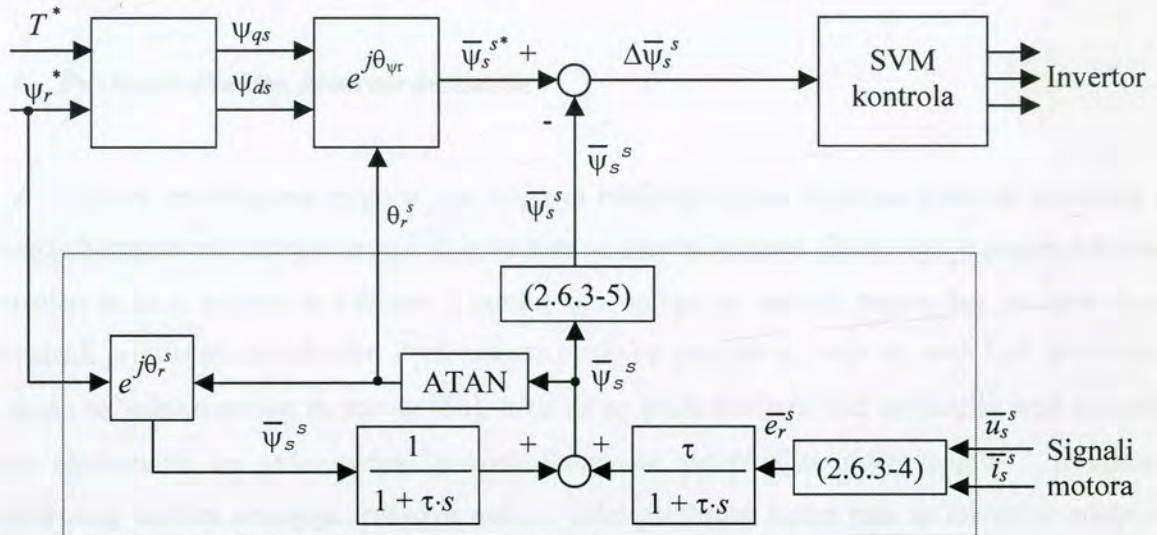
gde je  $\tau$  vremenska konstanta. Kontraelektromotorna sila rotora se izračunava na osnovu:

$$\bar{e}_r^s = \frac{L_r}{L_m} \cdot [\bar{u}_s^s - (R_s + \sigma \cdot L_s \cdot s) \cdot \bar{i}_s^s] \quad (2.6.3-4)$$

Prostorni vektor rotorskog fluksa u referentnom sistemu statora ( $\bar{\Psi}_r^{s*}$ ) ima istu amplitudu kao referenca i fazni ugao kao estimirani fluks. Estimirana vrednost prostornog vektora statorskog fluksa se dobija na osnovu relacije 2.6.3-1:

$$\bar{\Psi}_s^s = \frac{L_m}{L_r} \cdot \bar{\Psi}_r^s + \sigma \cdot L_s \cdot \bar{i}_s^s \quad (2.6.3-5)$$

Odgovarajući izbor vremenske konstante  $\tau$  omogućava da estimator fluksa statora (zasnovan na relacijama 2.6.3-3 - 2.6.3-5) dozvoli značajnu redukciju osetljivosti upravljačke šeme na greške usled promene statorske otpornosti i ofseta strujnih senzora.



Sl. 2.6.3-1: SVM šema sa unapređenim estimatorom fluksa statora

#### 2.6.4 Primena neuro-fuzzy regulatora - DTNFC

Svi problemi konvencionalne DTC šeme mogu da se prevaziđu ako se umesto tablice izbora aktivnih prekidača primeni modulator napona. U [59] se prostorni vektor napona izračunava na osnovu greški momenta i statorskog fluksa primenom tzv. "deadbeat" zakona upravljanja. Međutim, ovaj pristup je veoma zahtevan u smislu izračunavanja u mikroprocesoru i osetljiv na promene parametara motora. U [39],[46] je prikazan novi regulator za generisanje prostornog vektora napona, zasnovan na adaptivnom neuro-fuzzy izvedenom sistemu (ANFIS). Ovaj sistem kombinuje fuzzy logiku i neuralne mreže za dekuplovanu upravljanje momentom i fluksom i ima sledeće karakteristike i prednosti [46]:

- Samo jedan regulator može da se realizuje u sistemu sa jednim mikroprocesorom,
- Veoma brza dinamika momenta i fluksa,
- Konstantna frekvencija prekidanja i unipolarni izlazni napon invertora zahvaljujući odvojenom PWM bloku,
- Nema izobličenja fluksa i struje izazvanih promenom sektora kao u klasičnoj DTC metodi,
- Jednostavno samo-podešavanje zasnovano na gradijent algoritmu,
- Nema problema tokom rada pri malim brzinama zahvaljujući odvojenom PWM bloku,
- Potrebna perioda odabiranja je mala.

## 2.7 Prednosti direktne kontrole momenta

Dobre performanse pogona kod koga je implementirana direktna kontrola momenta se postižu bez primene tahogeneratora ili enkodera na osovini motora. Zbog toga je pogon robustan, smanjen je broj potrebnih kablova i samim tim dobija se jeftiniji pogon bez potrebe da se obezbedi priključak za enkoder. Performanse ovakvog pogona su bolje od onih kod tiristorskog pogona sa jednosmernim motorom [56], tako da se može koristiti kod aplikacija koje su ranije bile rezervisane za jednosmerni pogon. Smanjene potrebe za održavanjem i robustnost asinhronog motora smanjuje troškove rada, a kako asinhroni motor radi sa faktorom snage od 0,97 i više pri svim brzinama i nominalnom opterećenju manji je uticaj na sistem napajanja.

Harmonici struja su manji nego kod pogona sa jednosmernim motorom. Štaviše sadržaj harmonika se može praktično eliminisati upotrebom drugog DTC pretvarača kao napojnog ispravljača. Učestala izračunavanja optimuma prekidanja znače da pogon može da ima brz odziv na spoljne uticaje, kao što je npr. gubitak napona napajanja.

Kako direktna kontrola momenta funkcioniše na bazi direktnog upravljanja statorskim fluksom to je moguće veoma jednostavno ostvariti implementaciju nekih specijalnih funkcija pogona, kao što su momentalni start motora, kočenje pomoću fluksa, optimizacija fluksa i rad za vreme gubitka napajanja [33],[56].

DTC omogućava da se inverter uključi u trenutku kada se osovina motora i dalje okreće bez obzira na smer rotacije i nivo fluksa motora, što može da bude korisno kod jednostavnih aplikacija kakva je pogon ventilatora. Ova funkcija (momentalni start motora) je omogućena time što se status fluksa statora i drugi parametri motora određuju pomoću modela motora u veoma kratkim intervalima koji su još kraći ukoliko postoji zaostali fluks u mašini. Onog momenta kada je status vektora fluksa određen, sinhronizacija motora i invertora je praktično trenutna.

Alternativna mogućnost startovanja motora, nazvana magnećenje jednosmernom komponentom, je takođe na raspolaganju [56]. U ovom režimu se trenutno na stator dovodi optimizovana vrednost jednosmerne komponente fluksa relativno visokog nivoa. Na ovaj način se minimizuje vreme potrebno da model motora prikupi trenutne parametre motora koji je u stacionarnom stanju. Puna vrednost momenta je na raspolaganju već posle 150ms do 400ms u zavisnosti od veličine motora [56].

Kočenje jednosmernom strujom je veoma uobičajena metoda kod koje se ubrizgavanjem jednosmerne struje u jedan ili više namotaja statora vrši kočenje asinhronne mašine. Metoda je

efektna, ali je istovremeno praćena potrebnim kašnjenjem da nivo fluksa padne kako pre dovođenja jednosmerne komponente tako i neposredno pre ponovnog dovođenja naizmenićnog napajanja. Kod direktne kontrole momenta se koristi drugaćija metoda sa ciljem da se postigne isti efekat. Stator je nadpobuđen u upravljaćkom smislu da bi se omogućilo da se energija koćenja oslobađa u statoru u vidu  $i_s^2 \cdot R_s$  gubitaka. Kako DTC direktno kontroliše fluks statora, ova metoda predstavlja pravi pristup. Dodatno, pošto se nastavlja sa dovođenjem fluksa pri odgovarajućoj frekvenciji, nema potrebe za kašnjenjem bilo pri inicijalizaciji ove metode kao ni pri ponovnom ulasku u normalni režim napajanja. Tako se ova metoda koćenja može koristiti za dinamićko usporavanje motora između bilo koje dve radne taćke normalnog režima sa trenutnim transferom nazad u standardne uslove napajanja. Međutim, treba istaći da je ova metoda u osnovi korisna pri nižim brzinama, jer potreban napon nije raspoloživ za odgovarajuće nadpobuđivanje statora pri višim frekvencijama.

Lako opterećeni motor ne zahteva punu vrednost fluksa da bi se postigla traćena vrednost momenta. Direktna kontrola momenta koristi ovo kao prednost izborom optimalnog nivoa magnetizacije koji je zavistan od opterećenja. Kada je potrebna puna vrednost momenta, zahteva se maksimalna vrednost fluksa statora. Pri sniženim vrednostima opterećenja, razvijeni fluks je takođe manji. Neopterećeni motor može da radi sa toliko malom vrednošću fluksa kao pri 50% od nominalne vrednosti struje magnećenja. Zavisno od primena, ovo može da dovede do znaćajno smanjenog grejanja motora i poboljšanja opšteg iskorišćenja mašine.

Ukoliko dođe do gubitka napajanja kod pogona sa direktnom kontrolom momenta, sistem automatski ulazi u rekuperativni režim u kome se napon jednosmernog kola održava na minimalnoj radnoj vrednosti dokle god je to moguće. Energija koja to obezbeđuje potiće od mehanićke inercije motora i opterećenja. Napon u jednosmernom kolu će se održavati dokle god postoji energija obrtnog polja. Ukoliko se napajanje povrati pre nego što motor prekine da se obrće, pogon će se momentalno vratiti u radnu taćku u kojoj je bio pre gubitka napajanja. Vremensko trajanje režima u kome je došlo do gubitka napajanja u mnogome zavisi od opterećenja. Slabo opterećeni sistemi velike inercije mogu da rade u ovom modu minut i duće. S druge strane, sistemi sa malom inercijom koji rade pod punim opterećenjem mogu da ostanu u radu pri nestanku napanja oko 200ms do 300ms [56].

Neke od navedenih prednosti direktne kontrole momenta su sumarno prikazane u tabeli 2.7-1, dok su u tabeli 2.7-2 navedene uporedne karakteristike upravljaćkih struktura sa jednosmernim motorom i asinhronim motorom (U/f kontrola, vektorska kontrola, direktna kontrola momenta). Tipiće vrednosti performansi pri poređenju navedenih tipova pogona su date u tabeli 2.7-3 [56].



Tabela 2.7-1: Prednosti direktne kontrole momenta

<i><b>Osobina</b></i>	<i><b>Pogodnost</b></i>
Brza kontrola	Servo performanse su na raspolaganju kod standardnog pogona. Bolja regulacija procesa u kome se nalazi pogon.
Pogon bez "proklizavanja"	Promene u radu ne utiču na performanse, tako da ne dolazi do "proklizavanja" motora.
Nagli start	Motor koji se vrti pri bilo kojoj brzini se može startovati bez čekanja da opadne nivo fluksa.
Lagani oporavak	Nema prekida u radu nakon kraćeg gubitka napajanja.
Kočenje fluksom	Potpuna kontrola tokom usporavanja između dve različite vrednosti brzine. Smanjena potreba za čoperom za kočenje.
Automatsko podešavanje	Kraće vreme isporuke. Jednostavno priključenje na postojeći motor.
Smanjena "bučnost" motora	Akustični šum je prihvatljiviji. Smanjeni harmonici.
Precizno izračunavanje temperature	Poboljšana zaštita motora.

Tabela 2.7-2: Poređenja različitih upravljačkih struktura

<i>Tip upravljanja</i>	<i>Regulacija momenta</i>	<i>Regulacija fluksa</i>	<i>Odziv</i>	<i>Prednosti</i>	<i>Mane</i>
Jednosmerni pogon	Direktna	Direktna	Brz	Visoka preciznost. Dobar odziv momenta. Jednostavnost.	Održavanje motora. Visoka cena motora. Enkoder potreban za visoku preciznost.
Skalarno frekventno upravljanje (U/f)	–	–	Spor	Enkoder nije potreban. Jednostavnost.	Mala preciznost. Loš odziv momenta.
Vektorsko upravljanje	Indirektna	Direktna	Brz	Visoka preciznost. Dobar odziv momenta.	Enkoder uvek potreban.
Direktna kontrola momenta	Direktna	Direktna	Brz	Enkoder nije potreban. Umerena preciznost. Izuzetan odziv momenta.	Enkoder potreban za visoku preciznost.

Tabela 2.7-3: Tipične performanse pogona sa različitim strategijama upravljanja

<i>Tip pogona</i>	<i>Jednosmerni pogon</i>	<i>Asinhroni pogon</i>			
Upravljačka struktura		Skalarno upravljanje (PWM)	Vektorsko upravljanje (PWM)	Direktna kontrola momenta	Direktna kontrola momenta
Enkoder na osovini motora	Da	Ne	Da	Ne	Da
<b>Moment</b>					
Linearnost	±3%	±12%	±4%	±5%	±3%
Ponovljivost	±1,5%	±4%	±1%	±1%	±1%
Vreme odziva	10 - 20ms	150ms	10 - 20ms	1 - 9ms	1 - 9ms
<b>Brzina</b>					
Statička tačnost	±0,01%	± 1 - 3%	±0,01%	±0,1; 0,5%	±0,01%
Dinamička tačnost	±0,3%·s	3%·s	±0,3%·s	±0,4%·s	±0,1%·s

Dodatna poređenja performansi vektorskog upravljanja i direktne kontrole momenta se mogu naći u [57],[58]. Ovde su pomoću simulacija na računaru analizirani prelazni režimi kod obe strukture, pri čemu je za prikaz direktne kontrole momenta korišćena osnovna struktura poput one sa slike 2.5-1. U [58] je još data i modifikovana DTC struktura kod koje se koristi metoda diskretne modulacije prostornog vektora (DSVM) radi smanjenja oscilacija momenta. Na ovaj način se uz dodatno vreme izračunavanja u mikroprocesoru (reda 25%-30%) mogu postići isti talasni oblici struja i momenta u stacionarnom stanju kao kod vektorske kontrole, ali uz brži odziv momenta u prelaznom procesu.

## 2.8 Ograničenja direktne kontrole momenta

Sistem upravljanja asinhronim motorom sa direktnom kontrolom momenta daje brže vremenske odzive i manje oscilacije momenta i fluksa nego kod sistema vektorskog upravljanja [3]. Međutim, performanse se mogu dodatno poboljšati sa unapređenom upravljačkom strategijom uzimajući u obzir sledeća ograničenja osnovne DTC strukture:

1. Promenljiva frekvencija prekidanja usled primene histerezisnih regulatora. Za neke primene je neprihvatljiva, pa se pribegava upravljanju sa konstantnom frekvencijom prekidanja [40].
2. Diskretizacija greški statorskog fluksa i momenta u dva i tri nivoa ne dozvoljava regulatoru da pravi razliku između velikih i malih odstupanja od referentnih vrednosti. Ovaj problem se može prevazići ako se umesto tablice izbora upotrebi modulator napona [39].
3. Varijacije statorskog fluksa i momenta unutar jednog sektora od 60 stepeni su znatne i dovode do distorzije fluksa i struje. Za preciznije upravljanje, prednost bi imala finija mreža sa većim brojem sektora [44].
4. Problemi pri startovanju i radu pri malim brzinama motora.
5. Visoka učestanost odabiranja potrebna za digitalnu implementaciju histerezisnih komparatora.

Dalji momenat koji može da utiče na performanse upravljačkog sistema je izbor između analogne i digitalne implementacije. Analogna implementacija sa komparatorima koji adresiraju ROM memoriju koja sadrži tablicu izbora prekidača ima prednost zato što se trenuci prekidanja mogu dogoditi u bilo kom momentu i nisu ograničeni vremenom odabiranja. Ovo je prednost u bilo kojoj upravljačkoj strategiji. Međutim za sofisticiranu estimaciju fluksa, momenta i brzine sa tehnikama Kalmanovog filtriranja i opservera, implementacija treba da bude u digitalnoj formi. Izlazni signal ka upaljačkom stepenu prekidača invertora može da se menja samo u izvesnim intervalima. Ovo degradira performanse svake upravljačke strategije, ali može delimično da bude prevaziđeno smanjenjem trajanja vremenskih intervala u kojima se vrši prekidanje. Stvarna frekvencija prekidanja u direktnoj kontroli momenta se ovim obično ne povećava, jer je uglavnom pod uticajem širine histerezisnog opsega komparatora fluksa i momenta.

### 3 Direktna kontrola momenta kod pogona sa strujnim invertorom

Direktna kontrola momenta je kao metoda upravljanja asinhronim motorima razvijena za pogone sa naponskim invertorom kod koga se kao prekidači koriste IGBT tranzistori. Međutim, zbog specifičnosti asinhronog pogona sa strujnim invertorom od kojih je pored robustnosti najznačajnija mogućnost rekuperacije, interesanto je izvršiti primenu savremene upravljačke strategije poput direktne kontrole momenta na jedan ovakav pogon. Pri tome je potrebno pažljivo analizirati specifičnosti strujnog invertora, kako bi se iskoristile u smeru prilagođenja predložene strategije upravljanja na navedeni pogon sa asinhronim motorom, a takođe i radi poboljšanja performansi pogona.

#### 3.1 Karakteristike strujnog invertora

Strujni invertor sa autosekvencijalnom komutacijom (upotrebljava se i naziv strujni invertor sa zaprečnim diodama) kao izvor napajanja asinhronih motora koristi se kod pogona većih snaga, gde je značajno vraćati energiju u mrežu pri kočenju [5]-[7]. Da bi se dobio jednosmerni strujni izvor ispravljač se strujno reguliše, a na njegov izlaz se vezuje induktivni filter čime se postiže da amplituda struje na ulazu invertora ne zavisi od prirode opterećenja, tj. od režima rada motora.

Invertor se sastoji od 6 tiristora, dve grupe komutacionih kondenzatora vezanih u trougao i 6 zaprečnih dioda. Uključivanje jednog od tiristora dovodi do gašenja tiristora koji je vodio u istoj polovini mosta, a svaki tiristor vodi  $120^\circ$  izlazne periode. Na ovaj način je automatski određen redosled (sekvenca) vođenja tiristora, po čemu je ova konfiguracija i dobila naziv.

Osim mogućnosti rekuperacije u naizmeničnu napojnu mrežu, ova konfiguracija daje pogonu robustnost koja je izuzetno atraktivna za industrijske primene. Velika redna induktivnost ograničava nivo porasta struje greške u slučaju loše komutacije u invertoru ili kratkog spoja na izlaznim priključcima, tako da greška može da se ukloni ukidanjem impulsa za paljenje ispravljača bez posledica po uređaj. Konačno, pogon može da nastavi rad i pri greški u paljenju invertora ili trenutnom kratkom spoju na priključcima motora samo sa trenutnim gubitkom momenta i bez pregorevanja osigurača ili isključenja invertora [5]. Mane strujnih invertora su: nesinusni talasni oblik naizmenične struje (dovodi do pulsacija momenta naročito pri malim

brzinama), ograničenje izlazne frekvencije invertora na oko 100Hz, komutacione komponente koje zahtevaju pažljiv izbor.

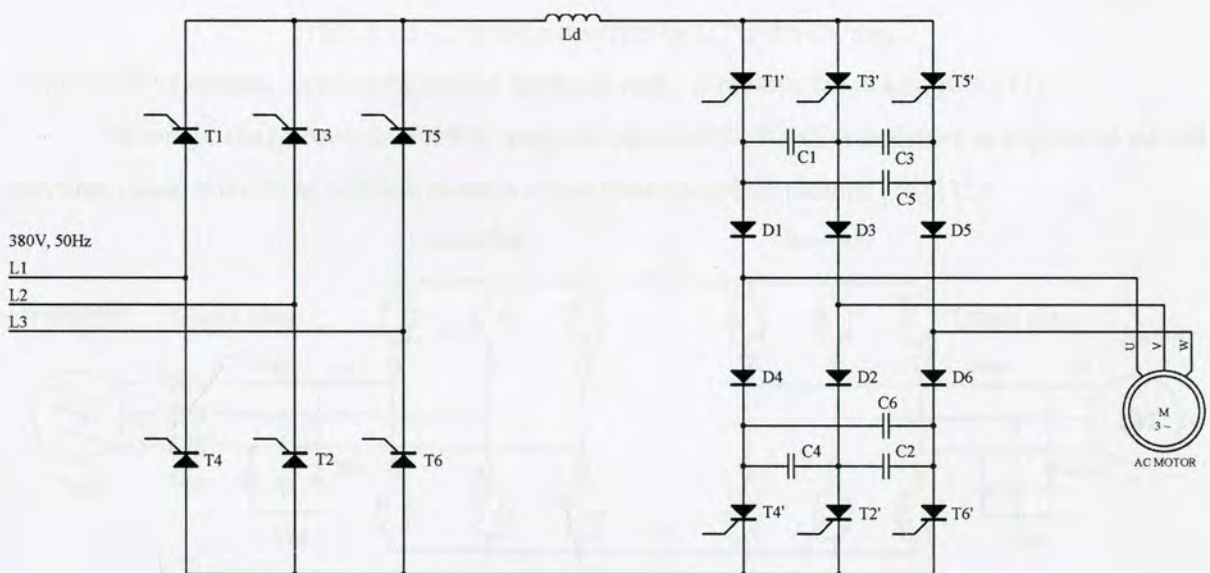
Pošto je kod strujnog invertora komutacija spora zbog velikih komutacionih kondenzatora, nisu neophodni tiristori sa velikom brzinom prekidanja, tako da je moguće koristiti mrežne tiristore, što je jedna od prednosti ovakvog vida napajanja [10].

Napon motora napajanog strujnim invertorom je približno sinusoidan, sa superponiranim kratkim prenaponima (pikovima) u trenucima uključenja (isključenja) tiristora kao posledicom komutacije [5],[8].

Pogon sa strujnim invertorom može da radi i sa sinhronim motorom. U tom slučaju otpadaju komutacioni kondenzatori, jer se efekat kapacitivnosti može postići prepobuđivanjem sinhronog motora.

### 3.1.1 Različite topologije strujnog invertora

Šema osnovne topologije strujnog pretvarača učestanosti za pogon asinhronog motora je prikazana na slici 3.1.1-1.

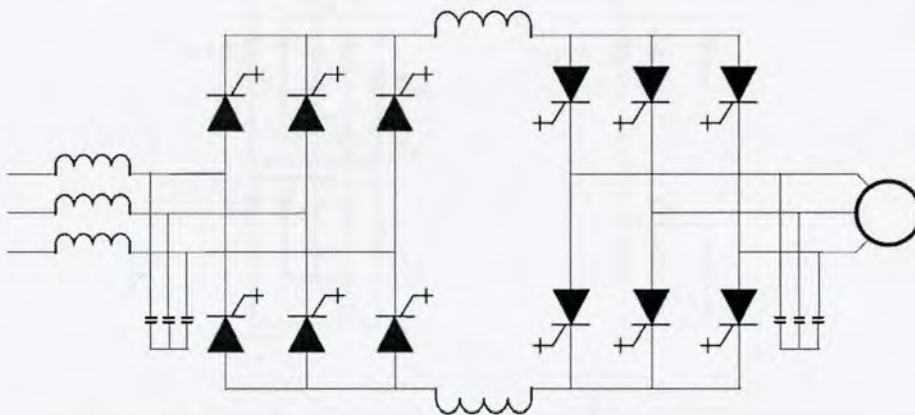


Sl. 3.1.1-1: Blok dijagram osnovne topologije strujnog pretvarača učestanosti

Kod konfiguracije sa slike 3.1.1-1 upotrebljeni upravljivi poluprovodnici su tiristori mrežnog tipa, što znači da su predviđeni za niže učestanosti prekidanja koje odgovaraju

učestanostima malo većim od učestanosti mreže (50Hz). Često se u invertoru koriste i tiristori tzv. invertorskog tipa, koji su znatno brži pa je moguće primeniti i neki od oblika PWM modulacije struje. Takva konfiguracija se može znatno poboljšati ako se na ulazu invertora postavi aktivni prekidač tipa IGBT, čijim se prekidanjem na visokim učestanostima izlazna struja invertora moduliše kako bi se dobio približno sinusni talasni oblik struje.

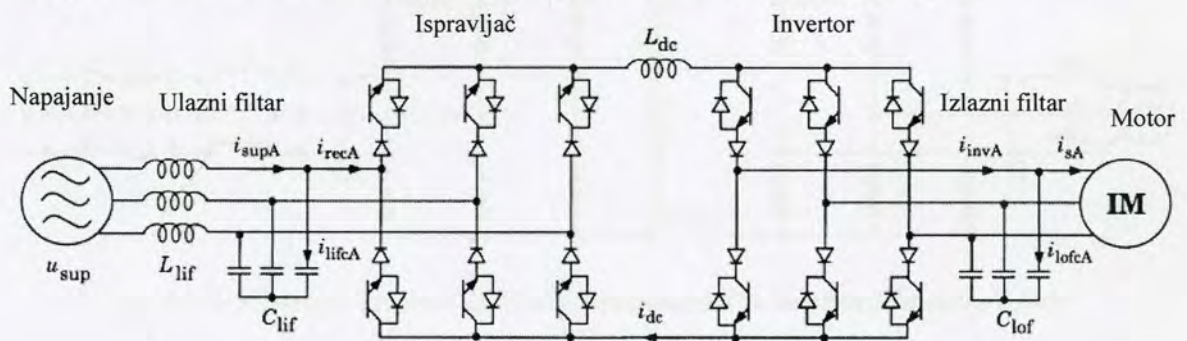
Da bi strujni invertor radio u PWM režimu, umesto klasičnih tiristora se upotrebljavaju GTO tiristori, kod kojih se ne koriste diode i kondenzatori kao komutaciono kolo, pošto se ovi tiristori gase impulsom na upravljačkom ulazu (gejtu), a kondenzatori postoje samo na izlazu invertora i imaju ulogu filtra radi smanjenja harmonika struje motora (slika 3.1.1-2) [71],[72].



Sl. 3.1.1-2: Strujni invertor sa GTO tiristorima

Osim u PWM režimu, ova konfiguracija može da radi i u režimu fazne kontrole [73].

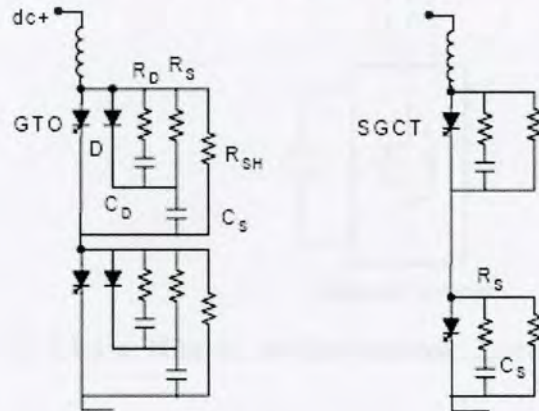
Za manje snage reda do 500kW mogu se upotrebiti i IGBT tranzistori sa kojima se na red stavljaju diode kako bi se održala putanja struje kroz namotaje motora [74],[75].



Sl. 3.1.1-3: Strujni invertor sa IGBT tranzistorima kao prekidačima

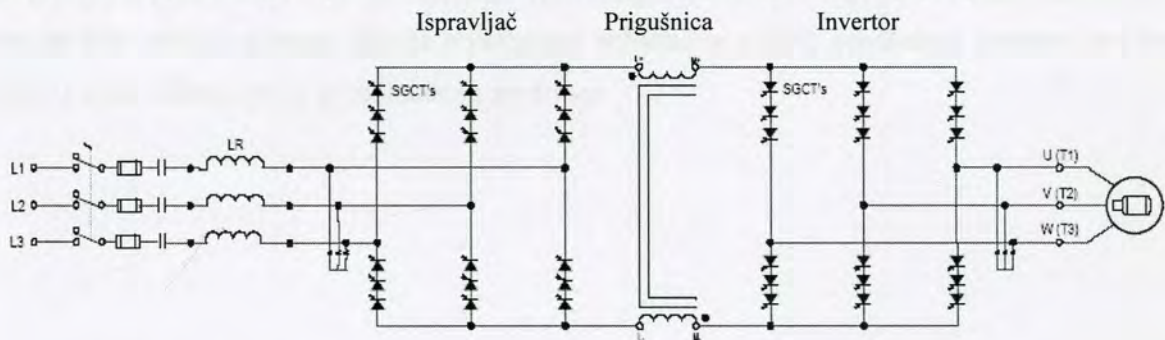
Jedna od modifikacija invertora sa prethodne slike koristi dodatni prekidač paralelno vezan sa prigušnicom u jednosmernom kolu, kako bi se povećala efikasnost invertora i dobilo brže vreme odziva što se postiže upravljanjem indeksa modulacije [76].

U novije vreme, kao komponente se koriste hibridni poluprovodnici sa naponskim karakteristikama kao kod tiristora i jednostavnim upravljanjem kao kod IGBT tranzistora. Reč je o SGCT (*symmetrical gate commutated thyristor* – tiristor sa simetrično komutovanim gejtom), komponenti koja se danas intenzivno koristi u pogonima većih snaga na srednjem naponu (2,3kV – 6,5kV) [77]. Prednost navedene komponente se pored jednostavnijeg upravljanja ogleda i u većem odnosu  $di/dt$ , čime se značajno smanjuje snaber kolo u odnosu na GTO tiristor jer su kondenzatori u snaber kolu SGCT-a i do 20 puta manji. Kao rezultat u invertoru sa SGCT-om omogućena je veća učestanost prekidanja uz značajno manje prekidačke gubitke.



Sl. 3.1.1-4: Poređenje grane invertora sa GTO i SGCT tiristorom

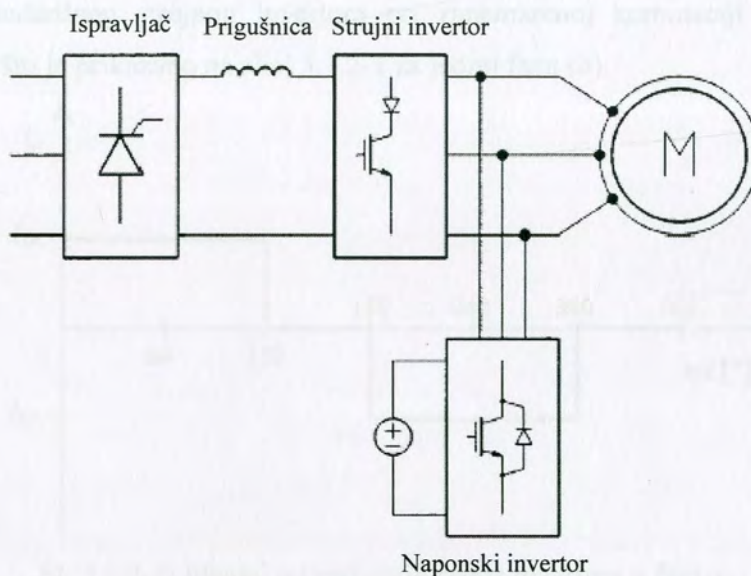
Na sledećoj slici je prikazan blok dijagram pogona sa strujnim invertorom na naponu od 6,6kV kod koga su i ispravljač i inverter realizovani sa PWM upravljanjem [78].



Sl. 3.1.1-5: Strujni inverter sa SGCT prekidačima za napajanje motora 6,6kV

Pored gore navedenih topologija strujnih invertora koje se nalaze u industrijskoj upotrebi, predlažu se i pojedina rešenja sa kombinacijom topologija naponskog i strujnog invertora kako bi se iskoristile dobre osobine i jedne i druge konfiguracije. Reč je o hibridnom pretvaraču [79] kod koga je strujni inverter primarni inverter i može da bude ili sa IGBT tranzistorima ili za veće

snage sa GTO tiristorima, dok je sekundarni inverter manje snage naponski sa IGBT tranzistorima vezan u paralelu sa strujnim invertorom kako je prikazano na narednoj slici.



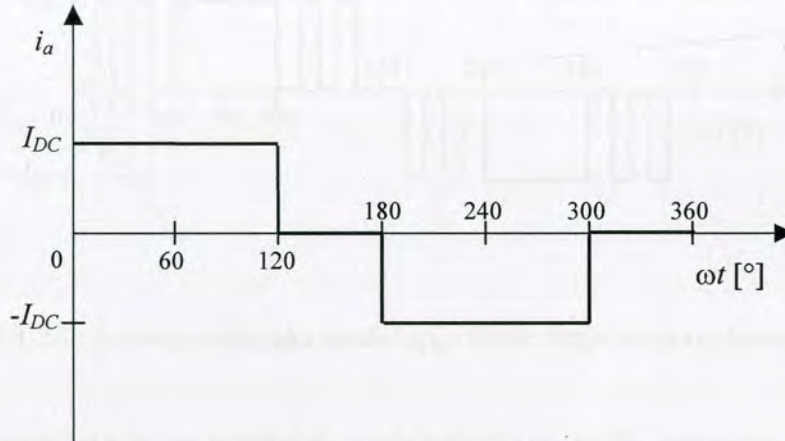
Sl. 3.1.1-6: Hibridni strujno-naponski inverter

Način rada ovog hibridnog invertora je takav da strujni inverter radi u režimu sa pravougaonim talasnim oblikom struje, dok naponski inverter radi u PWM režimu čime se opterećenju nadoknađuje razlika između osnovne i trenutne komponentne struje strujnog invertora. U osnovi strujni inverter napaja opterećenje aktivnom snagom, dok naponski inverter obezbeđuje reaktivnu snagu. Prema rezultatima prikazanim u [79], predloženi inverter ima brži odziv i veću efikasnost od pojedinačnog invertora.



### 3.1.2 Modulacija vektora struje

Struja standardnog strujnog invertora pri zanemarenoj komutaciji ima pravougaoni talasni oblik, kao što je prikazano na slici 3.1.2-1 za jednu fazu ( $a$ ).



Sl. 3.1.2-1: Idealni talasni oblik struje invertora u fazi  $a$

Furijeova analiza ovog talasnog oblika daje sledeći izraz:

$$i_a = \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4 \cdot I_{DC}}{k \cdot \pi} \cdot \sin\left(\frac{k \cdot \delta}{2}\right) \cdot \sin(k\omega t) \quad (3.1.2-1)$$

gde  $\delta$  predstavlja širinu impulsa, tj.  $\delta = 120^\circ$ , a  $I_{DC}$  je vrednost struje u jednosmernom međukolu.

Uzimajući u obzir prvih nekoliko članova reda, relacija 3.1.2-1 dobija oblik:

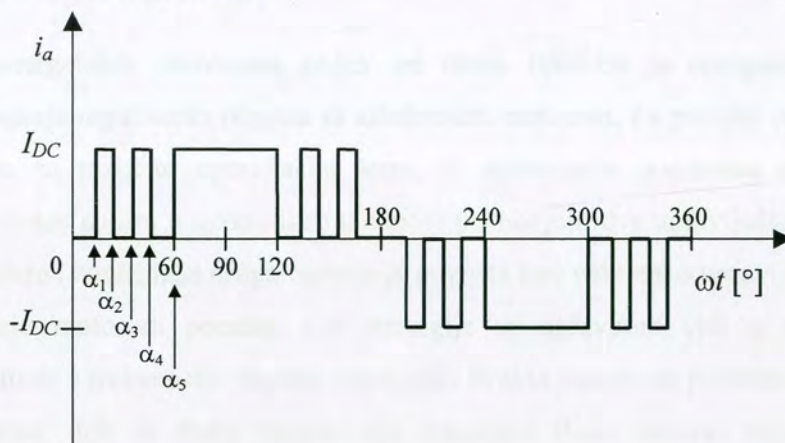
$$i_a = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_{DC} \cdot \left[ \sin(\omega t) - \frac{1}{5} \sin(5\omega t) + \frac{1}{7} \sin(7\omega t) - \frac{1}{11} \sin(11\omega t) + \dots \right] \quad (3.1.2-2)$$

Iz prethodne jednačine se vidi da je amplituda prvog harmonika struje ( $I_1$ ) za približno 10% veća od amplitude jednosmernog međukola, tj.:

$$I_1 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_{DC} \approx 1.1 \cdot I_{DC} \quad (3.1.2-3)$$

Ovakav talasni oblik struje dovodi do značajnih pulsacija momenta, naročito izraženih pri malim brzinama. Jedan od načina eliminacije pulsacija momenta se zasniva na modulaciji jednosmerne struje pomoću modifikovanog ispravljača tako da ova prati inverzni profil momenta [7]. Druga metoda je generisanje fazne struje pomoću impulsno-širinske modulacije [7]. U ovom slučaju jednosmerna struja se prebacuje između dve susedne faze i gornje i donje grupe tiristora primenom forsirane komutacije kako bi se kreirali dodatni impulsi željene širine odnosno ugla. Obično se ubacuju dva dodatna impulsa u četvrtini periode kako je prikazano na slici 3.1.2-2,

mada je pri manjim frekvencijama invertora moguće koristiti veći broj ovakvih impulsa i tako eliminisati više harmonike momenta.



Sl. 3.1.2-2: Impulsno-širinska modulacija fazne struje strujnog invertora

Talasi oblik struje sa ovakvom modulacijom se može razvojem u Furijeov red predstaviti sa:

$$i_a = \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} A_k \cdot \sin(k\omega t) \quad (3.1.2-4)$$

gde je koeficijent  $A_k$  definisan na segmentu od  $-\pi$  do  $\pi$  sa:

$$A_k = \frac{4 \cdot I_{DC}}{\pi} \int_0^{\pi} i_a(t) \cdot \sin(k\omega t) d(\omega t) \quad (3.1.2-5)$$

jer je  $i_a(t)$  neparna funkcija.

Rešavanjem relacije 3.1.2-5 uzimajući u obzir sliku 3.1.2-2 dobija se:

$$A_k = \frac{4 \cdot I_{DC}}{\pi} \left[ \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \sin(k\omega t) d(\omega t) + \int_{\alpha_3}^{\alpha_4} \sin(k\omega t) d(\omega t) + \int_{\alpha_5}^{\pi/2} \sin(k\omega t) d(\omega t) \right] \quad (3.1.2-6)$$

tj. konačno rešenje je:

$$A_k = \frac{4 \cdot I_{DC}}{k \cdot \pi} [\cos(k\alpha_1) - \cos(k\alpha_2) + \cos(k\alpha_3) - \cos(k\alpha_4) + \cos(k\alpha_5)] \quad (3.1.2-7)$$

Gore navedeno rešenje eliminacije viših harmonika u izlaznoj struji strujnog invertora se primenjuje kako kod invertora sa PWM režimom rada, tako i kod onih sa faznom regulacijom pri čemu se PWM režim aktivira pri manjim brzinama obrtanja motora kako bi se smanjile pulsacije momenta.

### **3.2 Poređenje upravljačkih strategija u pogonima sa strujnim inverterom**

Razvoj energetskih pretvarača počev od ranih 1960-tih je omogućio konstruisanje invertora za napajanje regulisanih pogona sa asinhronim motorom. Za potrebe upravljanja takvih pogona razvijene su različite upravljačke šeme. U asinhronim pogonima sa promenljivom brzinom koji se danas nalaze u upotrebi se u osnovi primenjuju dve upravljačke strategije. Prva je tzv. U/f ili skalarna kontrola, a druga metoda je poznata kao vektorsko upravljanje.

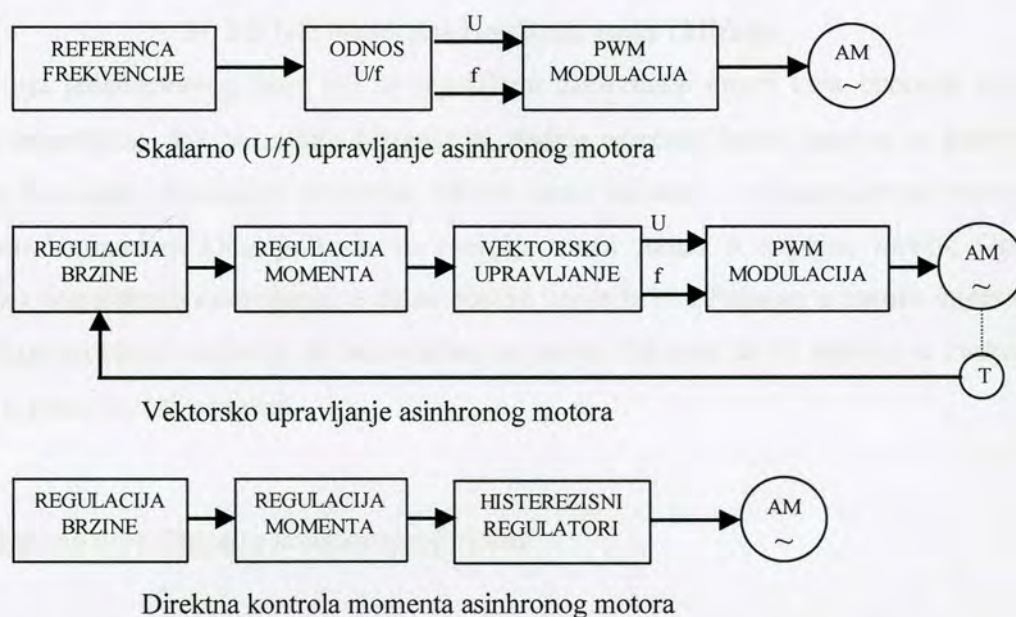
Upravljanje motorom pomoću U/f strategije se uglavnom vrši u otvorenoj sprezi variranjem amplitude i frekvencije napona napajanja. Brzina motora se podešava delovanjem na frekvenciju napona, dok se fluks magnećenja (ponekad fluks statora) reguliše promenom amplitude napona radi podešavanja momenta motora. Iako jednostavna, ova upravljačka struktura obezbeđuje ograničenu preciznost po brzini i loš odziv momenta. Negativna strana ovakvog upravljanja je ta što moment i fluks nisu ni direktno ni indirektno kontrolisani.

U asinhronoj mašini, vektor magnetnog polja indukovano u rotoru zaostaje za vektorom struje statora. Odatle sledi da je za direktno i nezavisno upravljanje momentom asinhronog motora potrebno u svakom trenutku poznavati kako amplitudu rotorskog fluksa tako i njegov položaj u odnosu na stator (tzv. orijentaciju polja). Kako ova regulacija mora da bude i po amplitudi i po fazi, što znači da se upravlja odgovarajućim vektorom, ovakvo nezavisno upravljanje momentom naizmenične mašine je dobilo naziv vektorsko upravljanje. Upravljanje momentom je indirektno zbog njegove pozicije u upravljačkom algoritmu, tj. pre procesa vektorske kontrole, ali se i pored toga dobija veoma brz odziv momenta. Upotreba enkodera ili resolvera u povratnoj sprezi po brzini omogućuje visoku preciznost brzine i momenta, tako da se ova upravljačka strategija koristi kod pogona sa visokim performansama (servo pogoni). Najveće ograničenje vektorske kontrole je skoro obavezna upotreba enkodera, dok manji nedostatak predstavlja indirektna kontrola momenta.

Krajem 1980-tih javljaju se prvi radovi iz oblasti direktne kontrole momenta (skraćeno DTC od engl. Direct Torque Control) [2], [3]. Ova nova upravljačka strategija je razvijena sa ciljem da se dobije kombinacija jednostavnosti implementacije poput one kod U/f kontrole sa performansama vektorski upravljano pogona. Direktnom kontrolom momenta upravlja se amplitudom fluksa statora i momentom motora u zatvorenoj sprezi, bez i jedne unutrašnje regulacione strujne petlje. Cilj ovakve kontrole nije variranje amplitude i frekvencije napona napajanja ili emulacija jednosmerne mašine, već iskorišćenje mogućnosti asinhronog motora da proizvede fluks i moment kada se napaja iz invertora. Kod ove metode i fluks i moment se upravljaju direktno pomoću histerezisnih regulatora. Kašnjenja koja uvodi PWM modulator su

ovde otklonjena, jer se umesto PWM modulatora koristi optimalna logika za aktiviranje prekidača u inverteru. Odziv momenta je u ovom slučaju veoma brz i bolji nego kod pogona sa jednosmernim motorom ili vektorski upravljanoj asinhronog pogona. Dodatno, u slučaju da se zahteva umerena tačnost brzine (tipično 0,1% do 0,3%) otpada potreba za enkoderom. Na ovaj način, direktna kontrola momenta je definisana kao nova upravljačka strategija u pogonima sa asinhronim motorima, a od 1995. godine se nalazi i u industrijskoj primeni [33].

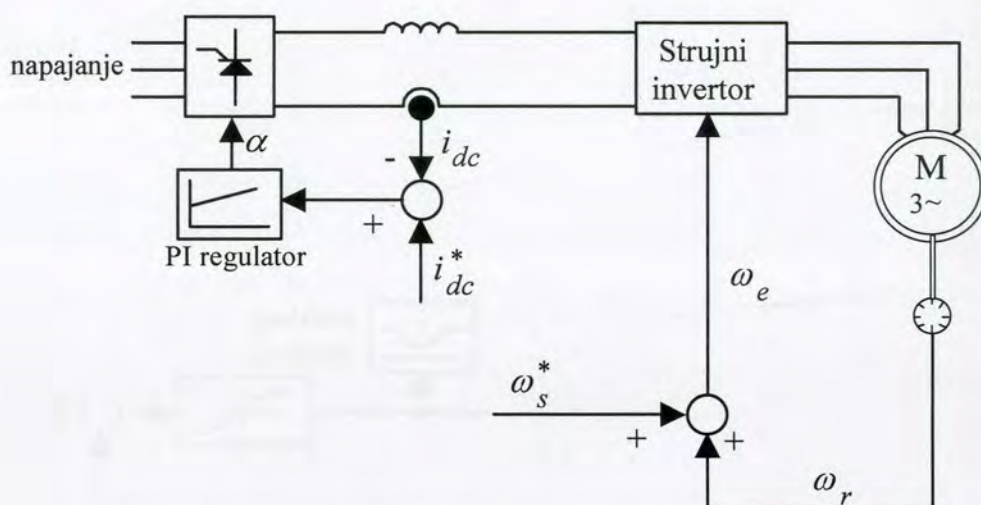
U literaturi se mogu naći radovi u kojima se porede navedene upravljačke strategije, ali je do sada poređenje sve tri strategije dato samo u pogonima sa naponskim inverterima, prvenstveno u radovima ABB-a [33],[66]. Hronološki razvoj upravljačkih strategija počev od U/f upravljanja pa sve do DTC kontrole dat je na slici 3.2-1.



Sl. 3.2-1: Evolucija upravljačkih strategija u asinhronim pogonima

### 3.2.1 Nezavisna regulacija struje i učestanosti

U pogonima sa strujnim inverterima dva osnovna upravljačka parametra su struja jednosmernog međukola i učestanost invertora, pri čemu se struja menja modulacijom ugla paljenja ulaznog pretvarača (punoupravljivog ispravljača). Za razliku od naponskog invertora, strujnim inverterom ne može da se upravlja u otvorenoj sprezi. Minimalni sistem upravljanja u zatvorenoj sprezi prikazan na slici 3.2.1-1 predstavlja nezavisna regulacija struje i klizanja [7].



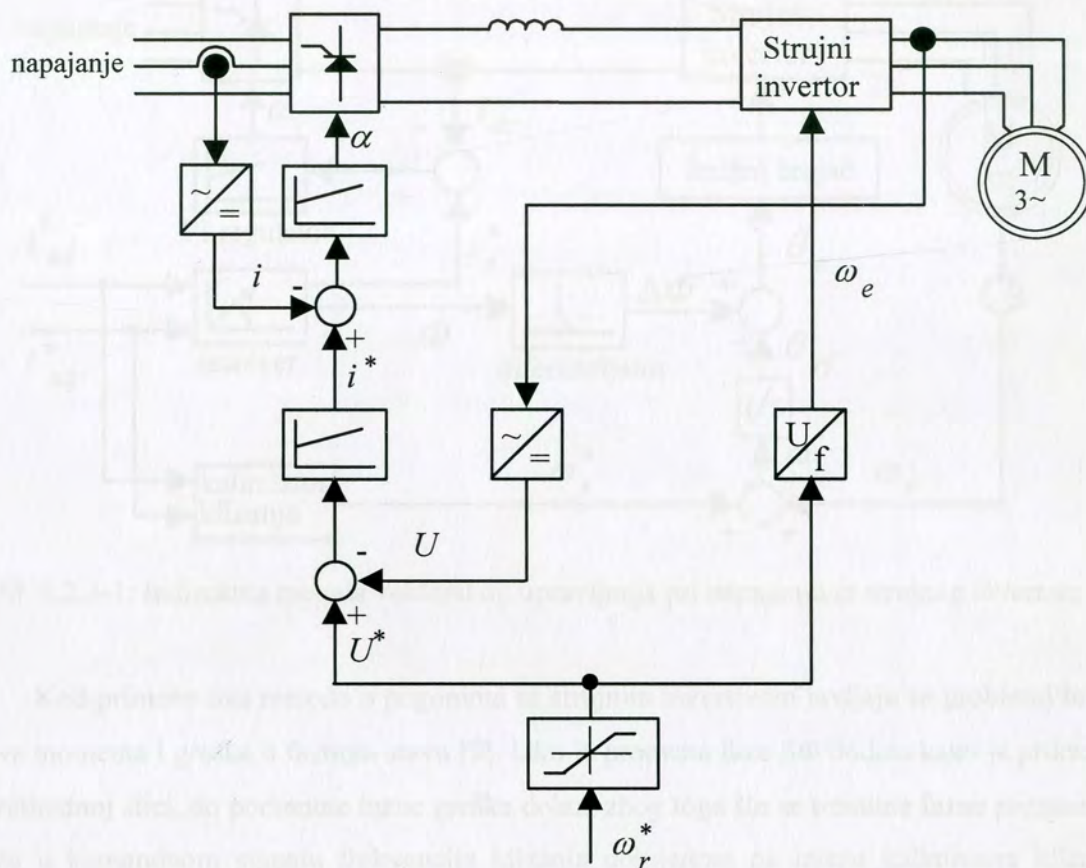
Sl. 3.2.1-1: Nezavisna regulacija struje i klizanja

Struja jednosmernog kola  $i_{DC}$  se reguliše u zatvorenoj sprezi koja upravlja izlaznim naponom ispravljača, dok se zadato klizanje  $\omega_s$  dodaje merenoj brzini pogona  $\omega_r$  kako bi se generisala komanda učestanosti invertora. Motor može da radi u rekuperativnom režimu sa negativnom komandom klizanja kada se energija vraća nazad u napojnu mrežu. Osnovni nedostatak ovog sistema upravljanja je da ne postoji kontrola nad fluksom u zazoru motora tako da se javljaju problemi zasićenja ili rada mašine sa malim fluksom. Iz tih razloga se ovakav vid upravljanja retko koristi u praksi.

### 3.2.2 Skalarno upravljanje sa konstantnim fluksom

Praktičnija i znatno poboljšana strategija upravljanja brzinom asinronog motora pri napajanju iz strujnog invertora je prikazana na slici 3.2.2-1, gde se referentna struja  $i_{DC}^*$  generiše kao funkcija klizanja  $\omega_s^*$  da bi se zadržao konstantan fluks u zazoru. Ovaj vid upravljanja se zbog konstantnog odnosa  $U/f$  koji se tokom rada održava naziva skalarno ili  $U/f$  (V/Hz) upravljanje. Održavanje fluksa u zazoru na konstantnoj vrednosti jednakoj nominalnom fluksu poboljšava stabilnost i brzi odziv sistema. Pri nultom klizanju, razvijeni moment je nula, ali se struja  $i_{DC}$  održava na minimalnoj vrednosti koja odgovara struji magnećenja mašine. Kako se klizanje povećava,  $i_{DC}$  se takođe povećava kako bi se održao ekvivalentni odnos  $U/f$  konstantnim. U slučaju negativnog klizanja, relacija  $i_{DC}^* - \omega_s^*$  je simetrična u odnosu vrednosti u prvom kvadrantu kako bi pogon mogao da radi u sva četiri kvadranta.



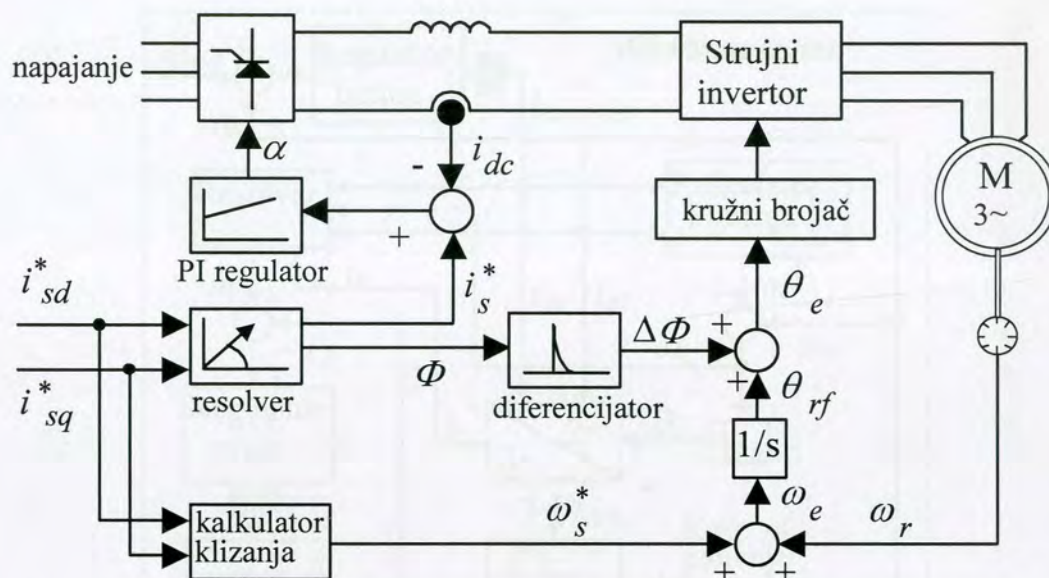


Sl. 3.2.2-2: Skalarno upravljanje pogonom sa strujnim inverterom u otvorenoj sprezi

### 3.2.3 Vektorsko upravljanje

Indirektno vektorsko upravljanje asinhronim pogonom sa strujno regulisanim frekventnim pretvaračem podrazumeva takvo upravljanje kod koga se upravljačkoj veličini (struji statora) menja efektivna vrednost, učestanost i fazni stav, tj. upravlja se vektorom struje, dok se potrebno klizanje izračunava iz podataka rotorskog kola i zadatih komponenti struje.

Osnovna struktura sistema indirektno metode vektorskog upravljanja koji koristi strujni inverter je prikazana na sledećoj slici.



Sl. 3.2.3-1: Indirektna metoda vektorskog upravljanja pri napajanju iz strujnog invertora

Kod primene ove metode u pogonima sa strujnim inverterom javljaju se problemi brzine odziva momenta i greške u faznom stavu [9]. Iako je promena faze  $\Delta\Phi$  dodata kako je prikazano na prethodnoj slici, do pomenute fazne greške dolazi zbog toga što se trenutne fazne promene ne sadrže u komandnom signalu frekvencije klizanja dobijenom na izlazu kalkulatora klizanja. Rezultat ovoga će biti trenutni gubitak orijentacije polja što izaziva veoma spor odziv fluksa, a time i momenta. Ovakav sistem će na kraju dobiti korektan fluks i moment u stacionarnom stanju. Međutim, prelazni proces je veoma dug i sasvim neprihvatljiv za aplikacije visokih performansi.

Navedeni problemi vektorskog upravljanja koji su rezultat primene osnovne strukture sa slike 3 se mogu otkloniti odgovarajućom modifikacijom algoritma kako je pokazano u [68] (slika 3.2.3-2).

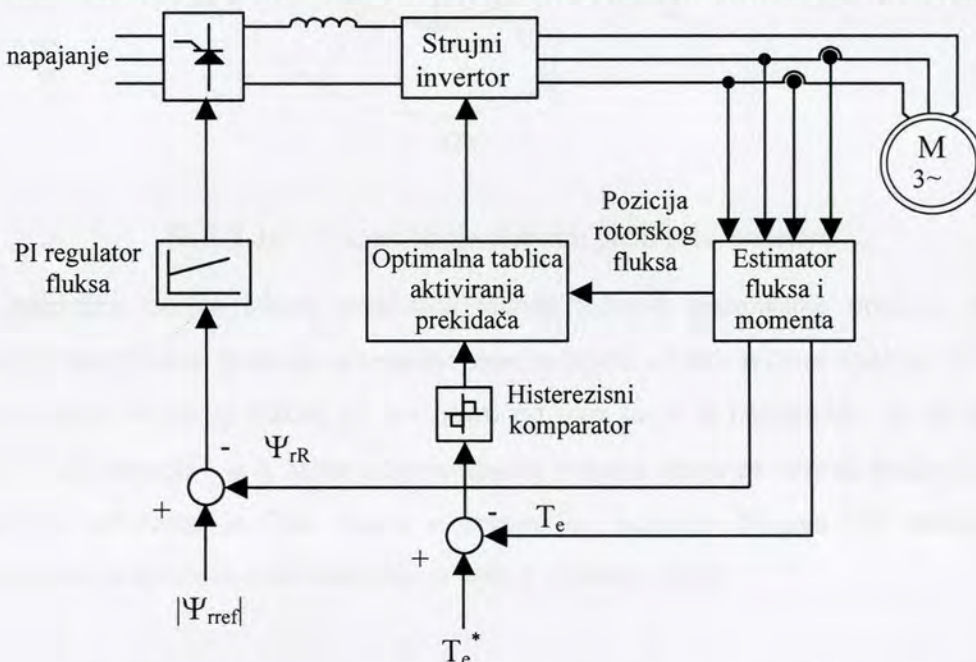




### 3.2.4 Direktna kontrola momenta

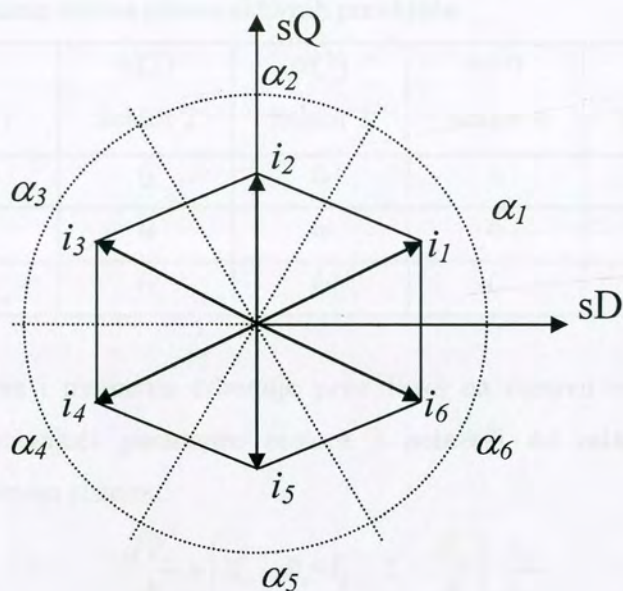
Iako je osnovni DTC algoritam razvijen za naponske invertore, za sinhronne motore većih snaga se predlažu rešenja sa strujnim inverterom [35],[69]. Ovaj tip pretvarača se takođe može primeniti i na asinhronne motore, pri čemu je osnovna razlika u tome što se kao ulaz tablice izbora prekidača koristi samo izlaz iz histerezisnog komparatora momenta, jer se fluks rotora direktno upravlja preko napona ispravljača a ne stanja prekidača u inverteru [69].

Osnovna upravljačka struktura direktne kontrole momenta je prikazana na sledećoj slici:



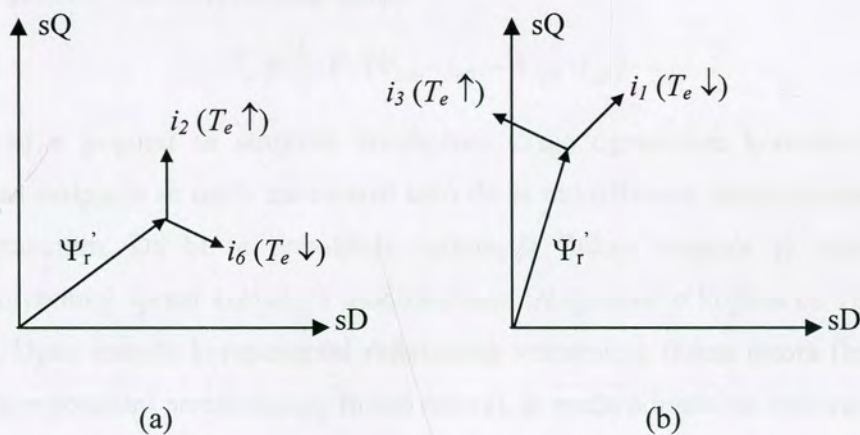
Sl. 3.2.4-1: Osnovna upravljačka struktura DTC algoritma sa strujnim inverterom

Kod direktne kontrole momenta asinhronog motora napajanog iz strujnog pretvarača učestanosti moguće je direktno kontrolisati moduo rotorskog fluksa  $|\Psi_r|$  preko napona ispravljača, a elektromagnetni moment  $T_e$  preko učestanosti invertora. Optimalni vektori struja invertora se dobijaju korišćenjem optimalne tablice izbora prekidača. Ona se sastoji od šest mogućih aktivnih vektora struje ( $i_1, i_2, \dots, i_6$ ) i neaktivnih (nultih) vektora  $i_0$ . Šest aktivnih vektora struje je prikazano na sledećoj slici, zajedno sa trajektorijom prostornog vektora struje statora koja predstavlja pravilan šestougao. Optimalni izbor stanja prekidača se vrši kako bi se greška elektromagnetnog momenta održala unutar granica histerezisa momenta. Ulaz za optimalnu tablicu izbora prekidača je diskretizovana greška momenta ( $dt_e$ ), koja predstavlja izlaz histerezisnog komparatora sa 3 nivoa, koji odgovaraju greškama momenta od  $-1, 0$  i  $1$ .



Sl. 3.2.4-2: Vektori struje aktivnih prekidača invertora

Optimalna tablica izbora prekidača takođe zahteva poznavanje pozicije prostornog vektora rotorskog fluksa, pošto je neophodno znati u kojem od šest sektora veličine  $60^\circ$  se nalazi prostorni vektor rotorskog fluksa. U zavisnosti od toga da li je neophodno da se moment  $T_e$  poveća ( $\uparrow$ ) ili smanji ( $\downarrow$ ), izbor odgovarajućeg vektora struje se vrši na način prikazan na sledećoj slici pri čemu je fluks rotora u prvom (a), odnosno drugom (b) sektoru, dok je kompletna tablica izbora za svih šest sektora data u sledećoj tabeli.



Sl. 3.2.4-3: Izbor odgovarajućeg aktivnog vektora struje

Tabela 3.2.4-1: Optimalna tablica izbora aktivnih prekidača

$dt_e$	$\alpha(1)$ Sektor 1	$\alpha(2)$ Sektor 2	$\alpha(3)$ Sektor 3	$\alpha(4)$ Sektor 4	$\alpha(5)$ Sektor 5	$\alpha(6)$ Sektor 6
1	$i_2$	$i_3$	$i_4$	$i_5$	$i_6$	$i_1$
0	$i_0$	$i_0$	$i_0$	$i_0$	$i_0$	$i_0$
-1	$i_6$	$i_1$	$i_2$	$i_3$	$i_4$	$i_5$

Estimator fluksa i momenta određuje prvo fluks na osnovu merenih veličina statora motora  $u_s$  i  $i_s$ , poznavajući parametre motora i polazeći od relacije napona statora u stacionarnom referentnom sistemu:

$$\frac{d\bar{\Psi}_r'}{dt} = \left( \bar{u}_s - R_s \cdot \bar{i}_s - L_s' \cdot \frac{d\bar{i}_s}{dt} \right) \cdot \frac{L_r}{L_m} \quad (3.2.4-1)$$

gde je  $R_s$  otpornost statora,  $L_s'$  induktivnost rasipanja statora,  $L_r$  induktivnost rotora i  $L_m$  međusobna induktivnost statorskog i rotorskog namotaja. Takođe je moguće koristiti estimator rotorskog fluksa koji ne zahteva odnos  $L_r / L_m$ . U tom slučaju se ne estimira vrednost rotorskog fluksa nego njegova vrednost referisana u odnosu na statorski namotaj,  $\Psi_{rR}$ . Na ovaj način komponente referisanog vektora rotorskog fluksa u stacionarnom referentnom sistemu postaju:

$$\Psi_{rdR} = \int (u_{sD} - R_s \cdot i_{sD}) dt - L_s' \cdot i_{sD} \quad (3.2.4-2)$$

$$\Psi_{rqR} = \int (u_{sQ} - R_s \cdot i_{sQ}) dt - L_s' \cdot i_{sQ} \quad (3.2.4-3)$$

dok se elektromagnetni moment izračunava na osnovu komponenti struje statora i ovako dobijenih komponenti vektora rotorskog fluksa:

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot P \cdot (\Psi_{rdR} \cdot i_{sQ} - \Psi_{rqR} \cdot i_{sD}) \quad (3.2.4-4)$$

Pošto su u pogonu sa strujnim invertorom struje ograničene komutacionim kolom, zasićenje fluksa rasipanja se može zanemariti tako da se induktivnost rasipanja statora  $L_s'$  može smatrati konstantnom. Da bi se poboljšala estimacija fluksa, moguće je osim navedenog estimatora u otvorenoj sprezi koristiti i modifikovane integratore o kojima će više biti reči u poglavlju 3.4. Ugao između komponentni referisanog vektorskog fluksa rotora (koji je isti kao ugaon između komponentni nerefereisanog fluksa rotora), se može odrediti na osnovu:

$$\theta_e = \arctan(\Psi_{rqR} / \Psi_{rdR}) \quad (3.2.4-5)$$

Na slici 3.2.4-1 je prikazano da regulator rotorskog fluksa direktno deluje na napon ispravljača. Razlog za prisustvo ove regulacione petlje leži u činjenici da amplituda prostornog vektora rotorskog fluksa može da bude promenjena promenom amplitude napona statora, što

takođe sledi iz jednačine 3.2.4-1. S druge strane, napon statora se može promeniti promenom napona ispravljača. Sličnim razmatranjem se može pokazati da se elektromagnetni moment može menjati promenom frekvencije polja statora, što sledi iz relacije napona rotora uključujući i relaciju:

$$|\bar{\Psi}_r| = L_m \cdot |\bar{i}_{mr}| \quad (3.2.4-6)$$

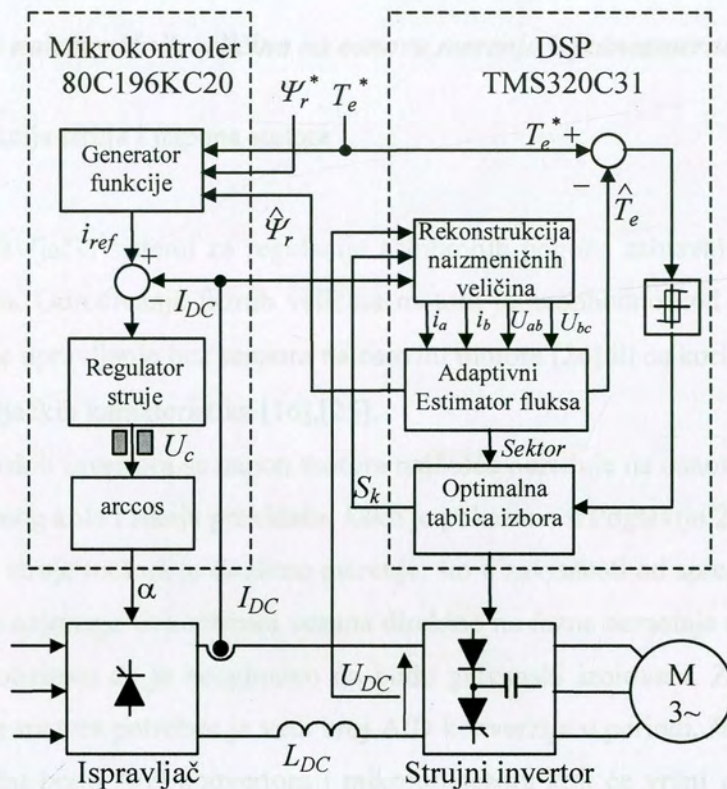
pa je uz pretpostavku da je fluks rotora sinusnog talasnog oblika i  $T_r = L_r/R_r$  vremenska konstanta rotora:

$$0 = -\frac{L_m}{T_r} \cdot \bar{i}_s + \left( \frac{1}{T_r} + j \cdot (\omega_e - \omega_r) \right) \cdot \bar{\Psi}_r \quad (3.2.4-7)$$

Oдавде, kao i iz relacija 3.2.4-2 i 3.2.4-4, sledi da kada se pozicija vektora struje brzo promeni, dobiće se i brza promena elektromagnetnog momenta i takođe ugaona učestanost klizanja ( $\omega_s = \omega_e - \omega_r$ ). Ovo je slično kao kod naponskog invertora upravljano DTC metodom, s tim što se brza promena elektromagnetnog momenta dobija brzim promenama odgovarajućeg naponskog vektora (poglavlje 2).

Referenca momenta se može dobiti na izlazu regulatora brzine koji može da bude PI tipa, pri čemu povratni signal po brzini može da se dobije estimacijom ili merenjem sa senzora brzine. Širina opsega histerezisnog komparatora može da bude fiksna ili da se automatski podešava tako da raste sa brzinom obrtanja, pošto će na taj način biti izbegnut PWM talasni oblik struja pri većim brzinama.

U [70] je pokazano kako se osnovni DTC algoritam može modifikovati tako da se za estimaciju fluksa koriste samo merenja struje i napona iz jednosmernog kola poznavajući trenutna stanja prekidača u inverteru. Osim napona i struje motora i otpornost statorskog namotaja se takođe izračunava istom metodom. Da bi se izbegli problemi integracije koji postoje kod ovakvih estimatora fluksa o čemu će više reči biti u poglavlju 3.4, primenjen je modifikovani integrator sa adaptivnom kompenzacijom. Navedeno rešenje je prikazano na narednoj slici.



Sl. 3.2.4-4: Modifikovana struktura DTC metode kod pogona sa strujnim invertorom

### 3.3 *Određivanje naizmjeničnih veličina na osnovu merenja u jednosmernom kolu*

#### 3.3.1 Rekonstrukcija struja i napona statora

Mnogi upravljački sistemi za regulaciju asinhronih pogona zahtevaju poznavanje struja i/ili napona motora. Određivanje faznih veličina motora je neophodno kod većine pogona kod kojih se primenjuje upravljanje bez senzora na osovini motora [26] ili se koriste observeri u cilju poboljšanja upravljačkih karakteristika [16],[25].

Kod naponskih invertora se napon motora najčešće određuje na osnovu merene vrednosti napona jednosmernog kola i stanja prekidača, kako je pokazano u Poglavlju 2.3. Najjednostavniji način za detekciju struje motora je direktno merenje, što u zavisnosti od sprege namotaja motora zahteva korišćenje najmanje dva senzora vezana direktno na fazne namotaje motora. Ovi senzori su obično skupi, obzirom da je neophodno da budu galvanski izolovani. Za precizno merenje naizmjenične struje motora potreban je veći broj A/D konverzija u periodi, što postavlja dodatne zahteve za upotrebu brzih A/D konvertora i mikroprocesora koji će vršiti izračunavanje. Mala vrednost vremena odabiranja utiče takođe i na softversko rešenje upravljačkog algoritma, jer u tom slučaju ostaje malo slobodnog procesorskog vremena za druge operacije, što se rešava ili upotrebom veoma brzih DSP procesora ili čak paralelnim radom više procesora.

Radi smanjenja potrebnog broja senzora i sniženja cene pogona može se primeniti i rešenje kod koga se struja rekonstruiše na osnovu merene vrednosti jednosmerne struje i stanja prekidača [60], što predstavlja elegantno rešenje ali istovremeno i kompleksno, zbog velikih učestanosti na kojima danas rade naponski invertori. U [60] je takođe prikazan jedan od načina da se izbegne problem velike učestanosti rada invertora koji dovodi do gubitka informacije o vrednosti struje motora.

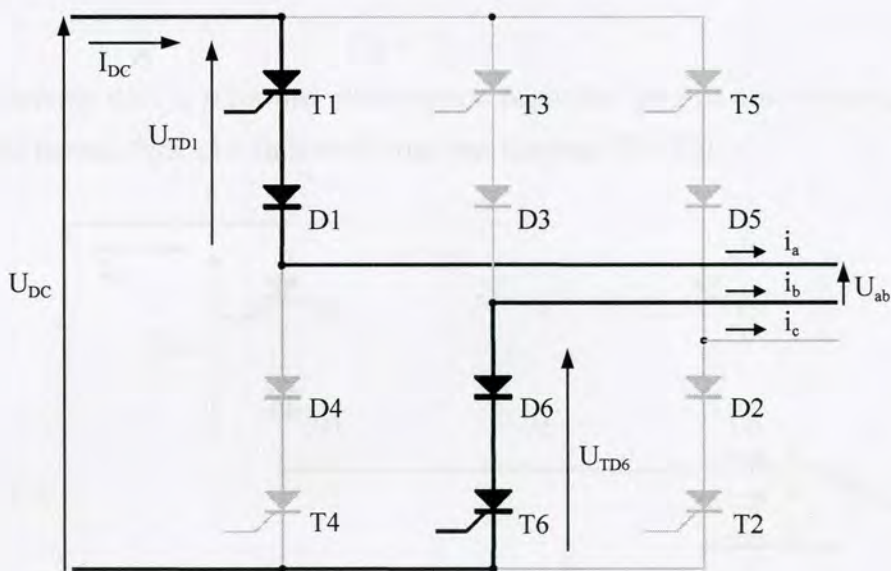
Specifičnosti rada strujnog invertora naznačene u Poglavlju 3.1 su u radu iskorišćene za određivanje struje i napona motora samo merenjem struje i napona jednosmernog kola. Na ovaj način broj neophodnih senzora je značajno smanjen, a samim tim je nepotreban i dodatni hardver za prilagođenje mernih signala A/D konvertoru kao i potreban broj slobodnih kanala A/D konvertora. Zbog niske učestanosti pri kojoj radi strujni inverter, implementacija ovakvog rešenja je jednostavnija nego kod naponskog invertora.

Analogno određivanju izlaznog napona kod naponskog invertora, kod strujnog invertora se izlazna struja određuje na osnovu stanja tiristora i merene vrednosti struje jednosmernog kola. Ovde treba naglasiti da je merena vrednost struje jednosmernog kola neophodna kao signal povratne sprege za regulaciju struje ispravljača, a takođe se može koristiti i za realizaciju

funkcije prekostrujne zaštite pogona [55]. Na ovaj način se jedan merni signal koristi za realizovanje više funkcija. Jedino merenje koje se dodaje je merenje jednosmernog napona na ulazu u inverter, ali se takođe i ovaj signal može koristiti za implementaciju prenaponske zaštite pogona [55].

Kako je već objašnjeno u Poglavlju 3.1, kod strujnog invertora se u toku periode izlazne struje obavi šest komutacija, tj. može se definisati šest intervala trajanja  $60^\circ$  u kojima dolazi do promene napona i struje motora. Da bi se sprovedla analiza rada strujnog invertora koristi se pojednostavljena šema invertora datog na slici 3.1-1, kod koje radi jednostavnosti nisu prikazani komutacioni kondenzatori, a ulaz u inverter je definisan jednosmernim naponom  $U_{DC}$  koji se meri. Za svaki od šest intervala data je slika na kojoj su debljom linijom označene faze kroz koje protiče struja iz jednosmernog kola u zavisnosti od toga koji je par tiristora u provodnom stanju.

Na sledećoj slici je prikazano ekvivalentno naponsko kolo na osnovu kojeg se određuje napon motora između faza a i b kada vodi prvi par tiristora (T1 i T6).



Sl. 3.3.1-1: Određivanje prve šestine periode napona  $U_{ab}$

Struje u fazama a, b i c u ovom intervalu se mogu odrediti direktno sa slike 3.3.1-1:

$$i_a = I_{DC}, i_b = -I_{DC} \text{ i } i_c = 0. \tag{3.3.1-1}$$

Radi objašnjenja metode za rekonstrukciju napona motora pri napajanju iz strujnog invertora a bez gubitka na opštosti, posmatraju se pad napona  $V_{TD1}$  na grupi tiristor-dioda T1-D1 iz gornje polovine mosta, pad napona  $V_{TD6}$  na grupi tiristor-dioda T6-D6 iz donje polovine mosta i napon  $U_{ab}$  između faza a i b. Sa slike 3.3.1-1 se vidi da je napon  $U_{ab}$  jednak:

$$U_{ab} = U_{DC} - (V_{TD1} + V_{TD6}) \tag{3.3.1-2}$$



pri čemu relacija 3.3.1-2 važi za svaki od navedenih šest intervala, ali će biti pokazano kako se izračunavaju naponi  $V_{TD1}$  i  $V_{TD6}$  u zavisnosti od toga koji je par tiristora u provodnom stanju.

Kada poluprovodnik provodi struju na njemu se javlja mali pad napona  $V_F$  koji se naziva propusni napon (engl. *forward voltage* [5],[7]). Ovaj napon za većinu dioda iznosi 0.7V-0.8V, a za tiristore 1V-1.5V.

U slučaju prikazanom na slici 3.3.1-1 tiristori T1 i T6 su u provodnom stanju (kao i diode D1 i D6), tako da su naponi  $V_{TD1}$  i  $V_{TD6}$  jednaki zbiru propusnih napona  $V_{FT}$  i  $V_{FD}$  odgovarajućeg tiristora i diode, respektivno:

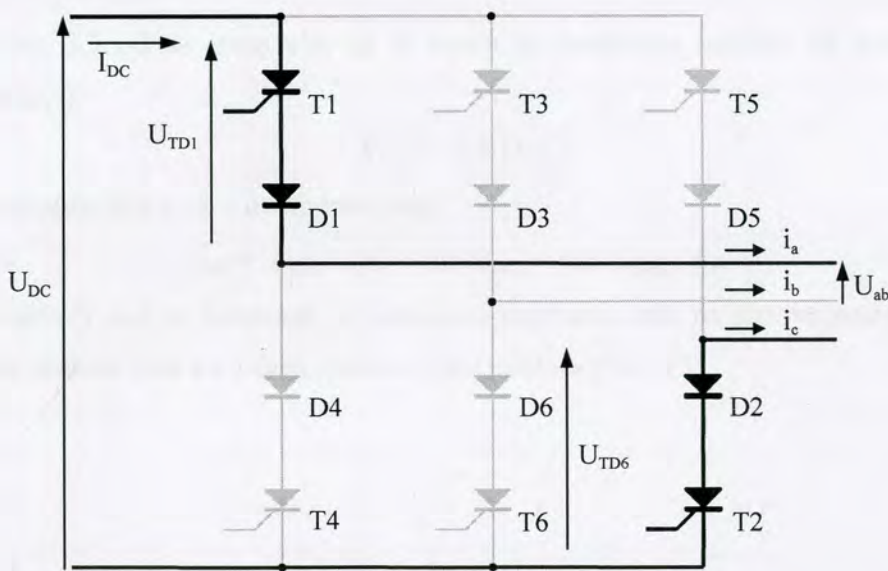
$$V_{TD1} = V_{TD6} = V_F = V_{FT} + V_{FD} \approx 2V \tag{3.3.1-3}$$

gde je sa  $V_F$  označen zbir padova napona na tiristoru i diodi. U (3.3.1-3) je data približna vrednost ovog napona koja je u skladu sa prosečnim vrednostima za  $V_{FT}$  i  $V_{FD}$ , ali se u praktičnoj realizaciji  $V_F$  bira na osnovu kataloških podataka upotrebljenih tiristora i dioda.

Na osnovu (3.3.1-2) i (3.3.1-3) se dobija napon motora između faza a i b u ovom intervalu:

$$U_{ab} = U_{DC} - 2 \cdot V_F \tag{3.3.1-4}$$

Na sledećoj slici je prikazano ekvivalentno naponsko kolo na osnovu kojeg se određuje napon motora između faza a i b kada vodi drugi par tiristora (T1 i T2).



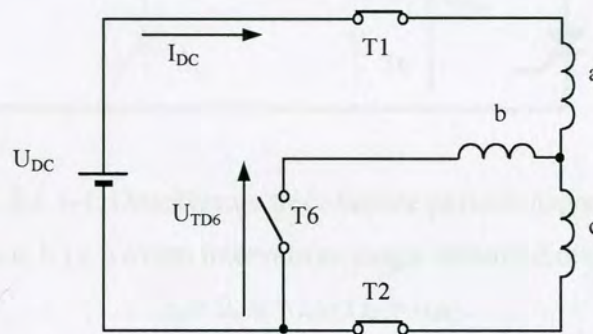
Sl. 3.3.1-2: Određivanje druge šestine periode napona  $U_{ab}$

Struje u fazama a, b i c u ovom intervalu se mogu odrediti direktno sa slike 3.3.1-2:

$$i_a = I_{DC}, i_b = 0 \text{ i } i_c = -I_{DC}. \tag{3.3.1-5}$$

U ovom intervalu napon  $V_{TD1}$  je jednak ukupnom propusnom naponu poluprovodnika  $V_F$ , jer je tiristor T1 još uvek u provodnom stanju, ali napon  $V_{TD6}$  sada ima drugu vrednost jer je tiristor T6 blokiran (samim tim je i dioda D6 u neprovodnom stanju).

Da bi se odredio pad napona na tiristoru T6 posmatrajmo ekvivalentnu šemu koja odgovara slici 3.3.1-2 a predstavljena je slikom 3.3.1-3. Ulazni napon  $U_{DC}$  je zamenjen baterijom, tiristori T1, T2 i T6 idealnim prekidačima, a prikazani su i namotaji motora a, b i c. Pri tome se podrazumeva da je mašina simetrična, tj. da su odgovarajuće otpornosti i induktivnosti faznih namotaja jednake. Struja  $I_{DC}$  u ovom intervalu protiče kroz tiristore T1 i T2 i faze motora a i c.



Sl. 3.3.1-3: Ekvivalentna šema invertora kada vode tiristori T1 i T2

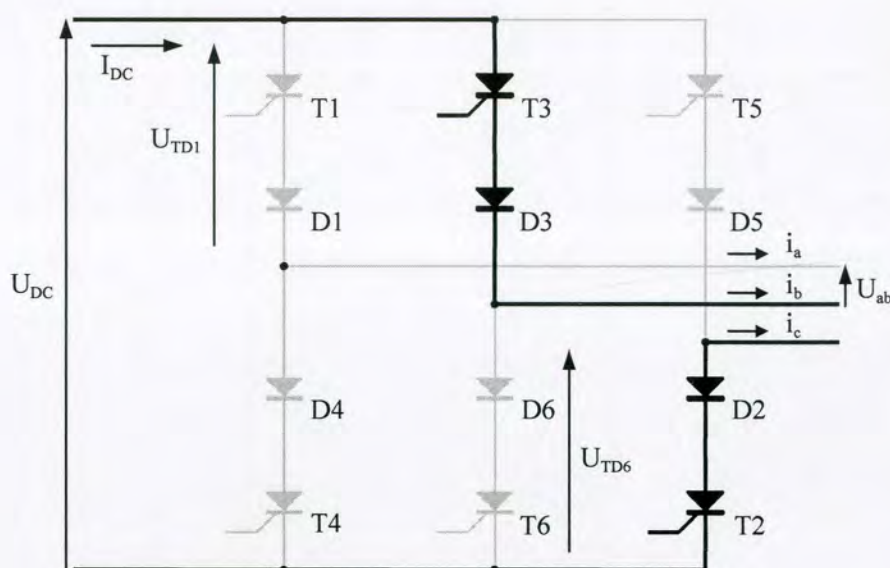
Sa slike 3.3.1-3 se jasno vidi da je napon na krajevima tiristora T6 jednak polovini napona baterije, tj.

$$V_{TD6} = 0.5 \cdot U_{DC} \tag{3.3.1-6}$$

pa je napon između faza a i b u ovom intervalu:

$$U_{ab} = U_{DC} - (V_F + 0.5 \cdot U_{DC}) = 0.5 \cdot U_{DC} - V_F \tag{3.3.1-7}$$

Na sledećoj slici je prikazano ekvivalentno naponsko kolo na osnovu kojeg se određuje napon motora između faza a i b kada vodi treći par tiristora (T2 i T3).


 Sl. 3.3.1-4: Određivanje treće šestine periode napona  $U_{ab}$ 

Struje u fazama a, b i c u ovom intervalu se mogu odrediti direktno sa slike 3.3.1-4:

$$i_a = 0, i_b = I_{DC} \text{ i } i_c = -I_{DC}. \quad (3.3.1-8)$$

Pad napona na tiristoru T1 se određuje na isti način kao pad napona na T6 u prethodnom slučaju, tj. i ovde važi isto objašnjenje dato slikom 3.3.1-3, pa je:

$$V_{TD1} = 0.5 \cdot U_{DC} \quad (3.3.1-9)$$

Sa slike 3.3-4 se jasno vidi da je napon  $V_{TD6}$  jednak naponu jednosmernog kola umanjenom za pad napona na tiristoru T3 (koji je jednak propusnom naponu  $V_F$ ):

$$V_{TD6} = U_{DC} - V_F \quad (3.3.1-10)$$

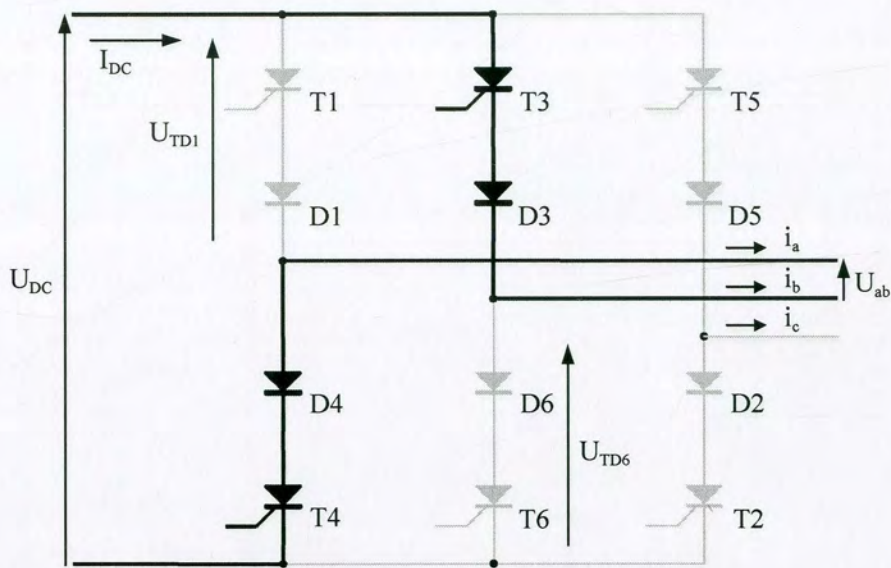
pa je međufazni napon  $U_{ab}$  u ovom intervalu:

$$U_{ab} = U_{DC} - (0.5 \cdot U_{DC} + U_{DC} - V_F) = -0.5 \cdot U_{DC} + V_F \quad (3.3.1-11)$$

Na osnovu prethodne analize može se generalno zaključiti da napon na odgovarajućoj grupi tiristor-dioda može imati sledeće vrednosti u zavisnosti od toga da li je u provodnom stanju posmatrani tiristor  $T_x$ , tiristor iz iste polovine mosta u kojoj se nalazi posmatrani tiristor ili tiristor koji je u istoj grani sa posmatranim tiristorom:

- $V_{TDx} = V_F$  u slučaju kada je tiristor  $T_x$  u provodnom stanju,
- $V_{TDx} = 0.5 \cdot U_{DC}$  u slučaju kada je u provodnom stanju tiristor iz iste polovine mosta,
- $V_{TDx} = U_{DC} - V_F$  u slučaju kada je u provodnom stanju tiristor iz iste grane u kojoj je  $T_x$ .

Dobijeni rezultati se sada mogu iskoristiti za izračunavanje napona motora u preostala tri intervala. Na sledećoj slici je prikazano ekvivalentno naponsko kolo na osnovu kojeg se određuje napon motora između faza a i b kada vodi četvrti par tiristora (T3 i T4).



Sl. 3.3.1-5: Određivanje četvrtre šestine periode napona  $U_{ab}$

Struje u fazama a, b i c u ovom intervalu se mogu odrediti direktno sa slike 3.3.1-5:

$$i_a = -I_{DC}, i_b = I_{DC} \text{ i } i_c = 0. \quad (3.3.1-12)$$

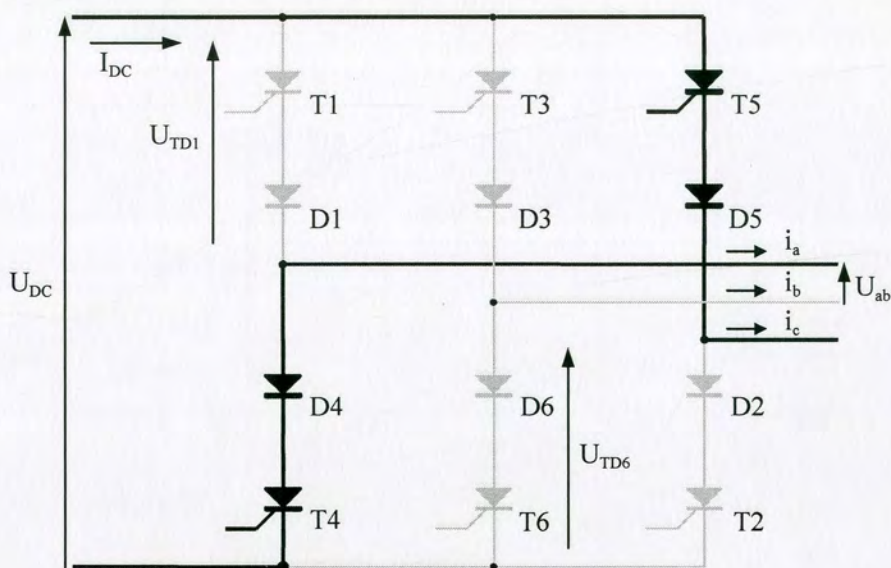
U ovom intervalu su u provodnom stanju tiristori T4 i T3 iz istih grana sa posmatranim tiristorima T1 i T6 respektivno, tako da su naponi  $V_{TD1}$  i  $V_{TD6}$ :

$$V_{TD1} = V_{TD6} = U_{DC} - V_F \quad (3.3.1-13)$$

a odgovarajući međufazni napon:

$$U_{ab} = U_{DC} - (U_{DC} - V_F + U_{DC} - V_F) = -U_{DC} + 2 \cdot V_F \quad (3.3.1-14)$$

Na sledećoj slici je prikazano ekvivalentno naponsko kolo na osnovu kojeg se određuje napon motora između faza a i b kada vodi peti par tiristora (T4 i T5).



Sl. 3.3.1-6: Određivanje pete šestine periode napona  $U_{ab}$

Struje u fazama a, b i c u ovom intervalu se mogu odrediti direktno sa slike 3.3.1-6:

$$i_a = -I_{DC}, i_b = 0 \text{ i } i_c = I_{DC}. \quad (3.3.1-15)$$

U ovom intervalu u provodnom stanju je tiristor T4, tako da je napon  $V_{TD1}$ :

$$V_{TD1} = U_{DC} - V_F \quad (3.3.1-16)$$

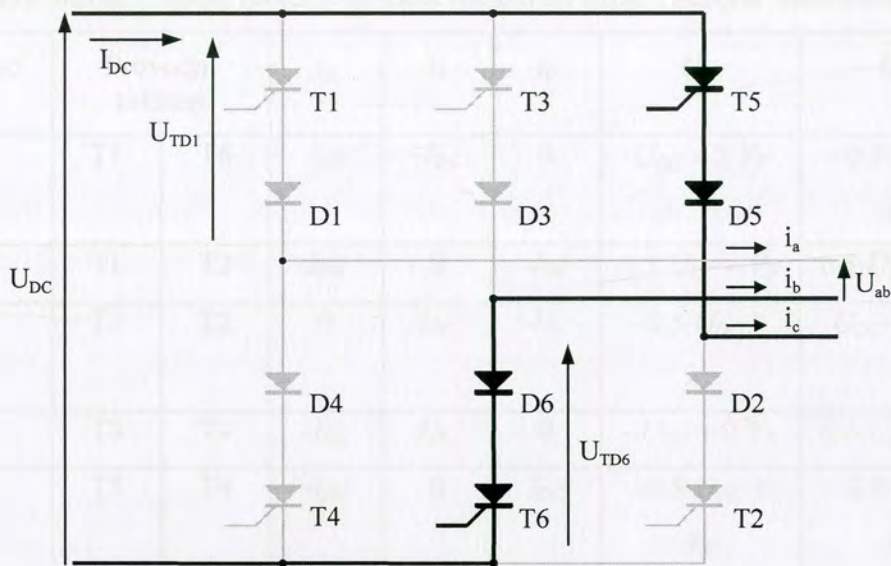
dok se za tiristor T6 može primeniti ekvivalentna šema analogna onoj sa slike 3.3.1-3, pa je:

$$V_{TD6} = 0.5 \cdot U_{DC} \quad (3.3.1-17)$$

a odgovarajući međufazni napon je:

$$U_{ab} = U_{DC} - (U_{DC} - V_F + 0.5 \cdot U_{DC}) = -0.5 \cdot U_{DC} + V_F \quad (3.3.1-18)$$

Na sledećoj slici je prikazano ekvivalentno naponsko kolo na osnovu kojeg se određuje napon motora između faza a i b kada vodi šesti par tiristora (T5 i T6).


 Sl. 3.3.1-7: Određivanje poslednje šestine periode napona  $U_{ab}$ 

Struje u fazama a, b i c u ovom intervalu se mogu odrediti direktno sa slike 3.3.1-7:

$$i_a = 0, i_b = -I_{DC} \text{ i } i_c = I_{DC}. \quad (3.3.1-19)$$

U ovom intervalu u provodnom stanju je tiristor T5, tako da se može primeniti ekvivalentna šema po uzoru na sliku 3.3.1-2, pa je napon  $V_{TD1}$ :

$$V_{TD1} = 0.5 \cdot U_{DC} \quad (3.3.1-20)$$

dok je napon  $V_{TD6}$ :

$$V_{TD6} = V_F \quad (3.3.1-21)$$

jer je tiristor T6 u provodnom stanju. Odgovarajući međufazni napon je:

$$U_{ab} = U_{DC} - (0.5 \cdot U_{DC} + V_F) = 0.5 \cdot U_{DC} - V_F \quad (3.3.1-22)$$

Po istoj analogiji, primenjujući analizu sprovedenu za dobijanje međufaznog napona  $U_{ab}$ , može se dobiti i međufazni napon  $U_{bc}$  posmatranjem padova napona na grupama tiristor-dioda T2-D2 i T3-D3.

Rezultati dobijeni predloženim rešenjem su radi preglednosti sumirani u narednoj tabeli u kojoj su za svaki od navedenih šest intervala prikazani tiristori koji su u provodnom stanju, struje u fazama a, b i c i međufazni naponi  $U_{ab}$  i  $U_{bc}$ .

Tabela 3.3.1-1: Struje i naponi motora određeni merenjem struje i napona jednosmernog kola

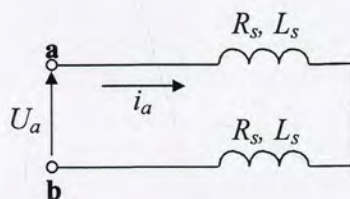
Interval od 60°	Provodni tiristori		$i_a$	$i_b$	$i_c$	$U_{ab}$	$U_{bc}$
1	T1	T6	$I_{DC}$	$-I_{DC}$	0	$U_{DC} - 2 \cdot V_F$	$-0.5 \cdot U_{DC} + V_F$
2	T1	T2	$I_{DC}$	0	$-I_{DC}$	$0.5 \cdot U_{DC} - V_F$	$0.5 \cdot U_{DC} - V_F$
3	T3	T2	0	$I_{DC}$	$-I_{DC}$	$-0.5 \cdot U_{DC} + V_F$	$U_{DC} - 2 \cdot V_F$
4	T3	T4	$-I_{DC}$	$I_{DC}$	0	$-U_{DC} + 2 \cdot V_F$	$0.5 \cdot U_{DC} - V_F$
5	T5	T4	$-I_{DC}$	0	$I_{DC}$	$-0.5 \cdot U_{DC} + V_F$	$-0.5 \cdot U_{DC} + V_F$
6	T5	T6	0	$-I_{DC}$	$I_{DC}$	$0.5 \cdot U_{DC} - V_F$	$-U_{DC} + 2 \cdot V_F$

### 3.3.2 Određivanje otpora statora

Jedini parametar motora koji figuriše u blok dijagramu osnovnog koncepta direktne kontrole momenta (sl. 2.5-1) je otpornost statora koja se u relaciji 2.5-4 (jednačina napona statora) koristi za određivanje statorskog fluksa. U mnogim primenama kod kojih se ne zahteva rad pri malim brzinama pad napona na otpornosti statora se može zanemariti. U radu otpornost statora nije zanemarena, a njena vrednost se određuje jednostavnim eksperimentom dok se motor nalazi u stanju mirovanja. Sa slike 3.3-1 iz prethodnog poglavlja se vidi da će pri uključenim tiristorima u invertoru T1 i T6 struja teći kroz faze a i b motora tako da će ovaj biti u stanju mirovanja. Na osnovu toga se zaključuje da jedini pad napona na faznom namotaju statora predstavlja pad napona na otpornosti statora:

$$U_{ab} = 2 \cdot R_s \cdot i_a \tag{3.3.2-1}$$

pri čemu relacija 3.3.2-1 važi u slučaju kada su namotaji motora spregnuti u zvezdu.



Sl. 3.3.2-1: Ekvivalentno kolo za određivanje otpornosti statora

U slučaju da je sprega trougao, na priključcima motora  $a$  i  $b$  se "vidi" otpor  $R_s \parallel 2 \cdot R_s$ , tj. koeficijent ispred otpornosti je  $2/3$ , pa se generalno može izvesti sledeća relacija koristeći vrednost napona  $U_{ab}$  izračunatu u 3.3.1-4:

$$R_s = \frac{U_{ab}}{k_s \cdot i_a} = \frac{U_{DC} - 2 \cdot V_F}{k_s \cdot I_{DC}} \quad (3.3.2-2)$$

gde je  $k_s = 2/3$  za spregu trougao, odnosno  $k_s = 2$  za spregu zvezda. Relacija 3.4-2 se može jednostavno implementirati u upravljački softver, tako da se pre starta motora upali odgovarajući par tiristora (T1 i T6) i otpornost statora izračuna samo merenjem struje i napona jednosmernog kola uz poznavanje pada napona na aktivnim poluprovodnicima.



### 3.4 Estimacija stanja motora

Metoda direktne kontrole momenta podrazumeva upotrebu vrednosti fluksa statora i momenta motora kao osnovnih upravljačkih promenljivih. Moment motora može da se izračuna na osnovu relacije 2.2-15, tj. na osnovu komponenti fluksa i struje statora. S druge strane, direktno merenje fluksa statora je moguće, ali zahteva ugradnju posebnih namotaja u mašinu ili umetanje odgovarajućih Hall-ovih elemenata. Da bi se izbeglo ugrađivanje posebnih namotaja u mašinu, mogu se odabrati naponi indukovani u delovima namotaja same mašine i sabrati tako da u zbiru ne figuriše pad napona na statorskoj otpornosti. Rezultati su ekvivalentni ugradnji posebnih namotaja, ali je potrebno načiniti više izvoda na namotajima same mašine. Sve ovo je neprihvatljivo za industrijske primene, jer iziskuje korišćenje specijalnih motora i dodatno uvećava troškove izrade pogona. Iz tih razloga neophodno je vršiti estimaciju fluksa što se danas rešava pomoću softvera implementiranog u upravljački hardver.

Ukoliko se koristi i regulator brzine, potrebna je i vrednost brzine motora. Kako je naglašeno u uvodu i u drugom poglavlju, direktna kontrola momenta je u osnovi upravljačka strategija kod koje se ne koristi davač brzine na vratilu motora, pa je pored estimacije fluksa i momenta potrebno vršiti i estimaciju brzine.

U prethodnom poglavlju (3.3) je pokazano kako se mogu odrediti napon i struja statora motora, kao i otpornost statora samo na osnovu merenih veličina u jednosmernom kolu. Navedene veličine se dalje koriste pri estimaciji fluksa, a samim tim i momenta, pa i brzine. U ovom poglavlju će biti objašnjeno kako se vrši estimacija promenljivih stanja motora neophodnih za postizanje željenih performansi pogona, tj. fluksa, momenta i brzine.

#### 3.4.1 Estimacija fluksa

Estimacija fluksa predstavlja važan zadatak pri razvoju elektromotornih pogona visokih performansi [3],[14],[61]-[64]. U osnovi postoje dve metode za estimaciju fluksa: prva se zasniva na merenju struja motora, a druga na merenju napona motora [3],[61],[63].

Kod metode bazirane na merenju struje, fluks u vazдушnom zazoru motora se određuje rešavanjem sistema jednačina u kome su pored parametara motora neophodne i vrednosti merenih struja, brzine ili pozicije [61]. Jedan od problema koji se javlja kod ove metode je taj što se parametri menjaju sa promenom režima rada motora, tj. sa varijacijama temperature rotora i nivoa magnećenja. Da bi se prevazišao ovaj problem, potrebno je izvršiti identifikaciju

parametara motora u toku njegovog rada, što povećava kompleksnost upravljačkog sistema pogona. Pored toga, treba odrediti brzinu ili poziciju motora, što je kod mnogih industrijskih primena nepogodno, jer bi upotreba tahometra pogoršala pouzdanost pogona.

Kod naponske metode, fluks motora može da se dobije integracijom njegove kontraelektromotorne sile. Jedini potreban parametar motora je otpor statorskog namotaja, koji može da se odredi jednostavnim eksperimentom. Uzimajući u obzir činjenicu da signal brzine motora nije potreban, ova metoda je pogodnija od prethodne [14],[62] i data je sledećom relacijom:

$$\Psi_s = \int (u_s - R_s \cdot i_s) dt \quad (3.4.1-1)$$

Međutim, implementacija integratora kod estimacije fluksa motora nije jednostavna. Kod prostog integratora postoji jednosmerno odstupanje i problem početnih vrednosti [14],[62],[80],[81],[82]. Jednosmerna komponenta u signalu merene vrednosti kontraelektromotorne sile motora je u praksi neizbežna. Ova komponenta, koliko god bila mala, može da na kraju dovede integrator u zasićenje. Problem početnih vrednosti kod prostog integratora može da se objasni na sledeći način. Kada se sinusni signal dovede u integrator na njegovom izlazu treba očekivati kosinusni talasni oblik. Ovo je tačno samo kada je ulazni sinusni talas doveden u trenutku svog pozitivnog ili negativnog maksimuma. Inače, na izlazu će se pojaviti konstantno jednosmerno odstupanje. Ovo odstupanje, koje predstavlja konstantni jednosmerni fluks motora, ne postoji tokom normalnog rada motora. Jednosmerni ofset se takođe može javiti pri naglim promenama ulaznog signala. Uobičajeno rešenje ovih problema je zamena prostog integratora nisko-propusnim filtrom prvog reda. Očigledno je da će nisko-propusni filter da proizvodi greške u amplitudi i faznom stavu, naročito kad motor radi pri frekvencijama manjim od presečne učestanosti filtra. Zbog toga motorni pogoni kod kojih se koriste nisko-propusni filtri za estimaciju fluksa obično imaju ograničeni opseg brzine, tipično u odnosu 1:10 (5-50Hz) [61],[81].

Gore navedeni problemi se mogu rešiti primenom različitih algoritma sa modifikacijom prostog integratora. U [47] su predložena tri algoritma sa modifikovanim integratorom, kod kojih se izlaz  $y$  može generalno predstaviti sledećom relacijom:

$$y = \frac{1}{s + \omega_c} \cdot x + \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \cdot z \quad (3.4.1-1)$$

gde je  $x$  ulaz u integrator,  $\omega_c$  presečna učestanost, a  $z$  kompenzacioni signal. Pretpostavljajući da je kompenzacioni signal jednak nuli, modifikovani integrator postaje nisko-propusni filter prvog reda koji se često uzima u praksi za zamenu prostog integratora. S druge strane, ako se

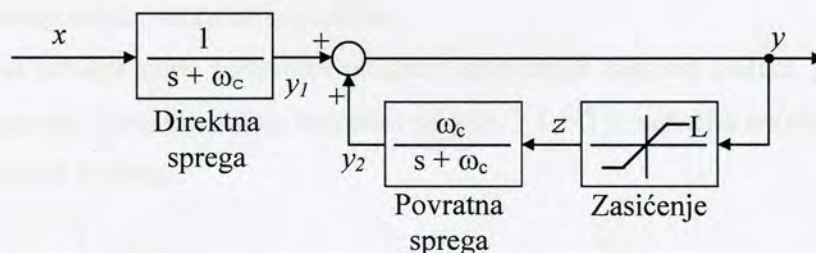
kompenzacioni signal uzme sa izlaza integratora ( $z = y$ ), modifikovani integrator vrši istu funkciju kao prosti integrator, tj.  $y = (1/s) \cdot x$ .

Iz prethodne analize se vidi da sa odgovarajuće podešenom kompenzacijom modifikovani integrator može da postigne bolje performanse od nisko-propusnog filtra, a da se pri tom izbegnu problemi koji postoje kod običnog integratora.

Navedena tri algoritma sa modifikovanim integratorom su [47]:

1. Modifikovani integrator sa ograničenjem u povratnoj sprezi,
2. Modifikovani integrator sa limitiranom amplitudom,
3. Modifikovani integrator sa adaptivnom kompenzacijom.

Blok dijagram algoritma 1 je prikazan na slici 3.4.1-1. Izlaz integratora čine dve komponente: komponenta direktne grane  $y_1$  i komponenta povratne sprege  $y_2$ .



Sl. 3.4.1-1: Modifikovani integrator sa ograničenjem u povratnoj sprezi

Ako je frekvencija ulaznog signala  $x$  mnogo veća od presečne učestanosti  $\omega_c$  modifikovanog integratora, pojačanje bloka povratne sprege je blisko nuli. Kao rezultat, komponenta povratne sprege  $y_2$  je zanemarljiva i izlaz integratora  $y$  se sastoji u osnovi samo od direktne komponente  $y_1$ . Pri malim frekvencijama, međutim, funkcijski blokovi u petlji povratne sprege igraju važnu ulogu u eliminisanju jednosmernog odstupanja ili zasićenja integratora. Pretpostavljajući da granični nivo  $L$  u bloku zasićenja nije prekoračen, signal kompenzacije  $z$  je jednak izlazu integratora  $y$ , pa je dobijena funkcija prostog integratora. Ako je granični nivo dostignut, izlaz integratora postaje:

$$y = \frac{1}{s + \omega_c} \cdot x + \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \cdot Z(L) \quad (3.4.1-2)$$

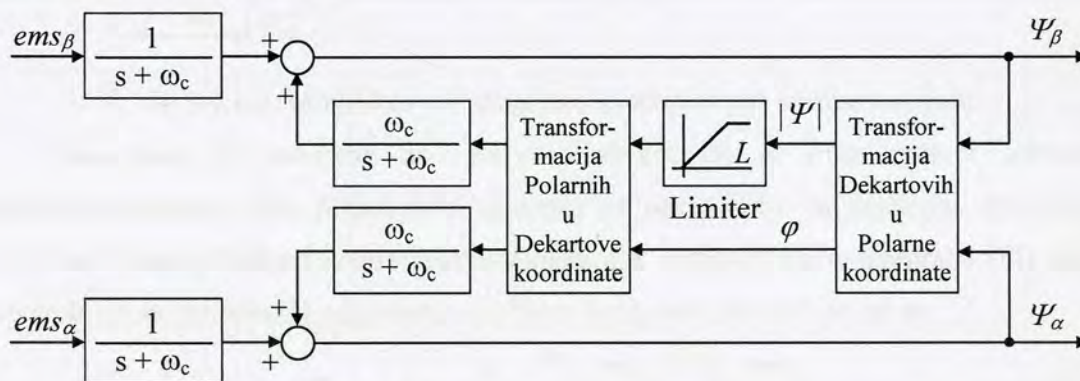
gde je  $Z(L)$  izlaz bloka zasićenja čija je amplituda ograničena na nivo  $L$ . Treba naglasiti da se nivo nelinearnog izobličenja prouzrokovanog blokom zasićenja može smanjiti na izlazu bloka povratne sprege, pošto je ovaj blok u osnovi nisko-propusni filter. Pretpostavimo sada da je čisto jednosmerni signal doveden na ulaz. Maksimalna vrednost izlaza integratora je:

$$y_{(DC)} = \frac{1}{\omega_c} \cdot x_{(DC)} + L \quad (3.4.1-3)$$

koja ukazuje da modifikovani integrator neće biti doveden u zasićenje ako je obezbeđen uslov da je granični nivo  $L$  pravilno podešen.

Glavni problem kod ovog algoritma je određivanje graničnog nivoa  $L$ . Da bi se eliminisala jednosmerna komponenta na izlazu, granični nivo treba podesiti na vrednost jednaku aktuelnoj amplitudi fluksa. Kada je granični nivo veći od amplitude fluksa, talasni oblik fluksa može da bude pomeren na gore ili na dole usled jednosmernog odstupanja na ulazu sve dok njegova amplituda dostigne bilo pozitivni ili negativni granični nivo. Otuda se izlazni talasni oblik sastoji od naizmeničnog signala fluksa i jednosmernog ofseta. Što je veća razlika između stvarne amplitude fluksa i graničnog nivoa, biće veće i jednosmerno odstupanje. Ako je granični nivo podešen ispod vrednosti aktuelne amplitude fluksa, izlazni talasni oblik fluksa neće sadržati jednosmernu komponentu, ali će biti izobličen.

Da bi se izbegla gore pomenuta moguća izobličenja talasnog oblika, razvijen je novi algoritam integracije. Ovaj algoritam, prikazan na slici 3.4.1-2 je naročito razvijen za estimaciju fluksa naizmeničnih mašina.

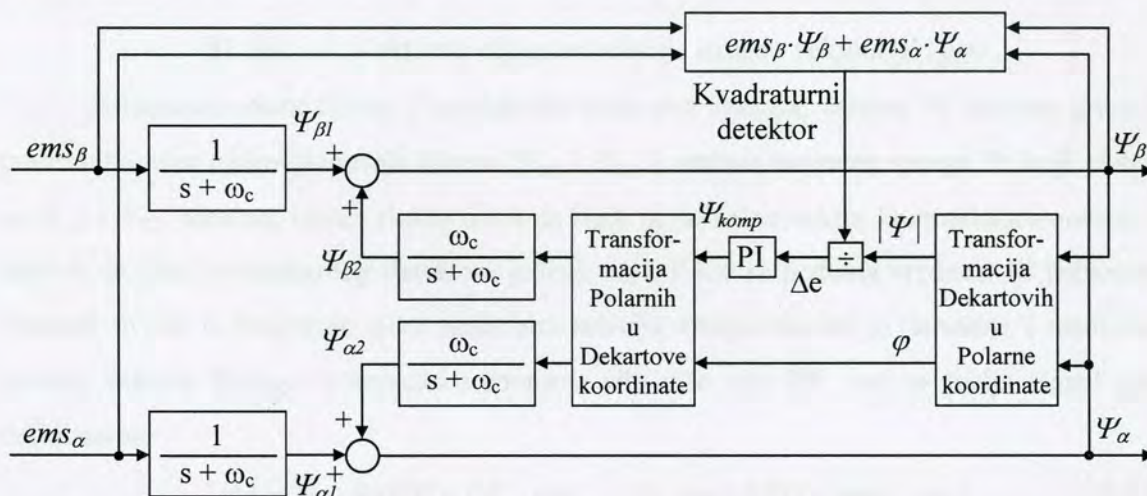


Sl. 3.4.1-2: Modifikovani integrator sa limitiranom amplitudom

U pogonima sa naizmeničnim mašinama, rasprostranjena je praksa da se trofazne promenljive iz  $a-b-c$  sistema transformišu u dvofazne promenljive u  $\alpha-\beta$  sistem zbog različitih namena. Fluks motora  $\Psi_\alpha$  i  $\Psi_\beta$  u  $\alpha-\beta$  sistemu se mogu dobiti integracijom kontraelektromotornih sila u  $\alpha-\beta$  sistemu, koje se mogu dobiti pomoću transformacije  $abc$  u  $\alpha\beta$ . Amplituda fluksa, definisana sa  $|\Psi| = \sqrt{\Psi_\alpha^2 + \Psi_\beta^2}$ , je jednosmerni signal i predstavlja izlaz limitera. Amplituda fluksa i ugao  $\varphi$  se mogu transformisati nazad u svoju  $\alpha-\beta$  formu pomoću bloka transformacije Polarnih u dekartove koordinate čiji su izlazi sinusni talasni oblici sa ograničenom amplitudom. Nelinearno izobličenje prouzrokovano blokom zasićenja sa slike 3.4.1-1 je ovde eliminisano, što rezultuje

poboljšanim performansama ovog modifikovanog integratora. Međutim, tačnost estimiranog fluksa još uvek zavisi od toga kako je podešen granični nivo. Ako motor radi pri različitim nivoima fluksa, granični nivo treba odgovarajuće podešavati. Otuda je ovaj algoritam pogodan za primene kod kojih se ne zahteva promena fluksa motora pri radu.

Algoritam 3 je razvijen za motorne pogone koji rade sa promenljivom vrednošću fluksa, kakvi su pogoni sa primenjenom direktnom kontrolom momenta. Slika 3.4.1-3 prikazuje blok dijagram ovog algoritma kod koga je upotrebljen adaptivni regulator.

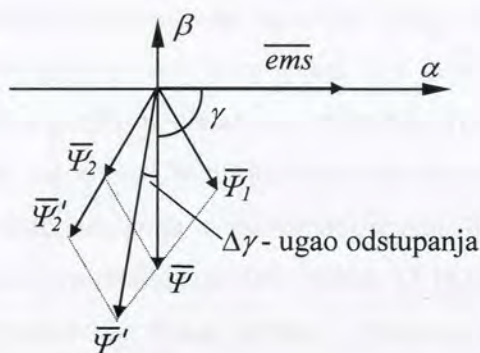


Sl. 3.4.1-3: Modifikovani integrator sa adaptivnom kompenzacijom

Ova šema je razvijena na osnovu činjenice da je fluks motora upravan na kontraelektromotornu silu. Kvadrarni detektor je upotrebljen za detekciju ortogonalnosti između estimiranog fluksa i kontraelektromotorne sile. Proporcionalno-integralni (PI) regulator je upotrebljen za generisanje odgovarajućeg nivoa kompenzacije, koji je dat sa:

$$\Psi_{komp} = \left( k_p + \frac{k_i}{s} \right) \cdot \frac{\Psi_\alpha \cdot ems_\alpha + \Psi_\beta \cdot ems_\beta}{|\Psi|} \quad (3.4.1-4)$$

gde su  $k_p$  i  $k_i$  konstante PI regulatora. Amplituda signala  $\Psi_{komp}$ , koja odgovara izlazu limitera sa slike 3.4.1-2, više nije fiksna već je određena relacijom 3.4.1-4. Princip rada adaptivne šeme se može objasniti korišćenjem vektorskog dijagrama sa slike 3.4.1-4.

Sl. 3.4.1-4: Vektorski dijagram relacije između vektora  $\Psi$  i  $ems$ 

Estimirani vektor fluksa  $\Psi$  predstavlja sumu dva vektora, vektora  $\Psi_1$  direktne grane koji predstavlja izlaz nisko-propusnih filtera ( $\Psi_{\alpha 1}$  i  $\Psi_{\beta 1}$ ) i vektora povratne sprege  $\Psi_2$  koji se sastoji od  $\Psi_{\alpha 2}$  i  $\Psi_{\beta 2}$ . Idealno, vektor fluksa treba da bude upravan na vektor kontraelektromotorne sile tako da je izlaz kvadraturnog detektora jednak nuli. Kada se početna vrednost ili jednosmerni pomeraj uvedu u integrator, gore pomenuta relacija ortogonalnosti je narušena i fazni stav  $\gamma$  između vektora fluksa i kontraelektromotorne sile više nije  $90^\circ$ , već se javlja signal greške definisan sa:

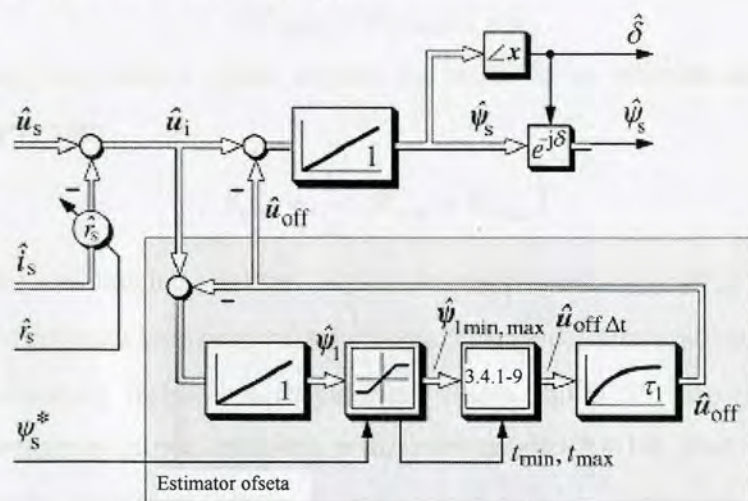
$$\Delta \bar{e} = \bar{\Psi} \cdot \bar{ems} / |\Psi| = (\Psi_\alpha \cdot ems_\alpha + \Psi_\beta \cdot ems_\beta) / |\Psi| = |ems| \cdot \cos \gamma \quad (3.4.1-5)$$

Pretpostavljajući da je amplituda vektora povratne sprege  $\Psi_2$  povećana usled jednosmernog ofseta ili problema početnih vrednosti na  $\Psi_2'$  kako je prikazano na slici 3.4.1-4, fazni ugao  $\gamma$  će biti veći od  $90^\circ$ . Kvadraturni detektor će generisati negativni signal greške. Izlaz iz PI regulatora  $\Psi_{komp}$  je smanjen kao i vektor povratne sprege. Kao rezultat, vektor fluksa  $\Psi'$  se pomera ka originalnoj poziciji od  $90^\circ$  sve dok se ponovo ne uspostavi ortogonalna zavisnost između vektora  $\Psi$  i  $ems$ . Ako je  $\gamma$  manje od  $90^\circ$  iz nekog razloga, dolazi do suprotnog procesa koji dovodi  $\gamma$  nazad na  $90^\circ$ . Odatle sledi da modifikovani integrator sa adaptivnom kontrolom može da automatski podesi nivo kompenzacije fluksa na optimalnu vrednost, tako da se problemi početnih uslova i jednosmernog odstupanja praktično eliminišu.

U [80] i [82] Holtz poredi različite algoritme za estimaciju fluksa koji su predmet dosadašnjih istraživanja. Estimatori koji koriste injektiranje visokofrekventnog signala u statorski namotaj zahtevaju dodatni hardver i dosta zahtevni sa aspekta procesorske snage, pa nisu našli širu primenu u praksi. Algoritmi koji su detaljno predstavljeni u prethodnom izlaganju a koje u [47] predlažu autori Hu i Wu, po Holtzu nisu zadovoljavajućih karakteristika neophodnih za kontrolu fluksa u zatvorenoj sprezi. Iako je navedena metoda u osnovi korektno rešenje, amplituda indukovano napona postaje ekstremno mala pri veoma malim brzinama, što

čini DC ofset i druge poremećaje dominantnim signalima. Drugi značajan nedostatak ove metode je dinamičko kašnjenje upravljanja u zatvorenoj sprezi koje se koristi za korekciju greške. Ovo kašnjenje generiše dinamičke greške u prelaznim režimima. Holtz-ova pretpostavka je da su najverovatnije iz tog razloga autori Hu i Wu primenili svoju metodu samo na monitoring fluksa, a ne i za upravljanje orijentacijom polja u zatvorenoj sprezi. S druge strane, Kubota u [83] predlaže korišćenje observera za estimaciju DC ofseta. U [83] je istražena činjenica da se oscilacije brzine i amplitude rotorskog fluksa javljaju u prisustvu DC ofseta. Navedeni pristup je veoma zahtevan sa aspekta izračunavanja, jer je neophodno izračunati srednje vrednosti unutar osnovne periode komponenti estimiranog rotorskog fluksa u stacionarnom koordinatnom sistemu. Ovako dobijene vrednosti se zatim množe koeficijentima izvedenim iz matrice sistema, koji s druge strane zavise od estimirane brzine. Slično ovom rešenju, Rodič i Jezernik u [84] koriste devijaciju između amplitude estimiranog rotorskog fluksa i njene referentne vrednosti kako bi se načinio nelinearni observer fluksa. Ovaj observer je načinjen kao niskopropusni filter drugog reda pri nižim učestanostima polja statora, dok se prebacuje u režim niskopropusnog filtra prvog reda pri višim učestanostima. Eksperimentalni rezultati dobijeni pomoću ove metode pokazuju umerene performanse.

Iz gore navedenih razloga, Holtz predlaže upotrebu estimacije vektora ofseta. Naime, na osnovu relacije prostog integratora fluksa (3.4.1-1) se vidi da će čak i zanemarljive DC komponente u signalu napona i struje akumulirati značajan ofset u estimiranoj vrednosti vektora statorskog fluksa. Rešenje ovog problema leži u činjenici da se vektor ofseta uglavnom kreće u jednom smeru, dok izvedeni vektor cirkularne putanje rotira. Na sledećoj slici je prikazan blok dijagram estimatora ofseta indukovanog napona.

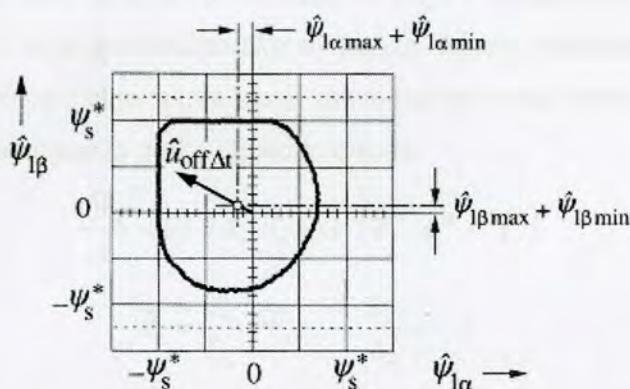


Sl. 3.4.1-5: Tok signala pri estimaciji statorskog fluksa i ofseta indukovanog napona

## Indukovani napon

$$\hat{u}_i = \hat{u}_s - \hat{R}_s \cdot \hat{i}_s \quad (3.4.1-6)$$

predstavlja ulazni signal, gde je  $\hat{u}_s$  estimirana vrednost napona statora. Kako je prikazano na prethodnoj slici vektor  $\hat{u}_i$  se integrirali da bi se dobio vektor  $\Psi_1$ . Komponente ovog vektora se zatim limitiraju na vrednost amplitude referentnog fluksa statora  $\Psi_s^*$ . U prisustvu DC ofseta trajektorija vektora fluksa  $\Psi_1$  nije cirkularna. Pošto je pod dejstvom regulatora fluksa poluprečnik neizobličene trajektorije fluksa jednak  $\Psi_s^*$ , zaključuje se da će komponente ofseta težiti da pomere trajektoriju ka jednoj od granica jednakih  $\pm\Psi_s^*$ . Izgled ovako narušene trajektorije fluksa je prikazan na narednoj slici.



Sl. 3.4.1-6: Trajektorija fluksa pri nekompensovanom ofsetu

Sa slike se vidi da su pod uticajem ofseta srednje vrednosti komponenti fluksa  $\Psi_1$  ( $\Psi_{1\alpha}$  i  $\Psi_{1\beta}$ ) različite od nule. U gore navedenom primeru je:

$$(\Psi_{1\alpha\min} + \Psi_{1\alpha\max})/2 < 0 \quad (3.4.1-7)$$

$$(\Psi_{1\beta\min} + \Psi_{1\beta\max})/2 > 0 \quad (3.4.1-8)$$

Odatle, doprinos vektora ofseta napona  $\hat{u}_{off}$  može da se estimira na osnovu pomeraja trajektorije fluksa  $\Psi_1$  kao:

$$\hat{u}_{off\Delta t} = \frac{1}{\Delta t} \cdot (\hat{\Psi}_{1\min} + \hat{\Psi}_{1\max}) \quad (3.4.1-9)$$

gde se minimalna i maksimalna vrednost odnose na komponente  $\Psi_{1\alpha}$  i  $\Psi_{1\beta}$ , a  $\Delta t$  je vremenska razlika između dva prolaska kroz nulu vektora fluksa  $\Psi_1$  koja definiše osnovnu periodu fluksa.

Usled nelinearnog izobličenja trajektorije vektora fluksa  $\Psi_1$ , algoritam dat relacijom 3.4.1-9 je više aproksimacija pod uslovima prikazanim na slici 3.4.1-6. Radi poboljšanja, signal  $\hat{u}_{off\Delta t}$  se filtrira niskopropusnim filtrom i vraća nazad na ulaz integratora da bi se poništila komponenta ofseta u signalu  $\hat{u}_i$ . Nakon toga, ulaz integratora teži ka nuli u kvazistacionarnom stanju, zbog čega vektor estimiranog napona  $\hat{u}_{off}$  postaje jednak postojećem ofsetu u signalu  $\hat{u}_i$ .



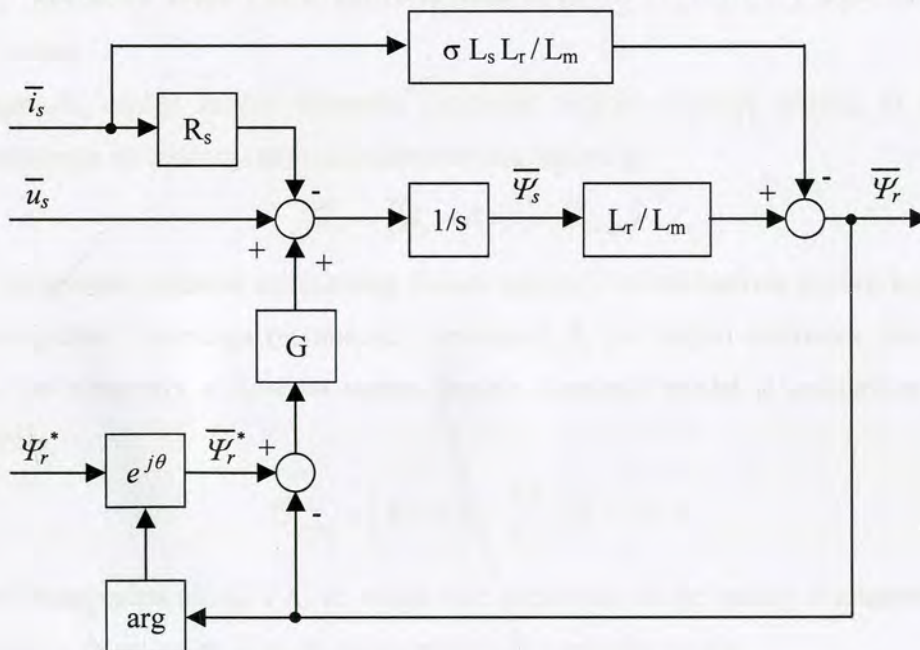
Trajektorija vektora fluksa  $\Psi_1$  postaje tačna kružnica u ovom slučaju što garantuje precizno praćenje vektora ofseta napona. Pošto je drift ofseta uglavnom temperaturni efekat koji menja DC ofset veoma sporo, vreme odziva estimatora ofseta nije kritično. Važno je istaći da dinamika estimacije statorskog fluksa ne zavisi od odziva estimatora ofseta.

U [85] je prikazan estimator zasnovan na observeru fluksa statora. Cilj observera fluksa je da odredi stvarne vrednosti vektora fluksa statora i rotora koristeći izmerene vrednosti struje i napona statora. Princip rada estimatora u zatvorenoj povratnoj sprezi je da kao povratnu spregu koristi razliku između merenog izlaza observera i estimiranog izlaza i da kontinualno koriguje model preko signala greške kako bi se estimirana greška minimizirala. U slučaju estimatora fluksa, fluks motora ne može direktno da se meri, ali ideja o realizaciji sistema sa zatvorenim povratnom spregom je i dalje primenljiva ako se razlika između referentnog vektora rotorskog fluksa i vektora estimiranog fluksa rotora uzme kao signal povratne sprege. Ponašanje ovakvog observera fluksa se može objasniti preko sledećih relacija:

$$\frac{d\bar{\Psi}_s}{dt} = \bar{u}_s - R_s \cdot \bar{i}_s + G \cdot (\Psi_r^* \cdot e^{j\theta} - \bar{\Psi}_r) \quad (3.4.1-10)$$

$$\bar{\Psi}_r = \frac{L_r}{L_m} \cdot \bar{\Psi}_s - \frac{\sigma \cdot L_s \cdot L_r}{L_m} \cdot \bar{i}_s \quad (3.4.1-11)$$

gde je  $\Psi_r^*$  referentni fluks rotora,  $\theta$  fazni ugao vektora rotorskog fluksa,  $G$  pojačanje observera, a  $\sigma$  koeficijent ukupnog rasipanja. Blok dijagram navedenog observera je predstavljen na sledećoj slici, gde je sa  $\arg$  označena funkcija određivanja argumenta vektora (faznog stava).



Sl. 3.4.1-7: Blok dijagram observera fluksa

Navedeni observer je značajno robusniji od estimatora u otvorenoj sprezi i pokazuje performanse koje su uporedive sa računski zahtevnijim observerima, kao što su observeri ili Kalmanovi filtri. Takođe je detaljnom analizom u [86] pokazano da je osetljivost upravljačkog algoritma na varijacije parametara statorskog namotaja i ofset senzora značajno redukovana.

Slično rešenje bazirano na observeru fluksa predlažu Lascu, Boldea i Blaabjerg u [87], s tim što je observer razvijen kao kombinacija naponskog i strujnog modela. Polazeći od relacija rotorskog kola datih jednačinama 2.2-10 i 2.2-12 za vektor rotorskog fluksa u sinhronom referentnom sistemu se dobija:

$$\bar{\Psi}_r = \frac{L_m}{1 + s \cdot T_r} \cdot \bar{i}_s - j \cdot \frac{\omega_e - \omega_r}{1 + s \cdot T_r} \cdot \bar{\Psi}_r \quad (3.4.1-12)$$

gde je  $T_r = L_r / R_r$  vremenska konstanta rotora. U sinhronom referentnom sistemu d i q komponente rotorskog fluksa su:

$$\Psi_{rd} = \frac{L_m}{1 + s \cdot T_r} \cdot i_{sd} \quad (3.4.1-13)$$

$$\Psi_{rq} = 0 \quad (3.4.1-14)$$

Izlaz strujnog modela koji radi u otvorenoj sprezi (indeks "i") je vektor fluksa statora koji je računat svođenjem na statorski namotaj:

$$\bar{\Psi}_s^i = \frac{L_m}{L_r} \cdot \bar{\Psi}_r^i + \frac{L_s \cdot L_r - L_m^2}{L_r} \cdot \bar{i}_s \quad (3.4.1-15)$$

gde je  $\bar{\Psi}_r^i$  estimirani fluks rotora dat relacijama 3.4.1-13 i 3.4.1-14, sveden na stacionarni referentni sistem.

Naponski model koristi izmerene vrednosti napona i struje statora. U referentnom sistemu svedenom na statorski namotaj vektor fluksa statora je

$$\bar{\Psi}_s = \int (\bar{u}_s - R_s \cdot \bar{i}_s - \bar{U}_{comp}) \quad (3.4.1-16)$$

Da bi se korigovala vrednost estimiranog fluksa statora i kompenzovale greške koje potiču od prostog integratora i merenja (estimacije) otpornosti  $R_s$  pri malim brzinama, kao i da bi se obezbedio rad observera u širokom opsegu brzine, naponski model je prilagođen pomoću PI kompenzatora

$$\bar{U}_{comp} = \left( K_p + K_I \cdot \frac{1}{s} \right) \cdot (\bar{\Psi}_s - \bar{\Psi}_s^i) \quad (3.4.1-17)$$

Koeficijenti kompenzatora  $K_p$  i  $K_I$  se mogu tako izračunati da pri nultoj učestanosti samo radi strujni model, a da pri višim učestanostima prevlada naponski model:

$$K_p = \omega_1 + \omega_2, \quad K_I = \omega_1 \cdot \omega_2 \quad (3.4.1-18)$$

U praksi je pogodno polove  $\omega_1$  i  $\omega_2$  izabrati tako da ne bude naglog prelaza između dva modela:

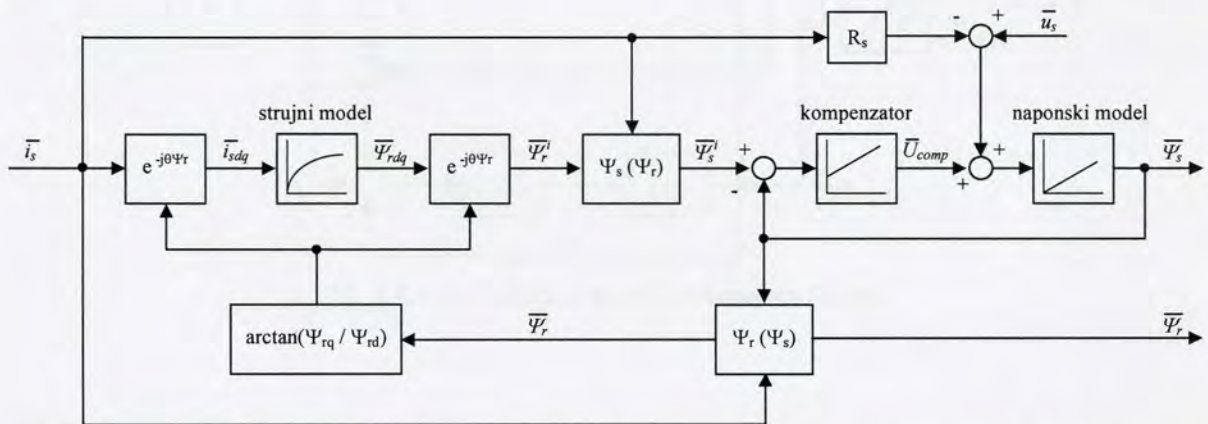
$$\omega_1 = 2 - 5 \text{ rad/s} \quad (3.4.1-19)$$

$$\omega_2 = 20 - 30 \text{ rad/s} \quad (3.4.1-20)$$

Konačno, vektor fluksa rotora se izračunava sveden na referentni sistem statora:

$$\bar{\Psi}_r = \frac{L_r}{L_m} \cdot \bar{\Psi}_s - \frac{L_s \cdot L_r - L_m^2}{L_m} \cdot \bar{i}_s \quad (3.4.1-21)$$

Na sledećoj slici prikazan je blok dijagram navedenog observera, a detaljna analiza osetljivosti parametara se može naći u [88].



Sl. 3.4.1-8: Blok dijagram observera fluksa sa kombinacijom naponskog i strujnog modela

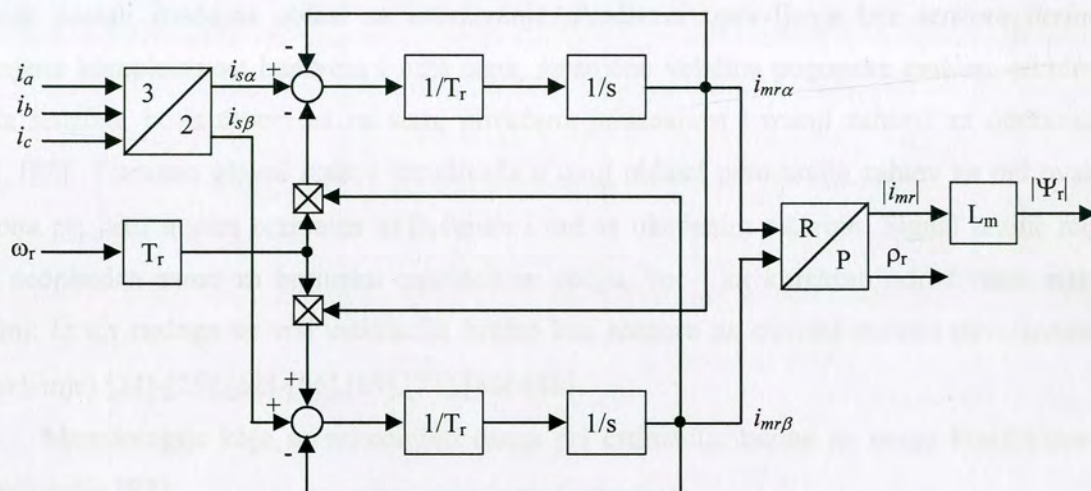
Osim estimatora fluksa zasnovanih na merenju struja i napona statora bez korišćenja senzora brzine na vratilu motora, kod DTC kontrole se koriste i rešenja sa estimatorom zasnovanim na rotorskom modelu implementiranom u statorskim koordinatama [89]. Ulazne veličine ovog estimatora su struja statora i signal brzine motora dobijen na izlazu inkrementalnog enkodera, a fluks rotora i statora se izračunavaju prema:

$$\bar{\Psi}_r = \frac{1}{T_r} \int (L_m \cdot \bar{i}_s - (1 - j \cdot \omega_r \cdot T_r) \cdot \bar{\Psi}_r) dt \quad (3.4.1-22)$$

$$\bar{\Psi}_s = \sigma \cdot L_s \cdot \bar{i}_s + \frac{L_r}{L_m} \cdot \bar{\Psi}_r \quad (3.4.1-23)$$

Povratna sprega u integratoru rotorskog modela može da kompenzuje poremećaje u ulaznoj struji  $i_s$  i nepoznate početne uslove. Međutim, iako su autori u [89] prikazali dobre eksperimentalne rezultate, mogući problemi pri korišćenju ovog estimatora se ogledaju u radu pri malim brzinama kada je uticaj promena temperature na vrednost vremenske konstante rotora  $T_r$  značajniji. Drugi izvor greške može da se javi pri većim brzinama [69], kada je klizanje malo tako da će mala greška u merenoj vrednosti brzine rotora rezultirati u velikoj grešci u izračunatoj struji magnetčenja (i po modulu i po uglu), što je naročito izraženo u faznom uglu.

Na sledećoj slici dat je blok dijagram ovog estimatora u stacionarnom referentnom sistemu, gde su sa 3/2 i R/P označene transformacije koordinata iz trofaznih u stacionarne i iz stacionarnih u polarne, respektivno.



Sl. 3.4.1-9: Rotorski model estimatora fluksa

### 3.4.2 Estimacija momenta

Određivanjem komponenti struje i fluksa statora u  $\alpha$ - $\beta$  koordinatnom sistemu, kako je pokazano u poglavljima 3.3 i 3.4.1 respektivno, može se jednostavno odrediti moment motora:

$$T_e = \frac{3}{2} P \cdot (i_{s\beta} \Psi_{s\alpha} - i_{s\alpha} \Psi_{s\beta}), \quad (3.4.2-1)$$

pri čemu je  $P$  broj pari polova mašine. Iz prethodne relacije se može jasno zaključiti da preciznost estimacije momenta uveliko zavisi od tačnosti sa kojom je estimiran fluks statora, odnosno tačnosti metode za rekonstrukciju struje i napona statora prikazane u poglavlju 3.3.

### 3.4.3 Estimacija brzine

Regulisani elektromotorni pogoni bez senzora brzine na vratilu motora su tokom poslednje dekade postali značajna oblast za istraživanje. Prednosti upravljanja bez senzora brzine su smanjena kompleksnost hardvera i niža cena, smanjena veličina pogonske mašine, eliminacija kabla senzora, bolja otpornost na šum, povećana pouzdanost i manji zahtevi za održavanjem [26], [82]. Trenutno glavni izazov istraživača u ovoj oblasti predstavlja zahtev za rad ovakvog pogona pri jako malim brzinama uključujući i rad sa ukočenim rotorom. Signal brzine motora nije neophodan samo za brzinsku regulacionu petlju, već i za korektno određivanje stanja u mašini. Iz tih razloga se vrši estimacija brzine bez senzora na osovini motora (tzv. *sensorless* upravljanje) [24]-[29],[62]-[66],[69],[71],[80]-[88].

Metodologije koje se primenjuju danas pri estimacije brzine se mogu klasifikovati na sledeći način [82]:

Tabela 3.4.3-1: Podela estimatora brzine

Princip rada	Osnovni model		Ispitivanje nesavršenosti mašine			
	Modeli u otvorenoj sprezi	Observeri	Harmonici žljebova rotora	Zasićenje induktivnosti	Veštačka isturenost polova	Rasipanje žljebova rotora
Dodatno utiskivanje signala	Ne	Ne	Ne	Da	Da	Da/Ne
Minimalna učestanost	Bliska ili privremeno nula	Bliska ili privremeno nula	Ispod 1Hz	Teoretski nula	Teoretski nula	Nula
Maksimalna brzinska greška	Polovina nominalnog klizanja	Polovina nominalnog klizanja	Teoretski nula	Polovina nominalnog klizanja	Mala	Teoretski nula
Greška pozicioniranja	-	-	-	-	-	Teoretski nula

Prva kategorija obuhvata metode koje modeluju asinhronu mašinu preko jednačina stanja. Pretpostavljase sinusna raspodela fluksa u vazдушnom zazoru, zanemarujući prostorne harmonike i druge sekundarne efekte. Ovaj pristup definiše klasu osnovnih modela. Oni se obično implementiraju kao strukture u otvorenoj sprezi, kao što je statorski model, ili kao observeri u zatvorenoj sprezi. Ovi drugi koriste signal greške između merenih i estimiranih vrednosti koji se vraća nazad u observer kako bi se povećala njihova robusnost i dinamika.

Osnovni modeli imaju ograničenja pri radu sa nultom učestanošću statorskog polja. Indukovani napon u rotoru je tada nula, što čini da asinhroni motor postane neoperservabilni sistem. Dodatna informacija o uglu polja ili pozicije rotora se u opsegu malih brzina može obezbediti korišćenjem određenih osobina mašine. Naponi indukovani u namotajima statora kao posledica prostornih harmonika u žljebovima rotora se mogu koristiti za precizno određivanje signala brzine. Tranzijenti koji potiču od utisnutih signala u mašinu imaju različite učestanosti od osnovne ili tranzijenata prouzrokovanih radom prekidača u invertoru, se koriste za detektovanje prostornih orijentacija postojećih nesavršenosti rotora. Odziv motora se koristi za identifikovanje bilo ugla polja ili ugla pozicije rotora. Obe grupe metoda, i osnovni modeli i tehnike utiskivanja signala, se razvijaju kako bi se poboljšale performanse pogona bez senzora brzine na vratilu pri malim brzinama.

U literaturi se mogu naći brojna rešenja koja odgovaraju radu motora bez senzora na vratilu, ali sa dosta problema pri nižim brzinama koje se približavaju nultoj brzini (rad pri ukočenom rotoru), naročito osnovnih modela. Glavni problemi su sledeći [65]:

- Diferenciranje signala fluksa rotora (koje se veoma često javlja u upravljačkim algoritmima) je veoma komplikovano za realizaciju u digitalnoj notaciji.
- Sinusne aproksimacije signala u stacionarnom stanju nisu validne, zbog toga što delovanje asinhronog motora kao filtra u odnosu na fluks rotora nije potpuno.
- Varijacije parametara, tj. otpora statora i rotora, utiču na preciznost estimacije brzine.
- Često je neophodno filtrirati signal brzine nisko-propusnim filtrom drugog ili trećeg reda, što dovodi do većih kašnjenja u povratnoj petlji koja onemogućavaju korektan rad sistema.

Poslednja istraživanja u oblasti *sensorless* tehnika koja su zasnovana na osnovim modelima se mogu klasifikovati u tri kategorije:

- a) Estimatori zasnovani na integraciji kontraelektromotorne sile,
- b) Adaptivni (MRAS) estimatori,
- c) Observeri.

Prva kategorija algoritama koristi talasni oblik statorskog fluksa, koji se može odrediti integracijom kontraelektromotorne sile. Ovi estimatori rade dobro pri brzinama iznad oko 20% od nominalne brzine. Pri malim brzinama ili ukočenom rotoru, ovi estimatori praktično ne mogu da rade, tako da su dodatna sredstva neophodna za startovanje motora.

Druga kategorija je zasnovana na adaptivnim tehnikama (*model reference adaptive* - MRAS) kod kojih se koristi referentni model nezavistan od brzine i model koji zavisi od brzine. Greška između ova dva modela se smanjuje sve do nule preko adaptivnog mehanizma koji daje estimiranu brzinu.

Treća kategorija algoritama koristi teoriju observera gde se upotrebljavaju linearizovani modeli u prostoru stanja. Stanja pogona, uključujući brzinu rotora, se estimiraju poredeći promenljive modela i eksperimentalnih podataka. Naročito su popularne tehnike proširenog Kalmanovog filtra.

Tehnike u drugoj i trećoj kategoriji su računski veoma zahtevne. Za algoritme direktne kontrole momenta tehnike svrstane u prvu kategoriju su veoma atraktivne, pošto je kompletna informacija o statorskom i rotorskom fluksu praktično stalno raspoloživa. U disertaciji se za izračunavanje učestanosti statorskog polja koristi metoda zasnovana na detekciji prolaska napona motora kroz nulu. Zahvaljujući rekonstrukciji statorskih veličina objašnjenom u poglavlju 3.3 nema potrebe za dodatnim senzorima na motoru, pa se učestanost statora određuje na osnovu stanja prekidača u invertoru. Kada se amplituda rotorskog fluksa i momenta odredi pomoću estimatora fluksa objašnjenog u poglavlju 3.4, mehanička brzina rotora se estimira pomoću relacije [33],[69]:

$$\hat{\omega}_r = \frac{1}{P} \cdot \left( \omega_e - R_r \cdot \frac{\hat{T}_e}{|\hat{\Psi}_r|^2} \right) \quad (3.4.3-1)$$

gde je sa  $P$  označen broj pari polova,  $\omega_e$  sinhrona brzina,  $T_e$  estimirani moment,  $R_r$  otpornost rotorskog namotaja i  $|\Psi_r|$  amplituda rotorskog fluksa.

Ovako dobijeni signal brzine je neophodno propustiti kroz nisko-propusni filter, a dobijeni rezultat je zadovoljavajuće preciznosti s obzirom da pogon sa strujnim invertorom nije predviđen za rad pri nultoj brzini zbog karakterističnih pulsacija momenta izraženih pri malim brzinama a koji su posledica trapezoidnog talasnog oblika struje invertora.

### 3.5 Formiranje upravljačke strategije

Kako je već rečeno u poglavljima 2, 3.2.4. i 3.4, za upravljanje direktnom kontrolom momenta neophodno je estimacijom obezbediti signale povratne sprege (fluks i moment). Nakon uspešno obavljene estimacije, za formiranje kompletne upravljačke strategije primenom DTC kontrole neophodno je, na osnovu zadate reference momenta, izabrati odgovarajući vektor struje motora koji će dovesti do trenutne promene momenta.

#### 3.5.1 Prostorni vektori struje strujnog invertora

Polazeći od definicije kompleksnog prostornog fazora trofaznih statorskih struja:

$$\bar{i}_s(t) = \frac{2}{3} \cdot (i_{sa}(t) + a \cdot i_{sb}(t) + a^2 \cdot i_{sc}(t)) \quad (3.5.1-1)$$

gde su  $a$  i  $a^2$  kompleksni operatori definisani sa:

$$a = e^{j2\pi/3}, \quad a^2 = e^{j4\pi/3} \quad (3.5.1-2)$$

i vrednosti struja u periodima kada je aktivan jedan od šest parova tiristora (tabela 3.3.1-1) za prostorne vektore struja strujnog invertora se dobijaju sledeće vrednosti:

$$\bar{i}_{s1} = \frac{2}{3} \cdot I_{DC} \cdot (1 - a^2) = \frac{2 \cdot I_{DC}}{\sqrt{3}} \cdot e^{j\pi/6} \quad (3.5.1-3)$$

$$\bar{i}_{s2} = \frac{2}{3} \cdot I_{DC} \cdot (a - a^2) = \frac{2 \cdot I_{DC}}{\sqrt{3}} \cdot e^{j\pi/2} \quad (3.5.1-4)$$

$$\bar{i}_{s3} = \frac{2}{3} \cdot I_{DC} \cdot (a - 1) = \frac{2 \cdot I_{DC}}{\sqrt{3}} \cdot e^{j5\pi/6} \quad (3.5.1-5)$$

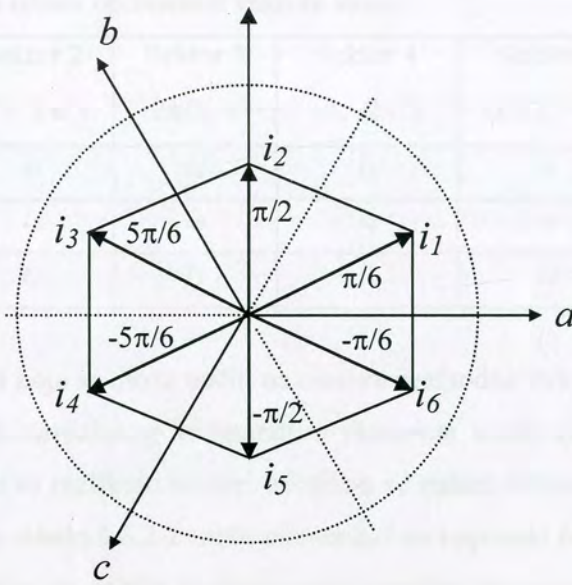
$$\bar{i}_{s4} = \frac{2}{3} \cdot I_{DC} \cdot (a^2 - 1) = \frac{2 \cdot I_{DC}}{\sqrt{3}} \cdot e^{-j5\pi/6} \quad (3.5.1-6)$$

$$\bar{i}_{s5} = \frac{2}{3} \cdot I_{DC} \cdot (a^2 - a) = \frac{2 \cdot I_{DC}}{\sqrt{3}} \cdot e^{-j\pi/2} \quad (3.5.1-7)$$

$$\bar{i}_{s6} = \frac{2}{3} \cdot I_{DC} \cdot (1 - a) = \frac{2 \cdot I_{DC}}{\sqrt{3}} \cdot e^{-j\pi/6} \quad (3.5.1-8)$$

Ovako određeni vektori struja strujnog invertora su prikazani na sledećoj slici, pri čemu je za referentnu osu sistema izabrana osa faze  $a$  trofaznog sistema.





Sl. 3.5.1-1: Položaj vektora struja u strujnom invertoru

### 3.5.2 Optimalna tablica izbora aktivnih prekidača

Tablica aktiviranja prekidača u strujnom invertoru potrebna za direktnu kontrolu momenta se može izvesti po analogiji sa baznim DTC algoritmom sa naponskim invertorom. Radi poređenja, u narednim tablicama su date optimalne tablice aktivnih prekidača u naponskom i strujnom invertoru kada inverter napaja asinhroni motor, pri čemu su za naponski inverter položaji vektora napona prikazani na slici 2.3-2, a za strujni inverter na slici 3.5.1-1. Veličine  $d\Psi$  i  $dT_e$  su izlazi histerezisnih komparatora fluksa i momenta, respektivno.

Tabela 3.5.2-1: Tablica izbora optimalnih vektora napona

$d\Psi$	$dT_e$	Sektor 1	Sektor 2	Sektor 3	Sektor 4	Sektor 5	Sektor 6
		$-\pi/6, \pi/6$	$\pi/6, \pi/2$	$\pi/2, 2\pi/3$	$2\pi/3, -2\pi/3$	$-2\pi/3, -\pi/2$	$-\pi/2, -\pi/6$
1	1	$u_2$	$u_3$	$u_4$	$u_5$	$u_6$	$u_1$
	0	$u_0$	$u_7$	$u_0$	$u_7$	$u_0$	$u_7$
	-1	$u_6$	$u_1$	$u_2$	$u_3$	$u_4$	$u_5$
0	1	$u_3$	$u_4$	$u_5$	$u_6$	$u_1$	$u_2$
	0	$u_7$	$u_0$	$u_7$	$u_0$	$u_7$	$u_0$
	-1	$u_5$	$u_6$	$u_1$	$u_2$	$u_3$	$u_4$

Tabela 3.5.2-2: Tablica izbora optimalnih vektora struje

$dT_e$	Sektor 1 $0, \pi/3$	Sektor 2 $\pi/3, 2\pi/3$	Sektor 3 $2\pi/3, \pi$	Sektor 4 $-\pi, -2\pi/3$	Sektor 5 $-2\pi/3, -\pi/3$	Sektor 6 $-\pi/3, 0$
1	$i_2$	$i_3$	$i_4$	$i_5$	$i_6$	$i_1$
0	$i_0$	$i_0$	$i_0$	$i_0$	$i_0$	$i_0$
-1	$i_6$	$i_1$	$i_2$	$i_3$	$i_4$	$i_5$

Osnovna razlika koja se može uočiti na osnovu prethodne dve tabele je ta da kod strujnog invertora samo izlaz histerezisnog komparatora momenta učestvuje u definisanju potrebnog vektora struje, kao i da se razlikuju sektori u kojima se nalazi vektor fluksa. Treba napomenuti da se uglovna podela iz tabele 3.5.2-2 može primeniti i na naponski invertor, ali se u tom slučaju za putanju vektora fluksa ne dobija kružnica nego pravilan šestougao, što se koristi kod DSC metode direktne kontrole momenta objašnjene u poglavlju 2.6.2 [2].

Posebno treba istaći značaj nultih vektora napona i struje. Kod napona postoje dva nulta vektora, pri čemu  $u_0$  odgovara slučaju kada su sva tri prekidača iz iste polovine invertora isključena, a  $u_7$  odgovara slučaju kada su sva tri prekidača iz iste polovine invertora uključena. Kod strujnog invertora, ako se primeni analogija sa naponskim invertorom, moguće je imati samo jedan nulti vektor, tj.  $i_0$  kada su tiristori u invertoru isključeni. Međutim, ovo bi dovelo do toga da su sa svakim izborom nultog vektora struje svi tiristori u invertoru ugašeni, pa bi u trenucima kada je aktivan vektor  $i_0$  dolazilo do značajnijeg pada momenta pa i brzine obrtanja motora. Zbog načina komutovanja poluprovodnika u strujnom invertoru, što je detaljno objašnjeno u poglavlju 3.1, pogodnije je da izbor vektora  $i_0$  u stvari znači da se zadržava trenutno aktivan vektor struje.

### 3.5.3 Određivanje položaja i amplitude vektora fluksa

Bez obzira na to koji je od estimatora fluksa predstavljenih u poglavlju 3.4 primenjen kod direktne kontrole momenta, za sam DTC algoritam je neophodno izračunati amplitudu i ugao vektora fluksa. Oba ova izračunavanja su veoma računski zahtevna za mikrokontrolere koji se koriste za upravljanje elektromotornim pogonima, pa je u disertaciji predloženo rešenje kojim se prevazilazi ovaj problem.

Amplituda estimiranog fluksa se izračunava na osnovu komponenti u fazama  $\alpha$  i  $\beta$ :

$$|\Psi| = \sqrt{\Psi_\alpha^2 + \Psi_\beta^2} \quad (3.5.3-1)$$

Nažalost, operacija kvadratnog korena iz prethodne jednačine je značajno spora i komplikovana za izračunavanje, kako softverski tako i hardverski. U primenama koje ne zahtevaju punu preciznost vrednosti amplitude može se primeniti estimacija. Reč je o algoritmu koji obezbeđuje značajnu uštedu u računanju, nauštrb samo minimalnog gubitka na tačnosti:

$$|\Psi| \cong A \cdot \max(|\Psi_\alpha|, |\Psi_\beta|) + B \cdot \min(|\Psi_\alpha|, |\Psi_\beta|) \quad (3.5.3-2)$$

gde su  $A$  i  $B$  konstante koje se biraju tako da se smanji RMS greška, maksimalna greška ili složenost implementacije. U narednoj tabeli date su neke moguće vrednosti ovih konstanti.

Tabela 3.5.3-1: Različite vrednosti koeficijenata  $A$  i  $B$

Naziv	$A$	$B$	Srednja greška	RMS greška [dB]	Vršna greška [dB]
Min RMS greška	0.947543636291	0.392485425092	0.000547	-32.6	-25.6
Min vršna greška	0.960433870103	0.397824734759	-0.013049	-31.4	-28.1
Min RMS sa sred. Vred. = 0	0.948059448969	0.392699081699	0.000003	-32.6	-25.7
1, Min RMS greška	1	0.32326099	-0.020865	-28.7	-23.8
1, Min vršna greška	1	0.335982538	-0.025609	-28.3	-25.1
1, 1/2	1	0.5	-0.086775	-20.7	-18.6
1, 1/4	1	0.25	0.006456	-27.6	-18.7
1, 11/32	1	0.34375	-0.028505	-28.0	-24.8
1, 3/8	1	0.375	-0.040159	-26.4	-23.4
15/16, 15/32	0.9375	0.46875	-0.018851	-29.2	-24.1
15/16, 1/2	0.9375	0.5	-0.030505	-26.9	-24.1
31/32, 11/32	0.96875	0.34375	-0.000371	-31.6	-22.9
31/32, 3/8	0.96875	0.375	-0.012024	-31.4	-26.1
61/64, 3/8	0.953125	0.375	0.002043	-32.5	-24.3
61/64, 13/32	0.953125	0.40625	-0.009611	-31.8	-26.6

Estimator iz relacije (3.5.3-2) radi na sledeći način. Pomoću apsolutnih vrednosti kompleksni broj se svodi na opseg od 0 do 90 stepeni, a sa operacijama maksimuma i minimuma se dodatno svodi na opseg od 0 do 45 stepeni. Unutar ovako limitiranog opsega, linearna kombinacija  $\Psi_\alpha$  i  $\Psi_\beta$  je veoma dobra aproksimacija amplitude fluksa [102].

Za primenu u 16-bitnom mikrokontroleru kod koga se izračunavanja vrše sa fiksnim zarezom, za konstante  $A$  i  $B$  su izabrane sledeće vrednosti:

$$A = 31/32 (0,96875) \quad (3.5.3-3)$$

$$B = 11/32 (0,34375) \quad (3.5.3-4)$$

pri čemu je srednja vrednost greške 0,0371%, RMS  $-31,6\text{dB}$ , a vršna vrednost  $-22,9\text{dB}$ .

U mikrokontrolerima serije 8096 kojoj pripada i 80C196KC ne postoji funkcija kvadratnog korena. Od strane proizvođača (Intel) predložena je rutina za izračunavanje kvadratnog korena [103] koja se zasniva na iterativnom postupku uz inicijalno pretpostavljenu vrednost korena. U zavisnosti od izabrane početne vrednosti trajanje navedene rutine se kreće u opsegu od  $24\mu\text{s}$  do  $236\mu\text{s}$ , dok je trajanje estimatora implementiranog korišćenjem relacije (3.5.3-2) samo  $6,7\mu\text{s}$ .

Pozicija vektora fluksa se određuje na osnovu:

$$\theta = \arctan\left(\frac{\Psi_\beta}{\Psi_\alpha}\right) \quad (3.5.3-5)$$

Upotreba trigonometrijske funkcije (3.5.3-5) se može izbeći obzirom da nije potrebno znati tačnu poziciju vektora fluksa već samo sektor u kome se nalazi [69].

Jedno od jednostavnih rešenja za određivanje sektora u kome se nalazi vektor fluksa je korišćenje samo znaka komponenti fluksa u  $\alpha$  i  $\beta$  osi [69]. Na primer, ukoliko se vektor fluksa nalazi u sektoru 1 očigledno je da će  $\alpha$  komponenta biti pozitivna. S druge strane,  $\beta$  komponenta može biti i pozitivna i negativna (isto važi i za četvrti sektor), tako da je u tom slučaju pogodnije koristiti znak fluksa u osi  $b$ . Uz dodatno izračunavanje  $b$  komponente fluksa, navedena metoda nije pogodna i zbog gubitka tačne informacije na prelasku između 1-vog i 6-tog sektora što može da dovede do neželjenih aktiviranja prekidača i samim tim pulsacija momenta.

Kod DSC metode [2], gde je broj promena stanja prekidača invertora u periodu smanjen na šest, potrebno je sa dovoljnom tačnošću odrediti trenutak kada vektor fluksa dostiže ugao pravilnog šestougla. Iz tih razloga je analizirana mogućnost da se razvije algoritam koji će osim jednostavne implementacije bez zahteva za većim procesorskim kapacitetima (brzina, količina memorije) dati dovoljnu preciznost potrebnu za primenu ne samo u DTC pogonima.

Kod DSP procesora ili mikrokontrolera kod kojih se izračunavanja vrše sa fiksnim zarezom, operacija deljenja u jednačini (3) može da da vrednost izvan opsega  $[-1,1]$  [30], [31]. Da bi se ovo prevazišlo, predlaže se rešenje kod kojeg se ugao vektora fluksa određuje izračunavanjem faktora normalizacije u zavisnosti od kvadranta u kojem se nalazi vektor fluksa.

Na primer, ako se vektor fluksa nalazi u prvom kvadrantu, faktor normalizacije je određen sa:

$$r = \frac{\Psi_{\alpha} - \Psi_{\beta}}{\Psi_{\alpha} + \Psi_{\beta}} \quad (3.5.3-6)$$

$$\theta_1 = \frac{\pi}{4} - r \cdot \frac{\pi}{4} \quad (3.5.3-7)$$

Ukoliko se vektor fluksa nalazi u drugom kvadrantu, faktor normalizacije je:

$$r = \frac{\Psi_{\alpha} + \Psi_{\beta}}{\Psi_{\beta} - \Psi_{\alpha}} \quad (3.5.3-8)$$

a odgovarajući ugao:

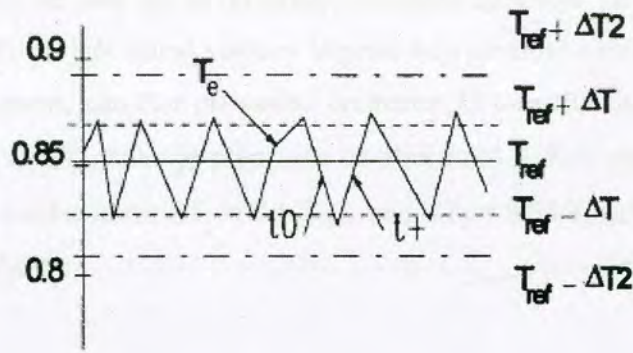
$$\theta_2 = \frac{3\pi}{4} - r \cdot \frac{\pi}{4} \quad (3.5.3-9)$$

Kada je vektor fluksa u trećem ili četvrtom kvadrantu, ugao se izračunava negacijom rezultata dobijenih jednačinama (3.5.3-9) i (3.5.3-7), respektivno.

Tačnost navedenog algoritma je veoma zadovoljavajuća obzirom da se koristi polinom prvog reda za estimaciju ugla, jer je maksimalna greška oko 0.07 radijana. S obzirom da je kod DTC pogona potrebno poznavati položaj ugla vektora fluksa u jednom od sektora veličine 60 stepeni odnosno 1.047 radijana, navedena tačnost je više nego dovoljna. Trajanje predložene funkcije kojom se izračunava pozicija vektora fluksa je oko 12 $\mu$ s, dok funkcija *arctan* data relacijom (3.5.3-5) na istom mikrokontroleru traje 2.78ms [104], što nije prihvatljivo za primenu u navedenom DTC pogonu, obzirom da je vreme odabiranja upravljačkog algoritma 303 $\mu$ s [90].

#### 3.5.4 Adaptivni histerezisni regulator momenta

Histerezisni regulator (komparator) momenta ima zadatak da na osnovu razlike zadatog i estimiranog momenta  $d\tau_e$  na izlazu jedno od tri moguća upravljačka stanja označena sa  $d\tau_e$ : povećanje momenta (1), smanjenje momenta (-1) i zadržavanje postojeće vrednosti (0). Na osnovu ove vrednosti i pozicije vektora fluksa iz odgovarajuće tablice se bira aktivni vektor napona (struje). Način rada histerezisnog regulatora se može objasniti pomoću slike 3.5.4-1 [33], na kojoj se vidi zašto je vrlo važno izabrati odgovarajuću širinu histerezisa.

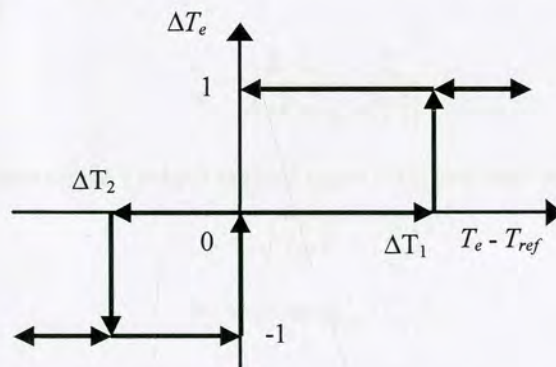


Sl. 3.5.4-1: Način rada histerezisnog regulatora momenta

Oznaka  $t_0$  na prethodnom dijagramu znači da nije potrebno promeniti vrednost momenta, jer se trenutna vrednost nalazi unutar zadanog opsega histerezisa tako da se bira nulti vektor. Trenutna vrednost momenta  $T_e$  nastavlja da opada (u motornom režimu) sve dok moment ne opadne ispod vrednosti  $T_{ref} - \Delta T_1$ . Nakon toga se bira odgovarajući aktivni vektor napona kako bi se povećao moment (oznaka  $t_+$ ). Treba istaći da izvod momenta zavisi od prirode motora, učestanosti rotora i izabranog aktivnog vektora napona. Promena nagiba momenta pri porastu koja se može uočiti na prethodnoj slici potiče od uticaja regulatora fluksa na izbor vektora napona. Ako se stvarna vrednost momenta razlikuje više od limita histerezisa  $\Delta T_2$ , takođe je dozvoljeno promeniti aktivni vektor napona u cilju smanjenja/povećanja momenta.

Jasno je da se u slučaju strujnog invertora, kod koga su pulsacije momenta izraženije nego kod naponskog, širina histerezisa mora menjati u zavisnosti od brzine tako da raste sa brzinom obrtanja motora. Na taj način bi bilo izbegnuto pojavljivanje PWM talasnog oblika struje motora pri većim brzinama.

Pored podešavanja histerezisa momenta u zavisnosti od brzine, moguće je primeniti i modifikovani histerezisni komparator [90], kod kojeg se razlikuje širina pozitivnog i negativnog dela histerezisa (slika 3.5.4-2).



Sl. 3.5.4-2: Modifikovani histerezisni komparator

Sa slike 3.5.4-1 se vidi da se priraštaj momenta razlikuje za pozitivne i negativne reference. Razlog je što je jači uticaj vektora napona koji smanjuju moment od onih čijim se izborom povećava moment, naročito pri većim brzinama. U tom slučaju je bolje izabrati veću vrednost za  $\Delta T_1$  nego za  $\Delta T_2$ , kako je prikazano na slici 3.5.4-2. Kod pogona predstavljenog u disertaciji izabrane su vrednosti od  $\Delta T_1 = 0.1 \cdot T_{nom}$  and  $\Delta T_2 = 0.06 \cdot T_{nom}$ , gde je  $T_{nom}$  nominalna vrednost momenta od 14Nm.

### 3.5.5 Regulacija momenta sa konstantnom učestanošću invertora

Problem upravljanja direktnom kontrolom momenta korišćenjem standardnog histerezisnog komparatora je uočilo dosta autora, koji uglavnom ističu veliki ripl momenta koji se tom prilikom javlja. Rešenje problema pojedini autori nude u uvođenju većeg broja aktivnih vektora napona (12 ili čak i više), dok drugi predlažu korišćenje modulacije prostornog vektora napona (SVM) [40], [43], [85], [106]. U tim slučajevima se umesto histerezisnog komparatora momenta koristi PI regulator, čiji je izlaz ili referenca momenta na osnovu koje se određuje referentni statorski fluks [85] ili sinhrona učestanost koja određuje direktno učestanost vektora statorskog fluksa [106].

U disertaciji je predloženo rešenje koje kombinuje jednostavnost izbora aktivnog vektora na osnovu tablice 3.5.2-2 i rad invertora sa konstantnom učestanošću bez problema koje unosi histerezisni komparator.

Osnovna izmena standardnog rešenja datog u literaturi [69] je ta što je izlaz regulatora fluksa  $d$  komponenta struje u sinhronom rotacionom sistemu, a ne struja ili napon ispravljača. Ukupna referentna struja ispravljača se računa na osnovu komponentni struje u sinhronom rotacionom sistemu, tako što se prethodno  $q$  komponenta struje odredi na osnovu referenci momenta i fluksa rotora:

$$i_{sq}^* = \frac{2 \cdot L_r}{3 \cdot P \cdot L_m} \cdot \frac{T_e^*}{|\Psi_r^*|} \quad (3.5.5-1)$$

pa se referentna struja ispravljača i odgovarajući ugao izračunavaju na osnovu:

$$i_{s\_ref} = \sqrt{(i_{sd}^*)^2 + (i_{sq}^*)^2} \quad (3.5.5-2)$$

$$\Phi_s = \arctan(i_{sq}^* / i_{sd}^*) \quad (3.5.5-3)$$

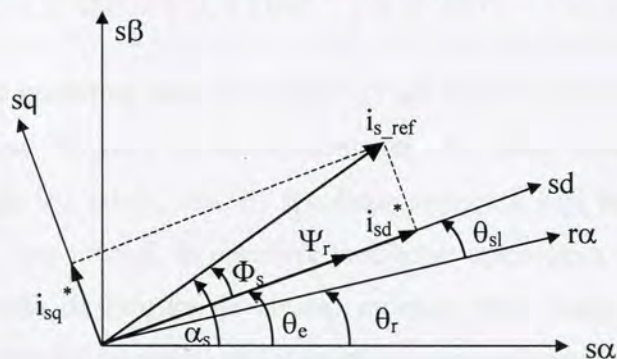
Ovako određena referenca struje ispravljača će uticati da se pri promeni reference momenta promeni i amplituda struje ispravljača, a samim tim i motora, poput vektorskog upravljanja istim pogonom opisanog u poglavlju 3.2.

U [68] je predstavljena metoda za precizno generisanje upravljačkih impulsa neophodnih za korektno vektorsko upravljanje pogonom sa strujnim inverterom. Osnovna ideja je da se vremenski period u toku kojeg je pojedini tiristor aktivan, a koji iznosi 120 električnih stepeni, odredi kao presek sinusoide jedinične amplitude i komparatora nivoa 0,5. Jedinična sinusoida se generiše na osnovu referentnih komponenti struje u d-q sistemu primenom sinhronne transformacije koordinata, tako da su jedinične sinusoide u fazi sa prvim harmonikom struje motora koji određuje srednju vrednost momenta, što obezbeđuje brz odziv momenta.

Ukoliko se umesto ugla rotorskog fluksa u tablicu izbora aktivnog vektora struja uvede zbir ovog ugla i faznog stava između d-q komponenti datog relacijom 3.5.5-3, dobiće se potpuno isti redosled upravljačkih impulsa kao u [68], čime je postignuto sledeće:

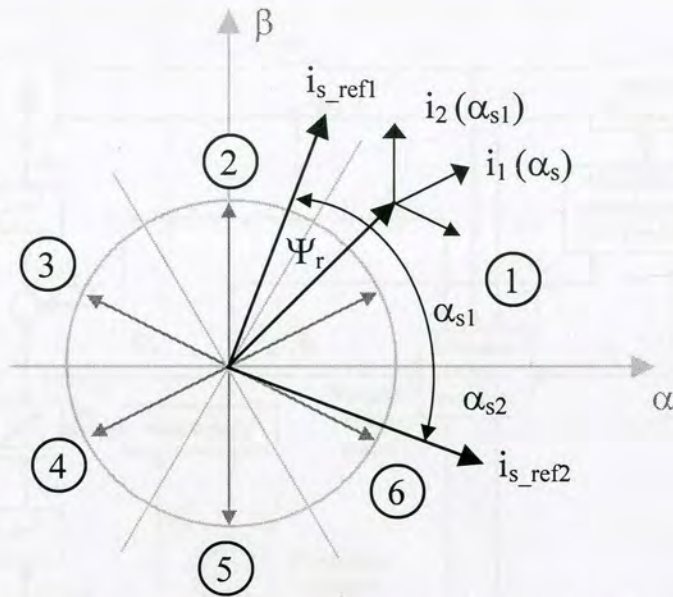
- brza i precizna promena faznog stava,
- motor se ravnomerno ubrzava/usporeva bez riplova momenta koji su prouzrokovani izborom nultog vektora struje,
- izbegnuti su problemi koji su posledica rada histerezisnog komparatora,
- jednostavnija implementacija, jer se ne koristi obrtna transformacija.

Na ovaj način je, umesto izlaza histerezisnog komparatora, ugao  $\Phi_s$  postao upravljačka promenljiva, tako što se promenom reference momenta direktno određuje  $q$  komponenta struje i odgovarajuća vrednost ugla  $\Phi_s$  koja utiče na promenu aktivnog vektora struje. Na slici 3.5.5-1 je prikazan fazorski dijagram na kojem su prikazani referentni vektor struje statora i vektor rotorskog fluksa, a na slici 3.5.5-1 je predstavljen način upravljanja predloženom DTC metodom.



Sl. 3.5.5-1: Položaj vektora struje statora i rotorskog fluksa





Sl. 3.5.5-2: Princip upravljanja pomoću nove DTC metode

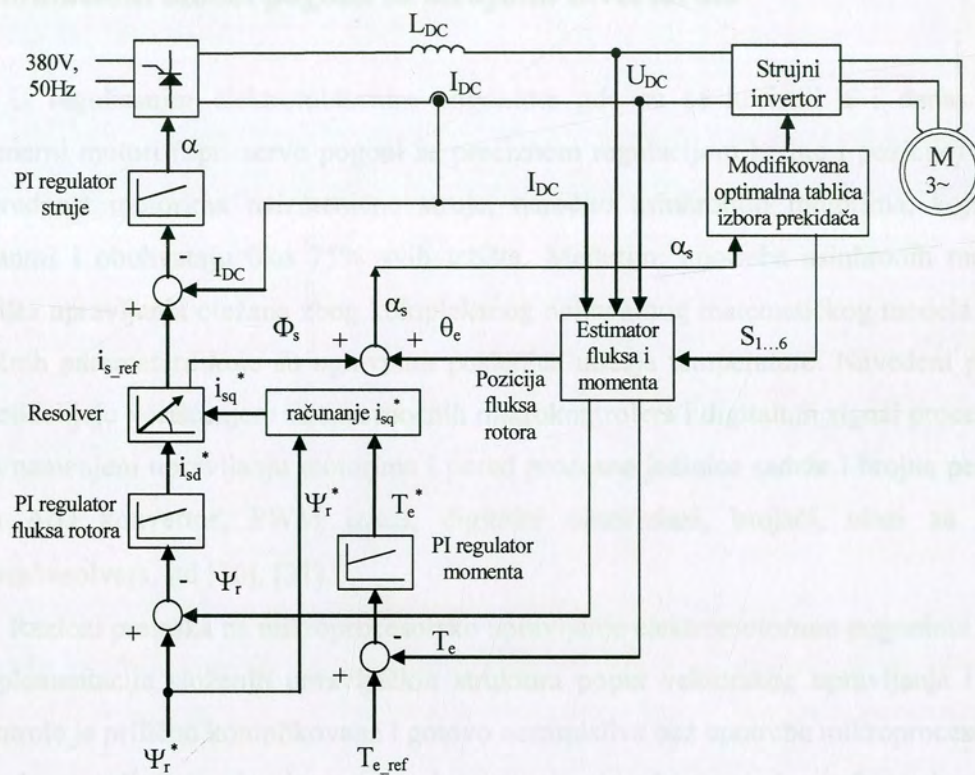
Ukoliko se vektor fluksa rotora nalazi u prvom sektoru kako je prikazano na slici 3.5.5-2, u zavisnosti od zadate komande momenta referentna struja će imati odgovarajući fazni stav  $\alpha_s$ , koji će uticati na to da koji od vektora struje treba aktivirati:  $i_2$  za povećanje momenta,  $i_6$  za smanjenje momenta ili  $i_1$  ukoliko ne treba menjati vrednost momenta.

Navedena modifikacija DTC algoritma podrazumeva i nešto drugačiju tablicu aktiviranja prekidača, kako je prikazano u sledećoj tabeli gde je sa  $\alpha_s$  označen ugao između  $\alpha$  ose stacionarnog referentnog sistema i vektora referentne struje ispravljača.

Tabela 3.5.5-1: Optimalna tablica aktiviranja prekidača kod nove DTC metode

Vektor struje	$i_1$	$i_2$	$i_3$	$i_4$	$i_5$	$i_6$
opseg ugla	$\alpha_s > 0^\circ$ i $\alpha_s \leq 60^\circ$	$\alpha_s > 60^\circ$ i $\alpha_s \leq 120^\circ$	$\alpha_s > 120^\circ$ i $\alpha_s \leq 180^\circ$	$\alpha_s > 180^\circ$ ili $\alpha_s \leq -120^\circ$	$\alpha_s > -120^\circ$ i $\alpha_s \leq -60^\circ$	$\alpha_s > -60^\circ$ i $\alpha_s \leq 0^\circ$

Na osnovu gore izloženog sada je moguće izvesti blok dijagram predložene upravljačke strategije zasnovane na direktnoj kontroli momenta. Pri tome ugao  $\Phi_s$  kao upravljačka promenljiva obezbeđuje brz odziv, dok PI regulator momenta koji na svom izlazu generiše potrebnu referencu  $T_e^*$  ima zadatak da obezbedi preciznost upravljanja momentom, obzirom da regulator fluksa ne može da osigura da stvarni moment bude tačno jednak zadatom usled kolebanja parametara, grešaka merenja i efekata mrtvog vremena prekidača u inverteru [85].



Sl. 3.5.5-2: Nova upravljačka struktura DTC algoritma sa strujnim inverterom

## 4 Simulacioni model pogona sa strujnim inverterom

U regulisanim elektromotornim pogonima gde su se koristili a i danas se koriste jednosmerni motori (npr. servo pogoni sa preciznom regulacijom brzine i pozicije) se sve više daje prednost motorima naizmenične struje, naročito asinhronim motorima, koji su danas dominantni i obuhvataju oko 75% svih tržišta. Međutim, upotreba asinhronih motora je sa stanovišta upravljanja otežana zbog kompleksnog nelinearnog matematičkog modela i varijacija električnih parametara koje su uglavnom posledica uticaja temperature. Navedeni problemi se danas otklanjaju korišćenjem veoma moćnih mikrokontrolera i digitalnih signal procesora (DSP) koji su namenjeni upravljanju motorima i pored procesne jedinice sadrže i brojne periferije kao što su A/D konvertor, PWM izlazi, digitalni ulazi/izlazi, brojači, ulazi za signale sa enkodera/resolvera, itd [30], [31].

Razlozi prelaska na mikroprocesorsko upravljanje elektromotornim pogonima su sledeći:

- Implementacija složenih upravljačkih struktura poput vektorskog upravljanja i *sensorless* kontrole je prilično komplikovana i gotovo nezamisliva bez upotrebe mikroprocesora.
- Izrada upravljačkog algoritma je svedena na pisanje odgovarajućeg softvera bez naknadnih izmena hardvera.
- Jednostavna je modifikacija algoritama upravljanja kao i podešenih parametara u zavisnosti od potreba u pogonu samo izmenom programskog kôda.
- Povećano je iskorišćenje pogona i smanjeni su troškovi održavanja zahvaljujući integraciji upotrebljenih komponenata i softverskoj implementaciji upravljanja, komunikacije i funkcija zaštite.

Paralelno sa pojavom novih mikrokontrolera i DSP procesora razvijaju se i odgovarajući programski paketi namenjeni izvođenju i testiranju upravljačkih algoritama na mikrokontrolerima i DSP procesorima [91]-[95]. Njihov cilj je da omoguće projektantima digitalno upravljanih elektromotornih pogona kraće vreme razvoja od ideje do prototipa, kao i ugodnije i fleksibilnije radno okruženje. Za sve ovakve programe je karakteristično da omogućavaju direktnu komunikaciju sa određenom razvojnom karticom, na kojoj se vrši testiranje upravljačkog algoritma u realnom vremenu, dok se na PC računaru može pregledati sadržaj memorije i pojedinih registara i grafički analizirati odziv upravljačkog sistema.

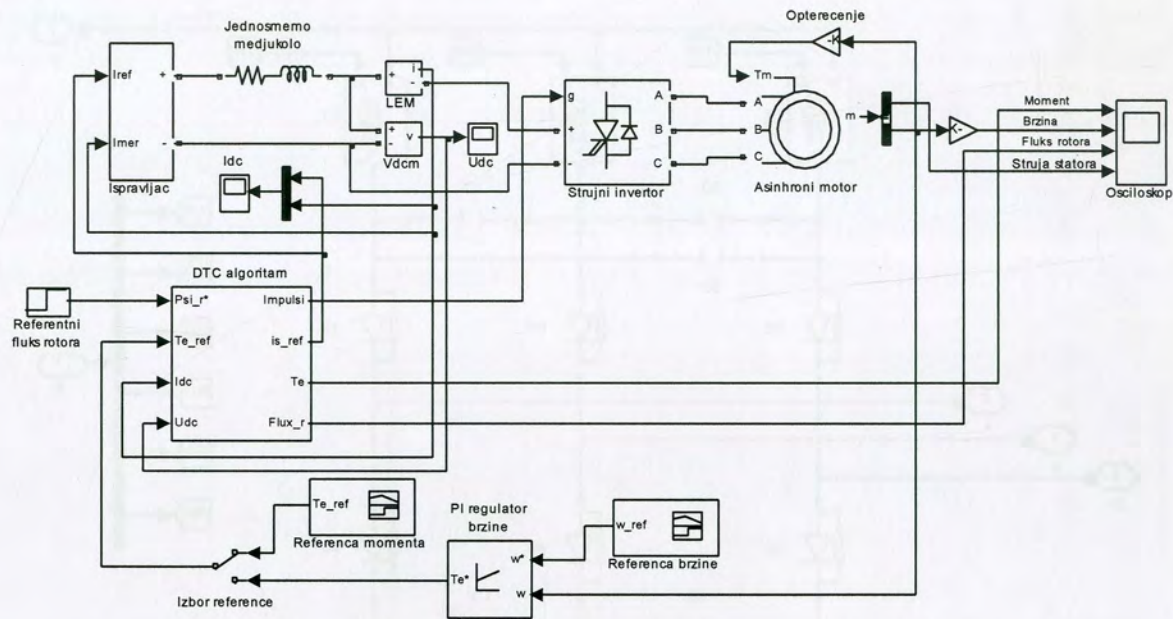
#### 4.1 Modelovanje energetskeg dela pogona

Iako su gore navedeni programski paketi veoma moćni i omogućavaju brz razvoj upravljačkih algoritama [96], za potpuno sagledavanje validnosti algoritma potrebno je imati na raspolaganju i odgovarajući pogon. U mnogim slučajevima to može da predstavlja problem, naročito kada se algoritam razvija paralelno sa razvojem pretvarača namenjenog napajanju motora. U takvim situacijama je pogodnije koristiti simulaciju matematičkog modela pogona. Pogodnost ovakvog pristupa je ta što nije potreban hardver za testiranje, a takođe je moguće u okviru simulacije menjati konfiguraciju pogona.

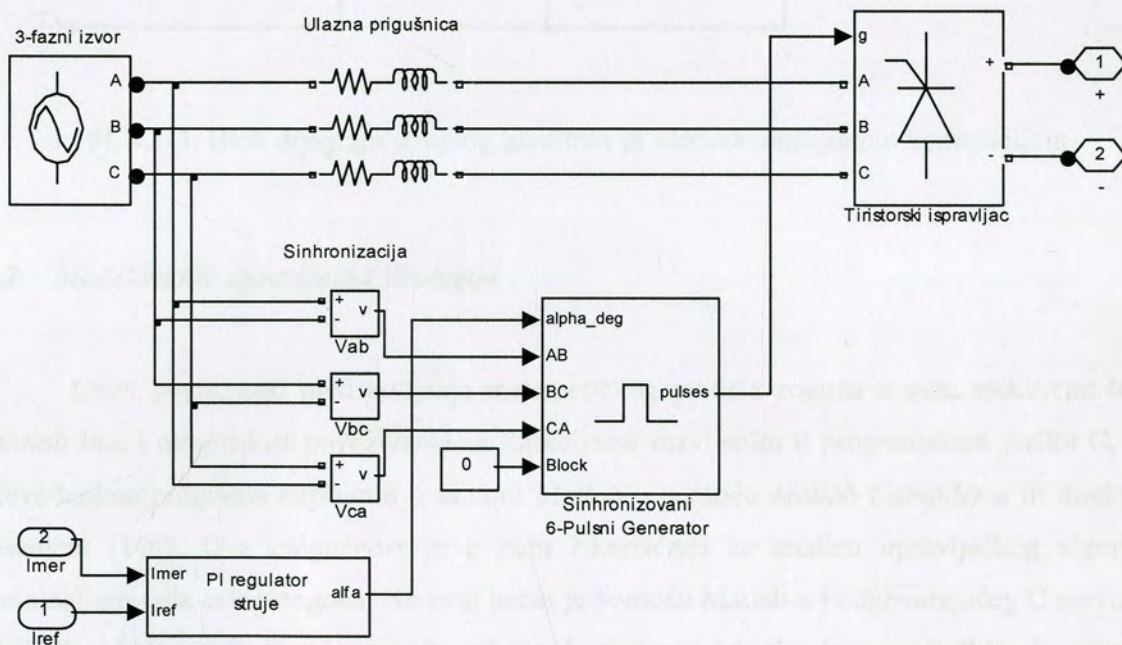
U radu je korišćen *Matlab/SIMULINK* verzija 7, kao trenutno najrasprostranjeniji program za simulaciju dinamičkih sistema, koji osim dela za simulaciju sadrži i biblioteke (tzv. *Toolboxes*) sa programima za različite oblasti primene. Jedna od primena je i oblast energetske elektronike i pogona [97]. U [98] i [99] je na nekoliko primera prikazana biblioteka *SimPowerSystems* koja omogućava crtanje električnih šema i njihovu simulaciju u okviru *SIMULINK*-a. Biblioteka koristi Simulink kao okruženje za predstavljanje komponenti i uređaja rasprostranjenih u energetskim sistemima kao što su poluprovodnici (diode, tiristori, tranzistori), pasivne komponente (otpornik, kondenzator, induktivnost), električne mašine (asinhroni, sinhroni i jednosmerni motori).

Model za simulaciju je razvijen na osnovu podataka laboratorijskog prototipa pogona sa asinhronim motorom [54]. Pogon se napaja iz strujnog pretvarača učestanosti koji obuhvata punoupravljivi trofazni tiristorski ispravljač, prigušnicu u jednosmernom kolu i tiristorski strujni inverter sa autosekvencijalnom komutacijom. Svi navedeni delovi pogona su realizovani crtanjem električne šeme u *SIMULINK*-u korišćenjem biblioteke *SimPowerSystems*, kako je već objašnjeno. Pri tome je ispravljač modelovan sa svim potrebnim komponentama uključujući realni model tiristora sa snaber kolima i sinhronizaciju sa mrežom. Proces komutacije tiristora u inverteru simuliran je adekvatnim podešavanjem parametara snaber kola.

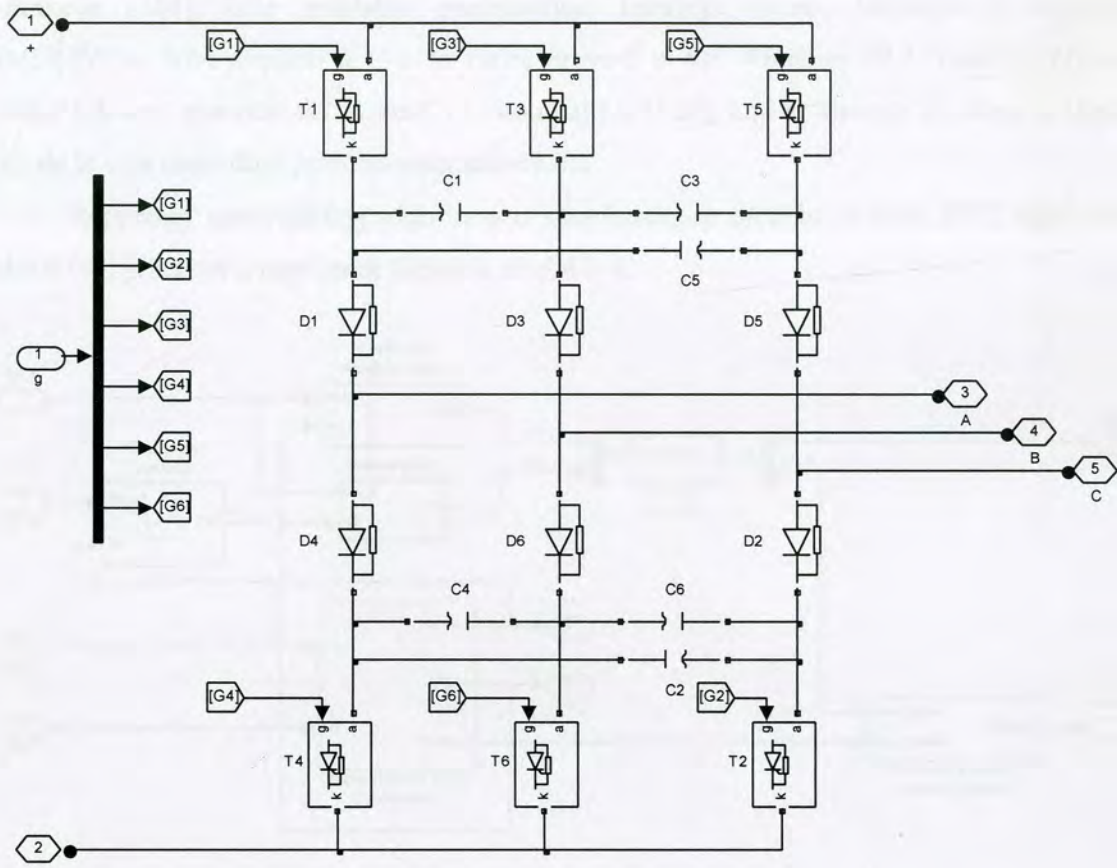
Na sledećim slikama je prikazan kompletan simulacioni blok dijagram navedenog pogona, kao i blokovi koji predstavljaju ispravljač i strujni inverter.



Sl. 4.1-1: Simulacioni blok dijagram pogona sa strujnim inverterom



Sl. 4.1-2: Blok dijagram ulaznog pretvarača



Sl. 4.1-3: Blok dijagram strujnog invertora sa autosekvencijalnom komutacijom

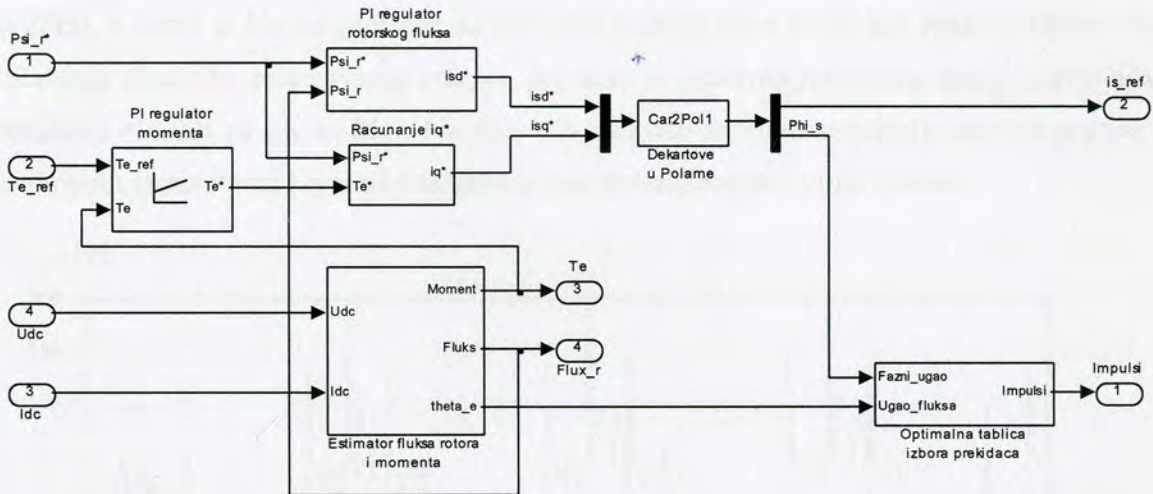
## 4.2 Modelovanje upravljačke strategije

Osim pogodnosti predstavljanja matematičkog modela pogona u vidu električne šeme, *Matlab* ima i mogućnost povezivanja sa funkcijama razvijenim u programskom jeziku C, bilo prevođenjem programa napisanih u samom *Matlab*-u pomoću *Matlab Compiler*-a ili direktnim pisanjem [100]. Ova mogućnost je u radu iskorišćena za analizu upravljačkog algoritma simulacijom rada celog pogona. Na ovaj način je pomoću *Matlab*-a i odgovarajućeg C prevodica (*MS Visual C++ 6.0*) formiran moćan alat za brzi razvoj i testiranje upravljačkih algoritama u digitalno regulisanim elektromotornim pogonima.

Predloženim rešenjem se objedinjuje analiza rada motora pri napajanju različitim pretvaračima pomoću simulacije, dok je upravljački algoritam napisan u programskom jeziku C tako da se može bez ili sa vrlo malo izmena izvršiti njegova implementacija u mikrokontroler ili DSP. Veza između simulacije u *Matlab/SIMULINK*-u i algoritma u C-u se ostvaruje preko tzv.

S-funkcija [101], koje praktično predstavljaju interfejs između korisničkog programa i *SIMULINK*-a. Kôd napisan u C-u se zatim prevodi u *MS Windows* DLL funkciju (*Dynamic Linked Library*) pomoću *MS VisualC++* kompajlera [100], koji se startuje direktno iz *Matlab*-a tako da je cela procedura prilično automatizovana.

Reprezent upravljačkog algoritma u simulacionom modelu je blok *DTC algoritam* sa slike 4.1-1, prikazan u razvijenoj formi na slici 4.1-4.



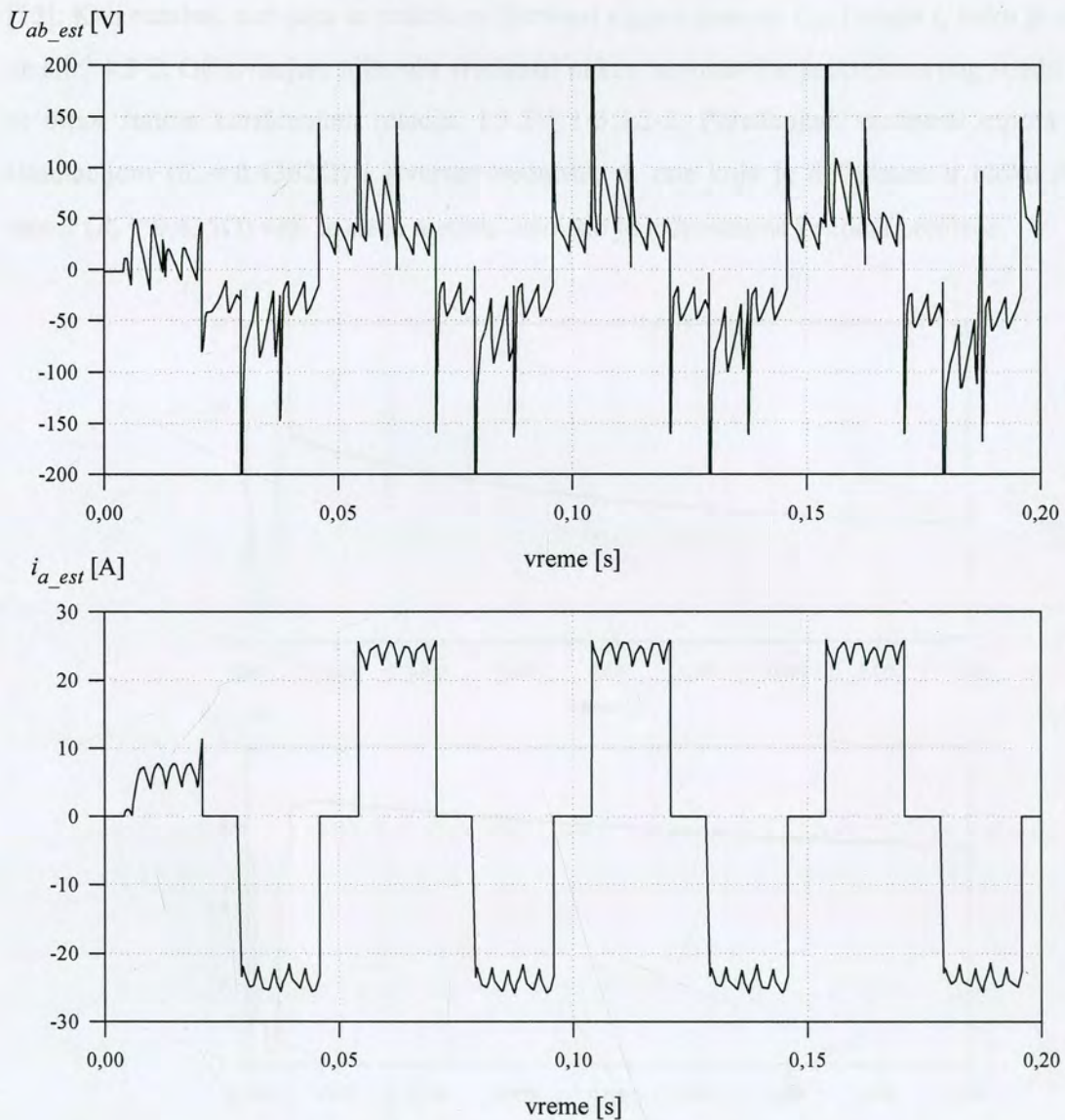
Sl. 4.1-4: Simulacioni model upravljačkog algoritma

Svaki od blokova sa prethodne slike je realizovan u vidu zasebne S-funkcije, tj. C programa, upravo onako kako će biti realizovan u mikrokontroleru. Pri tome se svaka od funkcija poziva sa određenim vremenom odabiranja, koje se podešava tako da odgovara vremenu poziva odgovarajuće prekidne funkcije u mikrokontroleru.

Ovakav pristup omogućava kraće vreme razvoja algoritma od ideje, tj. simulacije pa do implementacije u realnom sistemu. Pojedini delovi algoritma su testirani i zasebno, tako što su za ulazne vrednosti u simulacijama korišćene veličine snimljene na realnom pogonu. Na ovaj način je podešavanje algoritma praktično vršeno na računaru pomoću simulacionog modela, dok je samo finalna verifikacija obavljena na prototipu.

## 4.2 Rezultati simulacija

Za analizu metode za rekonstrukciju napona i struja motora dobijenih merenjem u jednosmernom kolu korišćen je pojednostavljen simulacioni blok dijagram, sa upravljačkom strategijom objašnjenom u poglavlju 3.2.1. kod koje se nezavisno zadaju referentna struja ispravljača i učestanost invertora. U navedenoj simulaciji učestanost invertora je bila podešena na 20Hz, a motor je bio neopterećen uz uzimanje u obzir samo trenja kao funkcije brzine. Radi uočavanja dinamike primenjenog rešenja, izvršena je promena referentne struje ispravljača u trenutku  $t = 0,02\text{s}$  sa 5A na 25A. Na slici 4.2-1 su dati rezultati simulacije modela pogona sa asinhronim motorom na kojoj su prikazani rekonstruisani napon i struja motora.

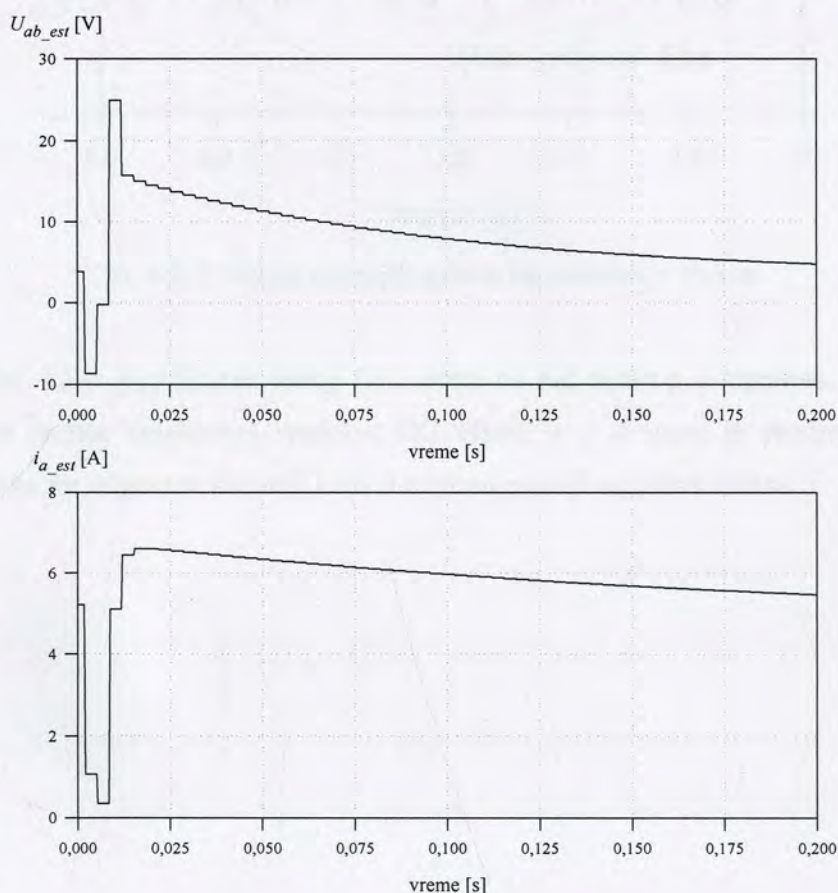


Sl. 4.2-1: Rekonstruisani napon i struja motora



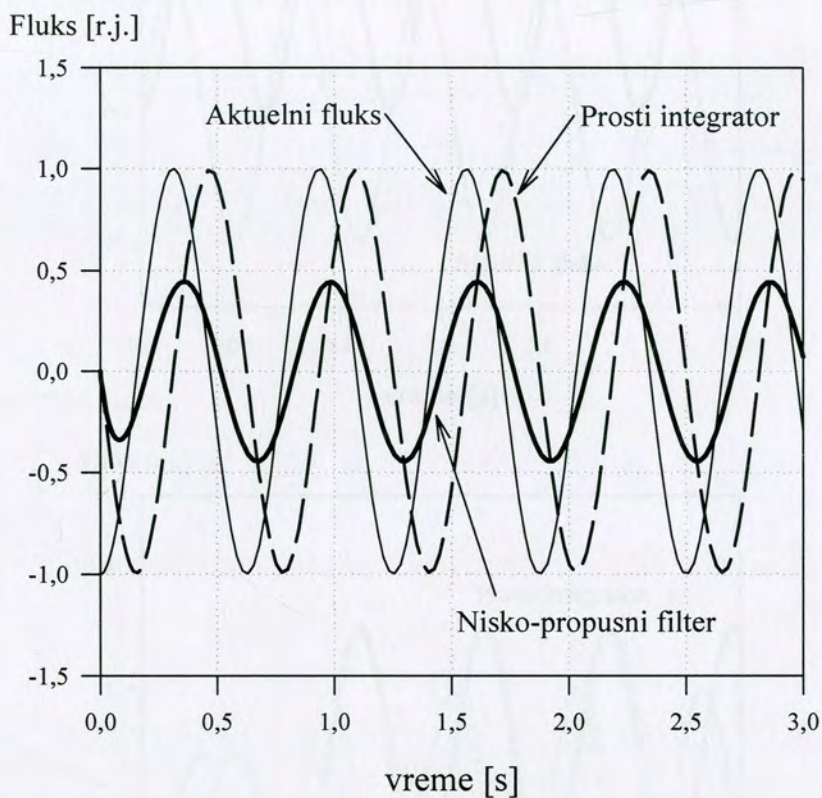
Slika 4.2-1 zahteva dodatno objašnjenje zbog velikih prenapona koji se javljaju u trenucima uključenja/isključenja tiristora u invertoru, a koji su posledica zanemarene komutacije. U realnom sistemu ovi prenaponi bi bili značajno manji, a kod estimiranog napona ih praktično ne bi bilo. Kod implementacije u realnom sistemu se usrednjavanjem merenog signala struje kako je pokazano u [55] može postići dodatno filtrirani signal, što primenjeno na estimirani napon daje praktično sinusoidu napona.

Ekspiriment za određivanje vrednosti otpora statora je izvršen na sledeći način: Referentna struja ispravljača je podešena na konstantnu vrednost (5A), pri čemu su tiristori T1 i T6 bili uključeni a učestanost invertora podešena na 0Hz, tj struja jednosmernog kola prolazi kroz dva fazna namotaja motora koji je u stanju mirovanja. Pri tome je vršeno usrednjavanje merenih signala na intervalu od 3.33ms u toku koga se obavi 11 merenja (tj. A/D konverzija) [55]. Kao rezultat, dobijaju se praktično filtrirani signali napona  $U_{ab}$  i struje  $i_a$  kako je prikazano na slici 4.2-2. Očitavanjem njihovih vrednosti nakon uspostavljanja stacionarnog stanja određuje se otpor statora korišćenjem relacija 3.3.2-1 i 3.3.2-2. Poređenjem vrednosti otpora dobijene simulacijom ( $R_s = 0.4362\Omega$ ) i stvarne vrednosti, tj. one koja je definisana u bloku Asinhroni motor ( $R_s = 0.435\Omega$ ) vidi se da je metoda osim što je jednostavna i veoma precizna.



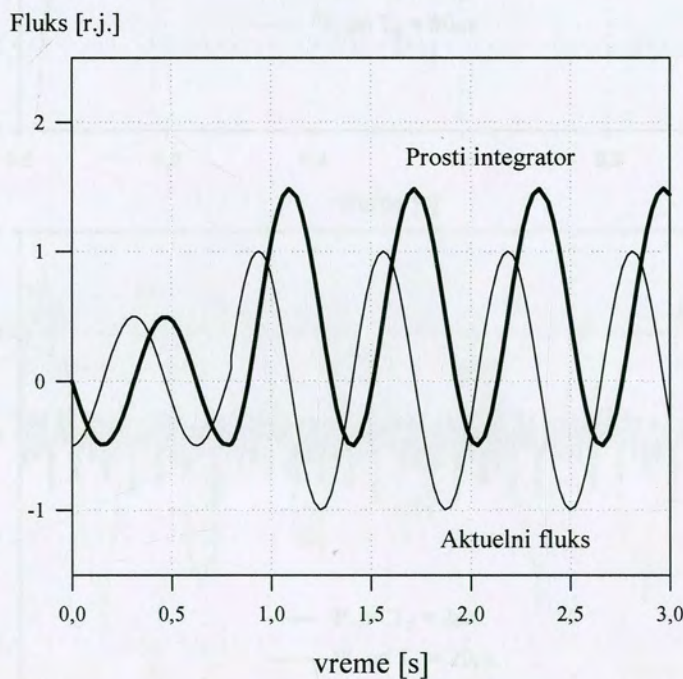
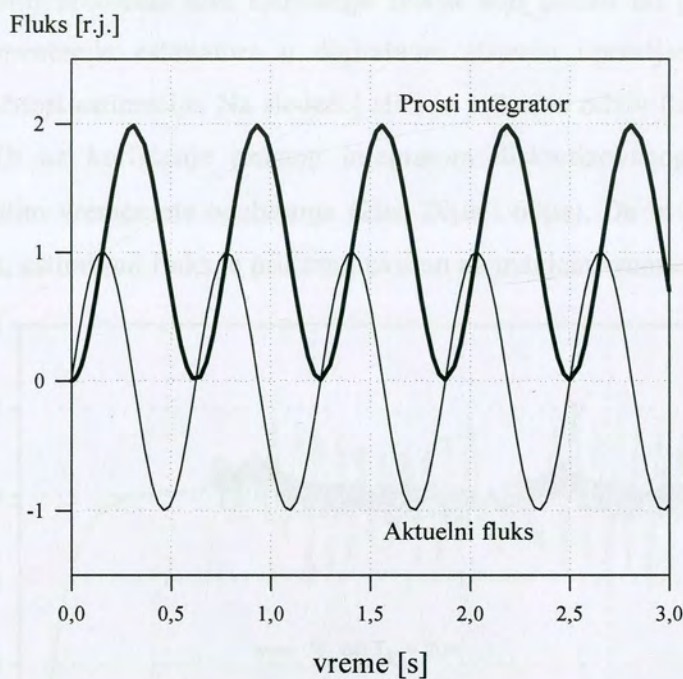
Sl. 4.2-2: Podaci za određivanje otpora statora

Kako je detaljno objašnjeno u poglavlju 3.4.1, glavni problem pri estimaciji fluksa korišćenjem prostog integratora kontraelektromotorne sile su početni uslovi i DC ofset. Na slici 4.2-3 su prikazani rezultati simulacije kod kojih se vidi uticaj problema početnih uslova, gde su radi poređenja prikazani stvarni fluks, fluks dobijen na izlazu prostog integratora i fluks dobijen primenom nisko-propusnog filtra kao zamene za prosti integrator.



Sl. 4.2-3: Uticaj početnih uslova na estimaciju fluksa

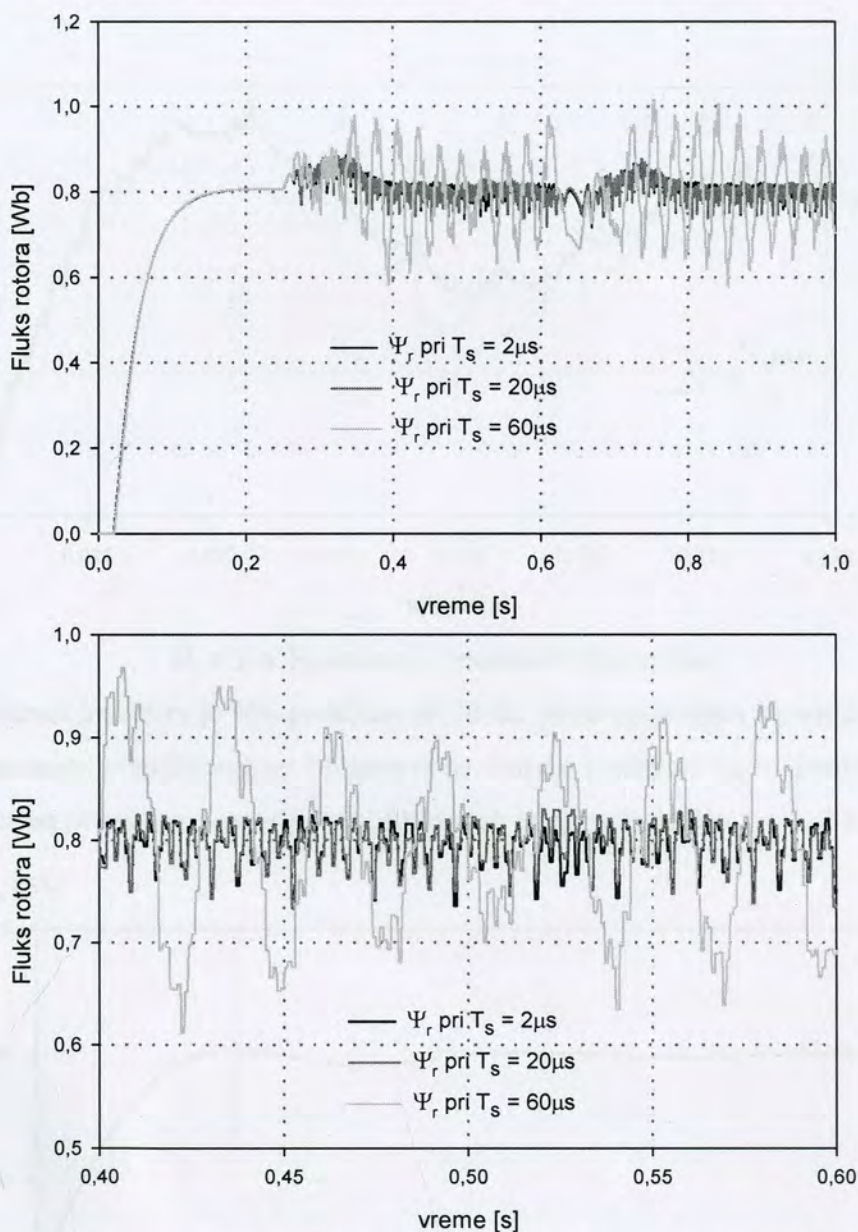
Na slici 4.2-4 je prikazan uticaj DC ofseta na rad prostog integratora, pri čemu je u prvom slučaju zadata konstantna vrednost DC ofseta, a u drugom je promenjena vrednost amplitude fluksa što odgovara situaciji kada u pogonu postoji regulator fluksa.



Sl. 4.2-4: Uticaj DC ofseta na estimaciju fluksa

Iz gore navedenih rezultata se vidi zašto je neophodno izvršiti dodatnu modifikaciju prostog integratora kako bi se kompenzovali problemi početnih uslova i DC ofseta, kao i greška u amplitudi i faznom stavu koja postoji kod estimatora zasnovanih na nisko-propusnim filtrima.

Osim poznatih problema kod estimacije fluksa koji potiču od početnih uslova i DC ofseta, kod implementacije estimatora u digitalnom sistemu upravljanja vreme integracije dodatno utiče na tačnost estimacije. Na sledećoj slici je prikazan odziv fluksa rotora pri zadatoj referenci od 0,8Wb uz korišćenje prostog integratora diskretizovanog po Backward-Euler algoritmu sa različitim vremenima odabiranja ( $2\mu\text{s}$ ,  $20\mu\text{s}$  i  $60\mu\text{s}$ ). Da bi se jasnije uočio uticaj vremena odabiranja, estimirani fluks je prikazan uvećan na manjem vremenskom opsegu.

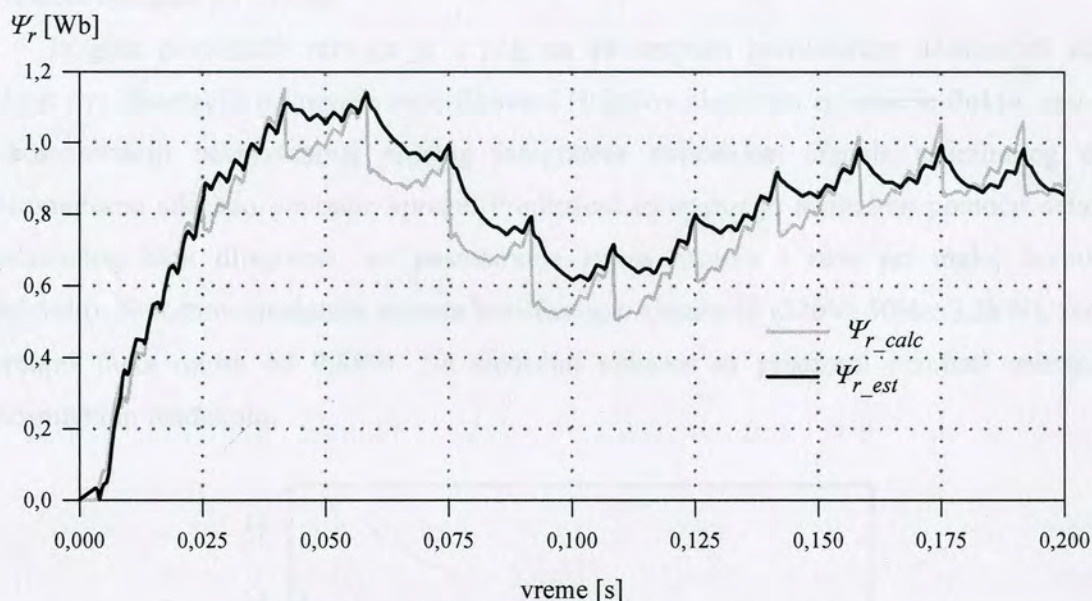


Sl. 4.2-5: Uticaj vremena odabiranja integratora fluksa na tačnost estimacije

Kao što se može videti sa prethodne slike, između signala estimiranog fluksa rotora snimljenih pri  $T_s = 2\mu\text{s}$  i  $T_s = 20\mu\text{s}$  gotovo da i nema razlike, ali su pri  $T_s = 60\mu\text{s}$  oscilacije fluksa oko zadate vrednosti prilične. To je jedan od razloga zbog kojeg je u trenutno jedinom

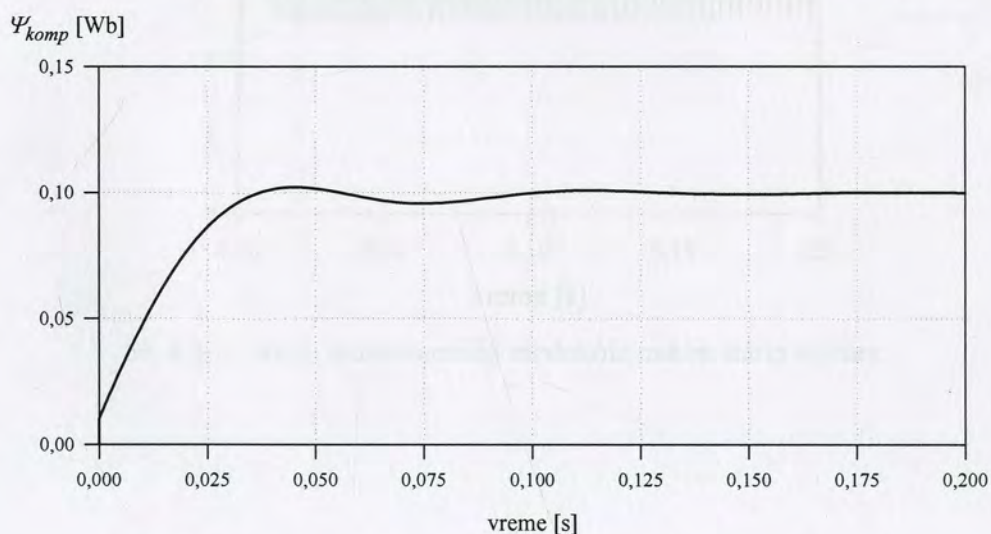
komercijalno raspoloživom pogonu sa implementiranom direktnom kontrolom momenta (ABB, Finska) vreme odabiranja upravljačkog algoritma  $25\mu\text{s}$ , čime je uz odgovarajući matematički model motora obezbeđena potrebna preciznost upravljanja [33], [34], [56], [66], [69].

Na slici 4.2-6 su prikazane odgovarajuće vrednosti estimiranog fluksa ( $\Psi_{r\_est}$ ) kod modifikovanog integratora sa adaptivnom kompenzacijom sa slike 3.4.1-3 i izračunatog fluksa ( $\Psi_{r\_calc}$ ) koji se dobija kao izlaz iz simulacionog modela asinhronog motora.



Sl. 4.2-6: Estimirani i izračunati fluks rotora

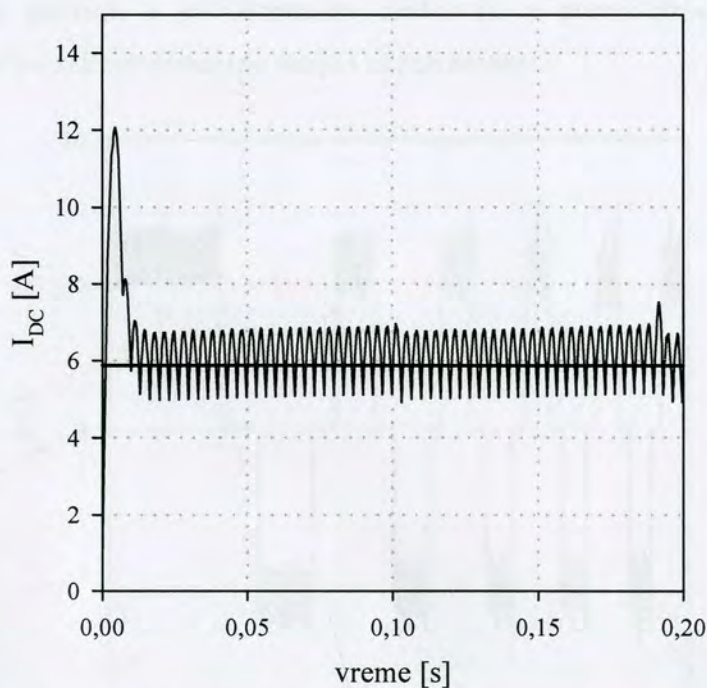
Učestanost invertora je bila podešena na 10Hz, struja ispravljača na nominalnu vrednost od 10A, a parametri modifikovanog integratora na sledeće vrednosti:  $\omega_c = 20\text{rad/s}$ ,  $k_p = 0.0005$ ,  $k_i = 0.5$ . Promena nivoa kompenzacije modifikovanog integratora je data na slici 4.2-7.



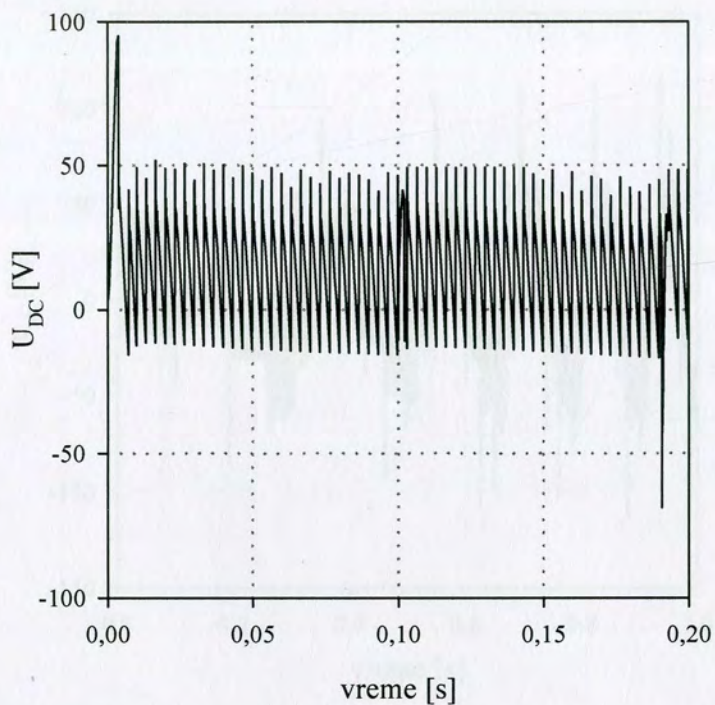
Sl. 4.2-7: Promena nivoa kompenzacije adaptivnog estimatora

Zbog nesinusnog talasnog oblika struje koji je posledica prirode strujnog invertora, javljaju se pulsacije u signalu fluksa koje se mogu uočiti na slici 4.2-6. Iz tih razloga primenjeni estimator nije u stanju da idealno prati "stvarni" signal fluksa, pri čemu promena parametara PI regulatora i presečne učestanosti kod adaptivnog algoritma ne utiče značajno na ublažavanje navedenih oscilacija. Ovaj problem nisu uočili autori rada [47], ali je Holtz u [80] objasnio zašto navedeni algoritmi iz [47] nisu podesni za estimaciju fluksa u pogonima sa zatvorenim povratnom spregom po fluksu.

Iz gore pomenutih razloga je u pogonu sa strujnim pretvaračem učestanosti koji je predmet ove disertacije primenjen modifikovani Holtz-ov algoritam estimacije fluksa, zasnovan na kompenzaciji nesavršenosti prostog integratora uvođenjem signala estimiranog ofseta elektromotorne sile kao povratne sprege. Predloženi estimator je analiziran pomoću detaljnog simulacionog blok dijagrama, uz posmatranje zaleta motora i rada pri maloj brzini (do 250ob/min). Na osnovu podataka motora korišćenog u simulaciji (220V; 50Hz; 2,2kW), zadat je referentni fluks rotora od 0,8Wb. Na sledećim slikama su prikazani rezultati snimljeni u jednosmernom međukolu.

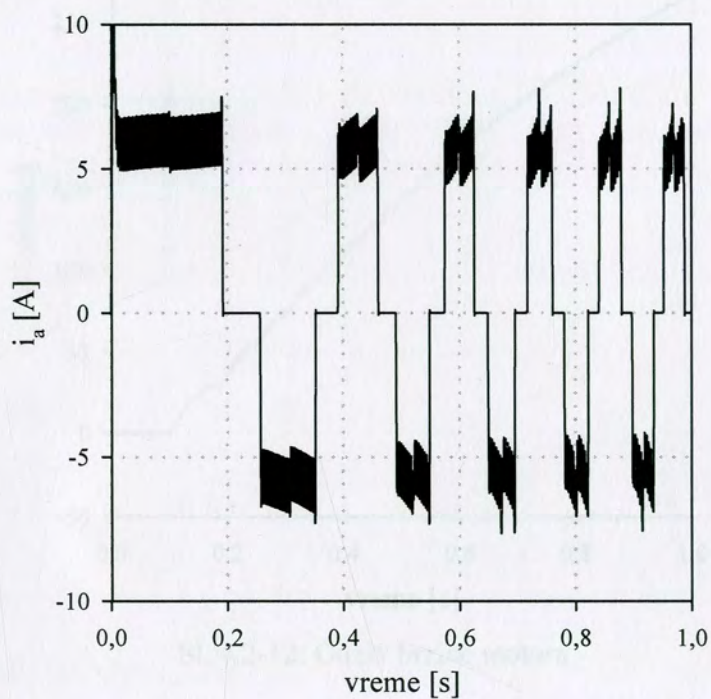


Sl. 4.2-8: Struja jednosmernog međukola nakon starta motora

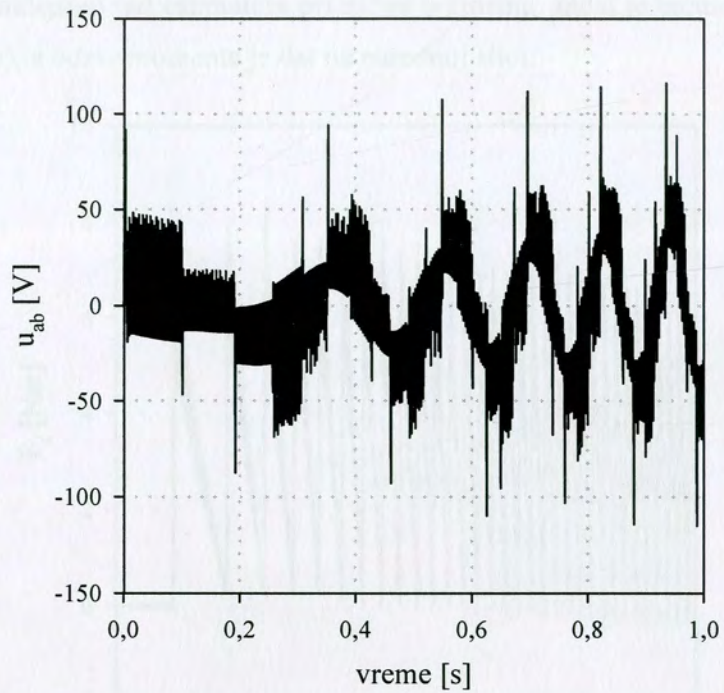


Sl. 4.2-9: Napon jednosmernog međukola nakon starta motora

Na osnovu merenja u jednosmernom međukolu, a prema proceduri objašnjenj u prethodnom poglavlju, rekonstruisani su struja i napon motora.

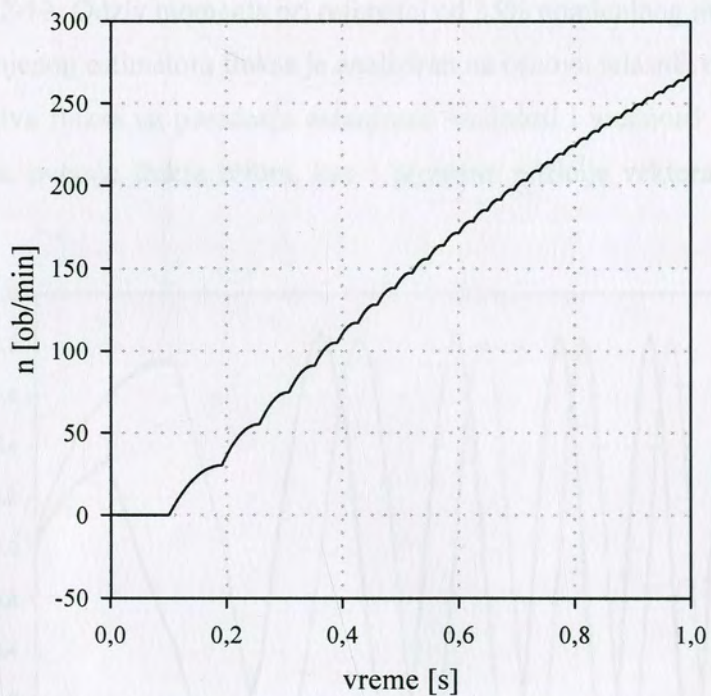


Sl. 4.2-10: Rekonstruisana struja motora u fazi a



Sl. 4.2-11: Rekonstruisani napon motora između faza a i b

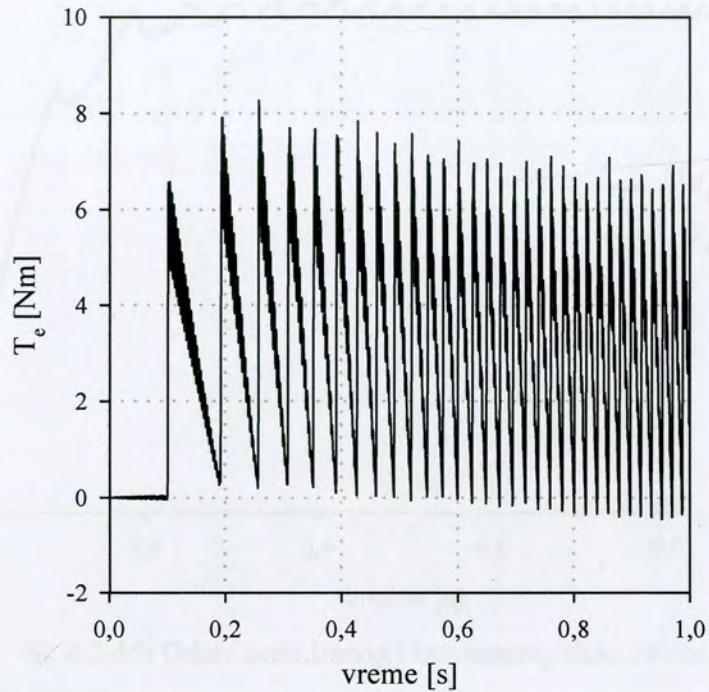
Odziv brzine motora pri navedenim uslovima simulacije je prikazan na narednoj slici.



Sl. 4.2-12: Odziv brzine motora

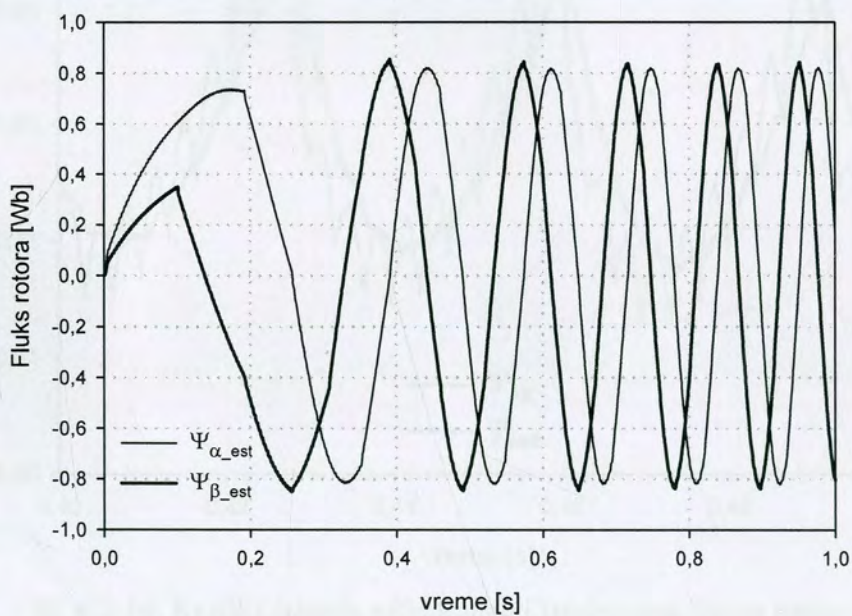


Da bi se analizirao rad estimatora pri nižim brzinama, zadat je moment u iznosu od 35% nominalnog (4Nm), a odziv momenta je dat na narednoj slici.

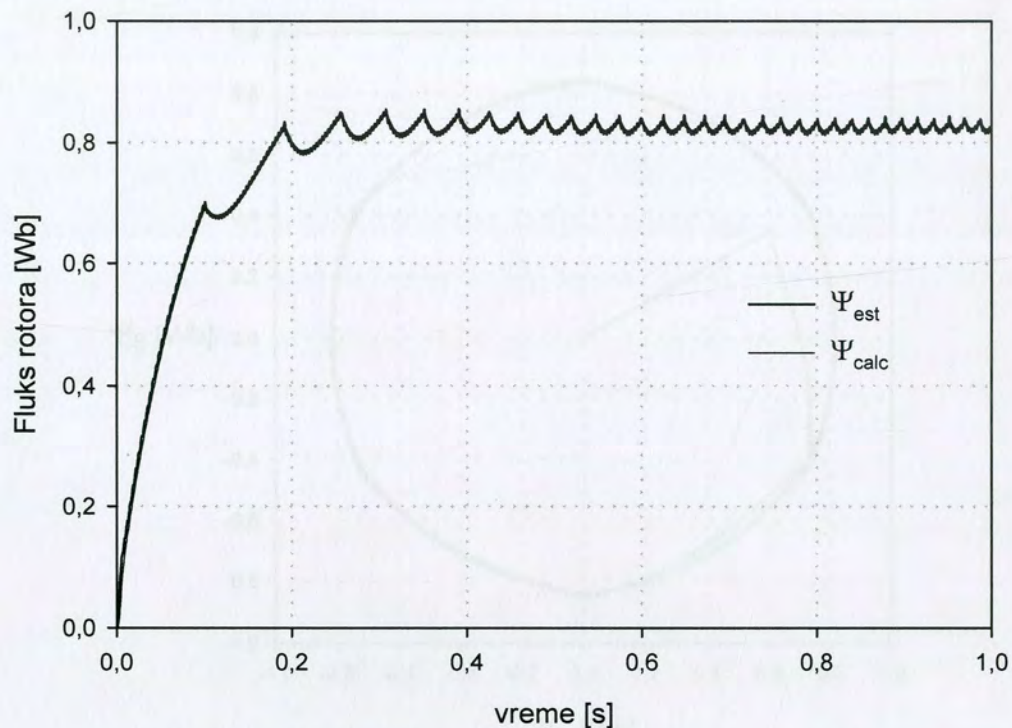


Sl. 4.2-13: Odziv momenta pri referenci od 35% nominalnog momenta

Rad primenjenog estimatora fluksa je analiziran na osnovu talasnih oblika fluksa rotora u fazama  $\alpha$  i  $\beta$ , odziva fluksa uz poređenje estimirane vrednosti i vrednosti izračunate u modelu asinhronog motora, putanje fluksa rotora, kao i promene pozicije vektora fluksa rotora (slike 4.2-14 do 4.2-18).

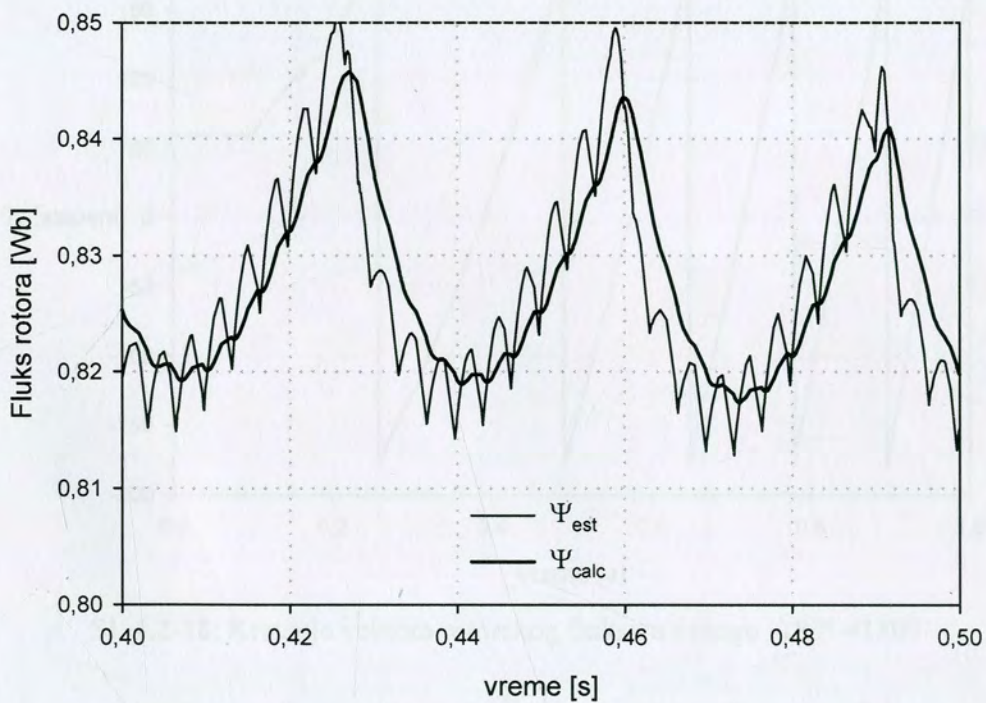


Sl. 4.2-14: Talasni oblik fluksa rotora nakon starta motora

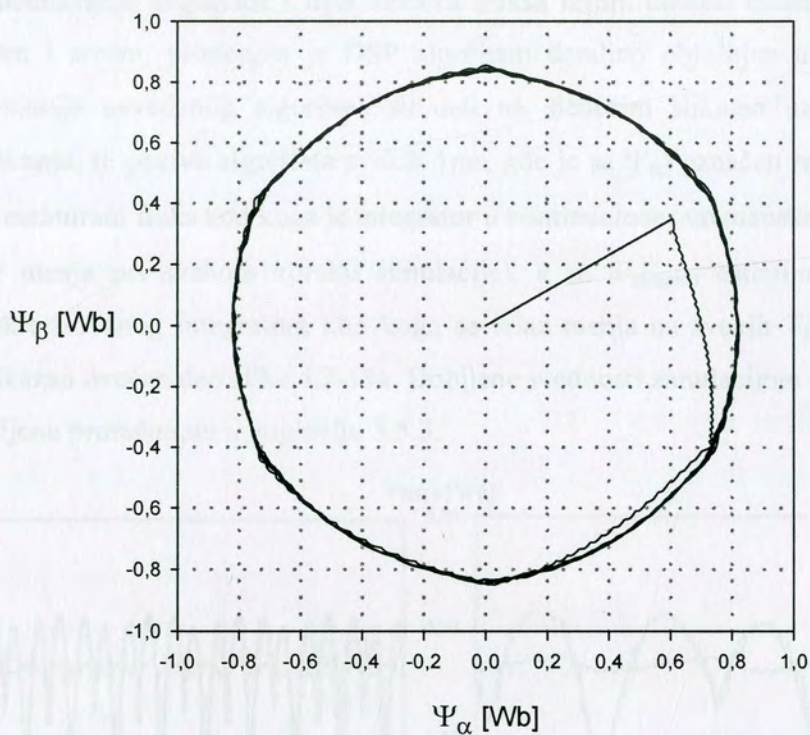


Sl. 4.2-15: Odziv estimiranog i izračunatog fluksa rotora

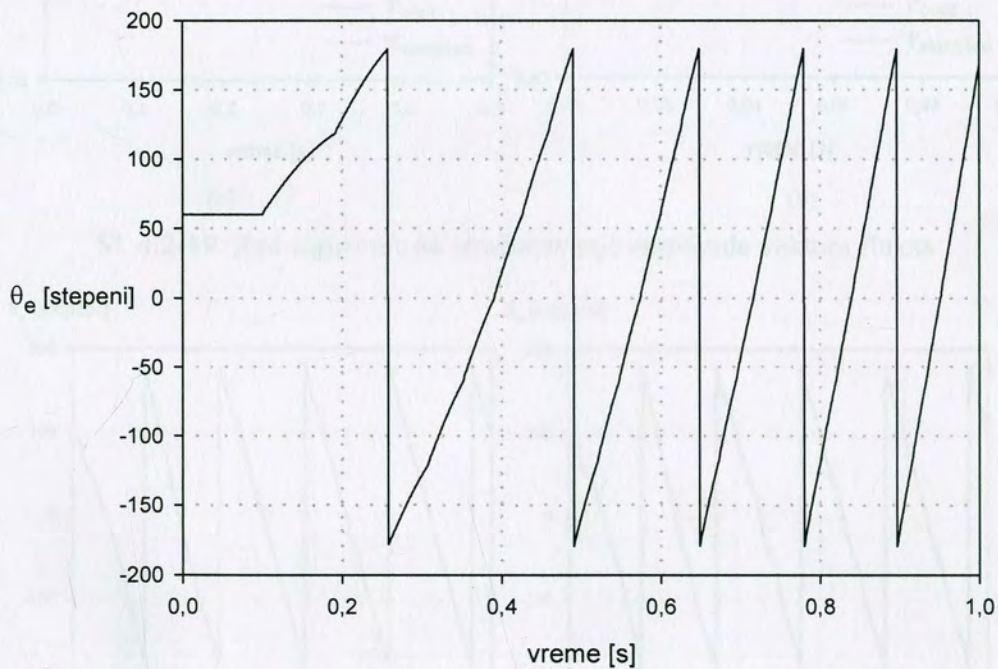
Sa prethodne slike se gotovo i ne vidi razlika između estimiranog i izračunatog fluksa rotora čime je potvrđen korektan rad estimatora, a radi bolje observacije razlike između ove dve vrednosti fluksa na narednoj slici je prikazan uveličani deo slike 4.2-15.



Sl. 4.2-16: Razlika između estimiranog i izračunatog fluksa rotora

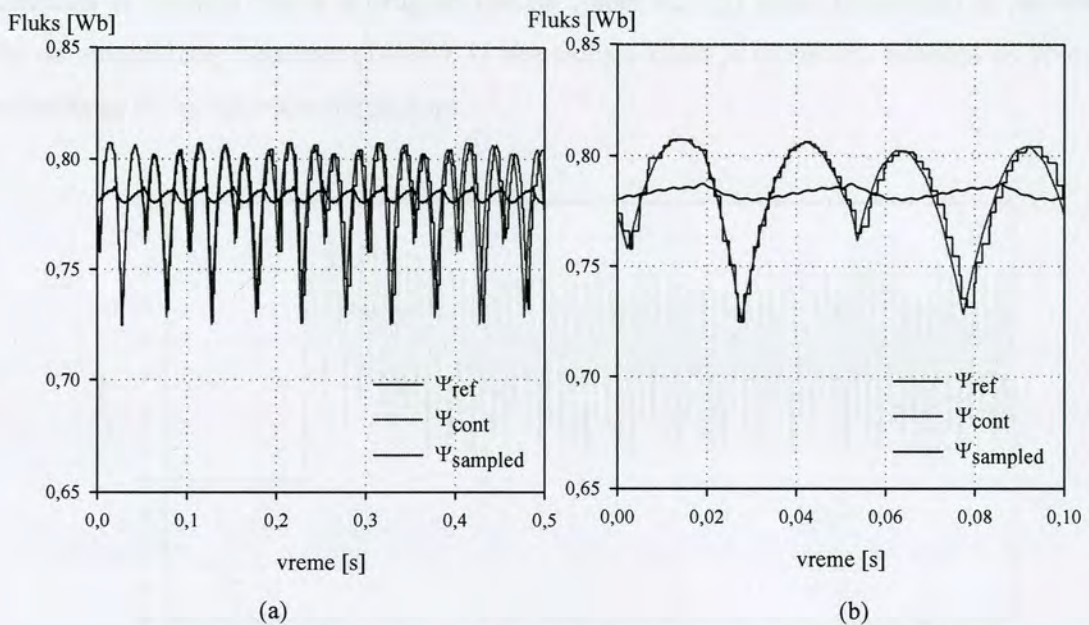


Sl. 4.2-17: Putanja rotorskog fluksa nakon starta motora

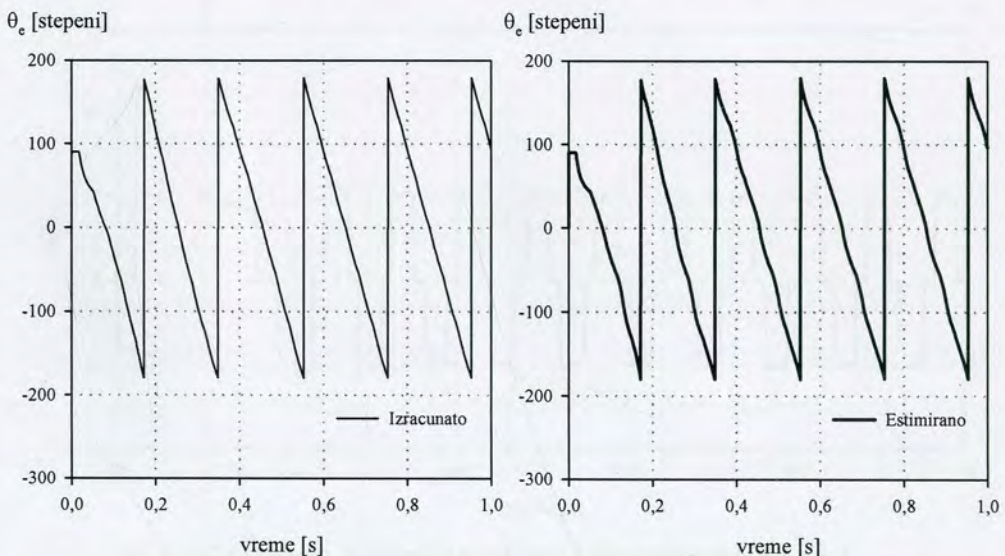


Sl. 4.2-18: Kretanje vektora rotorskog fluksa u opsegu  $-180^\circ \div 180^\circ$

Za izračunavanje amplitude i ugla vektora fluksa rotora umesto matematičkih funkcija kvadratni koren i arctan, primenjen je DSP algoritam detaljno objašnjen u poglavlju 3.5.3. Rezultati simulacije navedenog algoritma su dati na sledećim slikama uz naglašen uticaj vremena odabiranja, tj. poziva algoritma svakih 1ms, gde je sa  $\Psi_{ref}$  označen referentni fluks, sa  $\Psi_{cont}$  označen estimirani fluks kod koga je integrator u kontinualnom vremenskom domenu (izlaz integratora se menja pri svakom koraku simulacije), a sa  $\Psi_{sampled}$  estimirani fluks dobijen primenom diskretizovanog integratora kod koga se izlaz menja na svakih  $T_s = 1ms$ . Na slici 4.2.-19b je prikazan uvećan deo slike 4.2-19a. Dobijene vrednosti simulacijom potvrđuju tačnost algoritma dobijenu proračunom u poglavlju 3.5.3.



Sl. 4.2-19: Rad algoritma za izračunavanje amplitude vektora fluksa

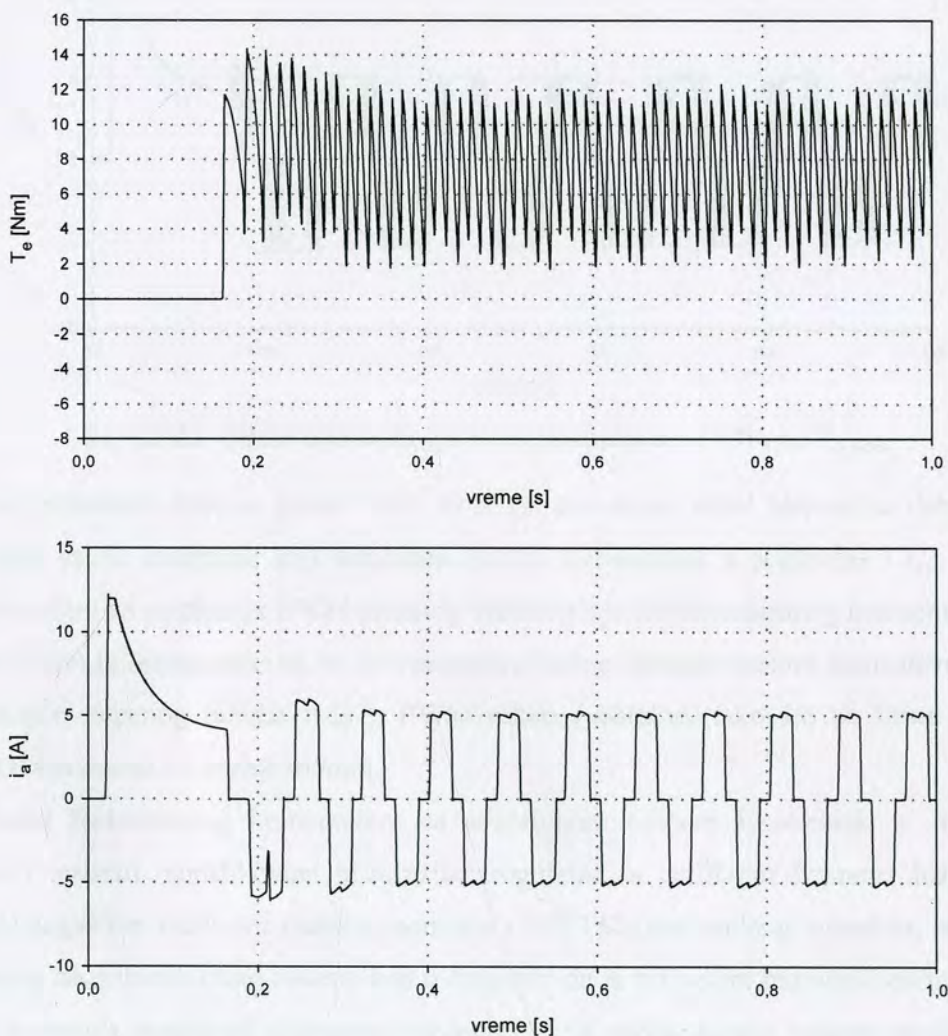


Sl. 4.2-20: Rad algoritma za izračunavanje ugla vektora rotorskog fluksa

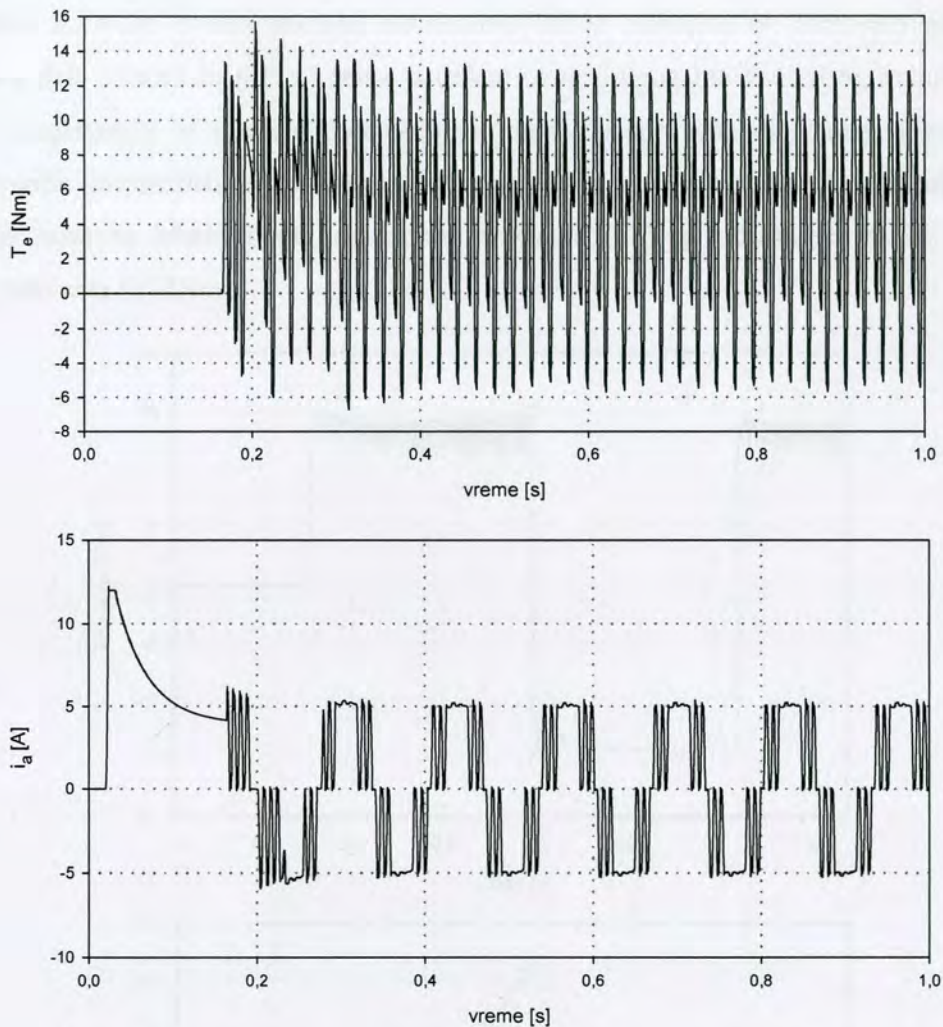
Iako je pri određivanju fluksa moguća je pojava različitih grešaka koje utiču na proces estimacije [48], sa prethodnih dijagrama se vidi da se predloženim estimatorom dobija korektna vrednost rotorskog fluksa, neophodna za precizno upravljanje pogonom sa strujnim pretvaračem učestanosti primenom direktne kontrole momenta.

Pri upravljanju pogonom sa strujnim pretvaračem učestanosti primenom osnovne strukture direktne kontrole momenta javljaju se problemi koji su posledica rada histerezisnog regulatora, kako je detaljno objašnjeno u poglavlju 3.5.4.

Uticao različite širine histerezisa je prikazan na narednim slikama, gde je pored vrednosti estimiranog momenta data i struja motora u jednoj od faza. U prvom slučaju (slika 4.2-21) širina histerezisa je iznosila 7%, a u drugom slučaju (slika 4.2-22) širina histerezisa je povećana na 40% od nominalnog momenta (14Nm). U oba slučaja zadat je referentni moment od 7Nm (50% nominalnog) pri neopterećenom motoru.



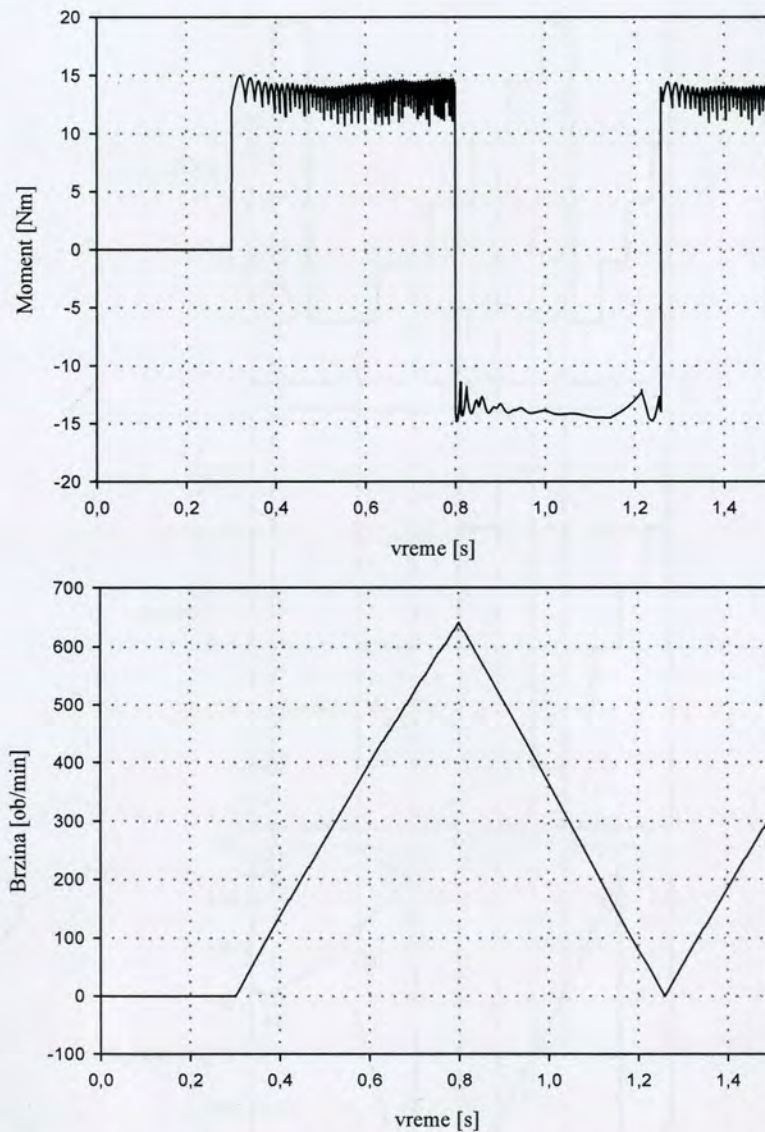
Sl. 4.2-21: Odziv momenta pri širini histerezisa od 7% od  $T_{e\_nom}$

Sl. 4.2-22: Odziv momenta pri širini histereza od 40% od  $T_{e\_nom}$ 

Sa prethodnih slika se može uočiti da je pri povećanoj širini histereza dobijen PWM talasni oblik struje invertora, koji odgovara analizi sprovedenoj u poglavlju 3.1.2 u kome je objašnjeni načini za postizanje PWM talasnog oblika struje kod standardnog autosekvencijalnog invertora. Ovim je omogućeno da se pri smanjenju brzine obrtanja motora jednostavno pređe iz standardnog 6-stepenog režima rada u PWM režim i obratno, tako što se širina histereza podešava u zavisnosti od brzine motora.

Pored histerezisnog komparatora sa adaptivnom širinom histereza, u disertaciji je analiziran i testiran modifikovani histerezisni regulator sa različitim širinama histereza za pozitivne i negativne vrednosti zadatog momenta (10% i 6% nominalnog momenta, respektivno) [90]. Razlog za primenu ovog rešenja leži u činjenici da je pri većim brzinama obrtanja srednja vrednost momenta manja od referentne vrednosti zbog većeg uticaja vektora struja invertora kojima se smanjuje trenutna vrednost momenta. Npr. ukoliko se vektor fluksa rotora nalazi u

prvom sektoru, da bi se ubrzao/usporio motor potrebno je izabrati drugi odnosno šesti vektor struje (slika 3.2.4-2). U tom slučaju, stacionarno stanje momenta bi održavalo naizmenično biranje ova dva vektora struje, pri čemu bi uticaj ovog drugog bio veći zbog trenutnog smera obrtanja i saglasnosti sa smerom opterećenja (trenja). U sprovedenoj analizi sa predloženim modifikovanim histerezisnim komparatorom posmatran je odziv momenta uz primenu tzv. Lorentz-ov testa sa kvadratnom komandom momenta [23], pri čemu je zadata nominalna vrednost momenta ( $\pm 14\text{Nm}$ ).

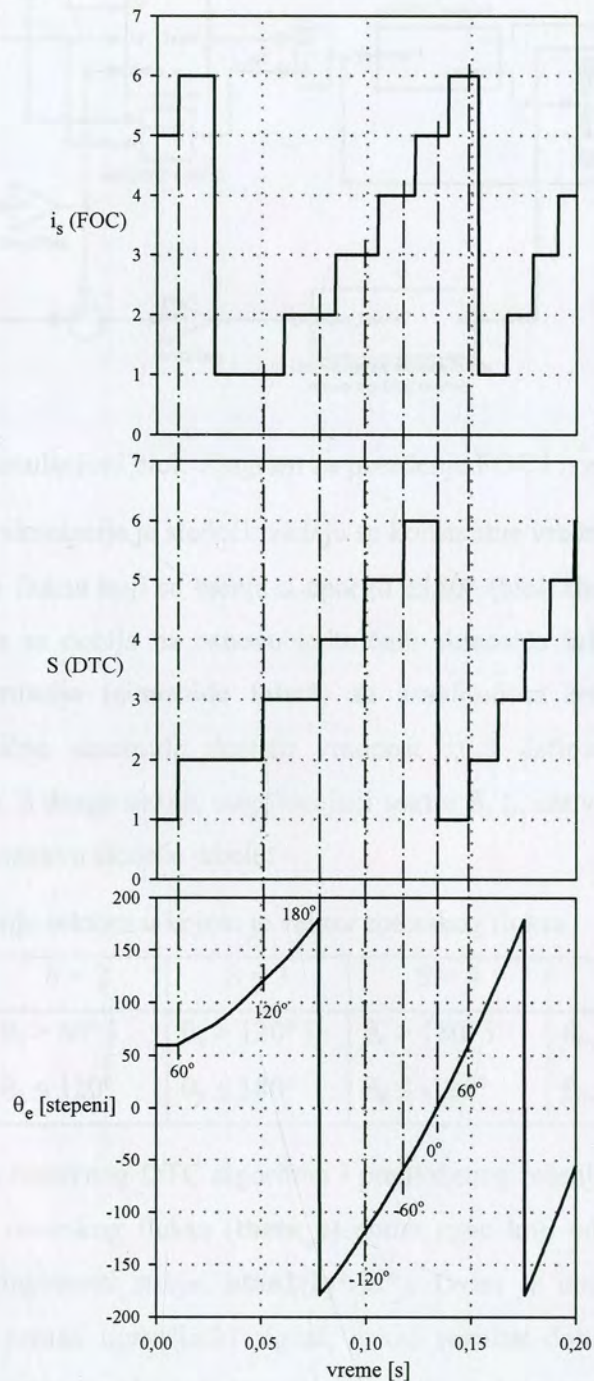


Sl. 4.2-23: Analiza rada histerezisnog regulatora momenta: Odziv momenta (gore) i brzine (dole)

Sa prethodne slike se vidi da i pored korektnog ubrzanja i brzog odziva momenta dolazi do manjih odstupanja srednje vrednosti momenta od zadate vrednosti, naročito pri negativnoj referenci momenta. Iz tih razloga je izvršena analiza mogućnosti primene drugačijeg algoritma direktne kontrole momenta bez histerezisnog regulatora, tako da učestanost invertora bude

konstantna. Rezultati simulacije su potvrdili ispravnost algoritma, detaljno opisanog u poglavlju 3.5.5, koji je konačno i primenjen u disertaciji.

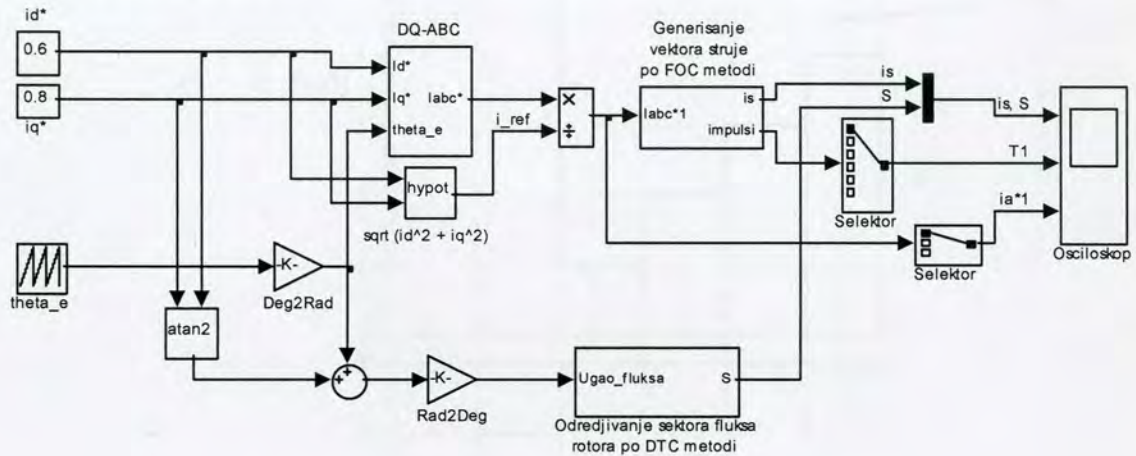
Ovde će prvo biti uporedo prikazane promene sektora  $S$  kod DTC kontrole koje se generišu u zavisnosti od vrednosti ugla rotora i sektora (vektora)  $i_s$  kod vektorske (FOC) kontrole koji se generiše pomoću obrtne transformacije kako je objašnjeno u poglavlju 3.5.5. U principu  $S$  i  $i_s$  predstavljaju iste vektore struja, odnosno aktiviranje istih parova tiristora u inverteru.



Sl. 4.2-24: Uporedni prikaz aktivnih vektora struje kod FOC i DTC kontrole



Kako je istaknuto u poglavlju 3.5.5, osnovna ideja predloženog rešenja je da se iskoristi jednostavnost generisanja aktivnog vektora struje ( $S$ , odnosno  $i_s$ ) kao kod osnovne DTC metode, ali uz eliminaciju histerezisnog komparatora i konstantnu učestanost invertora kao kod vektorske kontrole. Simulacioni blok dijagram na osnovu koga je proveren način rada novog algoritma je prikazan na sleđoj slici.



Sl. 4.2-25: Simulacioni blok dijagram za poređenje FOC i nove DTC metode

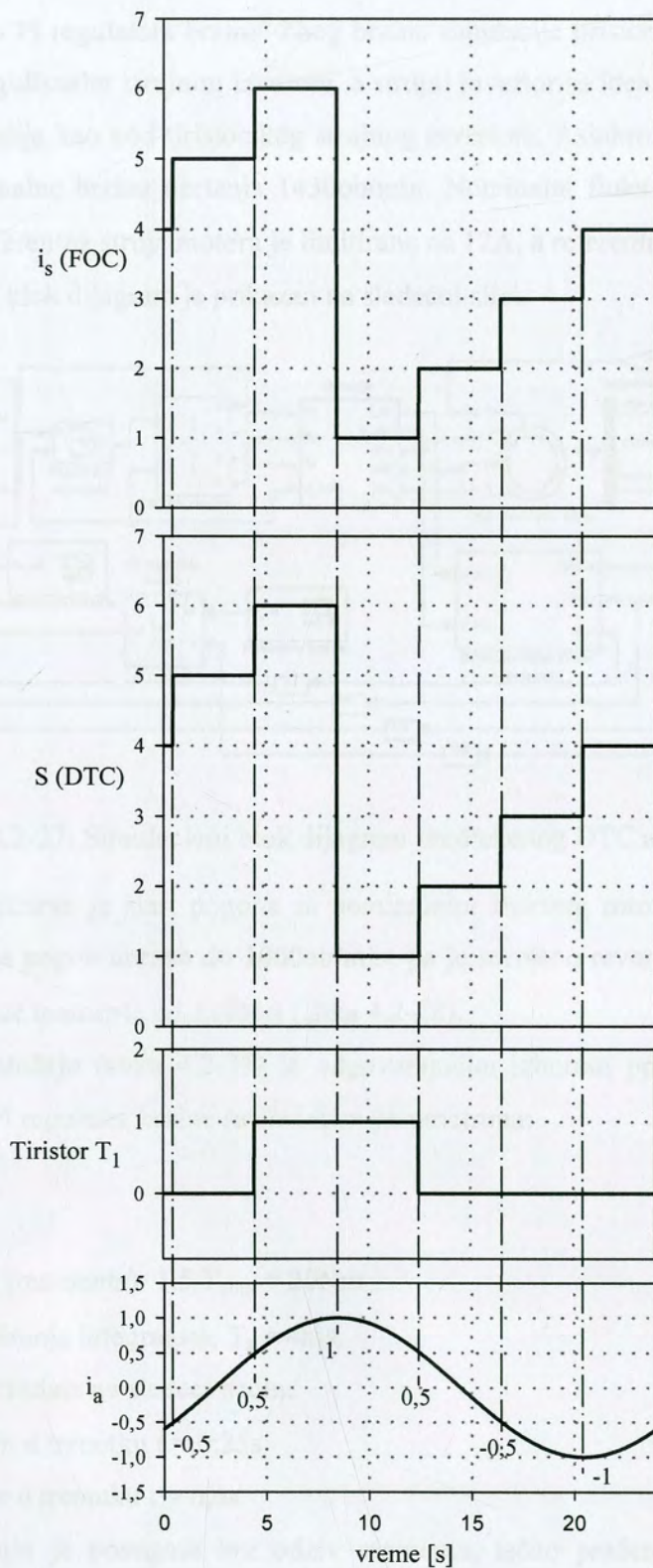
Način rada ove simulacije je sledeći: zadaju se konstantne vrednosti struja u d i q osi ( $id^*$  i  $iq^*$ ) i ugao rotorskog fluksa koji se menja u opsegu  $\pm 180^\circ$  (blok **theta\_e**). Kod FOC metode aktivni vektor struje **is** se dobija na osnovu jediničnih sinusoida **iabc\*1** izračunatih deobom izlaza obrtne transformacije (sinusoide **iabc\***) sa amplitudom referentne struje **i\_ref**. U trenucima kada jedinične sinusoide dostižu vrednost  $\pm 0,5$  definisani su trenuci paljenja odgovarajućeg tiristora. S druge strane, odgovarajući sektor **S**, tj. aktivni vektor struje kod DTC metode se određuje na osnovu sledeće tabele:

Tabela 4.2-1: Određivanje sektora u kojem je vektor rotorskog fluksa

sektor	S = 1	S = 2	S = 3	S = 4	S = 5	S = 6
opseg	$\theta_e > 0^\circ$ i	$\theta_e > 60^\circ$ i	$\theta_e > 120^\circ$ i	$\theta_e > 180^\circ$ i	$\theta_e > -120^\circ$ i	$\theta_e > -60^\circ$ i
ugla	$\theta_e \leq 60^\circ$	$\theta_e \leq 120^\circ$	$\theta_e \leq 180^\circ$	$\theta_e \leq -120^\circ$	$\theta_e \leq -60^\circ$	$\theta_e \leq 0^\circ$

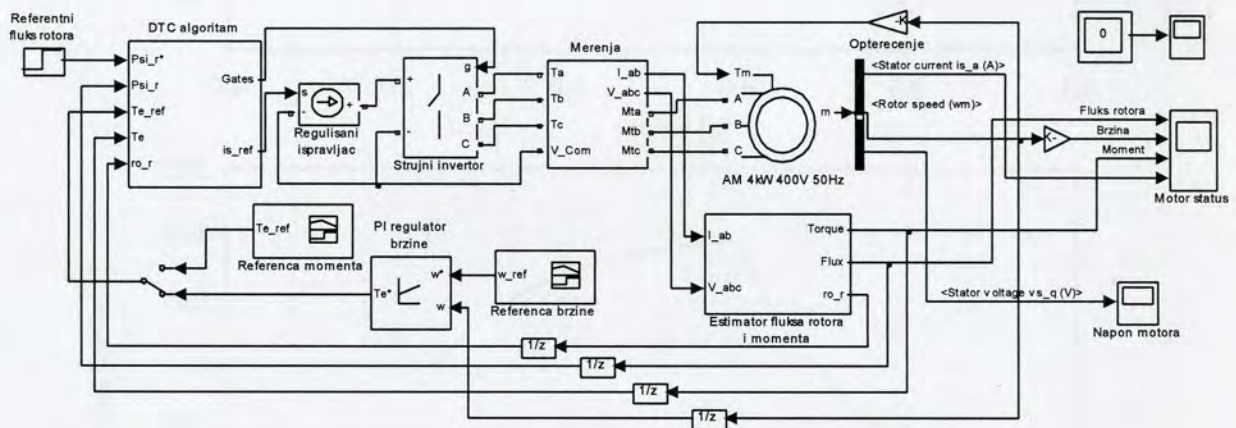
Razlika između osnovnog DTC algoritma i predloženog rešenja se ogleda u tome što je uglu položaja vektora rotorskog fluksa (**theta\_e**) dodat ugao koji odgovara faznom stavu  $\Phi_s$  između referentnih komponenti struje: **atan2(iq\*/id\*)**. Ovim je umesto izlaza histerezisnog komparatora ugao  $\Phi_s$  postao upravljački signal, a kao rezultat dobijen je način generisanja upravljačkih impulsa u invertoru koji uz konstantnu učestanost invertora obezbeđuje preciznu i brzu promenu faznog stava kao kod vektorskog upravljanja predstavljenog u [68], ali bez

upotrebe obrtne transformacije. Rezultati ove simulacije prikazani su na narednoj slici.



Sl. 4.2-26: Aktivni vektori struje kod FOC i nove DTC kontrole

Konačni rezultati novog DTC algoritma su prikazani na narednim slikama. Pri tome je u prvom slučaju direktno zadata komanda momenta, a u drugom slučaju je komanda momenta generisana sa izlaza PI regulatora brzine. Zbog brzine simulacije tiristorski regulisani ispravljač je modelovan sa regulisanim strujnim izvorom, a strujni inverter sa idealnim prekidačima, ali sa istom logikom paljenja kao kod tiristorskog strujnog invertora. Asinhroni motor je snage 4kW, 380V, 50Hz, nominalne brzine obrtanja 1430ob/min. Nominalni fluks je 0,8Wb, a nominalni moment 14Nm. Referentna struja motora je limitirana na 12A, a referentni moment na  $1,5 \cdot T_{nom} = 20\text{Nm}$ . Simulacioni blok dijagram je prikazan na sledećoj slici.



Sl. 4.2-27: Simulacioni blok dijagram predloženog DTC algoritma

Prvo je analiziran je start pogona sa nominalnim fluksom rotora i nultom referencom momenta, a zatim je pogon ubrzan do 1000ob/min, pa je izvršeno reversiranje do  $-1000\text{ob/min}$  zadavanjem komande momenta od  $\pm 10\text{Nm}$  (slika 4.2-28).

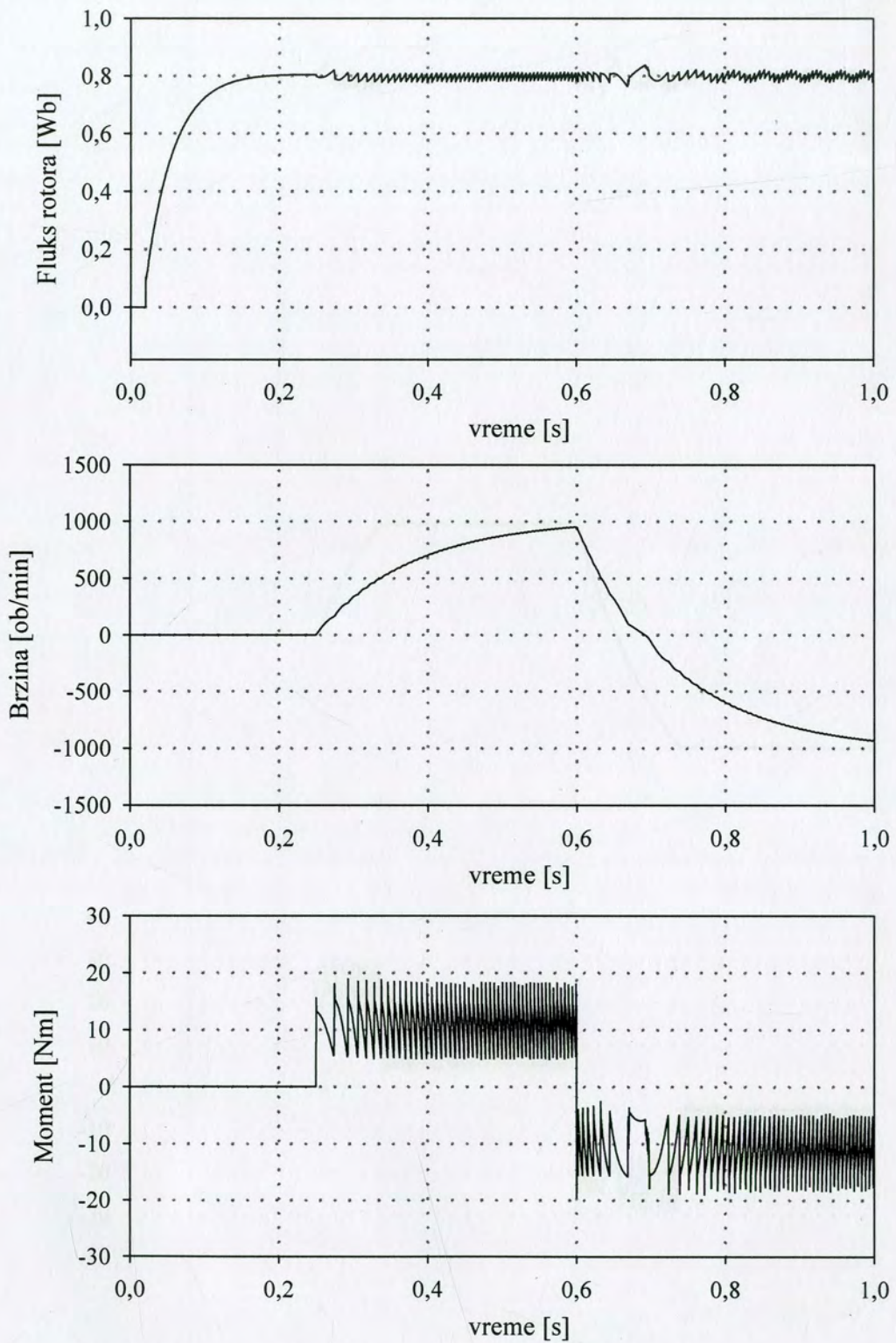
U drugom slučaju (slika 4.2-29) je odgovarajućim izborom prekidača sa slike 4.2-27 aktiviran digitalni PI regulator brzine sa sledećim parametrima:

- $K_p = 5$
- $K_i = 0,5$
- Limit izlaza (momenta):  $1,5 \cdot T_{nom} = 20\text{Nm}$
- Vreme odabiranja integratora:  $T_s = 4\text{ms}$ .

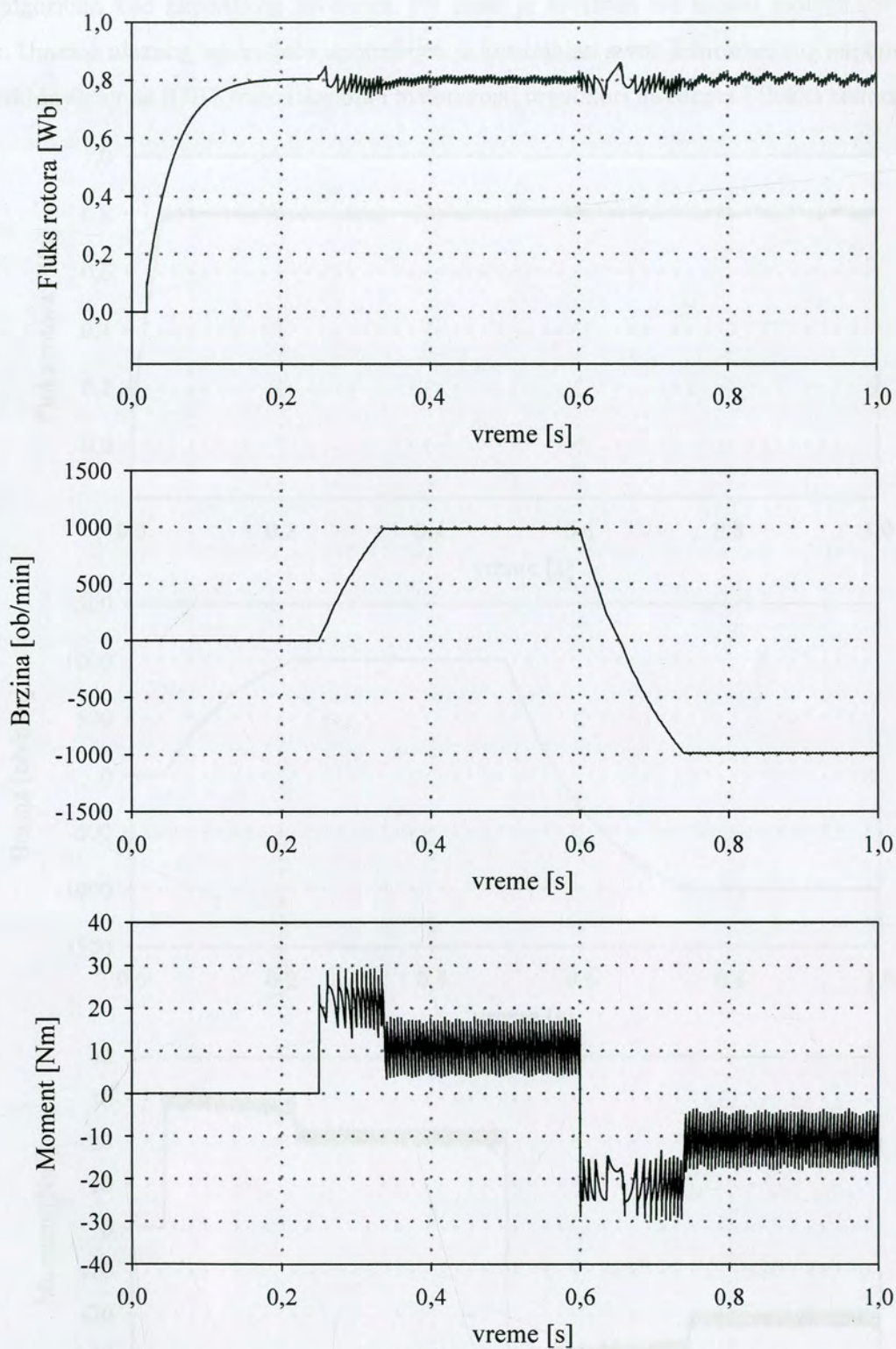
Referenca brzine je zadata na sledeći način:

- $+1000\text{ob/min}$  u trenutku  $t = 0,25\text{s}$
- $-1000\text{ob/min}$  u trenutku  $t = 0,6\text{s}$

U oba slučaja je postignut brz odziv momenta, tačno praćenje referentne vrednosti momenta uz mali ripl fluksa rotora oko zadate vrednosti ( $<1,5\%$ ).

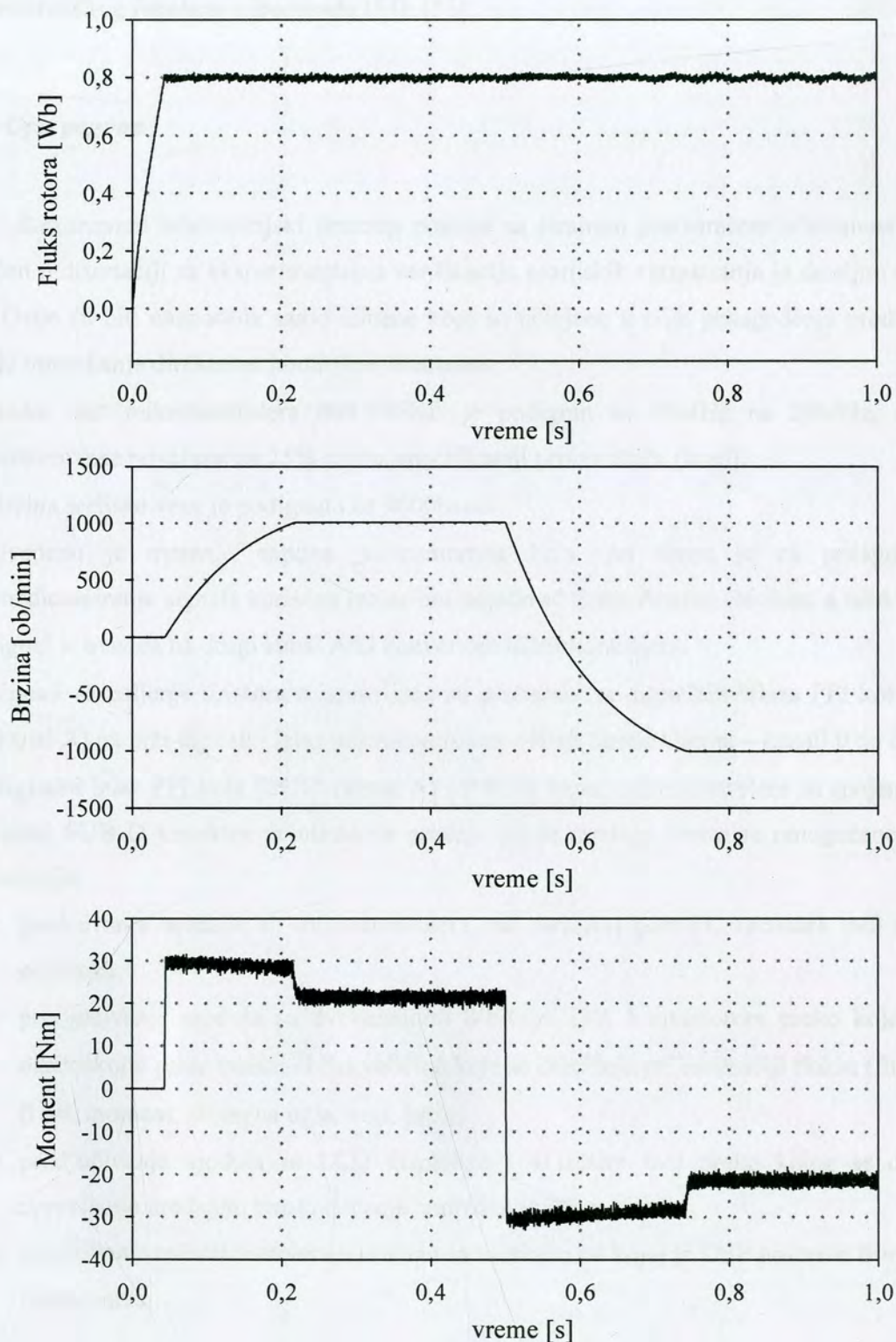


Sl. 4.2-28: Odziv fluksa rotora, brzine i momenta pri direktnom zadavanju momenta



Sl. 4.2-29: Odziv fluksa rotora, brzine i momenta sa regulatorom brzine

Na kraju je radi poređenja sa osnovnim rešenjem direktne kontrole momenta testiran DTC algoritam kod naponskog invertora. Pri tome je korišćen isti model motora i regulatora brzine. Umesto ulaznog ispravljača upotrebljen je konstantan izvor jednosmernog napona 400V i naponski invertor sa IGBT tranzistorima i histerezisni regulatori momenta i fluksa statora.



Sl. 4.2-30: Odziv fluksa statora, brzine i momenta kod DTC metode sa naponskim invertorom

## 5 Laboratorijski prototip pogona

Laboratorijski prototip na kome je izvršena verifikacija predloženog algoritma upravljanja je u potpunosti realizovan i testiran u Laboratoriji za elektromotorne pogone Elektrotehničkog fakulteta u Beogradu [54], [55].

### 5.1 Opis pogona

Realizovani laboratorijski prototip pogona sa strujnim pretvaračem učestanosti koji je korišćen u disertaciji za eksperimentalnu verifikaciju teorijskih razmatranja je detaljno opisan u [55]. Ovde će biti naznačene samo izmene koje su učinjene u cilju prilagođenja predloženom rešenju upravljanja direktnom kontrolom momenta:

- Radni takt mikrokontrolera i80C196KC je podignut sa 16MHz na 20MHz, čime su performanse povećane za 25% prema specifikaciji proizvođača (Intel).
- Brzina serijske veze je podignuta na 9600baud.
- Uvedeno je merenje napona jednosmernog kola, pri čemu je za prilagođenje i kondicioniranje signala korišćen izolacioni pojačivač firme Analog Devices, a tako dobijeni signal je uveden na drugi kanal A/D konvertora mikrokontrolera.
- Signali za paljenje tiristora u ispravljaču su prebačeni sa digitalnih izlaza PPI kola 82C55 (kanal A) na brzi digitalni izlaz mikrokontrolera (High Speed Output – kanali 0 do 5).
- Digitalni izlaz PPI kola 82C55 (kanal A) i PWM0 kanal mikrokontrolera su spojeni na 25-pinski SUB D konektor montiran na prednju ploču uređaja. Ovim su omogućene sledeće funkcije:
  - povezivanje uređaja, tj. mikrokontrolera, na paralelni port PC računara radi razmene podataka;
  - priključivanje modula sa dvokanalnim 8-bitnim D/A konvertorom preko kojeg se na osciloskopu prate talasni oblici veličina koje se detektuju pri estimaciji fluksa (fluks u  $\alpha$  i  $\beta$  osi, moment, promena ugla, ems, itd.);
  - priključivanje modula sa LCD displejem i 4 tastera radi preko kojeg se ostvaruje upravljanje uređajem bez korišćenja nadređenog PC računara;
  - povezivanje mikrokontrolera u uređaju sa karticom na kojoj je DSP procesor firme Texas Instruments.

- Umesto EPROM memorije u kojoj se smešta upravljački algoritam koristi se FlashRAM koji se brže reprogramira i ne zahteva brisanje pomoću UV lampe što značajno skraćuje vreme testiranja algoritma.
- Deo eksterne RAM memorije je rezervisan za snimanje do 4 veličina ukupne rezolucije 1024 tačaka i to u toku izvršavanja upravljačkog algoritma. Ove vrednosti se mogu očitati i tokom rada pogona pomoću posebnog programa razvijenog u *Matlab*-u. Na ovaj način je eliminisana potreba za korišćenjem osciloskopa, jer se sve veličine koje se izračunavaju i estimiraju mogu jednostavno snimiti i prebaciti u PC računar na dalju analizu i obradu.
- Asinhroni motor koji je priključen na izlaz strujnog pretvarača učestanosti je snage 4kW, tip Sever ZK 112 M, a njegovi podaci i dimenzije su dati u prilogu (poglavlje 9).

Pri eksperimentisanju sa pogonom ulazni mrežni napon je preko autotransformatora snižen na 100V, kako bi se prilikom testova zaštitile komponente dok se ne izvrše konačne verifikacije. Na sledećoj slici je prikazan izgled realizovanog prototipa u Laboratoriji za elektromotorne pogone Elektrotehničkog fakulteta u Beogradu.



Sl. 5.1-1: Pogon asinhronog motora sa strujnim pretvaračem učestanosti



## 5.2 Upravljački algoritam

Kako je u poglavlju 4 istaknuto, upravljački algoritam je u potpunosti razvijen u programskom jeziku C, s tim što je praktično najveći deo kôda testiran u okviru programa *Matlab/SIMULINK*. Algoritam je podeljen u nekoliko programskih modula – celina, prema funkciji koju izvršavaju:

### 1. **DTC\_CSI.C** (Glavni program).

U glavnom programu se vrši deklaracija promenljivih, inicijalizacija periferija (A/D konvertora, serijske RS232 veze, brze ulazno/izlazne jedinice – HSI / HSO, softverskih tajmera 0, 1 i 2, digitalnih izlaza - PPI kanala, PWM kanala), a zatim se ulazi u beskonačnu petlju u okviru koje se očitava stanje serijske veze radi prijema/slanja komandi i rezultata pri čemu mikrokontroler vraća serijskom vezom informaciju o statusu “Spreman za rad” (*READY*). Iz beskonačne petlje se izlazi pritiskom na taster **Esc** na tastaturi PC računara.

### 2. **RS232.C** (Serijska veza sa nadređenim PC računarom).

Serijska veza je ostvarena preko serijske prekidne rutine za prijem informacija, a da li je poruka iz PC računara poslata mikrokontroleru se proverava u okviru beskonačne petlje u glavnom programu. Podešena brzina serijske veze je 9600baud, a realizovana je i softverska provera tačnosti prenetih informacija.

### 3. **DC\_MER.C** (Merenje struje i napona jednosmernog međukola preko A/D konvertora).

Signali struje i napona jednosmernog međukola se preko odgovarajućih senzora (LEM Hallov senzor za merenje struje i izolacioni pojačivač ADI za napon) i kola za kondicioniranje i prilagođenje na opseg 0-5V uvode u A/D konvertor mikrokontrolera rezolucije 10-bitna (opseg 0-1023). Merenje se startuje prvi put iz glavnog programa, a zatim se automatski preko HSO jedinice aktivira na svakih 303 $\mu$ s. Nakon što se obavi merenje struje, tj. konverzija na kanalu 0, generiše se prekid i startuje DC\_MER modul u okviru kojeg se odmah ulaska u rutinu pokreće i merenje napona, tj. konverzija na kanalu 1. Dok se ne završi konverzija, tj. merenje napona u trajanju od 15 $\mu$ s, izračunava se srednja vrednost struje. Nakon dobijanja vrednosti struje i napona jednosmernog kola, poziva se funkcija rekonstrukcije naizmeničnih veličina (RECON), a zatim i estimator fluksa i momenta (ESTIM). Na kraju se proverava da li je obavljeno 11 merenja odnosno da li je proteklo 3,33ms od prvog merenja, da bi se aktivirao regulator struje (modul PIREG\_I).

#### 4. **PIREG\_I.C** (Strujni PI regulator).

Regulator struje je standardni PI regulator sa limitiranim integratorom i limitiranim izlazom. Ulazi regulatora su referentna struja izračunata na osnovu  $d$  i  $q$  komponente struje i merena vrednost izračunata usrednjavanjem vrednosti 11 obavljenih merenja u toku 3,33ms. Parametri regulatora su  $K_{Pi} = 200$  i  $K_{Ii} = 20$ . Izlaz regulatora se uvodi u tablicu *arccos* na osnovu koje se izračunava potrebni ugao paljenja u ispravljaču  $\alpha$  izražen u  $\mu\text{s}$ .

#### 5. **SINHRO.C** (Sinhronizacija paljenja tiristora u ispravljaču sa mrežnim naponom).

Trenutak paljenja prvog para tiristora u ispravljaču je određen na osnovu hardverske detekcije prolaska međufaznog napona napajanja kroz nulu. Tom prilikom se javlja impuls amplitude 5V što se detektuje u mikrokontroleru pomoću High Speed Input (HSI) interfejsa koji omogućava da se tačno utvrdi trenutak pojave navedenog impulsa. Radi zaštite od eventualnih fluktuacija mrežnog napona, uvedena je softverska provera da li je perioda pojavljivanja impulsa između 17ms i 23ms, jer se pri 50Hz impulsi javljaju tačno na 20ms.

#### 6. **TIR\_RECT.C** (Paljenje tiristora u ispravljaču).

Tiristori u ispravljaču se pale po ekvidistantnoj metodi po kojoj se na osnovu samo jednog sinhronizacionog impulsa definišu preostali trenuci aktiviranja pod pretpostavkom da je učestanost stalna i da iznosi 50Hz. To znači da će svaki naredni par tiristora biti upaljen nakon vremena koje iznosi  $3,33\text{ms} + \Delta\alpha$ , gde je  $\Delta\alpha$  razlika između trenutne i prethodne vrednosti ugla paljenja određene regulatorom struje. Pri tome je uvedeno i ograničenje nagle promene ugla paljenja za vrednosti veće od  $\Delta\alpha = 54^\circ$ , kako ne bi došlo do preklapanja sa paljenjem narednog para tiristora.

#### 7. **PIREG\_F.C** (PI regulator fluksa rotora).

Regulator rotorskog fluksa je standardni PI regulator sa limitiranim integratorom i limitiranim izlazom kod koga su ulazi referentni (nominalni) fluks rotora i amplituda estimiranog fluksa rotora. Regulator se poziva na svake 2ms, a na izlazu daje  $d$  komponentu struje. Parametri regulatora su  $K_{Pf} = 128$  i  $K_{If} = 75$ .

#### 8. **REKON.C** (Rekonstrukcija struje i napona motora).

Poziva se iz modula DC\_MER nakon završenog merenja struje i napona jednosmernog međukola, a za rekonstrukciju se pored ove dve vrednosti koristi i informacija o trenutno aktiviranim tiristorima u invertoru, prema šemi detaljno objašnjenom u poglavlju 3.3.1. Izlazne veličine su naponi i struje motora u fazama  $\alpha$  i  $\beta$ .

9. **ESTIM.C** (Estimator rotorskog fluksa i momenta).

Nakon rekonstrukcije naizmenične struje i napona motora poziva se estimator, pri čemu se prvo izračunava elektromotorna sila na osnovu napona i struja motora poznavajući vrednost otpora statora. Zatim se vrši integracija elektromotorne sile uz kompenzaciju ofseta po metodi objašnjenju u poglavlju 3.4.1 (Holtz-ova metoda). Konačno, primenom brzog DSP algoritma dovoljne preciznosti za navedenu primenu, određuje se amplituda i pozicija vektora rotorskog fluksa, prema postupku opisanom u poglavlju 3.5.3.

10. **TIR\_CSIC** (Paljenje tiristora u invertoru).

Promena stanja tiristora u invertoru se vrši na svaku 1ms, pri čemu je ulaz tablice aktiviranja tiristora rezultatni ugao jednak zbiru ugla rotora izračunatog u estimatoru i faznog stava referentnih struja u  $d$  i  $q$  osi izračunatog u glavnom programu u trenucima promene referentnog momenta. Šablon za paljenje tiristora u invertoru se upisuje u pomoćni registar radi očitavanja trenutno aktivnih tiristora u funkciji RECON.

11. **W\_MEREG.C** (Merenje i regulacija brzine motora).

Merenje brzine motora se vrši pomoću inkrementalnog enkodera sa 4096 markera, a vrednost se očitava na osnovu sadržaja tajmera 2 mikrokontrolera u koji se uvode prethodno obrađeni signali sa enkodera. Merenje brzine se pomoću softverskog tajmera poziva svakih 20ms, a u glavnom programu je moguće izborom odgovarajućeg softverskog prekidača aktivirati i PI regulator brzine čiji je izlaz referentni moment motora. Parametri regulatora su  $K_{pn} = 400$  i  $K_{In} = 4$ , a izlazni moment je limitiran na  $\pm 5Nm$ .

12. **SOFT\_TIM.C** (Detekcija prekida softverskih tajmera).

Softverski tajmeri mikrokontrolera i80C196KC20 kojih ima ukupno 4, omogućavaju da se određene funkcije – programski moduli startuju u tačno definisanim vremenskim intervalima pri čemu se generiše odgovarajući prekid kao znak da treba izvršiti navedenu funkciju. Pošto se u upravljačkom algoritmu koriste 3 softver tajmera (0, 1, 2) potrebno je detektovati koji se od prekida dogodio i da li su se istovremeno desila 2 ili sva 3 prekida. U tom slučaju se prema određenom prioritetu poziva jedna od 3 funkcije ili redom sve 3 (TIR\_RECT, TIR\_CSI, W\_MEREG).

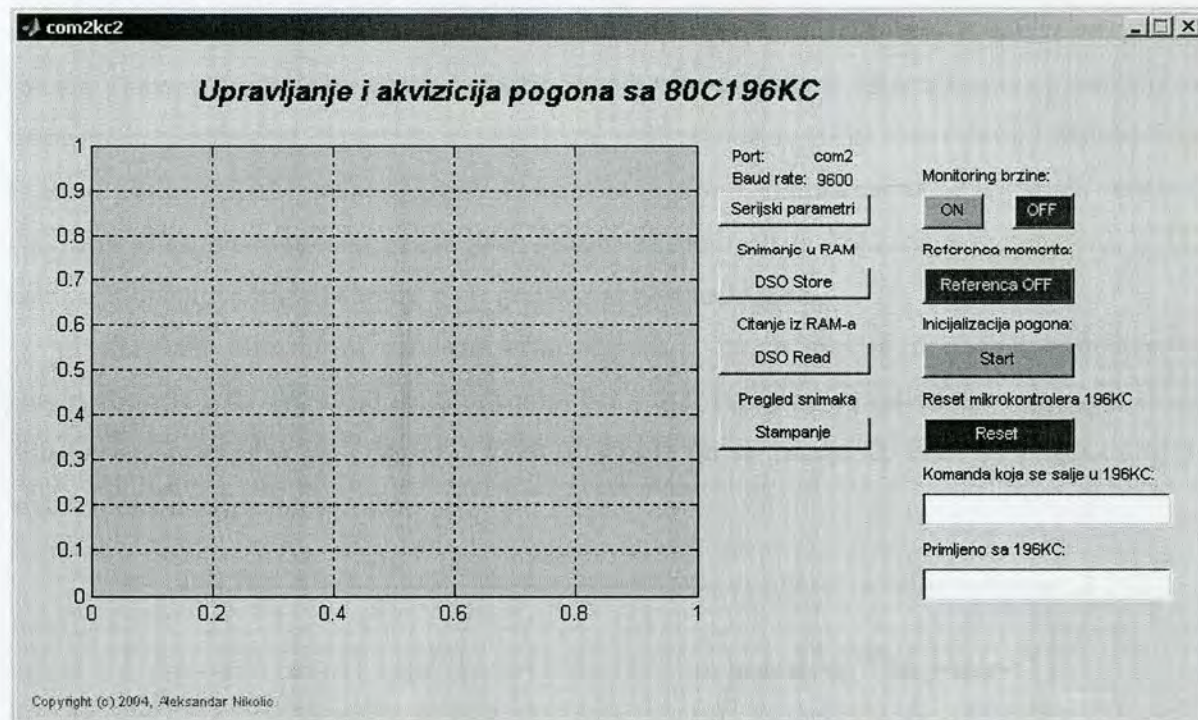
Iako su opisani programski moduli složeni, pogotovo kao celina koja treba pouzdano da funkcioniše, memorijski kapacitet mikrokontrolera i njegova brzina omogućavaju da se kôd izvršava željenom brzinom i preciznošću, što će biti pokazano u vidu eksperimentalnih rezultata u 6. poglavlju.

U narednoj tabeli su sumarno specificirani svi programski moduli sa vremenima poziva u slučaju prekidnih (*interrupt*) rutina.

Tabela 5.2-1: Softverski moduli koji čine upravljački algoritam

Naziv modula	Funkcija	Vreme pozivanja
DTC_CSI.C	Glavni program	-
RS232.C	Serijska veza sa PC računarom.	-
DC_MER.C	Merenje struje i napona jednosmernog međukola preko A/D konvertora, kanali 0 i 1.	303 $\mu$ s
PIREG_I.C	Strujni PI regulator, poziva se iz DC_MER.C	3,33ms
SINHRO.C	Sinhronizacija sa mrežom, aktivira se pozitivnom ivicom impulsa na HSI kanalu 0.	$\approx$ 20ms (17ms < t < 23ms)
TIR_RECT.C	Paljenje tiristora u ispravljaču preko HSO jedinice, poziva se iz SOFT_TIM.C, aktiviranjem preko softverskog tajmera 0.	1,667ms ÷ 8,33ms
PIREG_F.C	PI regulator fluksa rotora, daje na izlazu referentnu <i>d</i> komponentu struje.	2ms
REKON.C	Rekonstrukcija struje i napona motora na osnovu izmerenih vrednosti u jednosmernom međukolu i stanja aktivnih tiristora u invertoru, poziva se iz DC_MER.C nakon 3 obavljena merenja.	3*303 $\mu$ s = 909 $\mu$ s
ESTIM.C	Estimator rotorskog fluksa i momenta. Poziva se iz DC_MER nakon funkcije REKON.	909 $\mu$ s
TIR_CSI.C	Paljenje tiristora u invertoru preko PPI kanala B, na osnovu izračunate pozicije vektora rotorskog fluksa i zadatog faznog stava struje određuje aktivni vektor struje, tj. par tiristora invertora koje treba aktivirati, poziva se iz SOFT_TIM.C, aktiviranjem preko softverskog tajmera 1	1ms
W_MEREG.C	Merenje brzine enkoderom preko TIMER-a 2, poziva se iz SOFT_TIM.C, startovanjem preko softverskog tajmera 2. U ovom modulu je ostvarena i regulacija brzine preko PI regulatora koji se aktivira po potrebi, softverski.	20ms
SOFT_TIM.C	Detekcija prekida softverskih tajmera	-

Pogon se upravlja sa tastature PC računara iz programa *Matlab* preko odgovarajućeg grafičkog interfejsa, prikazanog na narednoj slici.



Sl. 5.2-1: Grafički interfejs programa za upravljanje pogonom

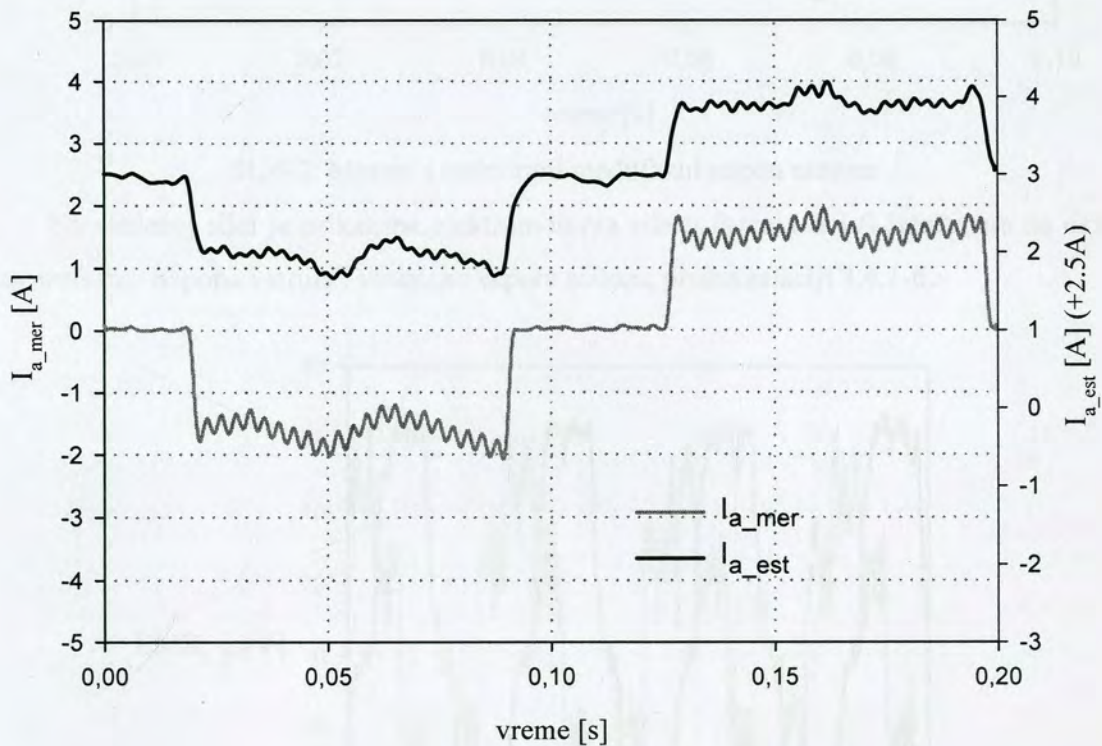
Nakon inicijalizacije, tj. starta pritiskom na taster **Start**, pogon se pokreće tako što se prvo zada referenca fluksa rotora čime se preko PI regulatora fluksa rotora izračunava  $d$  komponenta struje koja se prosleđuje motoru. Nakon uspostavljanja zadatog rotorskog fluksa, što se detektuje automatski, može se zadati željena vrednost momenta. Referenca momenta se isključuje pritiskom na taster **Referenca OFF**, a potpuno isključenje pogona se vrši pritiskom na taster **Reset**.

Motor se ubrzava na jednu ili drugu stranu u zavisnosti od znaka zadatog momenta, a na osnovu vrednosti momenta računa se  $q$  komponenta struje i zatim ukupna referentna struja za PI regulator struje na osnovu  $q$  i  $d$  komponenti struje. Nakon starta moguće je pratiti signal brzine i prikaz trenutne vrednosti u ob/min pritiskom na taster **ON** (monitoring brzine). Tada je blokirano zadavanje drugih komandi, pa je za upravljanje potrebno prvo isključiti ovaj mod sa **OFF**. Četiri veličine po izboru koje se izračunavaju u okviru upravljačkog algoritma moguće je snimiti u eksternu RAM memoriju mikrokontrolera aktiviranjem tastera **DSO Store**, a zatim nakon potvrde snimanja pročitati uz grafički prikaz svaku od 4 veličina koja se snima na PC računaru. Ovako snimljene veličine moguće je odmah pregledati pomoću tastera **Stampanje**, pri čemu se može birati vremenski opseg i broj veličina koje će biti istovremeno prikazan.

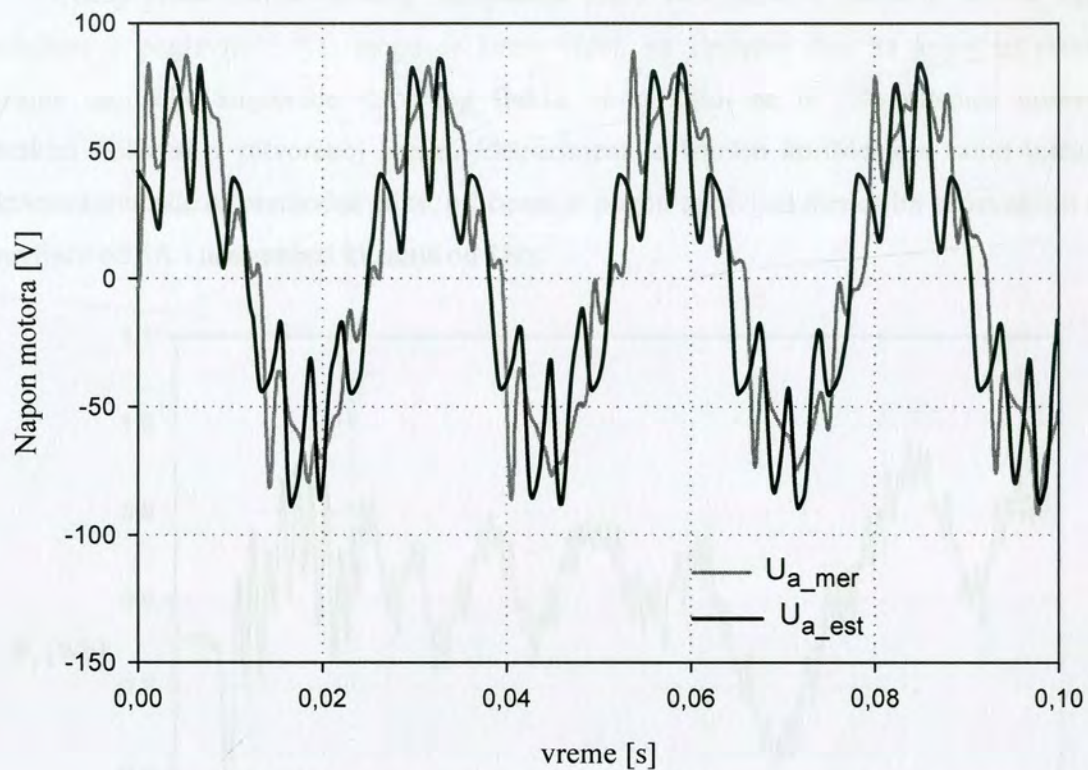
## 6 Ekperimentalni rezultati

U cilju podešavanja laboratorijskog prototipa pogona kao i verifikacije predloženog rešenja direktne kontrole momenta izvršeno je više eksperimenata. Ekperimentalni rezultati su prikupljeni korišćenjem digitalnog memorijskog osciloskopa sa GPIB interfejsom i očitavanjem sadržaja eksterne RAM memorije mikrokontrolera koja se koristi za snimanje pojedinih veličina. Na ovaj način su vrednosti prikupljene tokom eksperimenata jednostavno prenesene u PC računar radi dalje obrade i analize u programskom paketu *Matlab*.

Rezultati metode za rekonstrukciju napona i struja motora dobijenih merenjem u jednosmernom kolu prikazani su na slikama 6-1 i 6-2. Pri tome su estimirane vrednosti struje translatorno pomerene na dijagramu kako bi mogle da se jasnije uporede sa odgovarajućim vrednostima dobijenih merenjem.

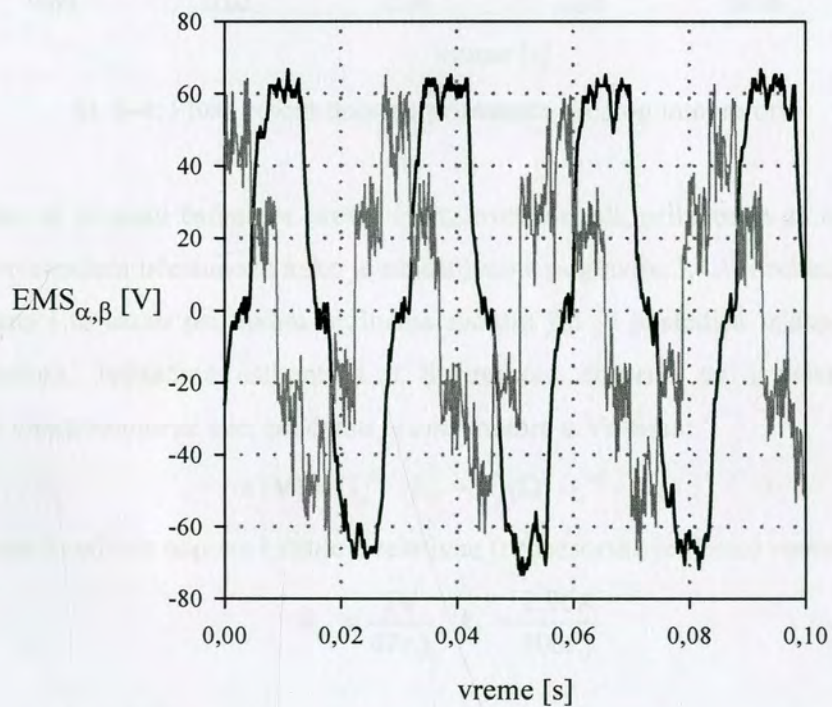


Sl. 6-1: Merena i estimirana fazna struja motora

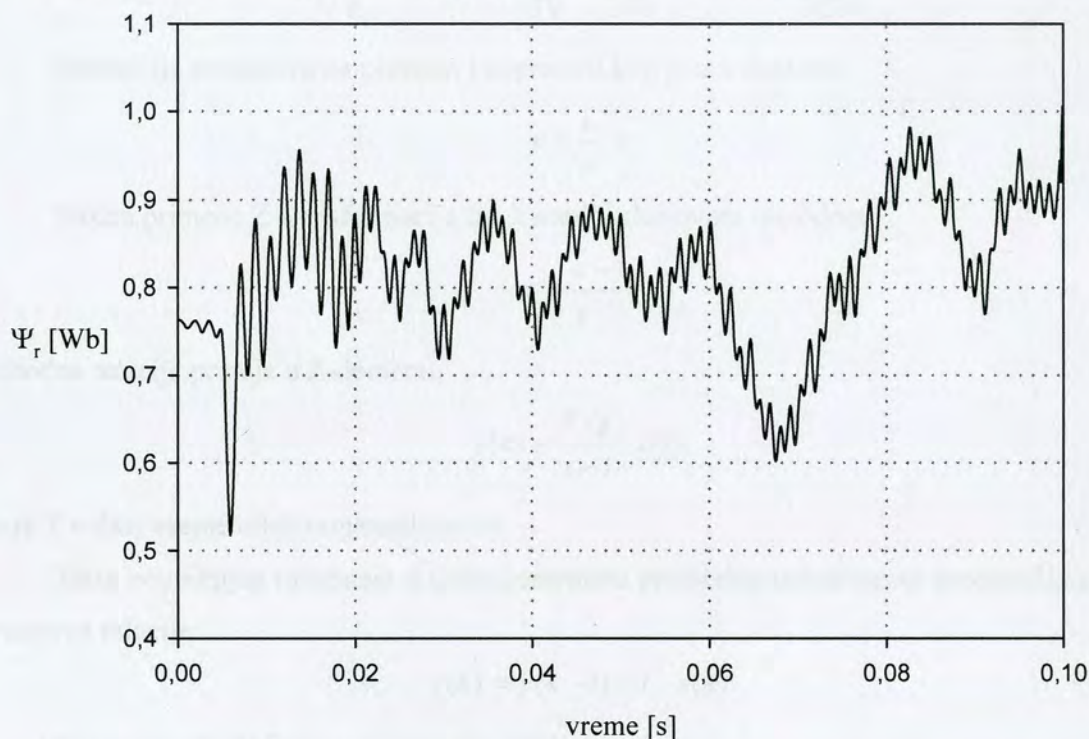


Sl. 6-2: Mereni i estimirani međufazni napon motora

Na sledećoj slici je prikazana elektromotorna sila u fazama  $\alpha$  i  $\beta$  izračunata na osnovu rekonstruisanih napona i struja i vrednosti otpora statora, prema relaciji 3.4.1-6.

Sl. 6-3: Estimirana elektromotorna sila motora u fazama  $\alpha$  i  $\beta$

Uticaj nesavršenosti prostog integratora usled DC ofseta i početnih uslova kako je objašnjeno u poglavlju 3.4.1, mogu se jasno videti na sledećoj slici na kojoj su prikazane značajne oscilacije amplitude rotorskog fluksa, zbog kojih ne bi bilo moguće upravljanje rotorskim fluksom u zatvorenoj sprezi. Eksperiment je izvršen korišćenjem samo integracije elektromotorne sile sa prethodne slike, pri čemu je pogon upravljan direktnim zadavanjem struje ispravljača od 5A i učestanosti klizanja od 1Hz.



Sl. 6-4: Fluks rotora dobijen primenom prostog integratora

Ukoliko se primeni estimator prema Holtz-ovoj metodi, prilagođen za konkretan pogon sa strujnim pretvaračem učestanosti kako je objašnjeno u poglavlju 3.4.1, oscilacije fluksa rotora će biti neznatne i to samo pri malim brzinama motora što je posledica talasnog oblika struje strujnog invertora. Jednačine estimatora u diskretnom domenu su izvedene polazeći od izračunavanja elektromotorne sile, pri čemu je  $ems$  motora u Voltima:

$$e(V) = U_s^{rj} \cdot k_U - R_s(\Omega) \cdot i_s^{rj} \cdot k_I, \quad (6-1)$$

gde su konstante svođenja napona i struje u relativne (procesorske jedinice) respektivno:

$$k_U = \frac{5V}{47r.j.}, \quad k_I = \frac{2.96A}{100r.j.} \quad (6-2)$$



Za vrednost otpora statora iz podataka proizvođača (poglavlje 9) od  $R_s = 4.534\Omega$  se deobom obe strane jednačine (6-1) sa  $k_U$  dobija sledeća relacija za elektromotornu silu u relativnim jedinicama:

$$e^{r.j.} = U_s^{r.j.} - \left( (1292 \cdot i_s^{r.j.}) / 1024 \right), \quad (6-3)$$

jer je:

$$R_s \cdot \frac{k_I}{k_U} = 3.45\Omega \cdot \frac{2.96A}{5V} \cdot \frac{47}{100} = 1.2615 = \frac{1292}{1024} \quad (6-4)$$

Estimacija se zasniva na prostom integratoru koji je u s-domenu:

$$y = \frac{1}{s} \cdot x \quad (6-5)$$

Nakon primene Z-transformacije Backward Euler-ovom metodom

$$s = \frac{z-1}{z \cdot T} \quad (6-6)$$

prethodna relacija postaje u Z-domenu:

$$y(z) = \frac{T \cdot z}{z-1} \cdot x(z) \quad (6-7)$$

gde je  $T = 1\text{ms}$  vreme odabiranja estimatora.

Zbog pogodnijeg računanja u mikrokontroleru prethodna jednačina se predstavlja u vidu rekurzivne relacije:

$$y(k) = y(k-1) + T \cdot x(k) \quad (6-8)$$

Na osnovu (6-8) fluks u apsolutnim jedinicama iznosi:

$$\Psi_s(k) = \Psi_s(k-1) + T \cdot k_U \cdot e^{r.j.}(k) \quad (6-9)$$

odnosno prelaskom na relativne jedinice uz usvojenu konstantu fluksa  $k_\Psi = 1\text{Wb} / 4096\text{ r.j.}$ :

$$\Psi_s^{r.j.}(k) = \Psi_s^{r.j.}(k-1) + \frac{T \cdot k_U}{k_\Psi} \cdot e^{r.j.}(k) \quad (6-10)$$

$$\Psi_s^{r.j.}(k) = \Psi_s^{r.j.}(k-1) + 0.48 \cdot e^{r.j.}(k) = \Psi_s^{r.j.}(k-1) + \frac{1}{2} \cdot e^{r.j.}(k) \quad (6-11)$$

Offset elektromotorne sile  $e_{off}$  se estimira na osnovu pomeraja trajektorije fluksa ( $e_{offdT}$ ) u odnosu na željenu kružnu putanju (kako je objašnjeno u poglavlju 3.4.1):

$$e_{offdT} = \frac{\Psi_{\alpha,\beta\max} + \Psi_{\alpha,\beta\min}}{dT} \quad (6-12)$$

gde je  $dT$  apsolutna vrednost razlike između trenutaka pojave odgovarajućeg maksimuma ( $t_{max}$ ) odnosno minimuma ( $t_{min}$ ) pomnožena sa 2:

$$dT = 2 \cdot |t_{max} - t_{min}| \tag{6-13}$$

U prethodnoj relaciji se  $dT$  uzima po apsolutnoj vrednosti, jer se u zavisnosti od smera obrtanja motora maksimum može pojaviti posle minimuma i obratno. Pošto ova razlika predstavlja polovinu periode osnovne komponente fluksa, potrebno je još i pomnožiti sa 2.

Vremena  $t_{max}$  i  $t_{min}$  se određuju u trenucima uključenja tiristora, tako što se odmah nakon upisa odgovarajućih bitova u PPI kanal B pročita sadržaj tajmera 1.

Ovako dobijenu vrednost signala ofseta elektromotorne sile potrebno je filtrirati, pri čemu je u  $s$ -domenu jednačina nisko-propusnog filtra:

$$e_{off} = \frac{1}{s + 1/5} e_{offdT} \tag{6-14}$$

odnosno u  $z$  domenu (primenom gore navedene Backward Euler-ove metode):

$$e_{off} = \frac{k_1 \cdot z}{z - k_2} e_{offdT} \tag{6-15}$$

gde su parametri  $k_1$  i  $k_2$ :

$$k_1 = \frac{T}{1 + (1/5) \cdot T} = 0.001111 = \frac{1}{900} \tag{6-16}$$

$$k_2 = \frac{1}{1 + (1/5) \cdot T} = 0.99978 = \frac{899}{900} \tag{6-17}$$

pa je filter offset-a elektromotorne sile u rekurzivnoj formi:

$$e_{off}(k) = k_2 \cdot e_{off}(k-1) + k_1 \cdot e_{offdT}(k) \tag{6-18}$$

$$e_{off}(k) = (899 \cdot e_{off}(k-1) + e_{offdT}(k)) / 900 \tag{6-19}$$

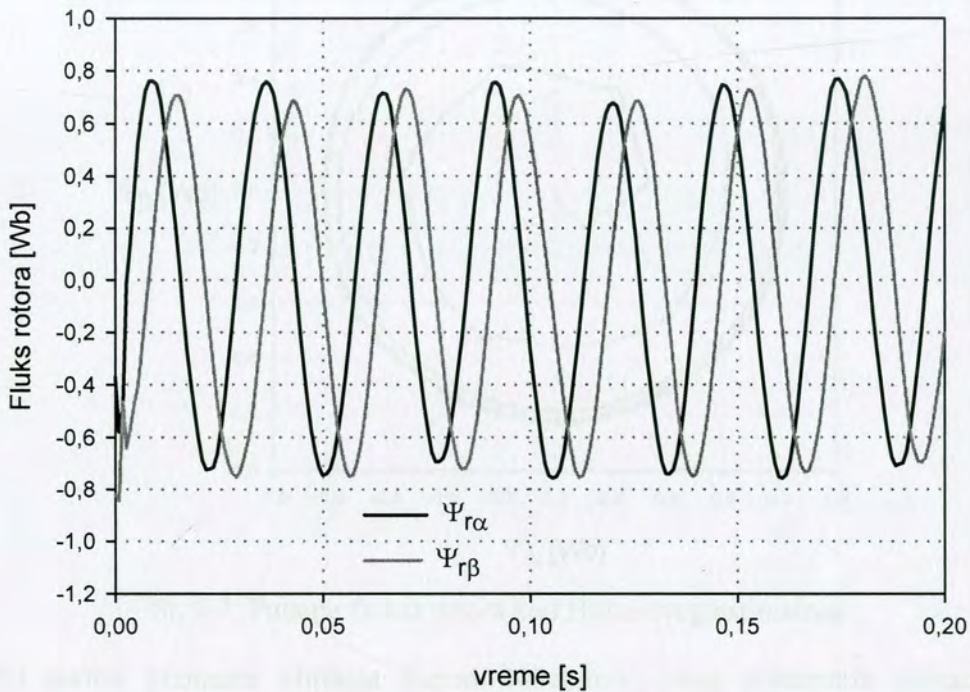
Ulaz u prosti integrator kojim se izračunava fluks statora je sada zbir elektromotorne sile  $e$  i njenog ofseta  $e_{off}$  (relacije 6-3 i 6-19, respektivno). Fluks rotora se dobija na osnovu ovako estimirane vrednosti fluksa statora i rekonstruisane struje motora, poznajući parametre motora:

$$\hat{\Psi}_{r-\alpha,\beta} = \frac{L_r}{L_m} \cdot \hat{\Psi}_{s-\alpha,\beta} - \frac{L_s \cdot L_r - L_m^2}{L_m} \cdot i_{s-\alpha,\beta} \tag{6-20}$$

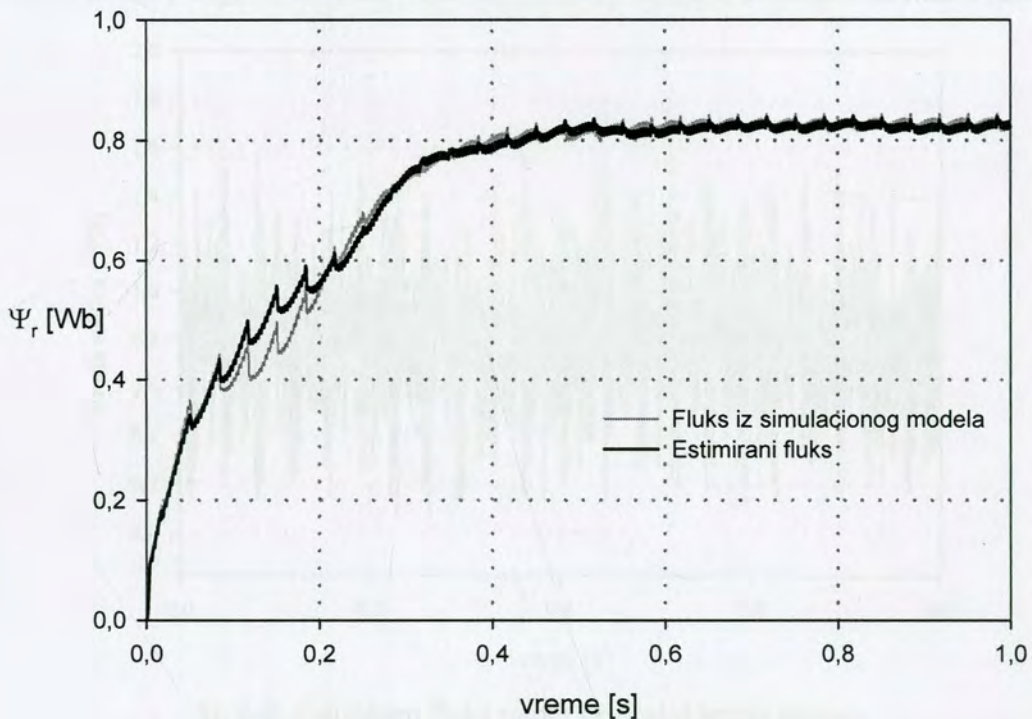
pri čemu je za parametre motora date u poglavlju 9 nakon svodenja u relativne (procesorske) jedinice:

$$\Psi_r^{r,j}(k) = (66 \cdot \Psi_s^{r,j}(k)) / 64 - 13 \cdot i_s^{r,j}(k) \tag{6-21}$$

Na slici 6-5 je prikazan talasni oblik rotorskog fluksa u fazama  $\alpha$  i  $\beta$  dobijen primenom Holtz-ovog estimatora, dok je na slici 6-6 prikazan odziv rotorskog fluksa nakon zadavanja nominalne reference od 0,8Wb. Radi poređenja, na istom dijagramu je dat i odziv rotorskog fluksa dobijen na osnovu detaljnog simulacionog modela o kome je bilo više reči u poglavlju 4.

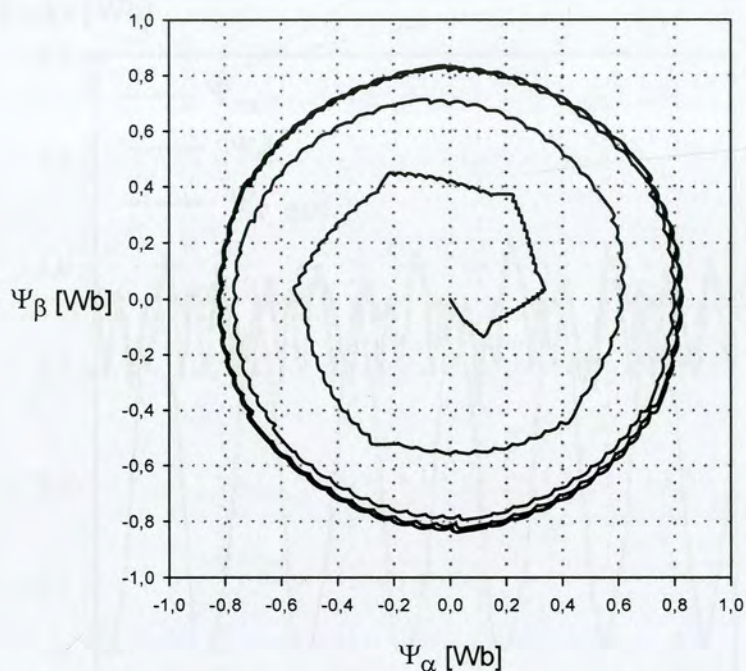


Sl. 6-5: Talasni oblik fluksa rotora kod Holtz-ovog estimatora



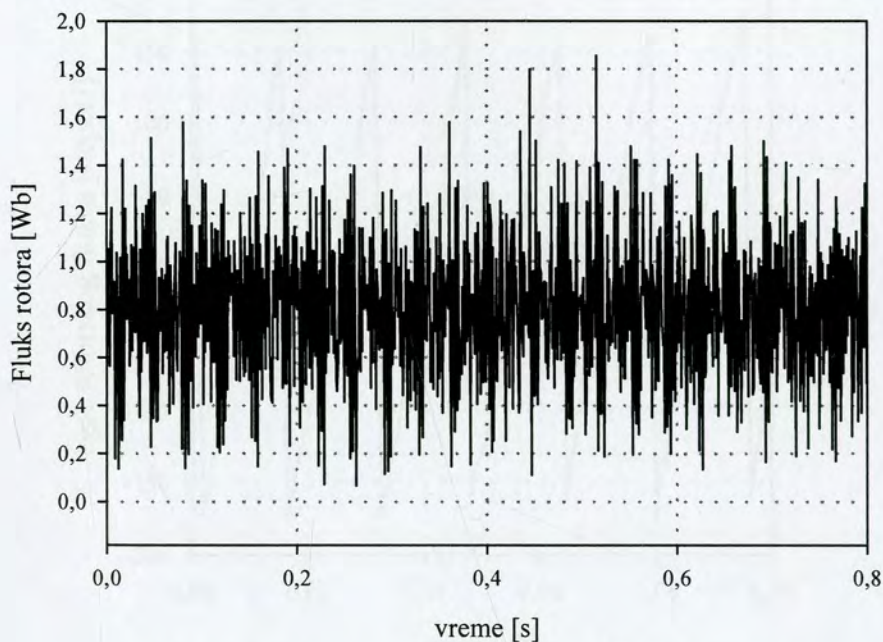
Sl. 6-6: Odziv fluksa rotora kod Holtz-ovog estimatora

Na slici 6-7 je prikazana putanja rotorskog fluksa nakon starta neopterećenog motora, korišćenjem vrednosti fluksa u  $\alpha$  i  $\beta$  osi sa slike 6-5.



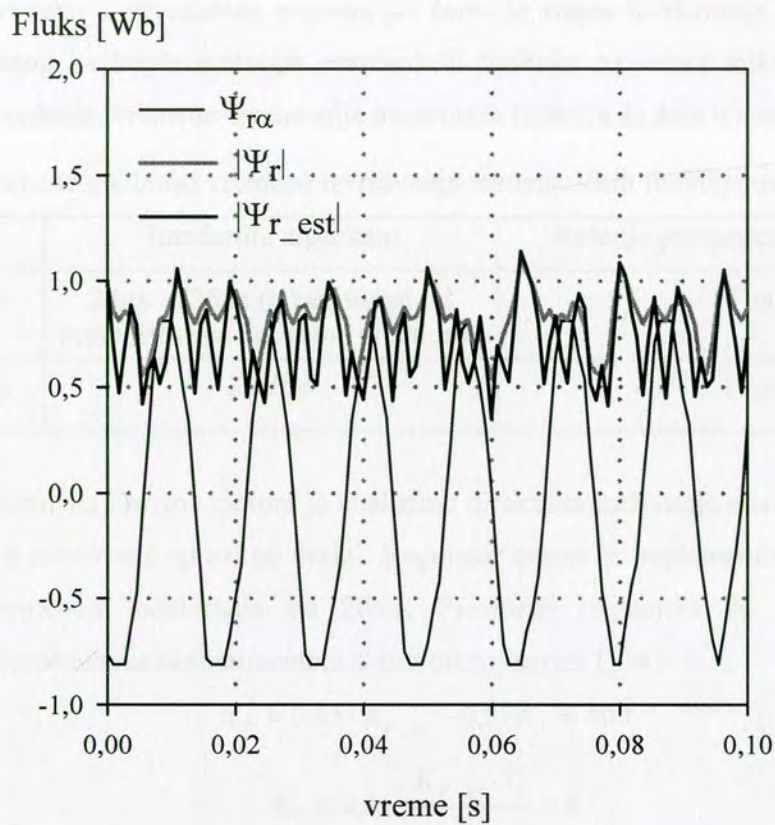
Sl. 6-7: Putanja fluksa rotora kod Holtz-ovog estimatora

Pri malim brzinama obrtanja (ispod 200ob/min) zbog pomenutih pulsacija struje invertora doći će do pulsacija fluksa rotora kako je prikazano na slici 6-8, ali se srednja vrednost estimiranog fluksa i dalje održava na vrednosti jednakoј zadanom nominalnom fluksu rotora.

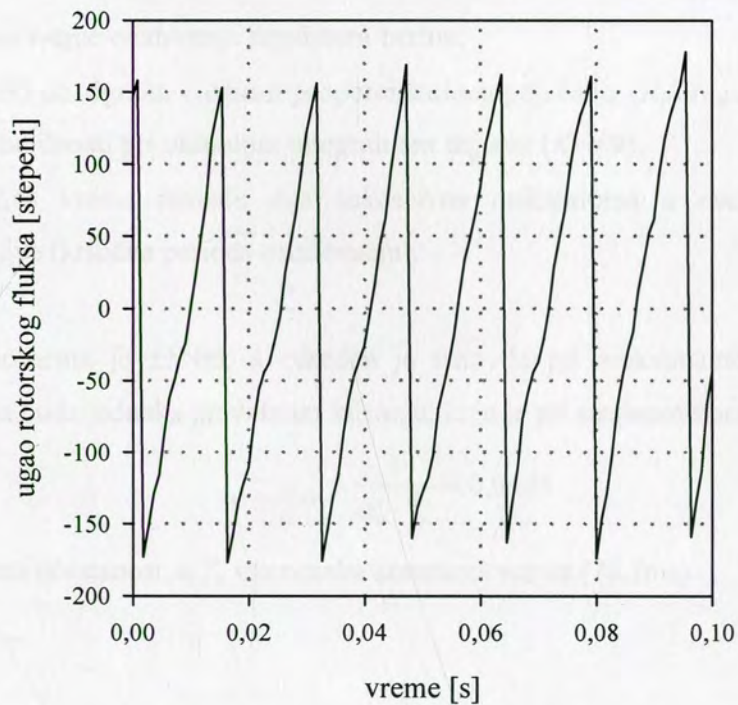


Sl. 6-8: Estimirani fluks rotora pri maloj brzini motora

Eksperimentalna verifikacija preciznosti algoritma za određivanje amplitude i pozicije (ugla) vektora rotorskog fluksa je izvršena pri brzini pogona od 1000ob/min (slike 6-9 i 6-10).



Sl. 6-9: Određivanje amplitude vektora rotorskog fluksa



Sl. 6-10: Određivanje ugla vektora rotorskog fluksa

Sa slika na kojima je predstavljena promena amplitude i ugla rotorskog fluksa, vidi se da predloženi DSP algoritam o kojem je bilo reči u poglavlju 3.5.3 zadovoljava zahtevanu preciznost za primenu u navedenom pogonu, pri čemu je vreme izvršavanja značajno kraće od vremena potrebnog za implementaciju standardnih funkcija na istom mikrokontroleru (sqrt, arctan). Radi poređenja, vremena izvršavanja pomenutih funkcija su data u narednoj tabeli.

Tabela 6-1: Uporedne vrednosti vremena izvršavanja matematičkih funkcija na mikrokontroleru

Funkcija	Standardni algoritam	Rešenje primenjeno u disertaciji
$\text{SQRT}(x^2 + y^2)$	24 $\mu\text{s}$ - 236 $\mu\text{s}$ (u zavisnosti od pretpostavljene početne vrednosti)	7 $\mu\text{s}$
$\text{ARCTAN}(y/x)$	2,78ms	12 $\mu\text{s}$

Odziv momenta i brzine motora je analiziran direktnim zadavanjem reference momenta i pri upravljanju u zatvorenoj sprezi po brzini. Regulator brzine je implementiran sa soft startom na ulazu i vremenom odabiranja od 20ms. Parametri regulatora su određeni pomoću Takahashijeve procedure sa eksperimentom u zatvorenoj sprezi [134]:

$$K_p = 0,45 \cdot K_{p\_kr} - 0,5 \cdot K_I = 400 \quad (6-22)$$

$$K_I = 0,54 \cdot \frac{K_{p\_kr} \cdot T_s}{T_{kr}} = 4 \quad (6-23)$$

gde je:

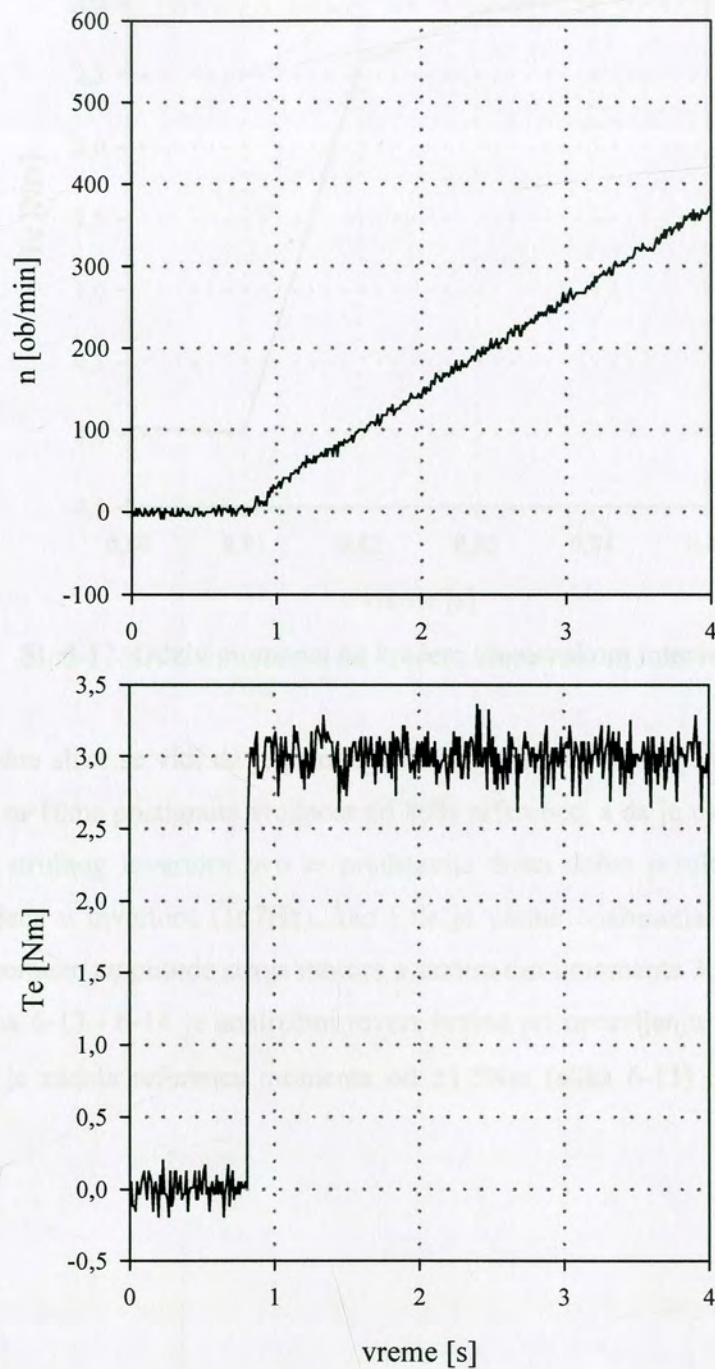
- $T_s = 20\text{ms}$  vreme odabiranja regulatora brzine,
- $K_{p\_kr} = 893$  dostignuta vrednost proporcionalnog pojačanja ( $K_p$ ) regulatora koja odgovara granici stabilnosti pri ukinutom integralnom dejstvu ( $K_I = 0$ ),
- $T_{kr} = 2,4\text{s}$  vreme između dva sukcesivna maksimuma u oscilacijama regulisane promenljive (kritična perioda oscilovanja).

Limit momenta je  $\pm 5\text{Nm}$ , a određen je tako da pri maksimalno zadatom momentu vrednost klizanja bude jednaka prevalnom klizanju, koje je pri strujnom upravljanju:

$$s_{pr} = \frac{1}{\omega_e \cdot T_r} = 0,0405 \quad (6-24)$$

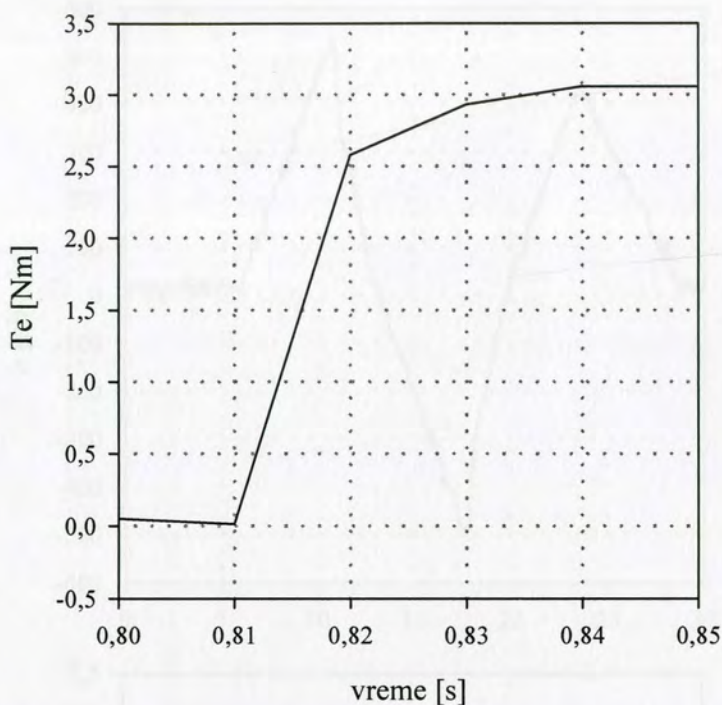
gde je  $\omega_e$  sinhrona učestanost, a  $T_r$  vremenska konstanta rotora (78,7ms).

Na slici 6-11 je analiziran start neopterećenog motora sa upravljanjem u otvorenoj sprezi po brzini, pri čemu je zadata referenca momenta od 3Nm.



Sl. 6-11: Odziv brzine i momenta bez regulatora brzine

Da bi se jasnije uočila brzina odziva momenta, na slici 6-12 je prikazan uvećan deo slike 6-11 na vremenskom intervalu od 0,8s do 0,85s.

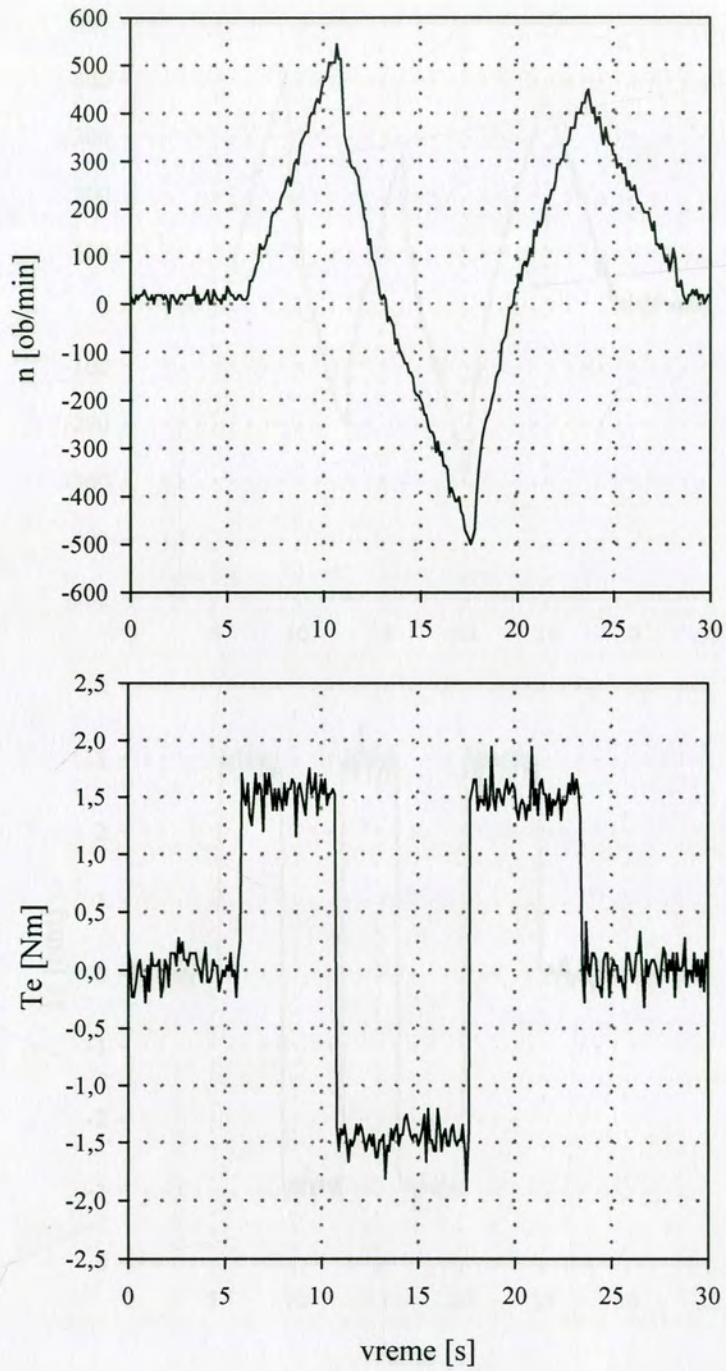


Sl. 6-12: Odziv momenta na kraćem vremenskom intervalu

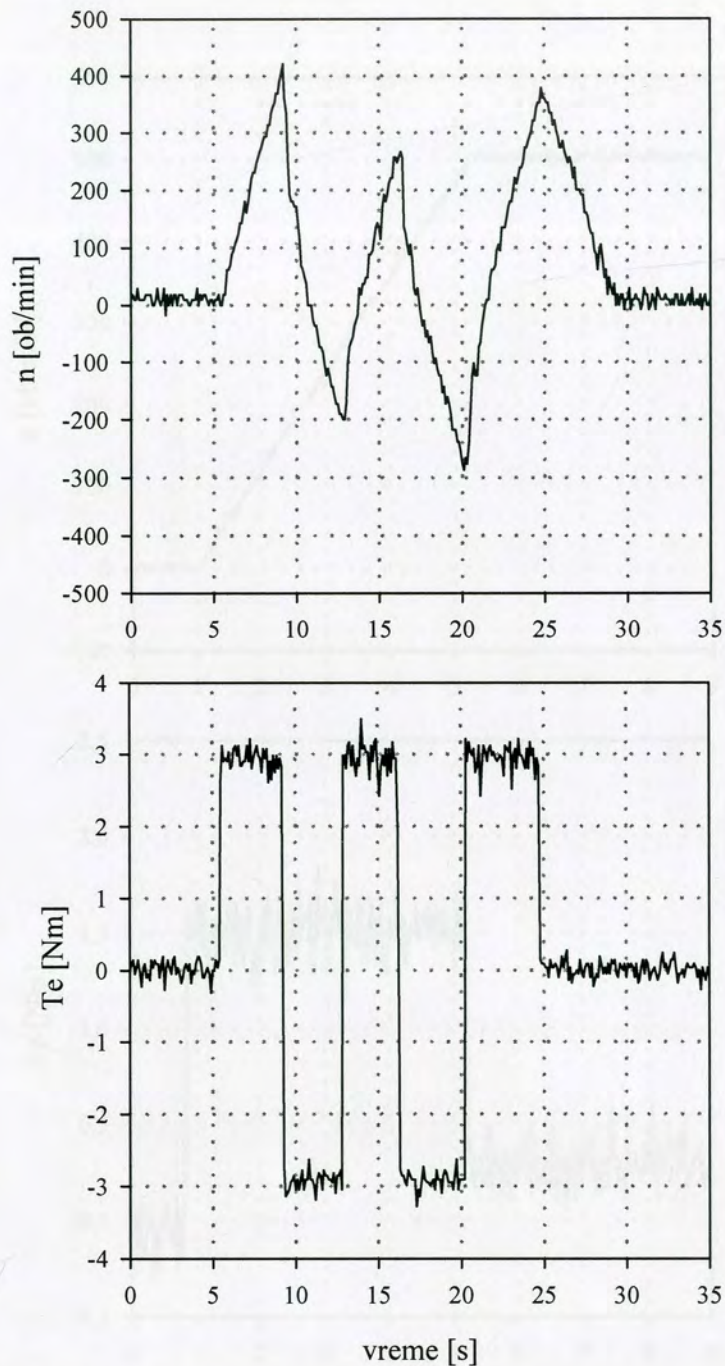
Sa prethodne slike se vidi da je primenjenim algoritmom upravljanja ostvaren brz odziv momenta, gde je za 10ms postignuta vrednost od 80% reference, a da je ukupno vreme smirenja 30ms. U slučaju strujnog invertora ovo se predstavlja dosta dobar rezultat, obzirom na nisku učestanost prekidača u invertoru (167Hz), kao i da je vreme odabiranja regulatora struje koji definiše brzinu promene amplitude struje motora a samim tim i momenta 3,33ms.

Na slikama 6-13 i 6-14 je analiziran revers brzine pri upravljanju u otvorenoj sprezi po brzini, pri čemu je zadata referenca momenta od  $\pm 1,5\text{Nm}$  (slika 6-13) odnosno  $\pm 3\text{Nm}$  (slika 6-14).



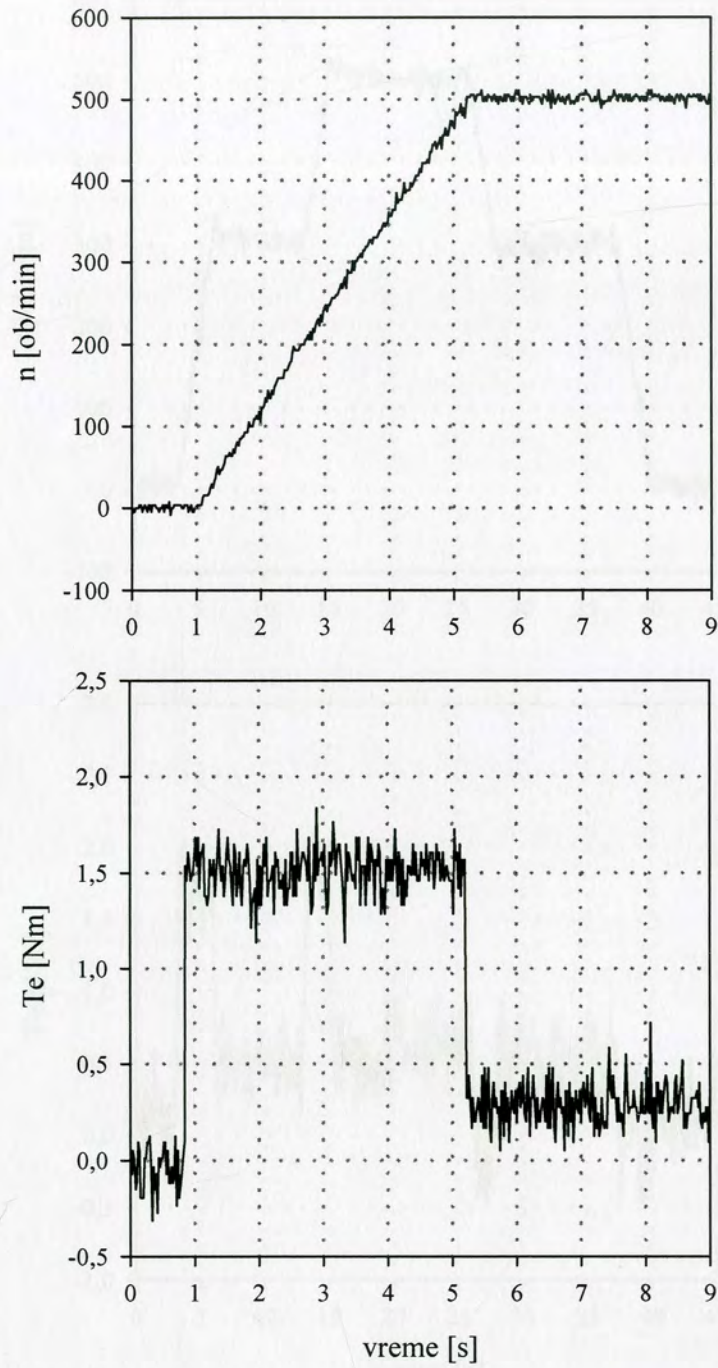


Sl. 6-13: Odziv brzine i momenta bez regulatora brzine pri promeni momenta od  $\pm 1,5\text{Nm}$



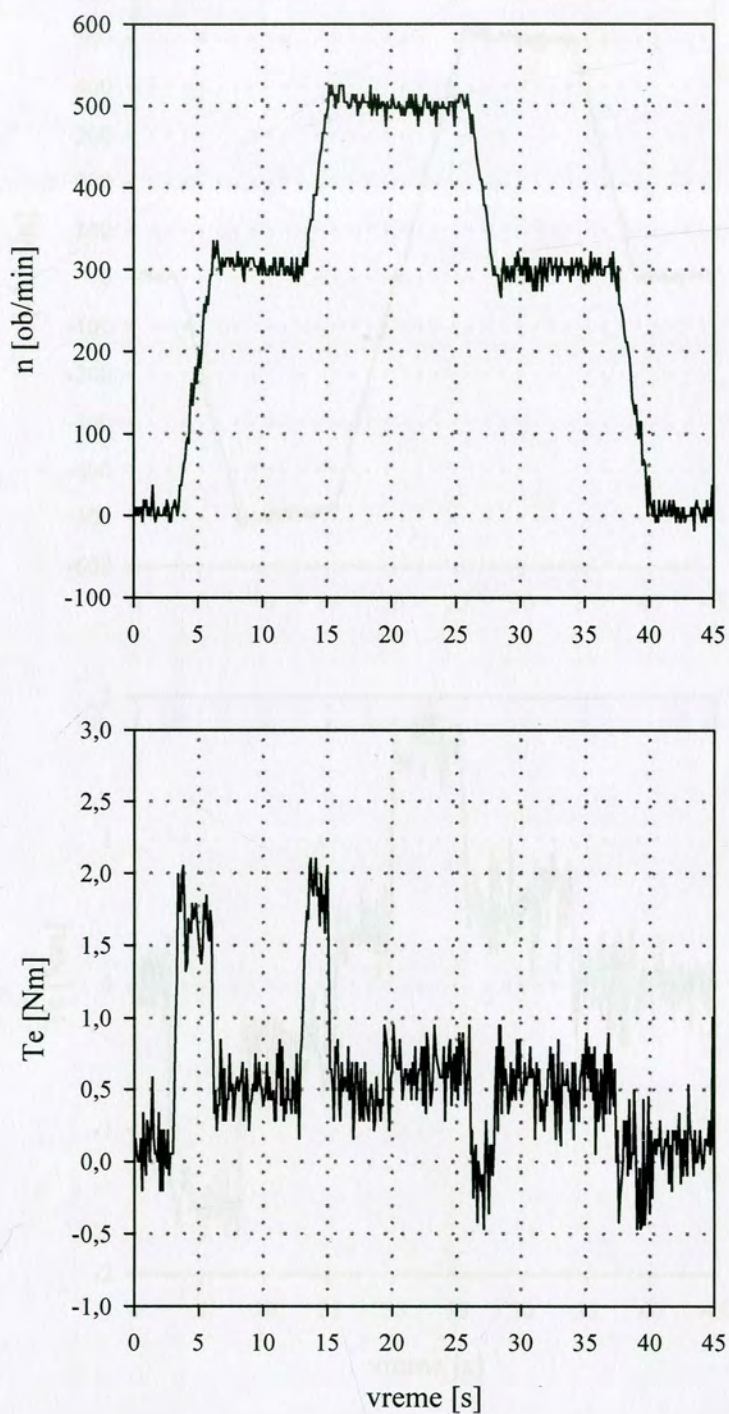
Sl. 6-14: Odziv brzine i momenta bez regulatora brzine pri promeni momenta od  $\pm 3\text{Nm}$

Zatvaranjem povratne sprege po brzini i zadavanjem referentne vrednosti brzine od 500ob/min iz stanja mirovanja nakon što je uspostavljen referentni rotorski fluks u mašini, dobijeni su odzivi momenta i brzine kao na slici 6-15. Pri tome je srednja vrednost momenta u toku procesa ubrzavanja bila 1,5Nm, dok je nakon dostizanja zadate brzine od 500ob/min srednja vrednost momenta opala na oko 0,3Nm.



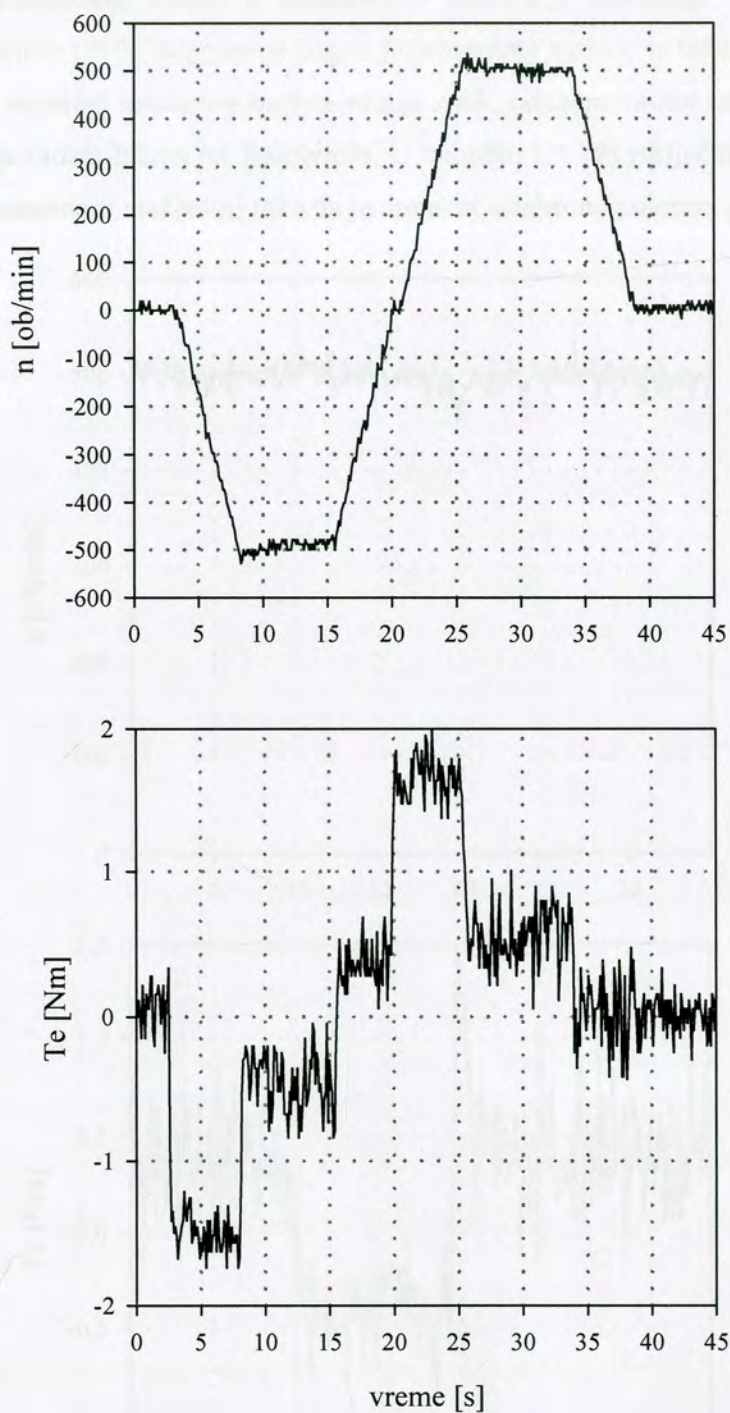
Sl. 6-15: Odziv brzine i momenta sa zatvorenom spregom po brzini

Na slici 6-16 je prikazan odziv momenta i brzine pri ubrzavanju motora (od 0ob/min do 300ob/min, pa od 300ob/min do 500ob/min) i usporavanju (od 500ob/min do 300ob/min, i konačno od 300ob/min do 0ob/min).



Sl. 6-16: Odziv brzine i momenta sa zatvorenom spregom po brzini pri promeni brzine

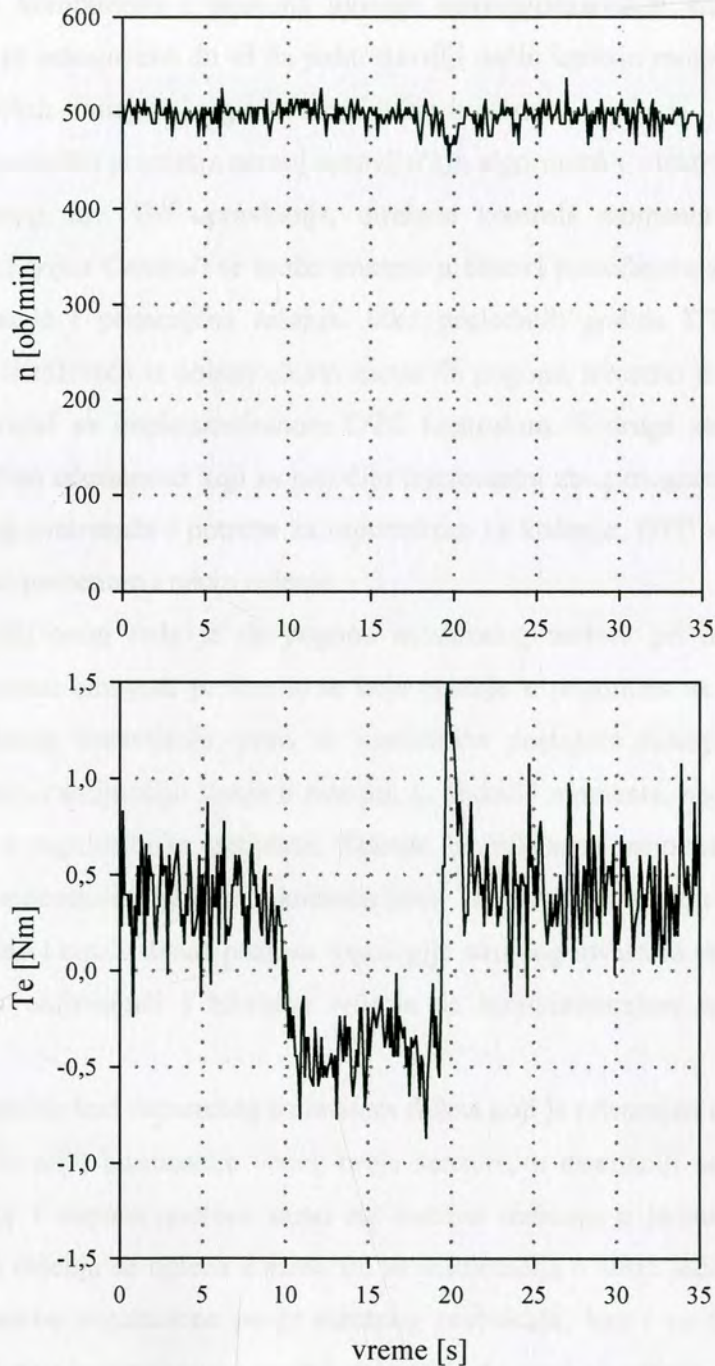
Revers pogona od  $-500\text{ob/min}$  do  $+500\text{ob/min}$  pri zatvorenoj sprezi po brzini je prikazan na narednoj slici.



Sl. 6-17: Revers brzine od  $\pm 500$ ob/min pri zatvorenoj sprezi po brzini

Kao što je u prethodnim poglavljima istaknuto, jedna od značajnih prednosti pogona sa strujnim inverterom je mogućnost rekuperacije energije u napojnu mrežu pri kočenju. Za potrebe ovog eksperimenta korišćena je jednosmerna mašina snage 6kW upravljana regulacijom struje indukta pomoću trofaznog punoupravljivog ispravljača. Smer obrtanja jednosmerne mašine je izabran da bude saglasan sa pozitivnim smerom obrtanja asinhronog motora. Nakon

uspostavljanja referentnog fluksa u asinhronom motoru i zadavanja brzine obrtanja od 500ob/min, u trenutku  $t = 9\text{s}$  uključen je pogon jednosmerne mašine sa tako podešenom strujom indukta pri kojoj moment asinhronne mašine menja znak, odnosno motor ulazi u režim kočenja kako bi se održala zadata brzina od 500ob/min. U trenutku  $t = 19\text{s}$  isključeno je opterećenje (tj. upravljanje jednosmernom mašinom) tako da je moment asinhronog motora ponovo pozitivan.



Sl. 6-18: Promena opterećenja sa prelaskom u režim kočenja

## 7 Zaključak

Predmet naučne rasprave u disertaciji je nov algoritam upravljanja asinhronim motorom pri napajanju iz strujnog pretvarača učestanosti, zasnovan na direktnoj kontroli momenta. Napredak savremenih elektromotornih pogona je prvenstveno omogućen sve bržim razvojem poluprovodničkih komponenti i primena moćnih mikroprocesorskih sistema za upravljanje pogonima. Ovim je omogućeno da se na jednostavniji način ispituju mogućnosti i performanse različitih upravljačkih strategija i algoritama na istom hardveru.

Ako se hronološki posmatra razvoj upravljačkih algoritama u elektromotornim pogonima počev od skalarnog, tzv.  $U/f$  upravljanja, direktna kontrola momenta (skraćeno DTC od engleskog *Direct Torque Control*) se može smatrati u osnovi poslednjom strategijom u nizu, uz različite modifikacije i primenjena rešenja. Iako poslednjih godina DTC metoda sve više zaokuplja pažnju istraživača iz oblasti elektromotornih pogona, trenutno je na tržištu raspoloživ samo jedan pretvarač sa implementiranom DTC kontrolom. S druge strane, kod pogona sa strujnim pretvaračem učestanosti koji su naročito interesantni zbog mogućnosti rekuperacije bez upotrebe posebnog pretvarača i potrebe za otpornikom za kočenje, DTC metoda nije razvijana mada je u literaturi pomenuto i takvo rešenje.

Osnovni cilj ovog rada je da pogonu asinhronog motora pri napajanju iz strujnog pretvarača učestanosti omogući performanse koje postoje u pogonima sa DTC kontrolom. Za realizaciju navedenog upravljanja, prvo su analizirana postojeća rešenja u ovoj oblasti, sa posebnim osvrtom na estimaciju stanja u motoru, tj. fluksa i momenta, neophodnih kao signala povratne sprege u regulacionim petljama. Takođe je prikazana osnovna topologija strujnog pretvarača sa autosekvencijalnom komutacijom i tiristorima kao poluprovodničkim komponentama, kao i ostale danas poznate topologije strujnog invertora sa GTO, IGBT, SGCT poluprovodnicima uključujući i hibridna rešenja sa kombinovanjem naponskog i strujnog invertora.

Ulazne veličine kod naponskog estimatora fluksa koji je primenjen u ovom radu su struja i napon motora. U cilju eliminacije većeg broja senzora, u disertaciji se predlaže rešenje sa estimacijom struje i napona motora samo na osnovu merenja u jednosmernom međukolu. Prednost ovakvog rešenja se ogleda u tome što se informacija o struji jednosmernog međukola već koristi za potrebe regulacione petlje mrežnog pretvarača, kao i za funkciju prekostrujne zaštite pogona. Napon jednosmernog međukola se takođe meri za potrebe prenaponske zaštite, tako da je na ovaj način dobijena još jedna funkcija.

Estimacija struje i napona motora je izvršena na osnovu detaljne analize, kojom je pokazano da je zbog prirode strujnog pretvarača koji komutuje samo šest puta u toku periode izlazne struje, vrlo jednostavno rekonstruisati naizmjenične veličine na osnovu poznatih stanja aktivnih poluprovodnika uzimajući u obzir padove napona na njima.

Nakon rekonstrukcije struje i napona motora, analizirana su u literaturi poznata rešenja za estimaciju fluksa statora i rotora. Pri tom je stavljen naglasak na različite probleme koji se javljaju pri estimaciji (DC ofset, početni uslovi) i načine njihovog prevazilaženja.

Kao najpodesnije rešenje za pogon sa strujnim pretvaračem učestanosti izabran je estimator fluksa sa prostim integratorom i kompenzacijom po ofsetu indukovanog napona, koji je predstavio Holtz u [80]. Modifikacija estimatora fluksa se ogleda u jednostavnijem detektovanju učestanosti fluksa neophodne kod izračunavanja ofseta indukovanog napona. Navedeni estimator je izabran nakon više testova obavljenih sa nekoliko u literaturi najpoznatijih rešenja, a presudan moment za izbor estimatora je bila jednostavnost implementacije u digitalni sistem upravljanja.

Da bi se skratilo vreme estimacije bez gubitka na tačnosti, za izračunavanje amplitude i pozicije vektora fluksa neophodnih za upravljanje po fluksu i momentu, primenjen je DSP algoritam zasnovan na polinomu prvog reda. Uz dobro izabrane parametre polinoma sa ciljem minimizacije greške, dobijen je algoritam čija je brzina značajno veća od poznatih rešenja kod kojih se primenjuju standardne funkcije računanja kvadratnog korena i inverznog tangensa ugla.

Osnova DTC metode podrazumeva regulaciju fluksa i momenta pomoću histerezisnih komparatora, na osnovu čijih izlaza se direktno generišu potrebni vektori napona odnosno struja invertora. U radu je detaljno objašnjen način rada histerezisnih komparatora, kao i problemi koji se prilikom upravljanja javljaju (pulsacije momenta, greška momenta u stacionarnom stanju pri većim brzinama). U tom cilju, u radu je analizirana mogućnost primene adaptivnih i modifikovanih histerezisnih regulatora momenta, kod koji je širina histerezisa zavisna od brzine motora ili se različito podešava u zavisnosti od znaka referentnog momenta.

Obzirom na probleme u upravljanju asinhronim motorom sa strujnim pretvaračem učestanosti primenom DTC metode, a sa ciljem da se razvije rešenje koje navedene probleme prevazilazi, u disertaciji je predložena modifikacija osnovnog DTC algoritma. Prikazani algoritam polazi od načina preciznog generisanja upravljačkih impulsa u invertoru, po uzoru na vektorsko upravljanje istim pogonom. Unapređenje u odnosu na vektorsko upravljanje se ogleda u tome što za generisanje impulsa nije potrebna obrtna transformacija, čime je značajno smanjen broj računskih operacija u algoritmu, već se par tiristora u invertoru koji treba aktivirati određuje na osnovu faznog stava referentne struje i sektora širine  $60^\circ$  u kojem se nalazi vektor rotorskog fluksa. Na ovaj način je kombinacijom vektorske kontrole i osnovnog DTC algoritma dobijen



robustan algoritam koji za rezultat ima brži odziv momenta, a takođe i jednostavniji je za implementaciju.

Da bi se što bolje izvršila analiza predloženog rešenja, u radu je razvijen složeni matematički model sa ciljem što vernije prezentacije realnog pogona. U tu svrhu je korišćen programski paket *Matlab/SIMULINK*, koji omogućava verno simulaciju poluprovodničkih komponenti i motora uz kombinovanje sa upravljačkim algoritmom napisanim u programskom jeziku C. Ovim je značajno skraćen put od simulacije do implementacije u realni sistem upravljanja, a takođe je korišćena mogućnost podešavanja parametara pojedinih programskih modula sa vrednostima dobijenim sa realnog pogona.

Nakon detaljnih provera izvršenih na simulacionom modelu, pristupilo se implementaciji navedenog algoritma na laboratorijskom prototipu. Za potrebe upravljanja korišćen je 16-bitni mikrokontroler Intel 80C196KC na 20MHz, a za analizu složenijih estimatora o kojima je bilo reči u radu dodata je i kartica sa DSP procesorom firme Texas Instruments (TMS320C31).

Rezultati dobijeni pomoću simulacionog matematičkog modela i eksperimenata na laboratorijskom prototipu su u potpunosti verifikovali tačnost rešenja predloženog u radu. Pri tome su postignute izuzetno dobre performanse za pogon sa strujnim invertorom (odziv momenta do 30ms). Iako je u poređenju sa pogonom sa naponskim invertorom i DTC upravljanjem sa konstantnom učestanošću invertora gde je odziv momenta reda 10ms pogon sa strujnim invertorom sporiji, njegova prednost je robusnost i niska cena u pogonima većih snaga i srednjeg napona i mogućnost rekuperacije energije u mrežu bez dodatnih investicija (dodavanje aktivnog ispravljača ili otpornika za kočenje). Dodatne uštede u pogonu predloženom u radu su ostvarene izostavljanjem senzora za merenje struja i napona motora, jer se ove veličine dobijaju rekonstrukcijom merenih karakterističnih vrednosti jednosmernog međukola.

Smernice za dalja istraživanja bi bila mogućnost uvođenja PWM režima pri nižim brzinama u cilju smanjenja sadržaja harmonika, primena robusnijih sensorless algoritama uz proveru rada na brzinama ispod 150ob/min, kao i načini za dodatno smanjenje riplova momenta.

## 8 Literatura

- [1] I.Takahashi, S.Asakawa, "Ultra-Wide Speed Control Strategy of an Induction Motor Covered  $10^6$  Range", *IEEE Trans. on Industry Applications*, IA25, 1987, pp. 227-232
- [2] M.Dепенbrok, "Direct Self-Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. PE-3, No. 4, Oct. 1988, pp. 420-429
- [3] I.Takahashi, T.Noguchi, "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 22, No. 5, Sept/Oct 1986, pp. 820-827
- [4] F. Blaschke, "A New Method for the Structural Decoupling of A.C. Induction Machines", Conf.Rec. IFAC, Duesseldorf, Germany, Oct 1971, pp. 1-15
- [5] J.M.D.Murphy, F.G.Turnbull, *Power Electronic Control of AC Motors*, Pergamon Press, Oxford, 1988
- [6] W.Leonhard, *Control of Electrical Drives*, Springer-Verlag Berlin, Heildeberg, 1996 (S.E.)
- [7] B.K.Bose, *Power Electronics and AC Drives*, Prentice-Hall, New Jersey, 1986
- [8] B.K.Bose (Editor), *Microcomputer Control of Power Electronics and Drives*, IEEE Press, New York, 1987
- [9] D.W.Novotny, R.D. Lorenz, "Introduction to Field Orientation and High Performance AC Drives", Presented at IEEE Industry Applications Society Annual Meeting in Toronto, Canada, 1985, pp. 2-51 - 2-52
- [10] P.Vas, *Vector Control of AC Machines*, Clarendon Press Oxford, New York, 1990
- [11] V.R.Stefanovic, R.M.Nelms (Coeditors), "Microprocessor Control of Motor Drives and Power Converters", IEEE Press, New York, 1994
- [12] R.DeDoncker, D.W.Novotny, "The Universal Field Oriented Controller", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 30, No. 1, 1994, pp.92-100
- [13] M.P.Kazmierkowski, W.Sulkowski, "Novel Vector Control Scheme for Transistor PWM Inverter-Fed Induction Motor Drive", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 38, No. 1, 1991, pp. 41-47
- [14] X.Xu, R.DeDoncker, D.W.Novotny, "A Stator Flux Oriented Induction Machine Drive", Proceedings of the PESC'88 Conference, 1988, pp. 870-876

- [15] J.Holtz, E.Bube, "Field Oriented Asynchronous PWM for High Performance A.C. Machine Drives Operating at Low Switching Frequency", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 27, No. 3, 1991, pp. 574-581
- [16] P.L.Jansen, R.D.Lorenz, D.W.Novotny, "Observer Based Direct Field Orientation and Comparison of Alternative Methods", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 30, No. 4, 1994, pp. 945-953
- [17] L.Kwindler, J.C.Moreira, A.Testa, T.A.Lipo, "Direct Field Orientation Controller Using the Stator Phase Voltage Third Harmonics", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 30, No. 2, 1994, pp. 441-447
- [18] S.H.Kim, S.K.Sul, "Maximum Torque Control of an Induction Machine in the Field Weakening Region", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 31, No. 4, 1995, pp. 784-794
- [19] R.Krishnan, F.C.Doran, "Study of Parameter Sensitivity in High Performance Inverter-Fed Induction Motor Drive System", *IEEE Trans. on Industry Applications*, 1984, pp. 510-524
- [20] K.B.Nordin, D.W.Novotny, D.S.Zinger, "The Influence of Motor Parameter Deviations in Feedforward Field Orientation Drive Systems", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 1A-21, July/August 1985, pp.1009-1015
- [21] T.Matsuo, T.A.Lipo, "A Rotor Parameter Identification Scheme for Vector Controlled Induction Motor Drives", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 1A-21, May/June 1985, pp.624-632
- [22] S.G.Wang, T.A.Lipo, D.W.Novotny, "An Automated Rotor Time Constant Measurement System for Indirect Field Oriented Drives", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 1A-24, January/February 1988, pp.151-159
- [23] R.D.Lorenz, "Tuning of Field-Oriented Induction Motor Controllers for High Performance Applications", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol.1A-22, No.2, March/April 1986
- [24] V.Lovati, M.Marchesoni, M.Oberti, P.Segarich, "A Microcontroller-Based Sensorless Stator Flux-Oriented Asynchronous Motor Drive for Traction Applications", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 13, No. 4, July 1998, pp. 777-785
- [25] E.K.Kenneth Sng, Ah-C. Liew, T.A.Lipo, "New Observer-Based DFO Scheme for Speed Sensorless Field-Oriented Drives for Low-Zero-Speed Operation", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 13, No. 5, September 1998, pp. 959-968
- [26] J.Holtz, "Sensorless Position Control of Induction Motors - An Emerging Technology", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 45, No. 6, December 1998, pp. 840-852

- [27] J.-I. Ha, S.-K. Sul, "Sensorless Field-Orientation Control of an Induction Machine by High-Frequency Signal Injection", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 35, No. 1, Jan/Feb 1999, pp. 45-51
- [28] L.Ben-Brahim, S.Tadakuma, A.Akdag, "Speed Control of Induction Motor Without Rotational Transducers", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 35, No. 4, July/August 1999, pp. 844-850
- [29] C.S. Staines, G.M. Asher, K.J. Bradley, "A Periodic Burst Injection Method for Deriving Rotor Position in Saturated Cage-Salient Induction Motors Without a Shaft Encoder", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 35, No. 4, July/August 1999, pp. 851-858
- [30] Texas Instruments, "Digital Signal Processing Solution for AC Induction Motor", Application Report, No. BPR443, 1996
- [31] F.Moynihan, "Fundamentals of DSP-Based Control for AC Machines", *Analog Devices Magazine Analog Dialogue*, Vol. 34-6, 2000, pp. 1-4
- [32] I.Boldea, S.A.Nasar, "Torque Vector Control. A Class of Fast and Robust Torque, Speed and Position Digital Controllers for Electric Drives", *Proceedings of EMPS Conference*, Vol. 15, 1988, pp. 135-147
- [33] P.Tiitinen, P.Pohkalainen, and J.Lalu, "The Next Generation Motor Control Method: Direct Torque Control (DTC)," *EPE Journal*, Vol. 5, Mar. 1995, pp. 14-18
- [34] Ph.Lataire, "White Paper on the New ABB Medium Voltage Drive System, Using IGCT Power Semiconductors and Direct Torque Control", *EPE Journal*, Vol. 7 - No 3/4, Dec. 1998, pp. 40-45
- [35] I.Boldea, "Direct Torque and Flux (DTFC) of A.C. Drives: A Review", *Proceedings of the 9th International Conference on Power Electronics and Motion Control - EPE-PEMC'2000*, Vol. 1, Sept. 2000, pp. 88-97
- [36] G.Buja, D.Casadei, G.Serra, "Direct Stator Flux and Torque Control of an Induction Motor: Theoretical Analysis and Experimental Results", *Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society IECON '98*, Vol. 1, Sept. 1998, pp. T50 - T64
- [37] G.Buja, D.Casadei, G.Serra, "DTC-Based Strategies for Induction Motor Drives", *Proceedings of the 23rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society IECON '97*, Vol. 4, Nov. 1997, pp. 1506 - 1516
- [38] D.Casadei, G.Grandi, G.Serra, A.Tani, "Switching Strategies in Direct Torque Control of Induction Machines", *Proceedings of ICEM Conference*, 1994, pp. 204-209

- [39] M.P.Kazmierkowski, "Control Strategies for PWM Rectifier/Inverter-Fed Induction Motors", Proceedings of the 9th International Conference on Power Electronics and Motion Control - EPE-PEMC'2000, Vol. 1, Sept. 2000, pp. 69-78
- [40] J.K.Kang, S.K.Sul, "New Direct Torque Control of Induction motor for Minimum Torque Ripple and Constant Switching Frequency", *IEEE Trans. on Industry Application*, Vol. 35, No. 5, Sept/Oct 1999, pp. 1076-1082
- [41] K.B.Lee, J.H.Song, I.Choy, J.Y.Choi, J.H.Yoon, S.H.Lee, "Torque Ripple Reduction in DTC of Induction Motor Driven by 3-Level Inverter with Low Switching Frequency", Proceedings of IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC 00, Vol. 1, 2000, pp. 448-453
- [42] A.M.Walczyna, "On Reduction of Harmonic Reactive Distortions and Subharmonics of Drives With VSI-Fed Induction Motors Controlled by Direct Torque and Flux Control Methods", Proceedings of 26th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC '95, Vol. 1, 1995, pp. 408-414
- [43] D.Casadei, G.Serra, A.Tani, "Constant Frequency Operation of a DTC Induction Motor Drive for Electric Vehicle", Proceedings of ICEM Conference, 1996, Vol. III, pp. 224-229
- [44] D.Casadei, G.Serra, A.Tani, "Improvement of Direct Torque Control Performance by Using a Discrete PWM Technique", Proceedings of PESC'98 Conference, May 1998, Fukaoka (Japan), pp. 997-1003
- [45] L.A.Cabrera, M.E.Elbuluk, D.S.Zinger, "Learning Techniques to Train Neural Networks as a State Selector for Inverter-Fed Induction Machines Using Direct Torque Control", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 12, No.5, September 1997, pp. 788-799
- [46] P.Z.Grabowski, M.P.Kazmierkowski, B.K.Bose and F.Blaabjerg, "A Simple Direct-Torque Neuro-Fuzzy Control of PWM-Inverter-Fed Induction Motor Drive", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 47, No. 4, August 2000, pp. 863-870
- [47] J.Hu, B.Wu, "New Integration Algorithms for Estimating Motor Flux over a Wide Speed Range", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 13, No. 5, September 1998, pp. 969-977
- [48] M.Bertoluzzo, G.Buja, R.Menis, "Operation of DFTC IM Drives Under Estimation Process Errors", Proceedings of the 9th International Conference on Power Electronics and Motion Control - EPE-PEMC'2000, Vol. 1, Sept. 2000, pp. 27-34
- [49] L.A.Cabrera, M.E.Elbuluk, "Tuning the Stator Resistance of Induction Motors Using Artificial Neural Network", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 12, No.5, September 1997, pp. 779-787

- [50] S.Mir, M.E.Elbuluk, D.S.Zinger, "PI and Fuzzy Estimators for Tuning the Stator Resistance in Direct Torque Control of Induction Machines", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. PE-13, No. 2, Mar 1998, pp. 279-287
- [51] L.Zhong, M.F.Rahman, K.W.Lim, Y.W.Hu, Y.Xu, "A Fuzzy Observer for Induction Motor Stator Resistance for Application in Direct Torque Control", Proceedings of International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 1997, Vol. 1, pp. 91-96
- [52] I.J.Ha, S.H.Lee, "An Online Identification Method for Both Stator and Rotor Resistances of Induction Motors Without Rotational Transducers", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 47, No. 4, August 2000, pp. 842-853
- [53] A.B.Nikolić, B.I.Jeftenić, "The New Algorithm for Vector Controlled CSI Fed Induction Motor Drive", Proceedings of the 8th Conference PEMC'98, Vol. 5, Oct. 1998, pp. 143-149
- [54] A.B.Nikolić, B.I.Jeftenić, "A Microcontroller Based Control of Current Source Converter Fed Reversing Induction Motor Drive", Proceedings of the *IEEE Power Tech '99 Conference*, September 1999, Abstract records p. 111, Paper No. BPT99-447-60
- [55] A.Nikolić, "Vektorsko upravljanje asinhronim pogonom sa strujnim pretvaračem učestanosti", Magistarska teza, Elektrotehnički fakultet u Beogradu, Beograd, Maj 1999
- [56] J.Schofield, "Direct Torque Control - DTC", IEE Publication, London, 1995
- [57] L.H.Hoang, "Comparison of Field-Oriented Control and Direct Torque Control for Induction Motor Drives", Proceedings of the 34th IEEE Industry Applications Conference, IAS Annual Meeting 1999, Vol. 2, pp. 1245-1252
- [58] D.Casadei, F.Profumo, G.Serra, A.Tani, "FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control", Proceedings of the 9th International Conference on Power Electronics and Motion Control - EPE-PEMC'2000, Vol. 1, Sept. 2000, pp. 128-136
- [59] T.G.Habetler, D.M.Divan, "Control Strategies for Direct Torque Control Using Discrete Pulse Modulation", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 27, No. 5, 1991, pp. 893-901
- [60] Texas Instruments, "Three phase current measurements using a single line resistor on the TMS320F240", Application Report, No. Bpra077, 1998
- [61] W.A.Hill, R.A.Turton, R.J.Dungan, C.L.Schwalm, "A Vector-Controlled Cycloconverter Drive for an Icebreaker", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 23, No. 6, 1987, pp. 1036-1042
- [62] R.Wu, G.R.Slemon, "A Permanent Magnet Motor Drive Without a Shaft Sensors", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 27, No. 5, 1991, pp. 1005-1011

- [63] H.Tajima, Y.Hori, "Speed Sensorless Field Oriented Control of the Induction Machine", in *IEEE IAS Conf. Rec.* 1991, pp. 385-391
- [64] C.Schauder, "Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors Without Rotational Transducers", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 28, No. 5, 1992, pp. 1054-1061
- [65] A.Monti, F.Pironi, F.Sartogo, P.Vas, "A New State Observer for Sensorless DTC Control", Proceedings of the *Power Electronics and Variable Speed Drives Conference*, Conference Publication No. 456, Sept. 1998, pp. 311-317
- [66] James N. Nash, "Direct Torque Control: Induction Motor Vector Control Without an Encoder", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 1, 1996
- [67] Sever, "Monoverter – Tehnički Opis sa Principom Regulacije", Subotica, YU, 1986
- [68] A.Nikolic, B.Jeftenic, "Precise Vector Control of CSI Fed Induction Motor Drive", *European Transactions on Electrical Power (ETEP)*, John Wiley & Sons USA, ISSN 1430-144X, Issue 2, Volume 16, pp. 175-188, March 2006
- [69] P.Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, Oxford, U.K., Oxford University Press, 1998
- [70] A.B.Nikolić, B.I.Jeftenić, "DTC of a CSI-Fed Induction Motor with DC Link Based Adaptive Estimator", *IEEE Industrial Electronics Conference IECON 2002*, Session PE-35, Paper SF-003700
- [71] Nonaka, S.; Neba, Y., "Current regulated PWM-CSI induction motor drive system without a speed sensor", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Volume: 30 Issue: 1, Jan.-Feb. 1994
- [72] Ma, J.D.; Bin Wu; Zargari, N.R.; Rizzo, S.C., "A space vector modulated CSI-based AC drive for multimotor applications", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Volume: 16 Issue: 4, July 2001
- [73] Wu, B.; Slemon, G.R.; Dewan, S.B., "PWM-CSI induction motor drive with phase angle control", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Volume: 27 Issue: 5, Sept.-Oct. 1991
- [74] Espinoza, J.R.; Joos, G., "A current-source-inverter-fed induction motor drive system with reduced losses", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Volume: 34 Issue: 4, July-Aug. 1998
- [75] Yuexin Yin; Wu, A.Y., "A low-harmonic electric drive system based on current-source inverter", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Volume: 34 Issue: 1, Jan.-Feb. 1998
- [76] Joos, G.; Moschopoulos, G.; Ziogas, P.D., "A high performance current source inverter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Volume: 8 Issue: 4, Oct. 1993

- [77] Zargari, N.R.; Rizzo, S.C.; Xiao, Y.; Iwamoto, H.; Satoh, K.; Donlon, J.F., "A new current-source converter using a symmetric gate-commutated thyristor (SGCT)", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Volume: 37 Issue: 3, May-June 2001.
- [78] Rockwell Automation, *PowerFlex 7000 Medium Voltage AC Drive – Technical Guide for Frame A*, Publication No. 7000A-TD200B-EN-P – November 2004
- [79] Andrzej M. Trzynadlowski, Niculina Patriciu, Frede Blaabjerg, John K. Pedersen, "A Hybrid, Current-Source/Voltage-Source Power Inverter Circuit", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, no. 6, November 2001
- [80] J.Holtz, J.Quan "Drift- and Parameter-Compensated Flux Estimator for Persistent Zero-Stator-Frequency Operation of Sensorless-Controlled Induction Motors", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 39, No. 4, July/August 2003
- [81] K.Hurst, T.Habetler, G.Griva and F.Profumo, "Zero-Speed Tachless IM Torque Control: Simply a Matter of Stator Voltage Integration", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 34, No. 4, July/August 1998
- [82] J.Holtz, "Sensorless Control of Induction Machines—With or Without Signal Injection?", *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 53, No. 1, February 2006
- [83] H. Kubota, Y. Kataoka, H. Ohta, and K. Matsuse, "Sensorless vector controlled induction machine drives with fast stator voltage offset compensation," presented at the *IEEE-IAS Annual Meeting*, Phoenix, AZ, October 1999.
- [84] M.Rodič, K.Jezernik, "Speed-Sensorless Sliding-Mode Torque Control of an Induction Motor", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 1, February 2002
- [85] D.Casadei, G.Serra, A.Tani, L.Zarri and F.Profumo, "Performance Analysis of a Speed-Sensorless Induction Motor Drive Based on a Constant-Switching-Frequency DTC Scheme", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 39, No. 2, March/April 2003
- [86] D. Casadei, G. Serra, and A. Tani, "Sensitivity investigation of a speed sensorless induction motor drive based on stator flux vector control," *Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC '97*, vol. II, St. Louis, MO, 1997, pp. 1055–1060.
- [87] C.Lascu, I.Boldea, and F.Blaabjerg, "A Modified Direct Torque Control for Induction Motor Sensorless Drive", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 36, NO. 1, January/February 2000
- [88] P. L. Jansen and R. D. Lorenz, "A physically insightful approach to the design and accuracy assessment of flux observers for field oriented I.M. drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 30, pp. 101–110, Jan./Feb. 1994.



- [89] J.Rodriguez, J.Pontt, C.Silva, S.Kouro, and H.Miranda, "A Novel Direct Torque Control Scheme for Induction Machines with Space Vector Modulation", *IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC 2004*, pp. 1392-1397, Aachen, Germany, 2004
- [90] A.Nikolic, B.Jeftenic, "Speed Sensorless Direct Torque Control Implementation in a Current Source Inverter Fed Induction Motor Drive", *IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC 2004*, pp. 2843-2848, Aachen, Germany, 2004
- [91] Intel, *Developers' Insight CD-ROM Technical Documentation*, August 1998
- [92] Texas Instruments, *Code Composer User's Guide*, Literature No. SPRU296, February 1999
- [93] Barry Henderson, *Advanced DSP and State-of-the-Art VisualDSP Development*, ChipCenter: The Web's First Definitive Electronics Resource, 2001
- [94] Hyperception Inc, *The Hypersignal Block Diagram/RIDE User's Manual*, Version 4.2, 2000
- [95] Visual Solutions Inc., *Professional VisSim 4.0 Technical Specification*, March 2001
- [96] A.Nikolić, "Savremena rešenja za analizu upravljanja motornim pogonima", Zbornik radova sa *XI konferencije Energetska elektronika Ee 2001*, Novi Sad, Oktobar-Novembar 2001.
- [97] The Mathworks Inc., *SimPowerSystems User's Guide*, Version 4.0, Release 14, September 2004
- [98] Sybille G., Hoang Le-Huy, "Digital simulation of power systems and power electronics using the MATLAB/Simulink Power System Blockset", *Power Engineering Society Winter Meeting*, Vol. 4, pp. 2973-2981, Jan. 2000
- [99] Sybille G., Brunelle P., Hoang Le-Huy, Dessaint L.A., Al-Haddad K., "Theory and applications of power system blockset, a MATLAB/Simulink-based simulation tool for power systems", *Power Engineering Society Winter Meeting*, Vol. 1, pp. 774-779, Jan. 2000
- [100] The Mathworks Inc., *MATLAB - Application Program Interface Guide Version 7*, Release 14, September 2004
- [101] The Mathworks Inc., *SIMULINK, A Dynamic System Simulation for Matlab. Writing S-Functions*, Release 14, September 2004
- [102] A.Nikolic, B.Jeftenic, "Fixed-point DSP algorithm for flux vector estimation in DTC IM drive", in *Proceedings of the IEEE Region 8 EUROCON Conference EUROCON 2005*, Belgrade, Serbia & Montenegro, November 21-24 2005.
- [103] Lionel Smith, *Integer Square Root Routine for the 8096*, Application brief AB-34, Intel, April 1989.
- [104] Wayne German, *Efficient ANSI Compatible Trigonometric Functions for C*, Application note, Intel, April 1993.

- [105] R.Sudhakar, R.Kolagotla, Intel Communications Group, "DSP-friendly Implementation of Logarithm, Exponential and Square Root Functions", in *Proceedings of Global Signal Processing Expo and Conference (GSPx) 2004*, September 27-30, 2004, Santa Clara, USA
- [106] Dj.Stojic, S.Vukosavic, "A New Induction Motor Drive Based on the Flux Vector Acceleration Method", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 20, No. 1, pp. 173–180, March 2005.
- [107] K.Hurst, T.Habetler, G.Griva, F.Profumo, P.Jansen, "A Self-Tuning Closed-Loop Flux Observer for Sensorless Torque Control of Standard Induction Machines", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 12, No. 5, September 1997
- [108] A.Tarkiainen, R.Pollanen, M.Niemela, J.Pyrhonen, "Current controlled line converter using direct torque control method", *European Transactions on Electrical Power 2004*; 14:277–291 (DOI: 10.1002/etep.22)
- [109] H.Rehman, "A Torque Controlled Induction Motor Drive System", *IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC 2004*, pp. 3285- 3289, Aachen, Germany, 2004
- [110] Z.Xu, M.F. Rahman, "A Variable Structure Torque and Flux Controller for a DTC IPM Synchronous Motor Drive", *IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC 2004*, pp. 445- 450, Aachen, Germany, 2004
- [111] L.Tang, M.F.Rahman, "Investigation of An Improved Flux Estimator of a Direct Torque Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Drive", *IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC 2004*, pp. 451- 457, Aachen, Germany, 2004
- [112] A.Nikolic, B.Jeftenic, "Speed Sensorless Direct Torque Control Implementation in a Current Source Inverter Fed Induction Motor Drive", *IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC 2004*, pp. 3574- 3580, Aachen, Germany, 2004
- [113] A.Llor, B.Allard, X.Lin-Shi, J.M.R'etif, "Comparison of DTC implementations for synchronous machines", *IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC 2004*, pp. 3581- 3587, Aachen, Germany, 2004
- [114] F.Khoucha, K.Marouani, K.Aliouane, A.Kheloui, " Experimental Performance Analysis of Adaptive Flux and Speed Observers for Direct Torque Control of Sensorless Induction Motor Drives", *IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC 2004*, pp. 2678-2683, Aachen, Germany, 2004
- [115] H.R.Keyhani, M.R.Zolghadri, A.Homaifar, "An Extended and Improved Discrete Space Vector Modulation Direct Torque Control for Induction Motors", *IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC 2004*, pp. 3414- 3420, Aachen, Germany, 2004

- [116] M.Cirrincone, M.Pucci, G.Scordato, G.Vitale, "A Low-Cost Three-Level Converter for Low-Power Electrical Drives with Induction Motor Applied to Direct Torque Control", *IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC 2004*, pp. 4571-4577, Aachen, Germany, 2004
- [117] Z.Suto, I.Nagy, "Nonlinear Analysis of Direct Torque Controlled Induction Machines", *IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC 2004*, pp. 1348-1354, Aachen, Germany, 2004
- [118] S.Kaboli, M.R.Zolghadri, D.Roye, J.Guiraud, J-C.Crebier, "Design and Implementation of a Predictive Controller for Reducing the Torque Ripple in Direct Torque Control Based Induction Motor Drives", *IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC 2004*, pp. 476-481, Aachen, Germany, 2004
- [119] J.Maes, J.A.Melkebeek, "Speed-Sensorless Direct Torque Control of Induction Motors Using an Adaptive Flux Observer", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 36, No. 3, May/June 2000.
- [120] I.Takahashi, T.Noguchi, "Take a Look Back upon the Past Decade of Direct Torque Control", Proceedings of the 23rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society IECON '97, Volume 2, 9-14 Nov. 1997 Page(s): 546 - 551
- [121] SN.Vukosavic, E.Levi, "A Method for Transient Torque Response Improvement in Optimum Efficiency Induction Motor Drives", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 18, No. 4, December 2003
- [122] T.Noguchi, M.Yamamoto, S.Kondo, I.Takahashi, "Enlarging Switching Frequency in Direct Torque-Controlled Inverter by Means of Dithering", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 35, No. 6, November/December 1999
- [123] J.Faiz, M.B.B.Sharifian, "Different Techniques for Real Time Estimation of an Induction Motor Rotor Resistance in Sensorless Direct Torque Control for Electric Vehicle", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 16, No. 1, March 2001
- [124] Y-S.Lai, J-H.Chen, "A New Approach to Direct Torque Control of Induction Motor Drives for Constant Inverter Switching Frequency and Torque Ripple Reduction", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 16, No. 3, September 2001
- [125] D.Casadei, G.Serra, A.Tani, "Steady-State and Transient Performance Evaluation of a DTC Scheme in the Low Speed Range", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 16, No. 6, November 2001

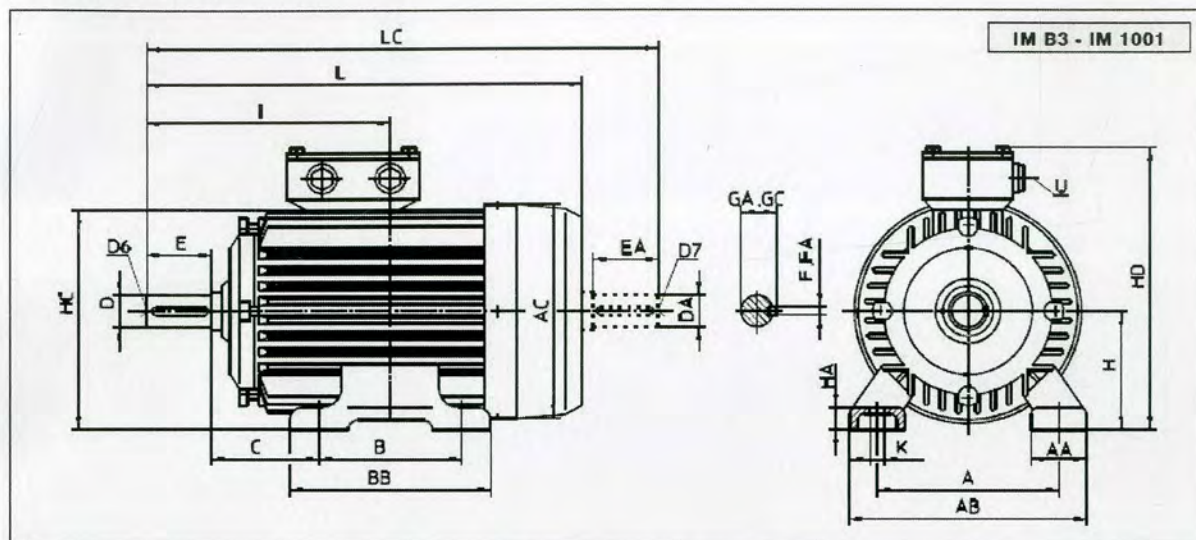
- [126] A.Nikolic, B.Jeftenic, "Improvements in Direct Torque Control of Induction Motor Supplied by CSI", *IEEE Industrial Electronics Conference IECON 2006*, pp. 476-481, Paris, France, 2006
- [127] N.R.N.Idris, A.H.M.Yatim, "An Improved Stator Flux Estimation in Steady-State Operation for Direct Torque Control of Induction Machines", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 38, No. 1, January/February 2002
- [128] J.Faiz, M.B.B.Sharifian, A.Keyhani, A.B.Proca, "Sensorless Direct Torque Control of Induction Motors Used in Electric Vehicle", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 18, No. 1, March 2003
- [129] M.F.Rahman, L.Zhong, Md.E.Haque, M.A.Rahman, "A Direct Torque-Controlled Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive Without a Speed Sensor", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 18, No. 1, March 2003
- [130] B.H.Kenny, R.D.Lorenz, "Stator- and Rotor-Flux-Based Deadbeat Direct Torque Control of Induction Machines", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 39, No. 4, July/August 2003
- [131] A.Purcell, P.P.Acarney, "Enhanced Inverter Switching for Fast Response Direct Torque Control", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 16, No. 3, May 2001
- [132] J-H.Lee, C-G.Kim, M-J.Youn, "A Dead-Beat Type Digital Controller for the Direct Torque Control of an Induction Motor", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 17, No. 5, September 2002
- [133] S.Ferreira, F.Haffner, L.F.Pereira, F.Moraes, "Design and Prototyping of Direct Torque Control of Induction Motors in FPGAs", in *Proceedings of the 16th IEEE Symposium on Integrated Circuits and Systems Design (SBCCI'03)*, 2003
- [134] M.Stojić, *Digitalni sistemi upravljanja*, Nauka, Beograd, 1994.

## 9 Prilozi

Asinhroni motor korišćen u radu je Sever tip ZK 112 M sa podacima datim u narednoj tabeli.

<b>Parametar</b>	<b>Oznaka</b>	<b>Vrednost</b>
Broj polova	P	4
Snaga	$P_{nom}$ [kW]	4
Fazni napon	$U_f$ [V]	380
Nominalni napon	$U_n$ [V]	220
Nominalna struja	$I_n$ [A]	8,6
Struja pri ukočenom rotoru	$I_1 / I_n$	6,5
Nominalni moment	$T_{en}$ [Nm]	27
Moment pri ukočenom rotoru	$T_1 / T_{en}$	2,9
Prevalni moment	$T_b / T_{en}$	3,0
Faktor snage	$\cos(\varphi)_n$	0,82
Stepen iskorišćenja	$\eta$	0,81
Nominalna brzina	n [ob/min]	1420
Nominalno klizanje	s [%]	5,333
Otpornost statora	$R_s$ [ $\Omega$ ]	4,534
Impedansa statora	$X_s$ [ $\Omega$ ]	4,766
Induktivnost rasipanja statora	$L_{s1}$ [H]	0,01517
Induktivnost statora	$L_s$ [H]	0,37731
Otpornost rotora	$R_r$ [ $\Omega$ ]	4,743
Impedansa rotora	$X_r$ [ $\Omega$ ]	3,517
Induktivnost rasipanja rotora	$L_{r1}$ [H]	0,01119
Induktivnost rotora	$L_r$ [H]	0,37333
Otpornost grane magnećenja	$R_m$ [ $\Omega$ ]	5,163
Impedansa grane magnećenja	$X_m$ [ $\Omega$ ]	113,769
Induktivnost grane magnećenja	$L_m$ [H]	0,36214
Koeficijent rasipanja	$\sigma$	0,069
Masa	m [kg]	28,4
Moment inercije	J [kg*m <sup>2</sup> ]	0,013

Izgled i dimenzije motora u mm:



<b>A</b>	AA	AB	AC	<b>B</b>	BB	<b>C</b>	D	DA	D6	D7	<b>E</b>	EA
190	46	236	216	140	175	70	28	28	M10	M10	60	60
<b>F</b>	FA	<b>GA</b>	GC	<b>H</b>	HA	HC	HD	I	<b>K</b>	L	LC	U
8	8	31	31	112	16	218	281	200	12	380	445	AU 16

### Opterećenje

Kao opterećenje korišćena je jednosmerna mašina proizvođača Svetlost – Rijeka, sa sledećim karakteristikama:

<i>Parametar</i>	<i>Oznaka</i>	<i>Vrednost</i>
Snaga	$P_{nom}$ [kW]	6
Nominalni napon indukta	$U_{an}$ [V]	230
Nominalna struja indukta	$I_{an}$ [A]	26,1
Nominalna brzina	$n$ [ob/min]	1430
Nominalni napon pobude	$U_{fn}$ [V]	230
Nominalna struja pobude	$I_{fn}$ [A]	0,6

Za upravljanje jednosmernom mašinom korišćen je Severov tiristorski punoupravljivi ispravljač tipa Mini semi, sa regulacijom struje indukta.



Прилог 1.

## Изјава о ауторству

Потписани-а Николић, Александар

### Изјављујем

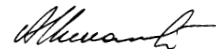
да је докторска дисертација под насловом

**Директна контрола момента асинхроног мотора напајаног из струјног претварача учестаности**

- 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

У Београду, \_\_\_\_\_ 06.02.2014. \_\_\_\_\_



Прилог 2.

## Изјава о коришћењу

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

### **Директна контрола момента асинхроног мотора напајаног из струјног претварача учестаности**

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**

У Београду, \_\_\_\_\_ 06.02.2014.





1. Ауторство - Дозвољавање умножавања, 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. Дозвољавање умножавања, 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. Дозвољавање умножавања, 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. Дозвољавање умножавања, 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. Дозвољавање умножавања, 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. Дозвољавање умножавања, 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.