

UNIVERZITET U BEOGRADU  
ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET

PROJEKTOVANJE STRUJNOG REGULATORA TROFAZNOG  
MOTORA ZASNOVANO NA REKONSTRUKCIJI FAZNIH  
STRUJA IZ DETEKTOVANE STRUJE JEDNOSMERNOG  
MEĐUKOLA FREKVENTNOG PRETVARAČA

MAGISTARSKI RAD

Beograd, januar 1997.

*Mile Boæiñ*

# SADRÆAJ

1. UVOD .....	1
1.1 Pregled reæenja za detekciju faznih struja trofaznog motora sa samo jednim strujnim senzorom i stanje istraæivanja u ovoj oblasti .....	1
1.2 Kratak sadræaj i struktura rada .....	3
2. MATEMATIÅKI MODEL FREKVENTNO REGULISANOG POGONA SA ASINHRONIM MOTOROM .....	5
2.1 Matematiåki model motora .....	5
2.2 Modelovanje invertora .....	12
2.2.1 <i>Naponski invertori</i> .....	12
2.2.1.1 Naponsko kontrolisani naponski invertori .....	13
2.2.1.2 Strujno kontrolisani PWM naponski invertori .....	20
2.2.2 <i>Strujni invertori</i> .....	22
3. REKONSTRUKCIJA STRUJA MOTORA NA OSNOVU STRUJE MEĐUKOLA FREKVENTNOG PRETVARAÅA .....	26
3.1 Analiza signala struje međukola i uticaj algoritma impulsno ãirinske modulacije na njen oblik .....	27
3.1.1 <i>Struja u međukolu PWM naponskog invertora</i> .....	28
3.1.2 <i>Struja u međukolu SVPWM naponskog invertora</i> .....	30
3.1.3 <i>Struja u međukolu CRPWM naponskog invertora</i> .....	32
3.2 Rekonstrukcija realnog dela struje motora .....	34
3.3 Određivanje faznih struja motora .....	36
3.3.1 <i>Veza između prekidačkih stanja, struje međukola i faznih struja</i> .....	36
3.3.2 <i>Kolo za rekonstrukciju faznih struja</i> .....	38
3.3.3 <i>Rekonstrukcija faznih struja za razliåite PWM tehnike</i> .....	40
3.4 Ograniåenja pri realizaciji PWM tehnika zbog koriãenja rekonstruisanih umesto stvarnih struja .....	48
3.4.1 <i>Uticaj redosleda prekidačkih stanja i vrste modulacije</i> .....	49
3.4.2 <i>Uticaj prekidačke uåestanosti invertora</i> .....	49
3.4.3 <i>Uticaj uåestanosti modulacionog signala</i> .....	51
3.4.4 <i>Uticaj indeksa amplitudske modulacije</i> .....	55
4. PROJEKTOVANJE REGULATORA STRUJE .....	58
4.1 Nelinearni regulatori .....	58
4.1.1 <i>Tri nezavisna regulatora sa histerezisnim komparatorima</i> .....	60
4.1.2 <i>Uticaj ofseta histerezisnih komparatora</i> .....	62
4.1.3 <i>Uticaj naåina merenja struja na regulacionu strukturu sa tri nezavisna regulatora sa histerezisnim komparatorima</i> .....	63

4.2 Linearni regulatori .....	65
4.2.1 Linearizacija sistema .....	67
4.2.2 Diskretizacija sistema .....	71
4.2.3 Izbor parametara regulatora .....	74
4.2.4 Uticaj naâina merenja struja na regulacionu strukturu sa PI regulatorima	79
<b>5. PRAKTIÅNA REALIZACIJA .....</b>	<b>81</b>
5.1 Opis hardvera .....	81
5.2 Programska podrâka .....	85
<b>6. EKSPERIMENTALNI REZULTATI .....</b>	<b>87</b>
<b>7. ZAKLJUÅAK .....</b>	<b>93</b>
<b>8. LITERATURA .....</b>	<b>95</b>
<b>9. PRILOZI .....</b>	<b>97</b>
9.1 Osnovni podaci o pogonu sa ispitivanim motorom .....	97
9.2 Blok dijagrami simulacionih modela .....	98

**PROJEKTOVANJE STRUJNOG REGULATORA TROFAZNOG  
MOTORA ZASNOVANO NA REKONSTRUKCIJI FAZNIH  
STRUJA IZ DETEKTOVANE STRUJE JEDNOSMERNOG  
MEĐUKOLA FREKVENTNOG PRETVARAÅA**

KRATAK SADRÆAJ:

ABSTRACT:

## 1. UVOD

Predmet naučne rasprave u radu je rekonstrukcija (određivanje, detekcija) struja trofaznog motora na osnovu struje jednosmernog međukola frekventnog pretvarača, korišćenjem samo jednog strujnog senzora, i projektovanje strujnih regulatora u takvom okruženju da koriste, u povratnoj petlji, rekonstruisane struje umesto stvarnih.

Porastom upotrebe regulisanih elektromotornih pogona i prelaskom na digitalno upravljanje i IGBT prekidače, postepeno su se smanjile mogućnosti za značajna tehnika otkrića. U uslovima kada potrebe industrije u svetu postaju sve više usredsređenije na određene probleme vezane za primenu, a savremenim istraživačkim radom se sve više okreće savremenim akademskim problemima, iskristalizovala se ideja da se realizuje regulisani pogon bez senzora, tj. pogon sa minimalnim brojem senzora, bilo senzora brzine ili pozicije, bilo strujnih senzora. Upravljanje sa smanjenim brojem senzora je bilo i još uvek je predmet intenzivnog istraživanja u celom svetu [16]. Upravljanje pri vrlo niskim brzinama bez senzora na vratilu motora još uvek nije reaeno na zadovoljavajući način; nedavno su predložena reaenja za asinhroni motor [15], dok za sinhroni motor sa stalnim magnetima još uvek nije nađeno pravo reaenje.

Upravljanje sa smanjenim (redukovanim) brojem strujnih senzora, i pored toga što su oni, za razliku od senzora brzine i pozicije, znatno jeftiniji i ne utiču na robustnost pogona, takođe je predmet intenzivnog istraživanja [4,10,31–39]. Cena strujnih senzora može biti značajna stavka u pogonima malih i srednjih snaga, što je jedan od bitnih razloga zbog čega se teže realizaciji ideje regulisanog pogona bez senzora. Ovaj rad predstavlja pokušaj da se ta ideja, tj. bar jedan njen deo, realizuje.

### 1.1 Pregled reaenja za detekciju faznih struja motora sa samo jednim strujnim senzorom i stanje istraživanja u ovoj oblasti

Veliki broj industrijskih pogona se napaja iz naponskih invertora za regulaciju brzine i momenta u ciklom opsegu. Različite upravljačke forme se primenjuju počev od održavanja konstantnog odnosa napon/učestanost (skalarno upravljanje) do upravljanja sa orientacijom polja (vektorsko upravljanje). Zavisno od upravljačkog algoritma i vrste regulisanog pogona, fazne struje se mogu koristiti direktno za upravljanje ili se mogu meriti zbog korekcije napona napajanja i estimacije fluksa i momenta. Isto tako, mogu se koristiti za zaštitu motora i/ili invertora od preopterećenja, zemljospoja i kratkog spoja, kao i za nadzor pogona.

Za merenje faznih struja trofaznog motora koriste se najmanje dva strujna senzora postavljena u dve faze. Treća fazna struja se može preračunati, na osnovu merenja prve dve, ako zvezdični motor nije uzemljeno i ako se zanemare parazitne struje zbog kapacitivnosti motora i priključnog kabla ili zbog kvara. Često se u jednosmernom međukolu koristi još jedan senzor za potrebe zaštite. Obzirom da cena strujnih senzora nije zanemariva u odnosu na ukupnu cenu pogona malih i srednjih snaga, potrebno je analizirati mogućnost

rekonstrukcije struja trofaznog motora koristeñi samo jedan strujni senzor, postavljen u jednosmerno meðukolo, ãime se mogu uãetedeti najmanje dva senzora.

Ova ideja nije nova. Na osnovu uvida u raspoloæivu literaturu moæe se primetiti da postoje brojni radovi koji se bave ovom problematikom i da ovaj problem joã uvek nije reãen na zadovoljavajuñi naãin. Dosadañji nauãani radovi o ovoj problematici [10, 31-39] zasnivaju se uglavnom na radovima *Green-a* i *Williams-a* [33, 34], koji su koristili kao osnovu rade [31, 32]. U svim tim radovima rekonstruisane struje se koriste za potrebe zaãtite ili za realizaciju jednostavnih varijanti upravljanja bez strujnih regulatora.

Opæti oblik struje jednosmernog meðukola je analiziran u [31] sa naglaskom na procenjivanje viãih harmonika struje kondenzatora radi procenjivanja vrednosti strujnog ripla. Ova analiza zanemaruje pulsacije struje kroz ispravljaãki most, koje takoðe ãine znaãajni deo valovitosti struje kondenzatora i trebalo bi da zbog toga budu uvaæene. Novi strujni senzor za naizmeniâne pogone sa PWM invertorima predloæen je u [32]. Pokazano je da se realni deo struje motora, a takoðe i amplituda, mogu odrediti koristeñi kolo sa filterom i zadrâkom i strujni senzor u jednosmernom meðukolu. Na osnovu tako dobijenih signala postignuti su veoma dobri rezultati pri upravljanju asinhronim motorom sa optereñenjem od 0.1 r.j. do 1.1 r.j. Meðutim, ovaj metod ima tri nedostatka. Najpre, kako opada vrednost faktora snage, tako je loãija procena struja motora; zatim, detektovana je samo vrednost amplitude, a ne i faznog stava struje u odnosu na napon; i treñe, metod nije pogodan za regenerativna optereñenja.

Buduñi da pri skalarnom upravljanju asinhronim motorom nije dovoljno poznавање samo vrednosti amplitude, pomenuti autori [33, 34] su prvi predloæili poznatu tehniku za potpunu rekonstrukciju faznih struja (tj. tehniku za odreðivanje trenutnih vrednosti faznih struja) na osnovu jednosmerne struje i prekidaãkih stanja pomoñu kola sa filterom i zadrâkom (*filter and hold*) sa propusnim opsegom rekonstruisanih struja ograniæenim na polovinu prekidaãke uãestanosti invertora. Ovom tehnikom moguñe je izvræiti rekonstrukciju struja na zadovoljavajuñi naãin samo za specijalne PWM tehnike i za relativno visoke prekidaãke uãestanosti, zato ãto se predloæena tehnika rekonstrukcije zasniva na ãinjenici da se u toku svakog prekidaãkog ciklusa pojavljuju stanja prekidaãa merodavna za neku od dve fazne struje motora, dok se treña struja raãuna na osnovu njih [33]. Isti autori su, koristeñi tu tehniku, izvræili procenu fluksa i napona motora u cilju skalarnog upravljanja asinhronim motorom sa odræavanjem konstantne vrednosti fluksa [34] i postigli veoma dobre rezultate, ali nisu razmatrali probleme vezane za: male vrednosti indeksa amplitudske modulacije, duæinu provodnika izmeðu invertora i motora, zaãtitu od zemljospaja i kaãjenje rekonstruisanih struja.

Uticaj duæine minimalnog trajanja pojedinih prekidaãkih stanja, merodavnih za odreðivanje faznih struja na osnovu struje jednosmernog meðukola, uz koriãenje iste, veñ pomenute tehnike za rekonstrukciju struja, analiziran je u [38]. Ista ta analiza, ali na drugi naãin, kao i analiza zaãtite od zemljospaja i kratkog spoja izvræena je u [39].

Upravljaãki algoritam zasnovan na principima vektorskog upravljanja asinhronim motorom, uz koriãenje povratne petlje po struci jednosmernog meðukola, prikazan je u [35].

U referencama [36, 37] struja jednosmernog meðukola se koristi za kompenzaciju klizanja pri skalarnom upravljanju asinhronim motorom.

Meðutim, ni rekonstrukcija struja pri primeni uobiãajenih PWM tehnika niti koriãenje tako dobijenih struja u regulacione svrhe (tj. upotreba rekonstruisanih struja umesto stvarnih u povratnim petljama strujnih regulatora) nisu do sada razmatrani.

## 1.2 Kratak sadræaj i struktura rada

Tema rada je rekonstrukcija struja trofaznog motora na osnovu struje jednosmernog meðukola frekventnog pretvaraåaa koriãnenjem samo jednog strujnog senzora i projektovanje strujnih regulatora u takvom okruæenju da koriste, u povratnoj petlji, rekonstruisane struje umesto stvarnih. Neposredno pre same praktiâne realizacije frekventnog pretvaraåaa, kola za rekonstrukciju struja i strujnih regulatora, izvrâena je analiza problema pomoñu simulacija na raâunaru koristeñi razvijene simulacione modele.

Najpre je izvrâeno modelovanje regulisanog pogona sa asinhronim motorom. Osim modela motora, prikazani su modeli najâeâne koriãnenih invertora, zatim model jednosmernog meðukola i model kola za rekonstrukciju struja, kao i modeli razliâitih strujnih regulacionih struktura.

Nakon analize pomoñu simulacija izvrâena je praktiâna realizacija kompletнog ureðaja, kao i eksperimentalna provera rezultata u realnom pogonu sa asinhronim motorom.

Rad se sastoji od devet poglavlja.

Modelovanje regulisanog pogona sa asinhronim motorom prikazano je u **drugom** poglavlju. Model asinhronog motora je dat u  $dq$  podruâju sa proizvoljno rotirajuñim sistemom osa, a izведен je polazeñi od osnovnog modela u  $abc$  podruâju. Osim modela motora prikazani su modeli najâeâne koriãnenih naponskih invertora kod kojih ne se primeniti predloæena tehnika za rekonstrukciju struja. U ovom poglavlju dati su i modeli strujnih invertora, da bi se zaokruæila celina, mada se kod njih neâe koristiti rekonstrukcija struja.

U **treñem** poglavlju je opisana rekonstrukcija struja motora na osnovu struje jednosmernog meðukola frekventnog pretvaraåaa. Pre same rekonstrukcije analizirana je struja jednosmernog meðukola za razliâite tehnike impulsno âirinske modulacije. Potom je prikazana rekonstrukcija realnog dela struje motora, a zatim i rekonstrukcija faznih struja. Predloæena je nova tehnika za rekonstrukciju struja, za koju se smatra da predstavlja originalni nauâni doprinos. Naime, izvrâena je modifikacija poznatog kola sa filtrom i zadrâkom na taj naâin âto se struja jedne faze, u onim intervalima kada ne postoji nikakva informacija o toj struci, procenjuje na osnovu struja u preostalim dvema fazama. Prikazan je simulacioni model i praktiâna realizacija predloæenog kola za rekonstrukciju struja koje se moæe upotrebiti kod svih naponskih PWM invertora i koje daje zadovoljavajuñe rezultate pri razliâitim reæimima rada asinhronog motora. Takođe, data su i ograniâenja pri realizaciji razliâitih PWM tehnika zbog koriãnenja rekonstruisanih umesto stvarnih struja.

Projektovanje regulatora struje izloæeno je u **âetvrtom** poglavlju. Najpre su analizirani nelinearni histerezisni regulatori. Opisan je naâin rada za regulacione strukture sa tri histerezisna regulatora. Pored toga, analiziran je uticaj parametara sistema na izbor parametara ovih regulatora. Zatim su analizirani linearni regulatori. Izvrâena je linearizacija i diskretizacija sistema, a nakon toga i analiza u vremenskom domenu, u cilju utvrðivanja stabilnosti sistema i odreðivanja parametara PI regulatora struje. Predloæeni su naâini za usvajanje parametara regulatora, tako da sistem bude stabilan i da ima âto je moguñe veñi propusni opseg uz âto je moguñe manje kaâjenje regulisanih struja za referencama, bilo da se u povratnoj petlji koriste stvarne ili rekonstruisane struje. Analiziran je uticaj naâina merenja, odnosno rekonstrukcije struja, na razmatrane regulacione strukture.

U **petom** poglavlju je opisana praktična realizacija frekventnog pretvarača za napajanje i upravljanje asinhronim i sinhronim motorima. Ukratko je objašnjeno način realizacije hardvera, posebno kola za rekonstrukciju struja, koje predstavlja originalno rešenje. Potom je opisana i programska (softverska) podrška.

Eksperimentalni rezultati, izvršeni u Laboratorijama za Energetsku elektroniku i Električne mašine Institut za energetiku i elektroniku Fakulteta tehničkih nauka u Novom Sadu, prikazani su u **šestom** poglavlju. Za snimanje rezultata korišćena je raspoloživa merna oprema, digitalni osciloskop i PC.

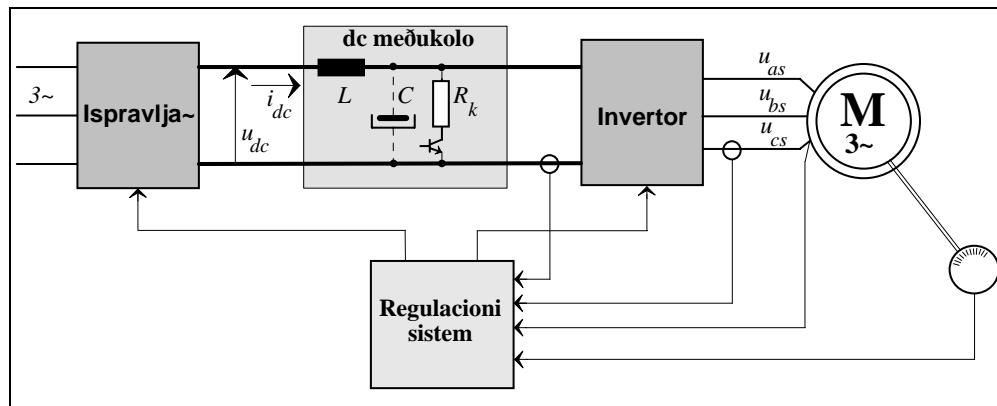
Zaključci o rezultatima teorijskih i eksperimentalnih istraživanja izloženih u radu dati su u **sedmom** poglavlju.

**Osmo** poglavlje sadrži spisak korišćene literature.

Prilozi su obuhvaćeni **devetim** poglavljem. Dati su osnovni podaci o pogonu sa asinhronim motorom: parametri korišćenog motora, natpisna pločica, karakteristika magneteњenja, parametri i natpisna pločica jednosmerne mašine, koja je korišćena kao opterećenje, kao i osnovni podaci o mernoj opremi. Konačno, na kraju su prikazani potpuni blok dijagrami pojedinih simulacionih modela.

## 2. MATEMATIČKI MODEL FREKVENTNO REGULISANOG POGONA SA ASINHRONIM MOTOROM

Za realizaciju regulisanog pogona sa asinhronim motorom, aematski prikazanog na slici 2.1, neophodan je napredni ili strujni izvor promenljive amplitute i uåestanosti. Da bi se to ostvarilo, u savremenim pogonima koriste se frekventni pretvaraåi sa jednosmernim međukolom. Mogu e su razli ite realizacije frekventnih pretvara aa [2,3,4,5,6]. Zajedničko za ve inu je da sadrže ispravlja  (obično trofazni mostni regulisani ili neregulisani), jednosmerno međukolo (u daljem tekstu međukolo) koje, zavisno od izvedbe, predstavlja niskopropusni filter induktivnog, kapacitivnog ili induktivno-kapacitivnog karaktera i invertor (trofazni mostni).



Slika 2.1 Aematski prikaz pogona sa asinhronim motorom

Da bi se mogla vrati sveobuhvatna teorijska istra ivanja, neophodno je, kao i za svaki realni sistem, izvrati modelovanje regulisanog pogona sa asinhronim motorom. Model pogona se sastoji od modela njegovih sastavnih celina: regulacionog sistema, ispravlja aa, dc međukola, invertora i asinhronog motora. U ovom poglavlju ne biti prikazani model motora i modeli naj e ne kori enih invertora, što predstavlja osnovni model bilo kog regulisanog asinhronog pogona.

### 2.1 Matemati ki model asinhronog motora

Pri modelovanju asinhronog motora ma ine polazi se od uobi ajenih polaznih prepostavki [1,2]:

1. fazni namoti statora su identični i međusobno pomereni za 120 električnih stepeni,
2. vazdušni zazor je ravnomeran, odnosno stator i rotor su cilindri anog oblika a uticaj zubaca se zanemaruje,

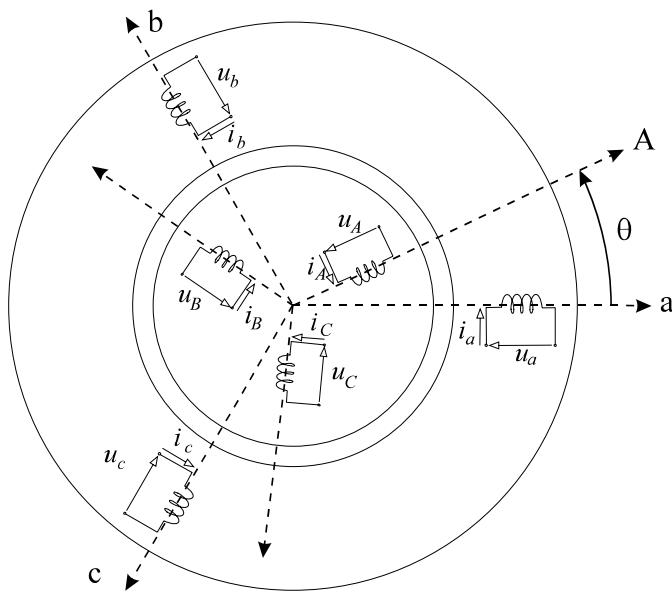
3. kavezni namot rotora se može ekvivalentirati trofaznim namotom sa istim brojem polova kao i namot statora,

4. magnetopobudna sila namota je sinusno raspodeljena po obodu zazora,
5. pojave vrtloženih struja i histerezis se zanemaruju, kao i sve parazitne kapacitivnosti,
6. omski otpori i rasipne induktivnosti namota statora i rotora su konstantni,
7. karakteristika magneñenja je linearna, odnosno nema zasiñenja magnetnog kola.

Za simetriånu mašinu, u praksi, pretpostavke 1, 2 i 3 ne predstavljaju nikakvo ograni enje. Uva avaju ni pretpostavke 6 i 7, strogo gledano, dobijeni model bi se mogao koristiti za analizu stacionarnih stanja ili prelaznih re ima za male poremećaje. Me utim, pri analizama koje ne zahtevaju vrlo veliki stepen tačnosti može se koristiti model, uz uva ene navedene pretpostavke, i za kvalitetnu analizu brojnih procesa u mašini.

Matemati ki model asinhronne ma ine se sastoji iz diferencijalnih jedna aina, kojima se opisuju elektromagnetne i mehaničke pojave u mašini, i odgovaraju ih algebarskih jedna aina.

Na slici 2.2 je  ematski prikaz asinhrona ma ina u originalnom faznom podru aju. Indeksi  $a,b,c$  označavaju statorske veličine, dok indeksi  $A,B,C$  veličine pridružene rotoru. Ugao između ose "a" statora i ose "A" rotora je obele en sa  $\theta$ .



Slika 2.2  ematski prikaz trofazne asinhronne ma ine u originalnom podru aju

Jedna aine naponske ravnoteže, u matričnom obliku, su:

$$\mathbf{u}_{abc} = R_s \mathbf{i}_{abc} + \frac{d\boldsymbol{\Psi}_{abc}}{dt}; \quad \mathbf{u}_{ABC} = R_r \mathbf{i}_{ABC} + \frac{d\boldsymbol{\Psi}_{ABC}}{dt}, \quad (2.1)$$

gde su:  $\mathbf{u}_{abc} = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}; \quad \mathbf{i}_{abc} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}; \quad \boldsymbol{\Psi}_{abc} = \begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix}; \quad \mathbf{u}_{ABC} = \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix}; \quad \mathbf{i}_{ABC} = \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix}; \quad \boldsymbol{\Psi}_{ABC} = \begin{bmatrix} \Psi_A \\ \Psi_B \\ \Psi_C \end{bmatrix}.$

Fluksni obuhvati su:

$$\Psi_{abc} = \mathbf{L}_s \mathbf{i}_{abc} + \mathbf{L}_{sr} \mathbf{i}_{ABC}; \quad \Psi_{ABC} = \mathbf{L}_{sr}^T \mathbf{i}_{abc} + \mathbf{L}_r \mathbf{i}_{ABC}, \quad (2.2)$$

gde su:  $\mathbf{L}_s$ ,  $\mathbf{L}_r$  i  $\mathbf{L}_{sr}$  matrice induktivnosti statora i rotora i međusobne induktivnosti statora i rotora, odnosno ako se uvaže pretpostavke 4 i 7,

$$\mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{L}_r = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} \\ L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{L}_{sr} = L_{aA} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}. \quad (2.3)$$

Jednačina mehaničke ravnoteže je

$$M_e - M_m = J \frac{d\omega_m}{dt} + k_{tr} \omega_m = \frac{J}{P} \frac{d\omega}{dt} + \frac{k_{tr}}{P} \omega, \quad (2.4)$$

gde je:  $J$  - moment inercije,

$k_{tr}$  - koeficijent trenja i ventilacije,

$P$  - broj pari polova,

$\omega_m$  - mehanička brzina motora,

$\omega$  - električna ugaona brzina motora.

Elektromagnetni moment (moment konverzije) je dat sledećim izrazom:

$$M_e = \frac{1}{2} \sum_j \frac{\partial \Psi_j}{\partial \theta_m} i_j = \frac{P}{2} \sum_j \frac{\partial \Psi_j}{\partial \theta} i_j; \quad j=a, b, c, A, B, C, \quad (2.5a)$$

odnosno

$$M_e = -L_{aA} \left[ \sin \theta (i_a i_A + i_b i_B + i_c i_C) + \sin \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) (i_a i_C + i_b i_A + i_c i_B) + \sin \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) (i_a i_B + i_b i_C + i_c i_A) \right]. \quad (2.5b)$$

Na ovaj način je dobijeno sedam nelinearnih diferencijalnih jednačina (jednačine 2.1 i 2.4) po isto toliko nepoznatih veličina (pri naponskom napajanju poznati su vektori  $u_{abc}$  i  $u_{ABC}$ , a pri strujnom napajanju poznati su  $i_{abc}$  i  $i_{ABC}$ ). Ove jednačine se mogu rešiti numeričkim metodama. Međutim, zbog zavisnosti međusobnih induktivnosti od vremena, kao i zbog broja jednačina postupak bi bio dugotrajan i komplikovan. Zbog toga je pogodnije izvršiti transformacije originalnih jednačina, rešiti transformisani model za znatno kraće vreme i zatim se vratiti u originalno područje pomoću inverznih transformacija.

Najpre se vrati transformacija rasprezanja (ekvivalentiranje trofazne mačine dvofaznom), a zatim transformacija obrtanja (ekvivalentiranje dvofazne mačine drugom dvofaznom mačinom sa jednim sistemom referentnih osa koji rotira proizvoljnom brzinom). Ovaj postupak je moguće uvesti objedinjavanjem matrice rasprezanja i rotacije u jednu transformacionu matricu. Tako se dobijaju transformacije kojim se trofazna mačina transformiše iz trofaznog  $abc$  domena u  $dqo$  domen, i obrnuto.

Primenom transformacione matrice  $\mathbf{B}$  ostvaruje se prelaz iz  $dqo$  u  $abc$  područje, dok se primenom transformacione matrice  $\mathbf{B}^{-1}$  ostvaruje prelaz iz  $abc$  u  $dqo$  područje. Ove matrice su date jednačinama (2.6 i 2.7), gde je  $x = s$  ili  $r$ , u zavisnosti od toga da li se primenjuje na statorske ili rotorske veličine:

$$\mathbf{B}_x = \begin{bmatrix} \cos\theta_x & -\sin\theta_x & 1 \\ \cos(\theta_x - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_x - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_x - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_x - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}; \quad (2.6)$$

$$\mathbf{B}_x^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta_x & \cos(\theta_x - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_x - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin\theta_x & -\sin(\theta_x - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_x - \frac{4\pi}{3}) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix}. \quad (2.7)$$

Veza između  $abc$  i  $dqo$  veličina je data sledećim relacijama:

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{abc} &= \mathbf{B}_s \mathbf{i}_{dqo}^s; \quad \mathbf{u}_{abc}^s = \mathbf{B}_s \mathbf{u}_{dqo}^s; \quad \boldsymbol{\Psi}_{abc}^s = \mathbf{B}_s \boldsymbol{\Psi}_{dqo}^s \quad \text{i} \\ \mathbf{i}_{ABC} &= \mathbf{B}_r \mathbf{i}_{dqo}^r; \quad \mathbf{u}_{ABC} = \mathbf{B}_r \mathbf{u}_{dqo}^r; \quad \boldsymbol{\Psi}_{ABC} = \mathbf{B}_r \boldsymbol{\Psi}_{dqo}^r. \end{aligned} \quad (2.8)$$

Ovakvim izborom matrica transformacije ispunjen je uslov invarijantnosti pofazne snage, odnosno

$$\frac{\mathbf{i}_{abc}^{T*} \cdot \mathbf{u}_{abc}}{3} = \frac{\mathbf{i}_{dqo}^{T*} \cdot \mathbf{u}_{dqo}}{2} = P_{1f}. \quad (2.9)$$

U tom slučaju amplitude veličina u  $dqo$  području u stacionarnom stanju su jednake amplitudama odgovarajućih veličina u originalnom faznom području, a da bi se dobila snaga i moment trofazne mačine u  $dqo$  području potrebno je odgovarajuće veličine pomnožiti konstantom  $3/2$ .

Primenom transformacione matrice  $\mathbf{B}_s^{-1}$  na naponske jednačine statora i transformacione matrice  $\mathbf{B}_r^{-1}$  na naponske jednačine rotora dobijaju se jednačine asinhronne mačine u opštem zajedničkom obrtnom sistemu referentnih osa:

$$u_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d \boldsymbol{\Psi}_{ds}}{dt} - \omega_o \boldsymbol{\Psi}_{qs}; \quad (2.10a)$$

$$u_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d \boldsymbol{\Psi}_{qs}}{dt} + \omega_o \boldsymbol{\Psi}_{ds}; \quad (2.10b)$$

$$u_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + \frac{d \boldsymbol{\Psi}_{dr}}{dt} - (\omega_o - \omega) \boldsymbol{\Psi}_{qr}; \quad (2.11a)$$

$$u_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \frac{d \boldsymbol{\Psi}_{qr}}{dt} + (\omega_o - \omega) \boldsymbol{\Psi}_{dr}; \quad (2.11b)$$

gde je  $\omega_o$  - električna brzina sistema referentnih osa.

Ovim diferencijalnim jednačinama treba dodati i algebarske jednačine koje povezuju fluksne obuhvate i struje:

$$\Psi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr}; \quad \Psi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr}; \quad (2.12a)$$

$$\Psi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds}; \quad \Psi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs}; \quad (2.12b)$$

gde su:

$$L_s = L_{aa} - L_{ab} = L_{\gamma\gamma} + L_m; \quad L_r = L_{AA} - L_{AB} = L_{\gamma\gamma} + L_m; \quad L_m = \frac{3}{2} L_{aA}. \quad (2.13)$$

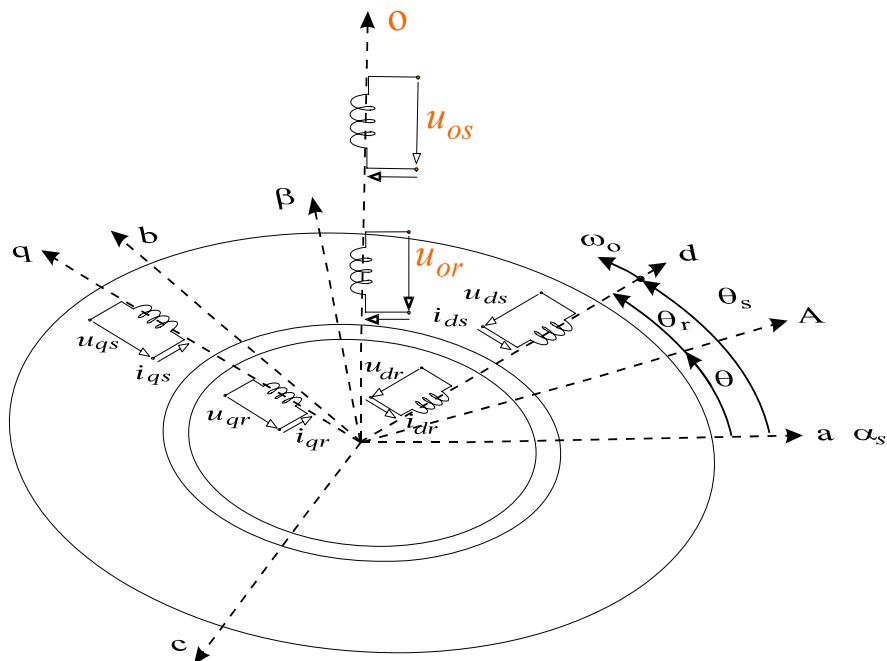
Jednačina mehaničke ravnoteže ostaje nepromenjena,

$$\frac{J}{P} \frac{d\omega}{dt} = M_e - M_m - \frac{k_{tr}}{P} \omega, \quad (2.14)$$

dok se moment konverzije može izraziti pomoću komponenti fluksa rotora i struje statora:

$$M_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} (\Psi_{dr} i_{qs} - \Psi_{qr} i_{ds}). \quad (2.15)$$

Ilustracija transformacije originalnih faznih namota na ekvivalentne namote u rotacionom  $d\theta$  području data je na slici 2.3, na kojoj se vidi međusobni odnos pojedinih uglova definisanih jednačinama (2.3), (2.6) i (2.7). Njihova veza data je sledećim relacijama:



Slika 2.3 Čematski prikaz trofazne asinhronne mačine u  $d\theta$  području, posle primene transformacija rasprezanja i rotacije

$$\theta_r = \theta_s - \theta ; \quad (2.16a)$$

$$\theta = \theta(0) + \int_0^t \omega dt; \quad \theta_s = \theta_s(0) + \int_0^t \omega_o dt ; \quad (2.16b)$$

gde je:  $\theta_s$  - ugao statora u odnosu na referentnu osu (ugao između referentne ose statora i referentne ose sistema osa na koji se vrati svođenje statorskih i rotorskih veličina),

$\theta$  - relativni položaj rotora u odnosu na stator (ugao između referentne ose rotora i statora).

Nulta komponenta, oznaka  $o$ , uvodi se iz razloga što se kod linearnih transformacija dimenzija baze vektorskog prostora ne sme menjati, tj mora se imati isti broj linearne nezavisnih veličina kao i u originalnom skupu. Obzirom da su namoti statora spregnuti u zvezdu, odnosno razmatrani sistem je trofazni bez nultog provodnika, zbir faznih struja statora mora zadovoljiti uslov  $i_a + i_b + i_c = 0$ , jednačine za nulte komponente se ne razmatraju.

U zavisnosti od izbora brzine referentnog sistema osa  $\omega_o$ , iz jednačina (2.10)-(2.16) lako se mogu dobiti matematički modeli u stojećem sistemu osa, sinhrono-rotirajućem sistemu osa, rotorskom sistemu osa ili u sistemu osa vezanim za prostorni vektor fluksa statora, rotora ili fluksa mагнитенja.

Izvedeni matematički model je osnovni model asinhronne mačine sa svim uvažećim, prethodno navedenim, idealizacijama. Međutim, efekat zasićenja u većem broju slučajeva je značajan i mora se uvažiti prilikom modelovanja asinhronih mačina [11,17,18], što se najčešće radi aproksimacijom karakteristike mагнитенja ili inverzne karakteristike mагнитенja. Kao što je prikazano u [19], može se pomoći Matlab-a i Simulink-a na jednostavan način izvrati aproksimacija karakteristike mагнитенja. Primenom modifikovanih modela zasićene asinhronne mačine moguće je uspešno izvrati simulacije radnih rečima i prelaznih procesa pri: samopobuđivanju asinhronog generatora, uključenju i isključenju asinhronog motora kompenzovanog baterijom kondenzatora, dinamičkom kočenju, napajanju motora iz rezonantnog i strujnog invertora, vektorskog upravljanju, itd. Da bi se efekat zasićenja glavnog fluksa mogao uvažiti, potrebno je modifikovati jednačine za fluksne obuhvate:

$$\Psi_{ds} = L_m i_{dm} + L_{\gamma s} i_{ds}; \quad \Psi_{qs} = L_m i_{qm} + L_{\gamma s} i_{qs}; \quad (2.17a)$$

$$\Psi_{dr} = L_m i_{dm} + L_{\gamma r} i_{dr}; \quad \Psi_{qr} = L_m i_{qm} + L_{\gamma r} i_{qr}; \quad (2.17b)$$

gde su:

$$L_s = L_m + L_{\gamma s}; \quad L_r = L_m + L_{\gamma r}; \quad L_m = L_m(i_m). \quad (2.18)$$

Trenutne vrednosti  $dq$  komponenti struja i fluksa mагнитенja su:

$$i_{dm} = i_{ds} + i_{dr}; \quad i_{qm} = i_{qs} + i_{qr}; \quad (2.19a)$$

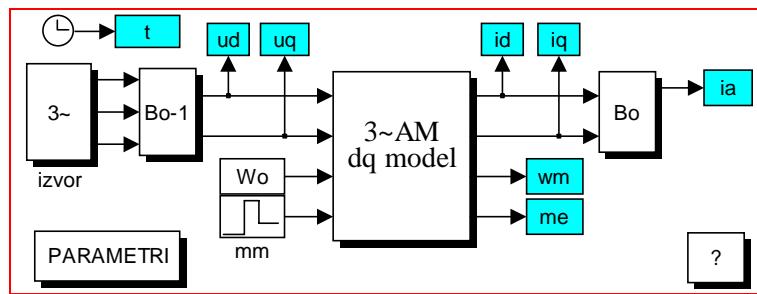
$$\Psi_{dm} = L_m i_{dm}; \quad \Psi_{qm} = L_m i_{qm}, \quad (2.19b)$$

a ukupne vrednosti fluksa i struje mагнитенja:

$$\Psi_m = \sqrt{\Psi_{dm}^2 + \Psi_{qm}^2}; \quad i_m = \sqrt{i_{dm}^2 + i_{qm}^2}. \quad (2.20)$$

Na ovaj način efekat magnetnog zasićenja se jednostavno uvažava tako što se u jednačinama matematičkog modela, umesto konstantne vrednosti  $L_m$ , koristi  $L_m(i_m)$  a koja se vrednost menja u svakom koraku proračuna zavisno od vrednosti  $i_m$ .

Na osnovu izведенog matematičkog modela asinhronog motora formiran je model pogodan za simulaciju na računaru, koji je blok dijagram prikazan na slici 2.4. Simulacioni model je sastavljen od sledećih podsistema: dq-model motora, izvor napajanja i transformacije  $abc/dq$  i  $dq/abc$ . Podsistemi **Bo** i **Bo-1** su podsistemi za direktnu i inverznu B transformaciju, sa proizvoljno rotirajućim sistemom osa, realizovani na osnovu jednačina (2.6) i (2.7), koja se brzina jednostavno može menjati. Podistem **izvor** je trofazni sinusni izvor koji se amplituda, učestanost i početni fazni stav mogu jednostavno podešavati. Podistem **3~AM dq-model** je model motora formiran na osnovu matematičkog modela, datog jednačinama (2.10-20). Blok dijagrami svih podsistema su prikazani u prilogu.



Slika 2.4 Blok dijagram pogona sa asinhronim motorom

Obzirom da je u [40] pokazano da simulacije sa matričnim  $dq$  modelom asinhronog motora traju znatno kraće, ovaj model, kao podistem modela celokupnog pogona, korišten je za sve simulacije u ovom radu.

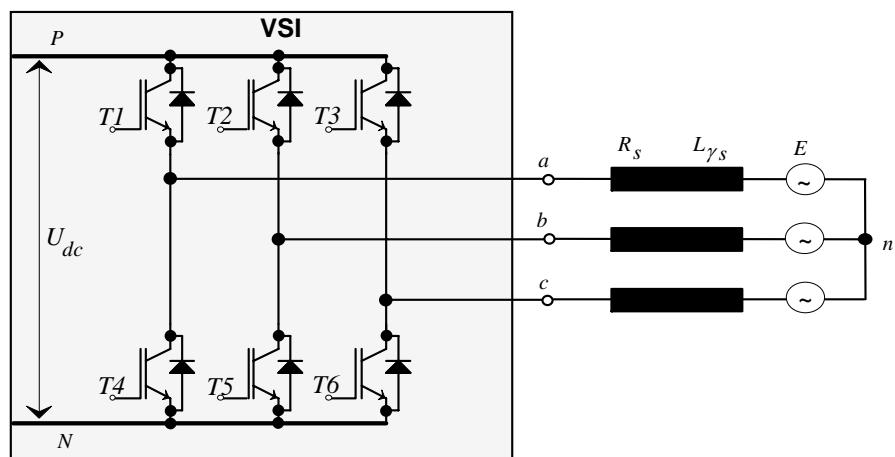
## 2.2 Modelovanje invertora

Zavisno od načina rada i izvora iz kojih se napajaju invertori mogu biti naponski (*VSI* - *Voltage Source Inverter*) i strujni (*CSI* - *Current Source Inverter*). Pomoću naponskih invertora moguća je promena učestanosti napona kojim se napaja motor, dok se promena efektivne vrednosti napona vrati pomoću regulisanog ispravljača ili najčešće primenom neke od tehnika impulsno-čirinske modulacije. Analogno, ako se koristi strujni inverter, njime se može podešavati učestanost struje, dok se za podešavanje efektivne vrednosti struje mora koristiti najčešće regulisani ispravljač ili neka od tehnika impulsno-čirinske modulacije.

Naponski invertori se najčešće koriste za pogone sa skalarnim upravljanjem, dok se strujno regulisani naponski invertori i strujni invertori najčešće koriste za pogone sa vektorskim upravljanjem [2,3].

### 2.2.1 NAPONSKI INVERTORI

Slika 2.6 je schematski prikaz trofaznog mostnog naponskog invertora. Ovakvim invertorom se jednosmerni napon konvertuje u trofazni sistem napona. Jednosmerni napon se najčešće dobija pomoću ispravljača. Invertor je trofazni mostni i sastoji se od četiri prekidača i njima paralelno vezanih povratnih dioda. Kao prekidač može da se koristi: tiristor, GTO tiristor, bipolarni tranzistor, MOSFET ili IGBT. Bez obzira koji tip prekidača se koristi, najčešće se modeluju kao da su idealni, što znači da su ili zatvoreni ili otvoreni.



Slika 2.6 Šematski prikaz trofaznog mostnog naponskog invertora

Svaka grana može da ima dva stanja prekidača, što znači da ukupno postoji osam mogućih prekidačkih stanja invertora. Prekidačke funkcije grana invertora se definišu na sledeći način:

$$T_a, T_b, T_c = \begin{cases} 0, & \text{ako je gornji tranzistor otvoren, a donji zatvoren;} \\ 1, & \text{obrnuto;} \end{cases} \quad (2.21)$$

a veza između prekidačkih funkcija i naponi  $u_{aN}$ ,  $u_{bN}$  i  $u_{cN}$ :

$$u_{aN} = T_a U_{dc}; \quad u_{bN} = T_b U_{dc}; \quad u_{cN} = T_c U_{dc}. \quad (2.22)$$

Izlazni naponi invertora u tačkama  $a$ ,  $b$  i  $c$  imaju diskretan karakter, a zavise samo od prekidačkih funkcija i jednosmernog napona.

Međufazni naponi su dati sledećim relacijama:

$$u_{ab} = (T_a - T_b) U_{dc}; \quad u_{bc} = (T_b - T_c) U_{dc}; \quad u_{ca} = (T_c - T_a) U_{dc}. \quad (2.23)$$

Ako su namoti statora spojeni u spregu zvezda sa izolovanim zvezdičtem, kao na slici 2.6, fazni naponi su:

$$u_{an} = u_a = \frac{U_{dc}}{3} (2T_a - T_b - T_c) = U_{dc} (T_a - \frac{1}{3}(T_a + T_b + T_c)); \quad (2.24)$$

$$u_{bn} = u_b = \frac{U_{dc}}{3} (2T_b - T_a - T_c) = U_{dc} (T_b - \frac{1}{3}(T_a + T_b + T_c)); \quad (2.25)$$

$$u_{cn} = u_c = \frac{U_{dc}}{3} (2T_c - T_a - T_b) = U_{dc} (T_c - \frac{1}{3}(T_a + T_b + T_c)). \quad (2.26)$$

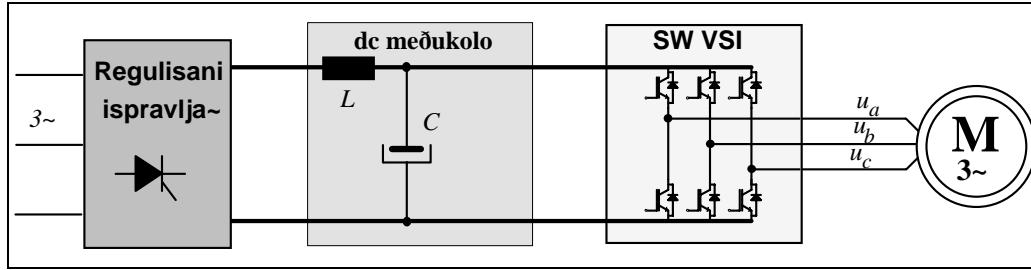
Na osnovu jednačina (2.23-2.26) može se zaključiti da linijski naponi mogu imati tri vrednosti i to:  $-U_{dc}$ ,  $0$  i  $U_{dc}$ , a fazni naponi mogu imati pet vrednosti:  $-2/3U_{dc}$ ;  $-1/3U_{dc}$ ;  $0$ ;  $1/3U_{dc}$  i  $2/3U_{dc}$ .

Ako su namoti statora spojeni u spregu trougao, fazni naponi su jednak međufaznim i mogu se dobiti pomoću relacija (2.23).

Zavisno od načina uključenja i isključenja prekidača invertora, odnosno od određivanja vrednosti prekidačkih funkcija, naponski invertori se mogu podeliti u dve osnovne grupe: naponsko kontrolisani i strujno kontrolisani naponski invertori [3,4].

### 2.2.1.1 Naponsko kontrolisani naponski invertori

#### I Naponski invertor sa četvrtkama - SW VSI (*Square Wave Voltage Source Inverter*)



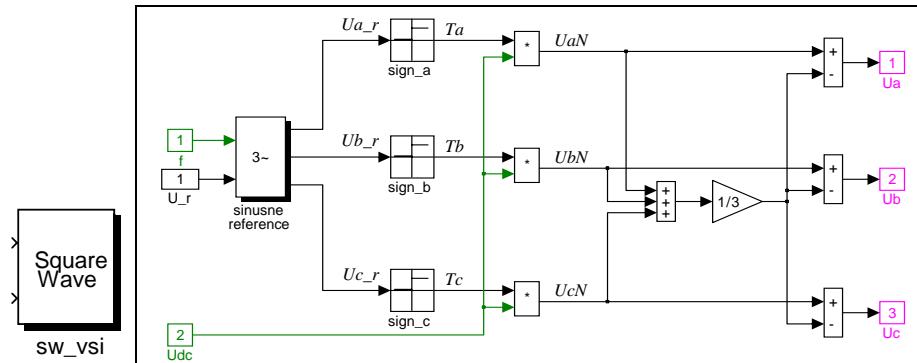
Slika 2.7 Čematski prikaz pogona sa asinhronim motorom napajanim iz SW VSI

Uprošena struktura pogona sa asinhronim motorom napajanim iz ovog naponskog pretvarača učestanosti prikazana je na slici 2.7. Efektivna vrednost napona se menja pomoću regulisanog ispravljača, a vrednost učestanosti pomoću invertora. Korištenje u ovakovom pogonu moguće je samo uz korištenje antiparalelnog ispravljača.

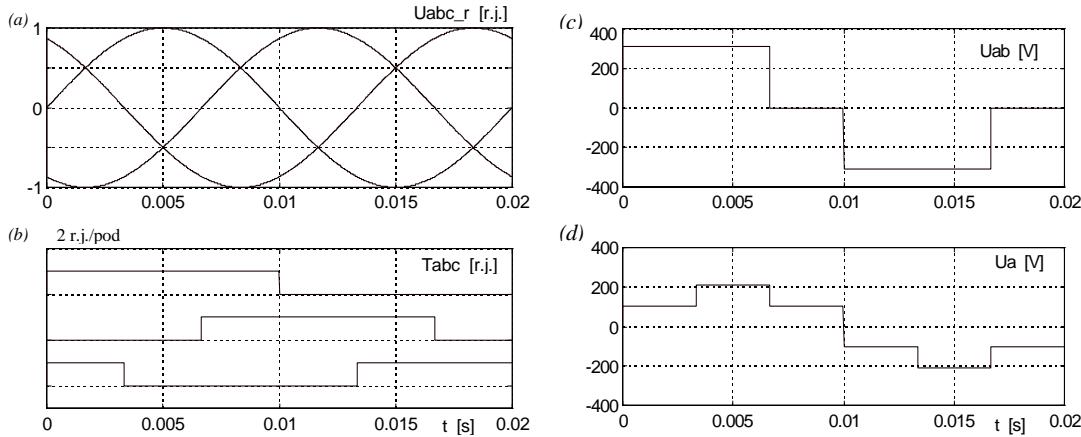
Simulacioni model u vidu blok dijagrama prikazan je na slici 2.8. Upravljački signali za prekidače invertora se dobijaju poređenjem sinusnih referenci sa nulom, odnosno ako je referenca pozitivna izlaz komparatora (blok *sign*) je jedan, a ako je negativna nula. Na slici 2.9 prikazani su talasni oblici karakterističnih signala. Pri tome je modulišena učestanost, učestanost referentnog (kontrolnog) signala,  $f_r = 50$  Hz, a jednosmerni napon  $U_{dc} = 311$  V.

Efektivna vrednost osnovnog harmonika međufaznog napona je [7]

$$U_{ab} = \sqrt{3} \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{4}{\pi} \frac{U_{dc}}{2} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} U_{dc} = 0.78 U_{dc}. \quad (2.27)$$



Slika 2.8 Blok dijagram modela SW VSI



**Slika 2.9** *Talasni oblici SW VSI: (a) reference, (b) prekidačke funkcije (2 r.j./pod), (c) međufazni napon, (d) fazni napon*

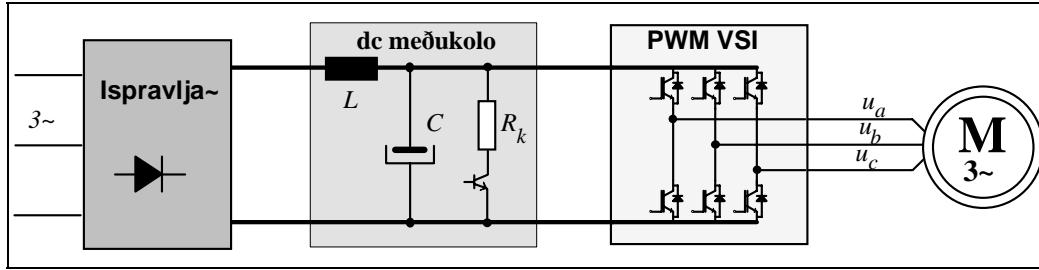
Prednosti ovog invertora su jednostavno upravljanje prekidačima, najveći odnos konverzije  $dc-ac$  napona i mali komutacioni gubici. Nedostaci su nepovoljni harmonijski spektar [3,7] i potreba za regulisanim ispravljačem koji obezbeđuje potreban jednosmerni napon. Zbog navedenih nedostataka ovi invertori se koriste samo onda kada ne postoji druga alternativa, u pogonima velikih snaga.

## II Naponski invertor sa impulsno-äirinskom modulacijom - PWM VSI (*Pulse Width Modulation Voltage Source Inverter*)

Da bi se poboljšao harmonijski sastav izlaznog napona, odnosno smanjio intenzitet viših harmonika, i da bi se izbegla potreba za regulisanim ispravljačem, koristi se invertor sa impulsno-äirinskom modulacijom.

Uprošena struktura asinhronog pogona napajanog iz ovog naponskog pretvarača uåestanosti prikazana je na slici 2.10. Koåenje u ovakovom pogonu se vrati pomoću otpornika  $R_k$  u međukolu. Pomoću ovog invertora podešava se i uåestanost i efektivna vrednost izlaznog napona, koji je äirinski modulisan sa stalnom maksimalnom vrednošću.

Postoje brojne tehnike impulsno-äirinske modulacije, odnosno mnogo naåina dobijanja upravljačkih signala za prekidače invertora [20,21]. Izbor konkretne modulacione tehnike u invertorskom napajanju asinhronog motora zavisi od: harmonijske distorzije izlaznog napona, odnosa konverzije  $dc-ac$  napona (iskoristljivost jednosmernog napona), dinamičkog odziva i lakoće praktične realizacije. Najčešće se primenjuje sinusoidalna modulacija sa trougaonim nosiocem konstantne uåestanosti. Upravljački signali su izlazi komparatora koji porede sinusne reference sa trougaonim signalom, slika 2.11.



Slika 2.10 Čematski prikaz pogona sa asinhronim motorom napajanim iz PWM VSI

Kod primene PWM tehnika åesto se definiše indeks ili faktor modulacije. Indeks amplitudske modulacije,  $m_a$ , definiše se kao odnos amplitude referentnog (kontrolnog) signala i amplitude trougaonog nosioca:

$$m_a = \frac{U_{r\max}}{U_{T\max}}; \quad (2.28)$$

a indeks frekvencijske modulacije,  $m_f$ , kao odnos noseñe uåestanosti  $f_T$  (uåestanost trougaonog signala - prekidača ili komutaciona uåestanost) i modulišuåne uåestanosti  $f_r$  (uåestanost referentnog, kontrolnog, signala):

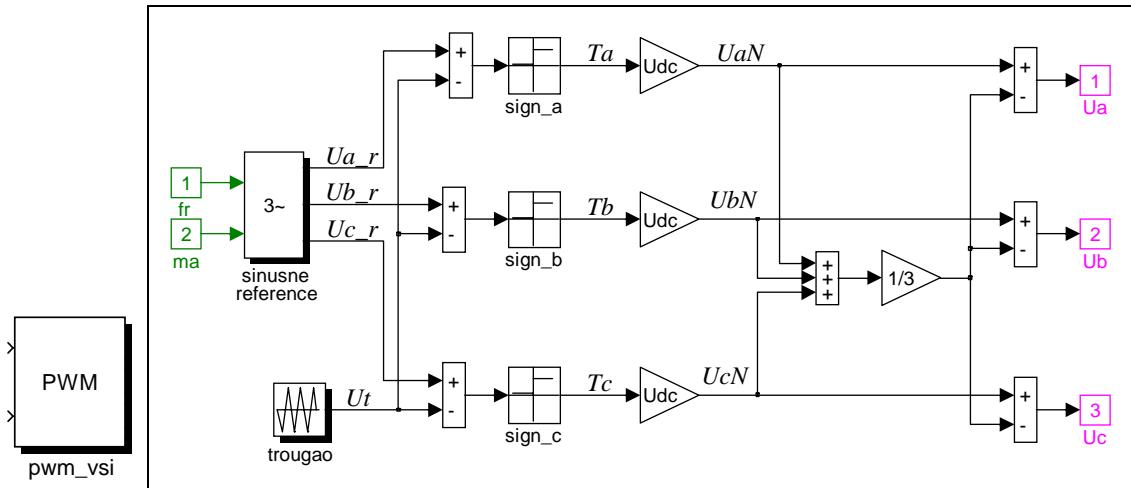
$$m_f = \frac{f_T}{f_r}. \quad (2.29)$$

Blok dijagram simulacionog modela PWM VSI je prikazan na slici 2.11, a talasni oblici karakterističnih signala na slici 2.12. Za simulacije su korišćene sledeće vrednosti: modulišuåna uåestanost (uåestanost referentnog, kontrolnog, signala)  $f_r = 50$  Hz, indeks amplitudske modulacije  $m_a = 1$ , indeks frekvencijske modulacije  $m_f = 15$  i jednosmerni napon  $U_{dc} = 311$  V.

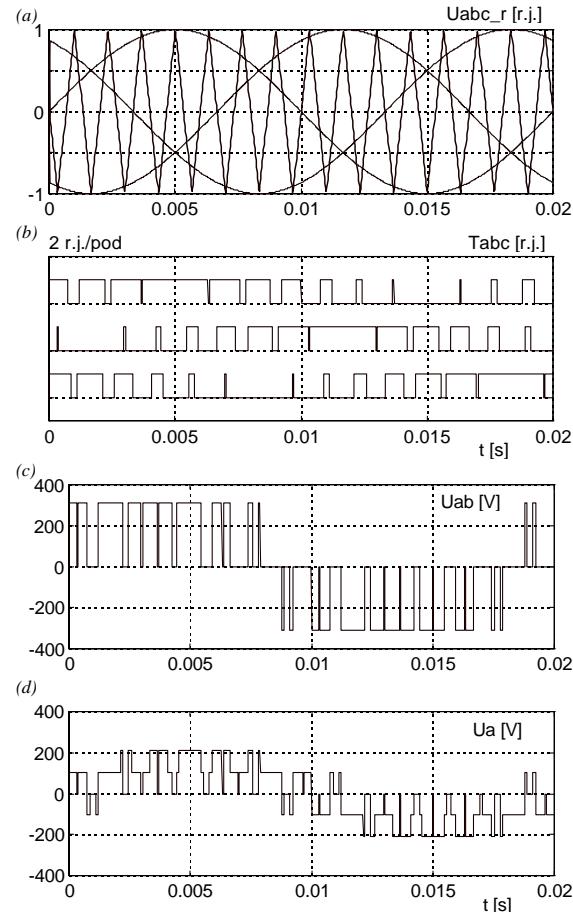
U oblasti linearne modulacije,  $m_a \leq 1$ , amplituda osnovnog harmonika izlaznog napona invertora se linearno menja sa indeksom amplitudske modulacije. Najveća efektivna vrednost osnovnog harmonika međufaznog napona se ima za  $m_a=1$  i iznosi:

$$U_{ab} = \sqrt{3} \frac{1}{\sqrt{2}} m_a \frac{U_{dc}}{2} = \frac{\sqrt{6}}{4} U_{dc} = 0.612 U_{dc}. \quad (2.30)$$

Povećanjem  $m_a$  iznad jedinice prelazi se u oblast nadmodulacije gde amplituda osnovnog harmonika ne raste više linearno sa  $m_a$  i za  $m_a \geq 3.24$  dobija se invertor sa åetvrtkama, izlazni naponi u obliku åetvrtki, kao specijalan slučaj PWM invertora. Tada se efektivna vrednost osnovnog harmonika međufaznog napona računa po izrazu (2.27).



Slika 2.11 Blok dijagram modela PWM VSI



Slika 2.12 Talasni oblici PWM VSI: (a) reference, (b) prekidačke funkcije, (c) međufazni napon, (d) fazni napon

Pogodnim izborom indeksa frekvencijske modulacije  $m_f$  može se uticati na harmonijski spektar izlaznog napona [7]. Eliminacija parnih harmonika i harmonika reda  $m_f$  i njegovih umnošaka ( $3m_f$ ,  $5m_f$ , ...) se postiže izborom  $m_f$  da bude paran ceo broj umnošak broja 3.

### III Naponski invertor sa impulsno-äirinskom modulacijom prostornog vektora napona - SVPWM VSI (Space Vector Pulse Width Modulation Voltage Source Inverter)

U novije vreme modulacija prostornog vektora napona (*space vector* modulacija) je jedna od najpopularnijih tehnika PWM jer daje za 15% veći odnos konverzije *dc-ac* napona i 33% manje komutacija po periodi u odnosu na klasičnu impulsno-äirinsku modulaciju [22,23,24]. Osim toga, veoma je pogodna za digitalnu implementaciju.

Äematski prikaz pogona sa asinhronim motorom napajanim iz ovog invertora je dat na slici 2.10. Isti je kao i za pogon sa klasičnim PWM invertorom; postoji razlika samo u načinu modulacije, odnosno u načinu upravljanja prekidačima invertora.

Ova modulaciona tehnika se zasniva na konceptu prostornih vektora napona [2,3]. Suština je u određivanju prekidačkih funkcija tako da srednja vrednost prostornog vektora izlaznog napona,  $\mathbf{u}$ , bude jednaka prostornom vektoru referentnog napona,  $\mathbf{u}_r$ , u toku periode odabiranja, odnosno prekidačkog ciklusa,  $T_c$ . Pri stanjima invertora  $S_0$  do  $S_7$  prostorni vektori napona  $\mathbf{v}_0$  do  $\mathbf{v}_7$  dele ravan na äest sektora i zauzimaju poloäeaje u  $\alpha\beta$  stojeñem sistemu osa, prikazane na slici 2.13, tako da njihovi krajevi formiraju pravilni äestougaonik. Vrednosti faznih napona i  $\alpha\beta$  komponenti napona za svih osam stanja invertora su date u tabeli 2.1.

U ovom sluåaju jednostavnije je usvojiti transformacionu matricu tako da amplitude veliåina u  $\alpha\beta$  podruåju budu 1.5 puta veće od amplituda odgovarajuñih veliåina u faznom *abc* podruåju. Shodno tome  $\alpha\beta$  komponente napona se raåunaju na sledeñi način:

$$u_\alpha = u_a - \frac{1}{2}(u_b + u_c); \quad u_\beta = \frac{\sqrt{3}}{2}(u_b - u_c). \quad (2.31)$$

Tabela 2.1 Prostorni vektori napona invertora, stanja prekidača, prekidačke funkcije i *abc* i  $\alpha\beta$  komponente napona

Vektor	$Ugao [^{\circ}]$	Stanje	$T_a$	$T_b$	$T_c$	$u_a$	$u_b$	$u_c$	$u_\alpha$	$u_\beta$
$\mathbf{v}_0$	-	$S_0$	0	0	0	0	0	0	0	0
$\mathbf{v}_1$	0	$S_4$	1	0	0	$2/3U_{dc}$	$-1/3U_{dc}$	$-1/3U_{dc}$	$U_{dc}$	0
$\mathbf{v}_2$	60	$S_6$	1	1	0	$1/3U_{dc}$	$1/3U_{dc}$	$-2/3U_{dc}$	$U_{dc} \cos 60^\circ$	$U_{dc} \sin 60^\circ$
$\mathbf{v}_3$	120	$S_2$	0	1	0	$-1/3U_{dc}$	$2/3U_{dc}$	$-1/3U_{dc}$	$-U_{dc} \cos 60^\circ$	$U_{dc} \sin 60^\circ$
$\mathbf{v}_4$	180	$S_3$	0	1	1	$-2/3U_{dc}$	$1/3U_{dc}$	$1/3U_{dc}$	$-U_{dc}$	0
$\mathbf{v}_5$	240	$S_1$	0	0	1	$-1/3U_{dc}$	$-1/3U_{dc}$	$2/3U_{dc}$	$-U_{dc} \cos 60^\circ$	$-U_{dc} \sin 60^\circ$
$\mathbf{v}_6$	300	$S_5$	1	0	1	$1/3U_{dc}$	$-2/3U_{dc}$	$1/3U_{dc}$	$U_{dc} \cos 60^\circ$	$-U_{dc} \sin 60^\circ$
$\mathbf{v}_7$	-	$S_7$	1	1	1	0	0	0	0	0

U toku periode modulacije prostornog vektora napona vektor referentnog napona  $\mathbf{u}_r$ , lociran unutar äestougaonika i definisan amplitudom i referentnim uglom, smatra se konstantnim i aproksimira se vremenski usrednjjenim susednim vektorima. U sluåaju da se referentni vektor nalazi u prvom sektoru, kao na slici 2.13, implementira se pomoñu susednih

nenultih vektora  $\mathbf{v}_1$  i  $\mathbf{v}_2$  i jednim ili oba nulta vektora  $\mathbf{v}_0$  i  $\mathbf{v}_7$ . Trajanje uključenosti pojedinih vektora se određuje na osnovu izraza (2.32), koji je ustvari matematička formulacija prethodno iznetih konstatacija:

$$\mathbf{u}_r = \frac{T_1}{T_c} \mathbf{u}_1 + \frac{T_2}{T_c} \mathbf{u}_2 + \frac{T_0}{T_c} \mathbf{u}_0 = d_1 \mathbf{u}_1 + d_2 \mathbf{u}_2 + d_0 \mathbf{u}_0. \quad (2.32)$$

Zamenom izraza za vektore:

$$\mathbf{u}_r = U_r e^{j\theta_r} = U_r (\cos \theta_r + j \sin \theta_r); \quad \mathbf{v}_1 = U_{dc} e^{j0^\circ} = U_{dc}; \quad \mathbf{v}_2 = U_{dc} e^{j60^\circ} = U_{dc} \left(1 + j \frac{\sqrt{3}}{2}\right); \quad (2.33)$$

u jednačinu (2.32) i izjednačavanjem realnih i imaginarnih komponenti s leve i desne strane dobijaju se vremena trajanja uključenosti pojedinih susednih vektora napona, koja su data sledećim izrazima:

$$T_1 = m_a T_c \sin(60^\circ - \theta_r); \quad (2.34)$$

$$T_2 = m_a T_c \sin \theta_r; \quad (2.35)$$

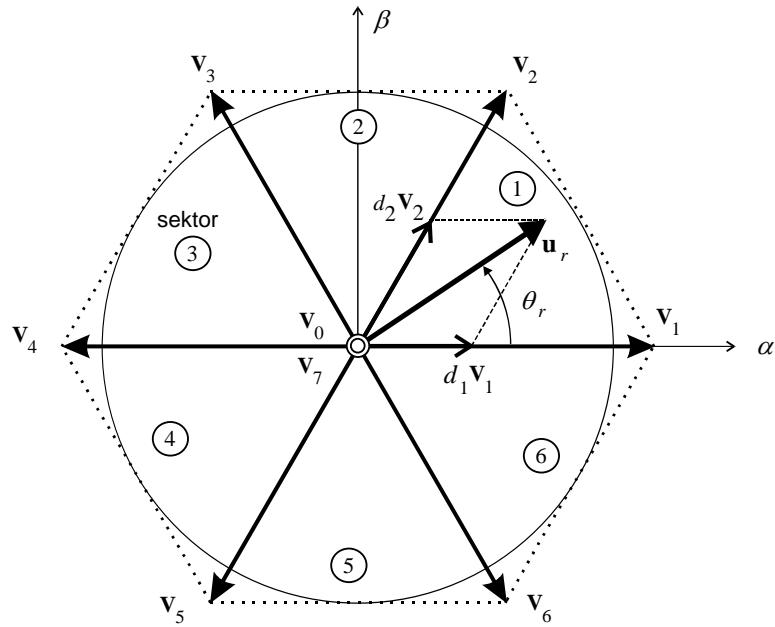
$$T_0 = T_c - T_1 - T_2. \quad (2.36)$$

Ovde je indeks amplitudske modulacije,  $m_a$ , definisan kao odnos amplitude vektora referentnog napona i amplitude vektora napona u  $\alpha\beta$  području, odnosno

$$m_a = \frac{U_r}{U_{\alpha\beta \max}} = \frac{U_r}{U_{dc} \sin 60^\circ} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{U_r}{U_{dc}}, \quad (2.37)$$

jer maksimalni napon koji se može dobiti, uz neizoblijen izlazni napon, iznosi  $U_{\alpha\beta \max} = U_{dc} \sin 60^\circ$ , a ima se kada vektor napona  $\mathbf{u}_{\alpha\beta}$  rotira unutar kruga upisanog u šestougao, slika 2.13.

Znači, svaki referentni vektor unutar šestougaonika se može dobiti kada se odgovarajućim izborom prekidače sekvence uključe samo dva susedna vektora i nulti vektor. Kriterijumi za optimizaciju valovitosti struje, komutacionih gubitaka i harmonijskog spektra izlaznih napona i struja direktno utiču na izbor prekidače sekvence. Postoje praktično dve realizacije [22].

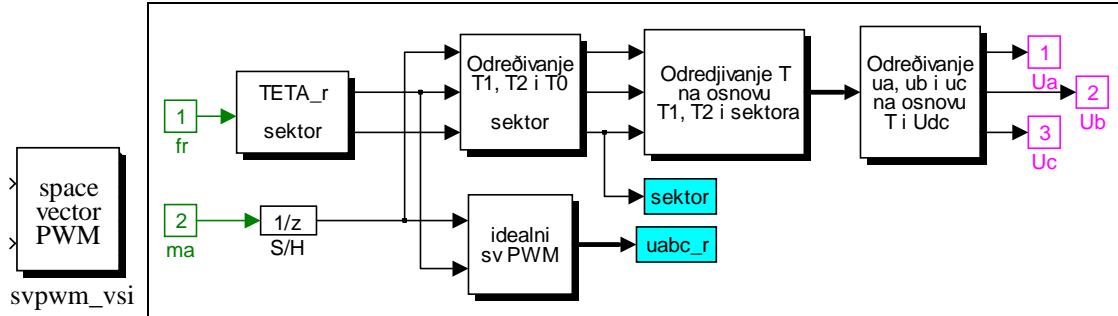


Slika 2.13 Prostorni vektori napona invertora u stacionarnom  $\alpha\beta$  sistemu osa

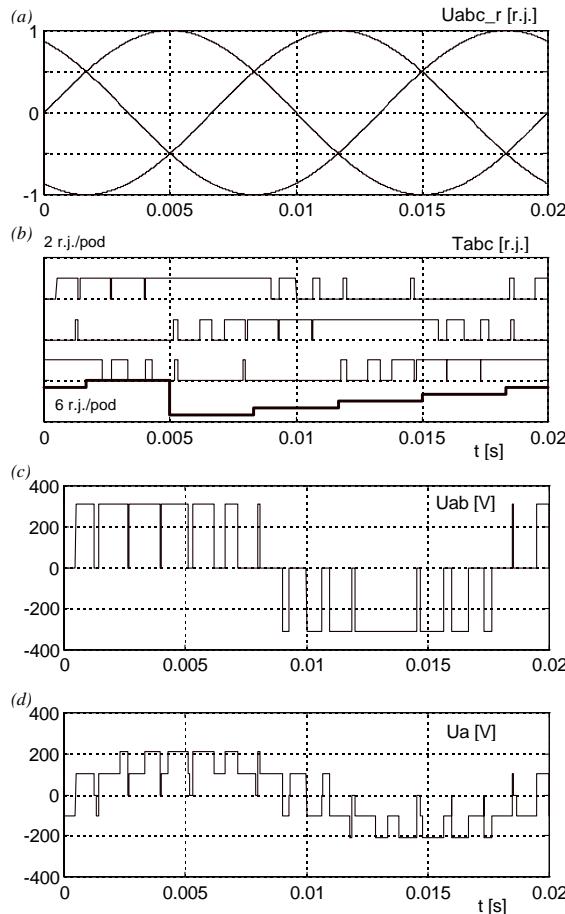
Prva je DD sekvenca (*direct-direct*) kod koje se koristi stanje  $S_7$  za generisanje nultog vektora  $v_7$  u prvom, trećem i petom sektoru, a stanje  $S_0$  za generisanje nultog vektora  $v_0$  u drugom, četvrtom i šestom sektoru. Prekidačka sekvenca se ne menja u jednom istom sektoru, samo se menjaju vremena trajanja uključenosti pojedinih vektora i izračunavaju se za svaku periodu. Naprimjer, u prvom sektoru sekvenca je 100-110-111, 100-110-111 ... Zbog toga ova strategija zahteva četiri komutacije u toku jednog prekidačkog ciklusa.

Druga, koju predlaže brojni autori [3,4,23], je DI sekvenca (*direct-inverse*) kod koje se redundantnost dva nulta vektora, stanja  $S_0$  i  $S_7$ , koristi za smanjenje broja komutacija u toku jednog prekidačkog ciklusa. Prekidačka sekvenca se menja, u jednom istom sektoru, nakon isteka vremena trajanja bilo kog nultog vektora. Naprimjer, u prvom sektoru sekvenca je 100-110-111, 110-100-000 ... Osnovna prednost ove strategije su samo tri komutacije u toku jednog prekidačkog ciklusa. Međutim, u ovom slučaju u svakoj drugoj periodi je ista sekvenca, u istom sektoru, što ima za posledicu pojavu dominantnih harmoničkih komponenti na polovini prekidačke učestanosti u spektru izlaznog napona, a samim tim i veću valovitost struje u odnosu na DD sekvencu kod koje se dominantni harmonici pojavljaju na prekidačkoj učestanosti.

Simulacioni model SVPWM VSI, u vidu blok dijagrama sa pet podsistema, prikazan je na slici 2.14. Detaljni blok dijagrami podistema su dati u prilogu. Model je realizovan tako da se jednostavnom promenom odgovarajućeg parametra bira ili DD ili DI sekvenca.

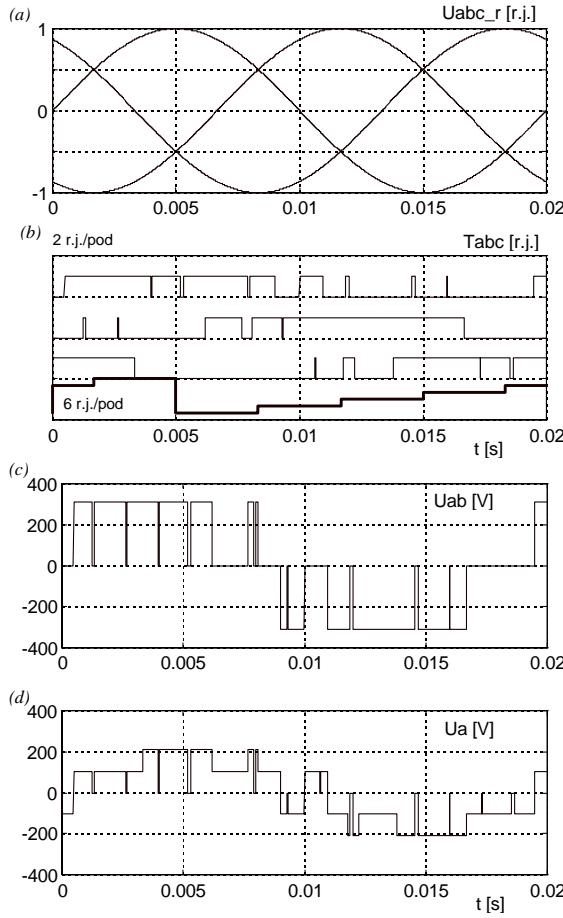


Slika 2.14 Blok dijagram modela SVPWM VSI



Slika 2.15 Talasni oblici SVPWM VSI-DD sekvenca: (a) reference, (b) prekidačke funkcije (2 r.j./pod) i sektor ugla (6 r.j./pod), (c) međufazni napon, (d) fazni napon

Za simulacije su korišćene sledeće vrednosti: učestanost referentnog signala  $f_r = 50$  Hz, indeks amplitudske modulacije  $m_a = 1$ , komutaciona učestanost  $f_c = 750$  Hz i jednosmerni napon  $U_{dc} = 311$  V. Talasni oblici karakterističnih signala za DD sekvencu prikazani su na slici 2.15, a za DI sekvencu na slici 2.16.



Slika 2.16 *Tresnačinski oblici SVPWM VSI-DI sekvenca: (a) reference, (b) prekidačke funkcije (2 r.j./pod) i sektor ugla (6 r.j./pod), (c) međufazni napon, (d) fazni napon*

Najveća efektivna vrednost osnovnog harmonika međufaznog napona definisana je maksimalnom amplitudom vektora napona  $\mathbf{u}_{\alpha\beta}$ , odnosno poluprečnikom kruga upisanog u šestougao, i za  $m_a = 1$  iznosi:

$$U_{ab} = \sqrt{3} \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{2}{3} m_a \frac{\sqrt{3}}{2} U_{dc} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_{dc} = 0.707 U_{dc}. \quad (2.38)$$

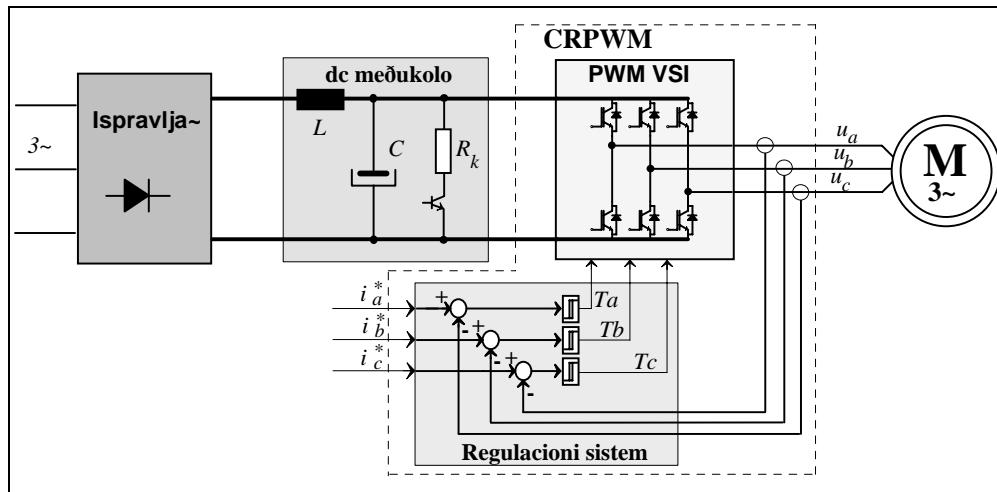
### 2.2.1.2 Strujno kontrolisani PWM naponski invertori - CRPWM VSI (*Current Regulated Pulse Width Modulation Voltage Source Inverter*)

Strujno regulisani naponski invertor je PWM VSI sa strujnom regulacionom petljom, slika 2.17. Ako se koriste invertori sa snaenim prekidačima velike frekvencije, moguće je veoma brzo, praktično trenutno, podešavati amplitudu i fazu izlaznih struja invertora, odnosno statorskih struja asinhronog ili sinhronog motora. Ovi invertori su idealni za vektorsko upravljanje u servo pogonima visokih performansi jer imaju veoma dobar dinamički odziv, skoro sinusoidalne izlazne struje (osim viših harmonika koji se javljaju na prekidačkoj učestanosti), kompenzaciju uticaja promene statorske otpornosti i rasipne

induktivnosti na moment i fluks motora i malu valovitost struje i momenta u celom opsegu regulacije brzine.

Osnovni problem pri implementaciji strujno regulisanih PWM invertora je izbor odgovarajuće metode regulacije struja. Moguće su sledeće realizacije strujnih regulatora [4]:

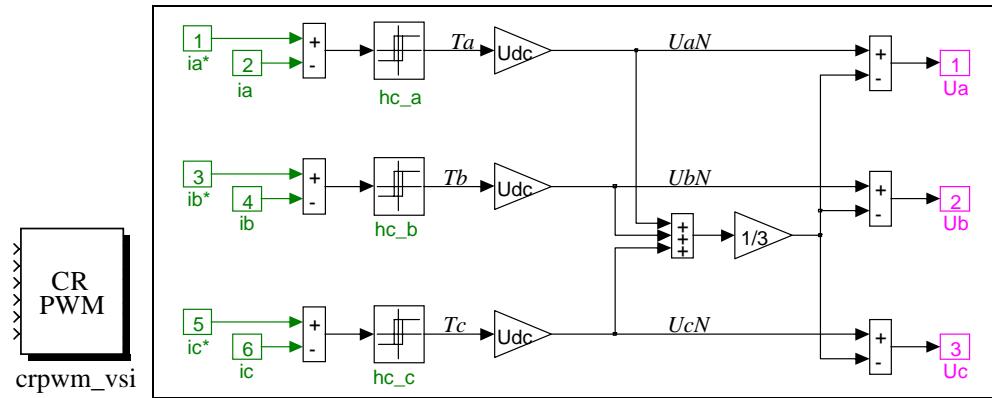
- tri nezavisna histerezisna regulatora,
- dva histerezisna regulatora u stojećem  $\alpha\beta$  sistemu osa,
- dva histerezisna regulatora u sinhrono rotirajućem  $dq$  sistemu osa,
- histerezisni regulatori sa konstantnom prekidačkom frekvencijom,
- linearni regulatori,
- prediktivni regulatori sa algoritmom ili konstantne ili minimalne prekidačke frekvencije.



Slika 2.17 Čematski prikaz asinhronog pogona napajanog iz CRPWM VSI

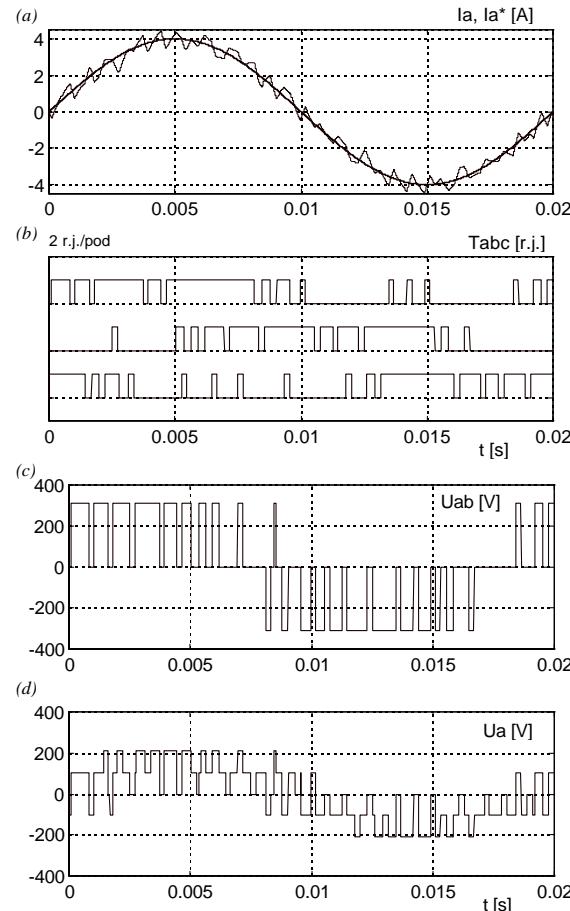
Najjednostavniji za implementaciju je metod sa tri nezavisna histerezisna regulatora, koji se mnogo koristi pre svega zbog jednostavnosti. Princip rada je ilustrovan na slici 2.17. Kada struja motora, izlazna struja invertora, u fazi  $a$  postane veća (ili manja) od referentne struje za vrednost histerezisa,  $\pm H$ , uključuje se gornji (donji) prekidač u  $a$  grani invertora. U slučaju da je zvezdičate motora spojeno sa srednjom tačkom međukola, histerezisni regulatori garantuju tačnu kontrolu strujnog tripla (valovitosti struje) i tačan limit trenutne vrednosti struje. Međutim, srednja tačka međukola je najčešće nepristupačna, zvezdičate motora je izolovan, pa trenutna vrednost strujne greške može dostići dvostruku vrednost histerezisa. Mane CRPWM invertora sa histerezisom je promenljiva prekidačka frekvencija (zavisi od  $U_{dc}$ , kontra ems, strujnog tripla, rasipne reaktanse) i zasićenje (javlja se pri velikim brzinama ukoliko nije dovoljno veliki  $U_{dc}$ ).

Simulacioni model CRPWM VSI, sa tri nezavisna histerezisna regulatora i izolovanim zvezdičtem motora, prikazan je na slici 2.18.



Slika 2.18 Blok dijagram modela CRPWM VSI

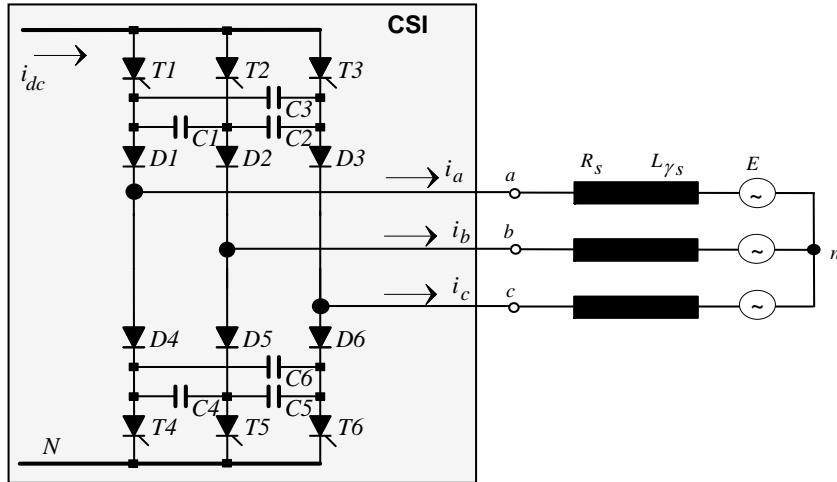
Za simulacije, koji su rezultati prikazani na slici 2.19, korišćene su sledeće vrednosti: učestanost signala referentne struje  $f_r = 50$  Hz, amplituda referentne struje  $I_{r\max} = 4$  A, histerezis  $H = \pm 0.5$  A i napon međukola  $U_{dc} = 311$  V.



Slika 2.19 Talasni oblici CRPWM VSI: (a) referentna i stvarna struja motora, (b) prekidačke funkcije (2 r.j./pod), (c) međufazni napon, (d) fazni napon

## 2.2.2 STRUJNI INVERTORI - CSI (Current Source Inverters)

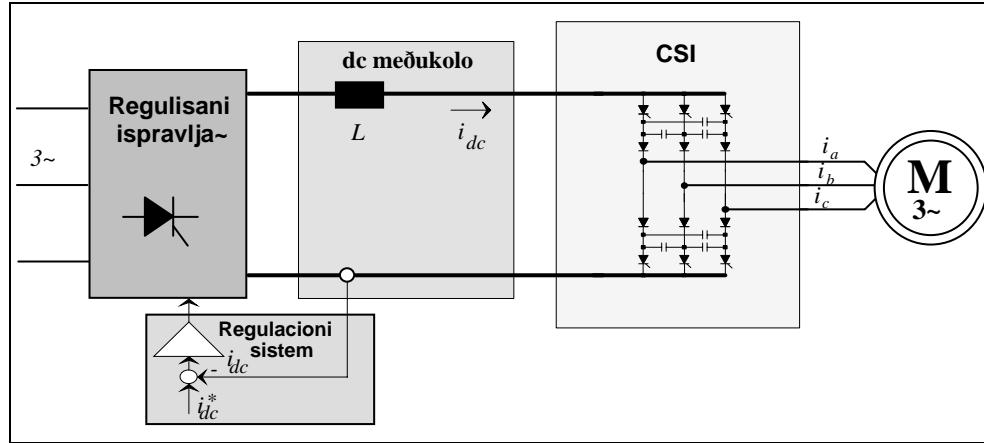
Pomoću strujnog invertora, koji je ţematski prikaz dat na slici 2.20, jednosmerna struja se konverte u trofazni sistem struja. Invertor je trofazni mostni i sastoji se od četiri prekidačkih komponenti, četiri dioda vezanih na red sa prekidačima i komutacionih kondenzatora. Kao prekidači najčešće se koriste tiristori, zbog malih prekidačkih frekvencija. U opštem slučaju mogu biti sa prirodnom komutacijom (u pogonu sa sinhronom mačinom) ili sa forsiranom komutacijom (u pogonu sa asinhronom mačinom).



Slika 2.20 Ţematski prikaz trofaznog mostnog strujnog invertora

Asinhroni pogon, slika 2.21, napajan iz strujnog invertora, ima veliku primenu u industriji zbog sledećih prednosti: omogućava četvorokvadrantni rad pogona, uključujući i rekuperativno košenje, bez dodatnih kola sa snačenim prekidačkim komponentama (odnosno bez antiparalelnog ispravljača), ne zahteva tiristore sa malim vremenom isključenja i realizuje se sa jednostavnim upaljačkim kolima.

Pomoću regulisanog ispravljača se podešava ačeljena vrednost struje u međukolu (označena na slici 2.21 sa  $i_{dc}^*$ ), a pomoću trofaznog mostnog strujnog invertora sa tiristorima sa forsiranim komutacijom učestanost izlaznih struja. Izlazne struje su pravougaonog talasnog oblika, a naponi sinusoidalni. U međukolu, za razliku od naponskih invertora, nalazi se samo prigušnica.



Slika 2.21 Šematski prikaz pogona sa asinhronim motorom napajanim iz CSI

Strujni invertori se modeluju slično kao i naponski, s tom razlikom što su ovde izlazne struje invertora diskretnog karaktera i zavise samo od prekidačkih funkcija i vrednosti jednosmerne struje. Zavisno od načina uključenja i isključenja prekidača invertora, odnosno od određivanja vrednosti prekidačkih funkcija, realizuju se strujni invertori sa pravougaonim talasnim oblicima i strujni invertori sa impulsno aerinskom modulacijom [3,4].

Model običanog strujnog invertora sa pravougaonim talasnim oblicima, SWCSI, je skoro identičan modelu SWVSI, koji je opisan u odeljku 2.2.1.1 ovog poglavlja. Razlika je u tome što je ulaz jednosmerna struja, a ne napon, i što se fazne struje, za spregu zvezda, računaju na sledeći način:

$$i_a = \frac{I_{dc}}{2} (2T_a - T_b - T_c); \quad i_b = \frac{I_{dc}}{2} (2T_b - T_a - T_c); \quad i_c = \frac{I_{dc}}{2} (2T_c - T_a - T_b). \quad (2.39)$$

Pri modelovanju strujnog invertora sa forsiranom komutacijom, SWfcCSI, nije ješta prikazana na slici 2.20, prekidačke funkcije grana invertora se definišu na sledeći način:

$$T_a, T_b, T_c = \begin{cases} 1 & \text{ako je gornji prekidač otvoren;} \\ 0 & \text{ako su zatvorena obe;} \\ -1 & \text{ako je donji prekidač otvoren;} \end{cases} \quad (2.40)$$

a veza između prekidačkih funkcija i izlaznih struja, za namote statora spojene u spregu zvezda:

$$i_a = T_a i_{dc}; \quad i_b = T_b i_{dc}; \quad i_c = T_c i_{dc}. \quad (2.41)$$

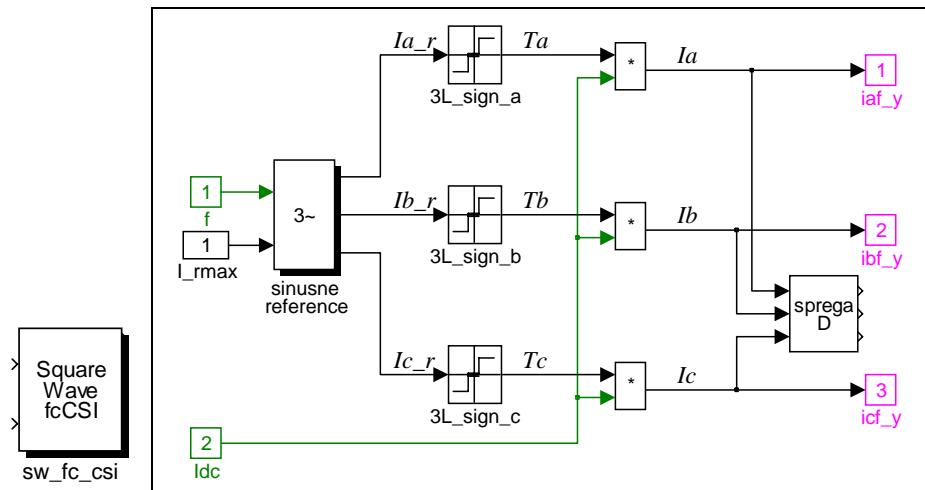
Za namote statora spojene u trougao fazne struje se računaju na osnovu izraza (2.32):

$$i_{a\_A} = \frac{1}{3}(T_a - T_b)i_{dc}; \quad i_{b\_A} = \frac{1}{3}(T_b - T_c)i_{dc}; \quad i_{c\_A} = \frac{1}{3}(T_c - T_a)i_{dc}. \quad (2.42)$$

Simulacioni model SWfcCSI prikazan je na slici 2.22. Na osnovu trofaznih sinusnih referenci, jediniâne amplitude tj  $I_{r\max} = 1$ , određuju se prekidaâke funkcije grana invertora pomoñu komparatora sa tri nivoa na sledeñi naâin:

$$T_a, T_b, T_c = \begin{cases} 1 & \text{za } I_r \geq I_{r\max} \sin(30^\circ); \\ 0 & \text{za } -0.5 \leq I_r \leq 0.5; \\ -1 & \text{za } I_r \leq I_{r\max} \sin(150^\circ). \end{cases} \quad (2.43)$$

Ovako definisane prekidaâke funkcije obezbeđuju da u istom trenutku mogu da vode samo jedan gornji prekidaâ i jedan donji u jednoj od dve preostale grane invertora.



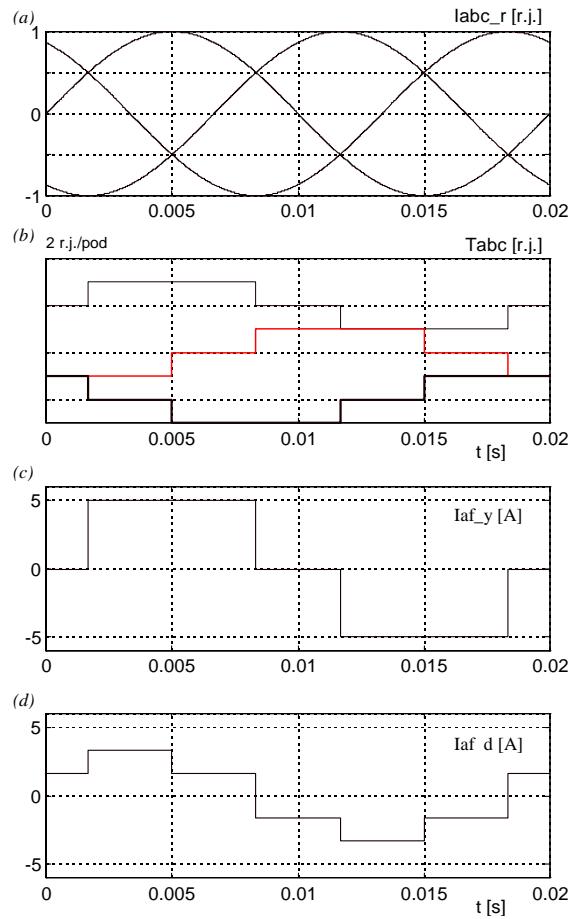
Slika 2.22 Blok dijagram modela strujnog invertora sa forsiranom komutacijom (SWfcCSI)

Efektivna vrednost osnovnog harmonika fazne struje SWfcCSI iznosi:

$$I_{\text{eff}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{4}{\pi} \cos \frac{\pi}{6} i_{dc} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} i_{dc} = 0.78 i_{dc}; \quad (2.44)$$

âto je za  $\cos(\pi/6)$  puta manje u odnosu na obiâne strujne invertore sa âetvrtkama, SWCSI.

Za simulacije, âiji su rezultati prikazani na slici 2.23, koriâñene su sledeñe vrednosti: uâestanost signalâ referentne struje  $f_r = 50$  Hz i jednosmerna struja  $i_{dc} = 4$  A.



Slika 2.23 *Talasni oblici SWfcCSI: (a) reference, (b) prekidačke funkcije (2 rj/pod), (c) fazna struja za spregu zvezda, (d) fazna struja za spregu trougao*

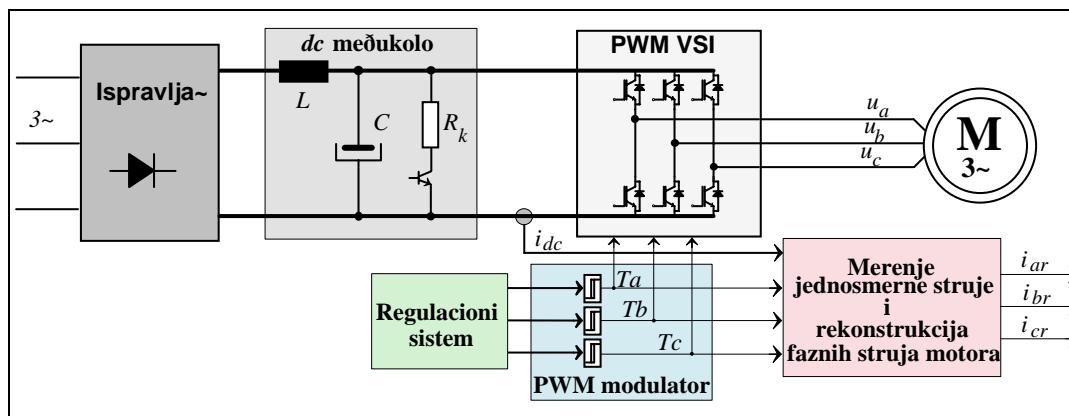
Ukoliko je potrebno eliminisati nepoæeljne viæe harmonike izlazne struje invertora, neophodno je, isto kao i kod naponskih invertora, koristiti neke od tehnika impulsno æirinske modulacije. U tom sluåaju se pomoñu samog invertora, pored uåestanosti, mogu menjati i efektivne vrednosti izlaznih struja pa nije potrebno koristiti regulisani ispravljaå.

### 3. REKONSTRUKCIJA STRUJA MOTORA NA OSNOVU STRUJE MEĐUKOLA FREKVENTNOG PRETVARAĀA

Veliki broj industrijskih pogona napaja se iz naponskih invertora radi kontrole brzine i momenta u āirokom opsegu. Pri tome se primenjuju razliāite upravljaāke āeme, poāev od skalarog upravljanja (odræavanje konstantnog odnosa napon/uāestanost) do vektorskog upravljanja (kontrola amplitude vektora statorske struje i njegove orientacije u odnosu na vektor fluksa rotora ili statora ili fluksa magneñenja). Zavisno od upravljaākog algoritma, fazne struje se mogu koristiti direktno za upravljanje ili se mogu meriti radi korekcije napona napajanja ili zaātite motora i invertora od preoptereñenja, kao i za nadzor pogona.

Za merenje faznih struja trofaznog pogona potrebna su tri strujna senzora. Ako zvezdiāte motora nije uzemljeno i ako se zanemare parazitne struje zbog kapacitivnosti motora i prikljuānog kabla, moguñe je koristiti samo dva strujna senzora postavljena u dve faze, jer se treña fazna struja moae izraāunati na osnovu izmerenih. Osim tih strujnih senzora obično se koristi joā jedan senzor za potrebe zaātite od preoptereñenja, kratkog spoja i zemljospoja, koji se postavlja u međukolo.

Međutim, za pogone malih snaga cena senzora ima znaāajnu stavku, pa je potrebno analizirati moguñost upotrebe minimalnog broja senzora. Koriānenjem samo jednog strujnog senzora u međukolu moguñe je rekonstruisati sve tri fazne struje i tako uātedeti najmanje dva senzora. Osim toga, teāe je pratiti tri linijske struje u prisustvu visokih pikova zbog  $di/dt$ . Takođe, relativno je teāko napraviti strujne senzore sa potpuno istim pojaāanjima u āirokom opsegu uāestanosti i efektivne vrednosti struje, āto je sluāaj kod invertora. Dalji problemi se mogu pojavitи ako strujni senzori imaju jednosmerni offset. Međutim, ako se koristi samo jedan senzor za prañenje struje međukola, onda se sve tri struje rekonstruiāu na osnovu istog pojaāanja i jednosmerni offset, ako se pojavi, biñe isti za sve tri struje.



Slika 3.1 Āematski prikaz pogona sa asinhronim motorom napajanim iz VSI sa kolom za merenje jednosmerne struje i rekonstrukciju faznih struja motora

U ovom poglavlju ņe najpre biti izvrāena analiza signala jednosmerne struje, odnosno struje međukola, pri napajanju asinhronog motora iz razliāitih tipova invertora, opisanih u prethodnom poglavlju. Akcenat je stavljen na one tipove invertora i tehnike modulacije koji

su interesantni za temu rada, rekonstrukciju struja motora. U nastavku ñe biti pokazano da je moguñe izvrāiti rekonstrukciju struja motora koristeñi samo signal jednosmerne struje i prekidaåke funkcije (signale za upravljanje prekidaåima invertora), kao ãto je prikazano na slici 3.1, koja predstavlja ãematski prikaz kola za rekonstrukciju struja u pogonu sa asinhronim motorom napajanim iz PWM invertora (naponski ili strujno kontrolisanog). Pored toga opisan je predloæeni na in rekonstrukcije i data su ograni enja koja taj način name e u odnosu na mogućnost kori enja tako rekonstruisanih struja u regulacione svrhe.

### 3.1 Analiza signala struje me ukola i uticaj algoritma impulsno -  irinske modulacije na njen oblik

U većini slučajeva se u me ukolu naponskih invertora nalazi strujni senzor kojim se prati jednosmerna struja za potrebe za ite. Mogu se koristiti razli iti tipovi senzora, tj. postoji više na ina merenja te struje. Jedna od mogu nosti je kori enje Holovih senzora, odnosno LEM modula (ime su dobili po proizvođaču Liaisons Electroniques Mecaniques - Ženeva) [10]. To su uređaji koji rade na principu Holovog efekta. Glavne prednosti kori enja LEM modula su: dobra galvanska izolacija,  irok merni opseg - mogu e je meriti struje do nekoliko stotina kiloampera, sposobnost preoptere enja, brz odziv -  irok propusni opseg (reda 100 kHz), linearnost, velika tačnost (reda 0.2 %), dobra osetljivost, pouzdanost, relativno niska cena, jednostavno postavljanje, itd. Mogu se primenjivati i u stacionarnom stanju i pri prelaznim procesima. Ponekad temperaturna zavisnost LEM modula mo e ograničiti njihovu primenu.

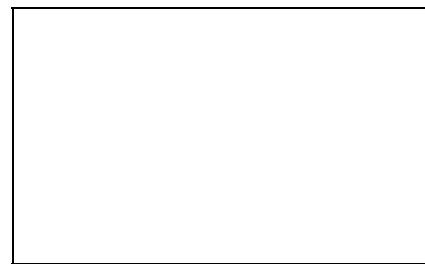
Znači, u realnom pogonu na relativno lak na in dolazi se do informacije o jednosmernoj struci zbog pristupačnosti me ukola. Me utim, prilikom modelovanja naponskih invertora, što se moglo i videti u prethodnom poglavljju, nigde se ne koristi jednosmerna struja, nego samo jednosmerni napon. Zbog toga je potrebno dopuniti modele invertora sa podsistom za računanje jednosmerne struje.

Obzirom da je upotreba prekida kih funkcija, definisanih izrazom (2.21), opate poznata tehnika za analizu problema vezanih za skoro sve energetske pretvarače, mogu e je i u ovom slu aju iskoristiti prekida ke funkcije za dobijanje jednosmerne struje [31]. Ukupna jednosmerna struja je suma proizvoda prekida kih funkcija invertora i odgovaraju ih faznih struja, odnosno

$$i_{dc} = T_a i_a + T_b i_b + T_c i_c . \quad (3.1)$$

Simulacioni model podsistema za računanje jednosmerne struje prikazan je na slici 3.2. Ulaz u podistem su tri fazne struje i vektor prekida kih funkcija  $T=[T_a, T_b, T_c]$ , a izlaz je jednosmerna struja  $i_{dc}$ .

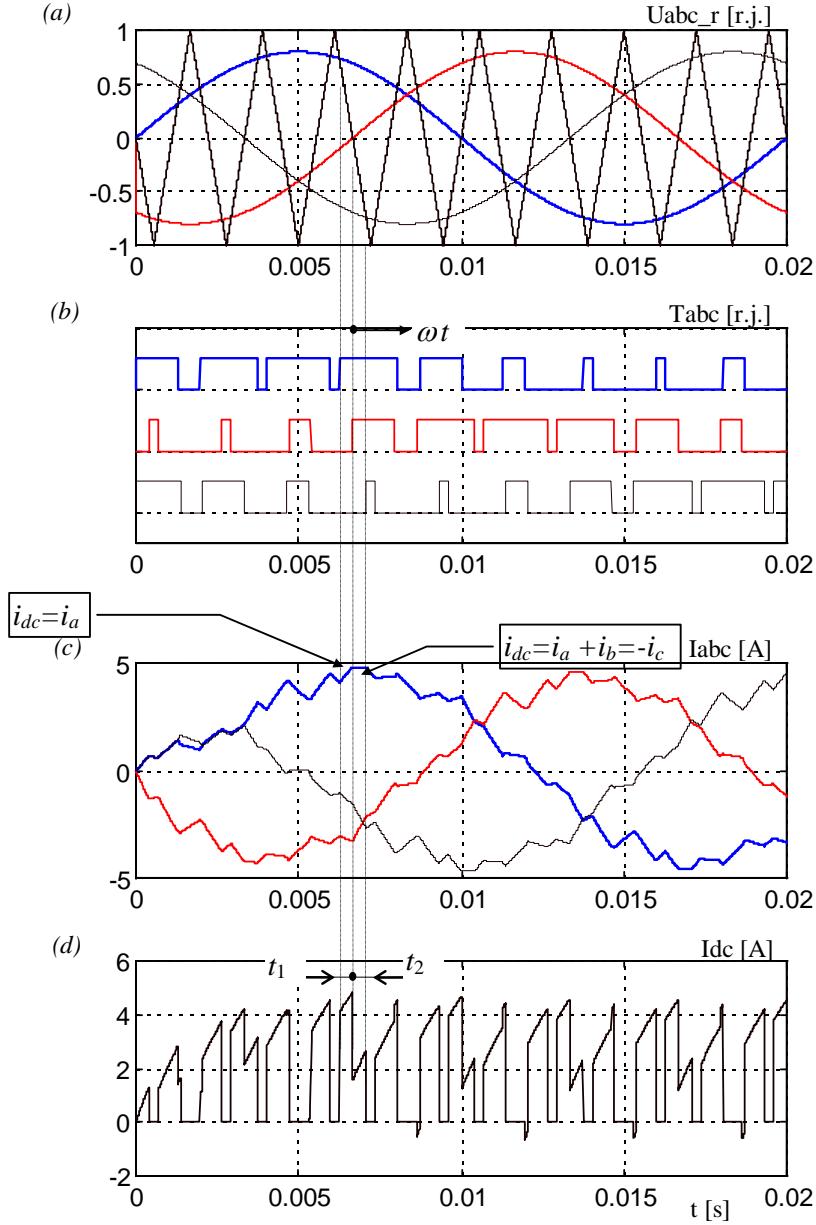
Obzirom da se namoti motora napajaju iz invertora,  iji izlazni naponi imaju diskretan karakter, diskontinualna jednosmerna struja  $i_{dc}$  se sastoji iz impulsa razli itog intenziteta i periode zavisno od trajanja prekida kog ciklusa, topologije invertora i parametara motora.



Slika 3.2 Blok dijagram podsistema za računanje jednosmerne struje

### 3.1.1 Struja u međukolu PWM naponskog invertora

Ako se za napajanje asinhronog motora koristi PWM naponski invertor, uz primenu sinusoidalne modulacije sa trougaonim nosiocem, struja međukola ima talasni oblik prikazan na slici 3.3. Za simulaciju su korišćene sledeće vrednosti:  $m_a = 0.8$ ,  $m_f = 9$ ,  $f_r = 50$  Hz,  $U_{dc} = 311$  V. Parametri motora su dati u prilogu, a radni rečim je tako podešen da je faktor snage nešto manji od nominalnog, odnosno  $\cos\varphi = 0.77$ . Slika 3.3 pokazuje vezu talasnih oblika napona (prekidačkih funkcija) i struja na izlazu PWM naponskog invertora i struje međukola.



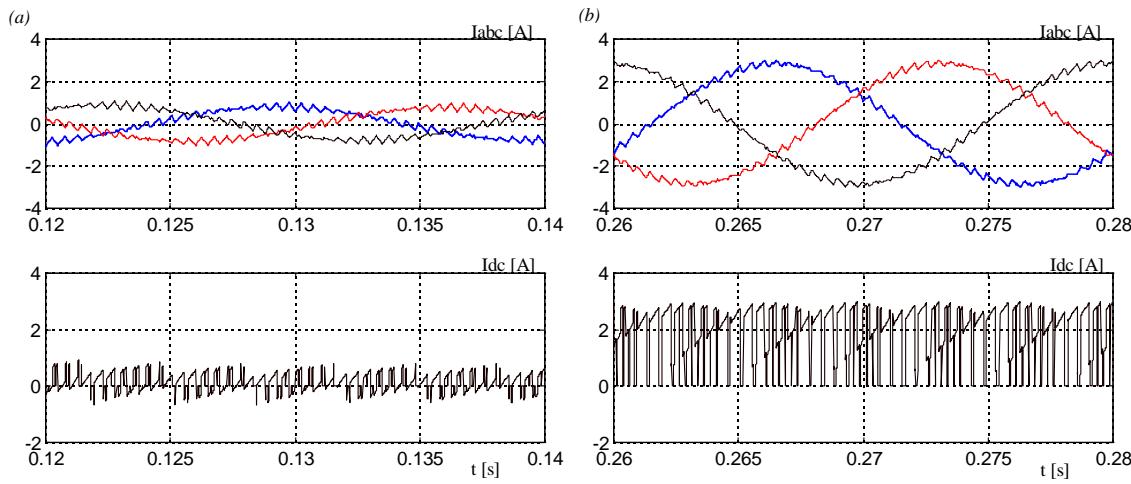
Slika 3.3 *Talasni oblici PWM VSI: (a) reference, (b) prekidačke funkcije (2 r.j./pod), (c) fazne struje, (d) jednosmerna struja*

Za negativnu ivicu trougaonog signala na slici su izdvojena dva intervala. U prvom intervalu, kada su zatvoreni gornji prekidači u  $a$  grani invertora i donji prekidači u ostale dve grane, struja međukola je odbirak fazne struje  $i_a$ . U drugom intervalu  $i_{dc}$  je jednaka negativnoj vrednosti struje  $i_c$ , jer su tada zatvoreni donji prekidači u  $c$  grani invertora i gornji prekidači u ostale dve grane. Slično se dešava i pri pozitivnoj ivici trougaonog signala.

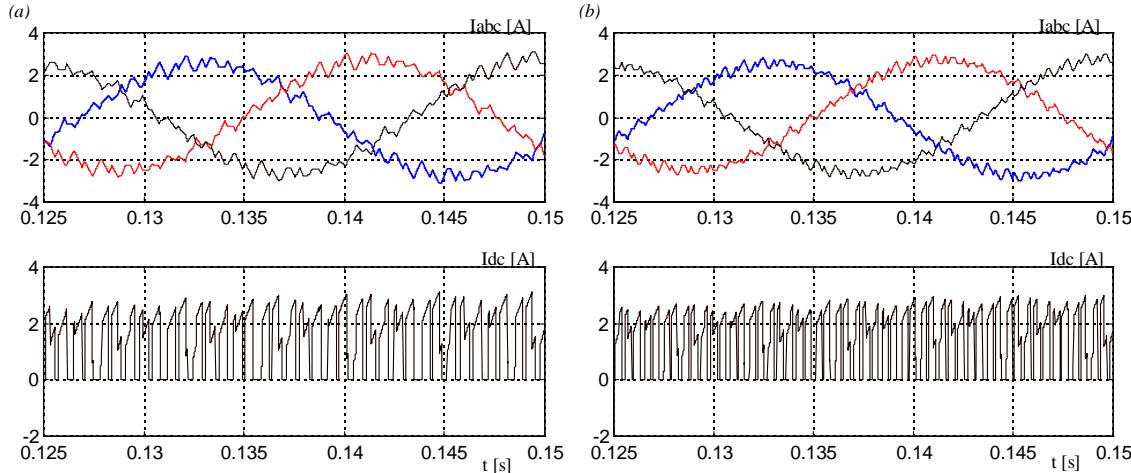
Ako su zatvoreni istovremeno sva tri gornja ili sva tri donja prekidača, izlazni naponi invertora, u odnosu na negativnu sabirnicu međukola, istovremeno su jednaki nuli ili su istovremeno različiti od nule i jednosmerna struja je jednaka nuli.

Kada je motor slabo opterećen, tj. kada radi sa relativno malim faktorom snage, postoje vremenski intervali kada je jednosmerna struja negativna i tada se vraća nazad u

kondenzator. Ilustracija ovog sluåaja je data na slici 3.4, na kojoj je prikazan i radni reæim motora sa faktorom snage bliskim jedinici.



Slika 3.4 Fazne struje i jednosmerna struja PWM naponskog invertora za  $m_a = 1$  i  $m_f = 40$ : (a)  $\cos\varphi = 0.2$ , (b)  $\cos\varphi = 0.86$

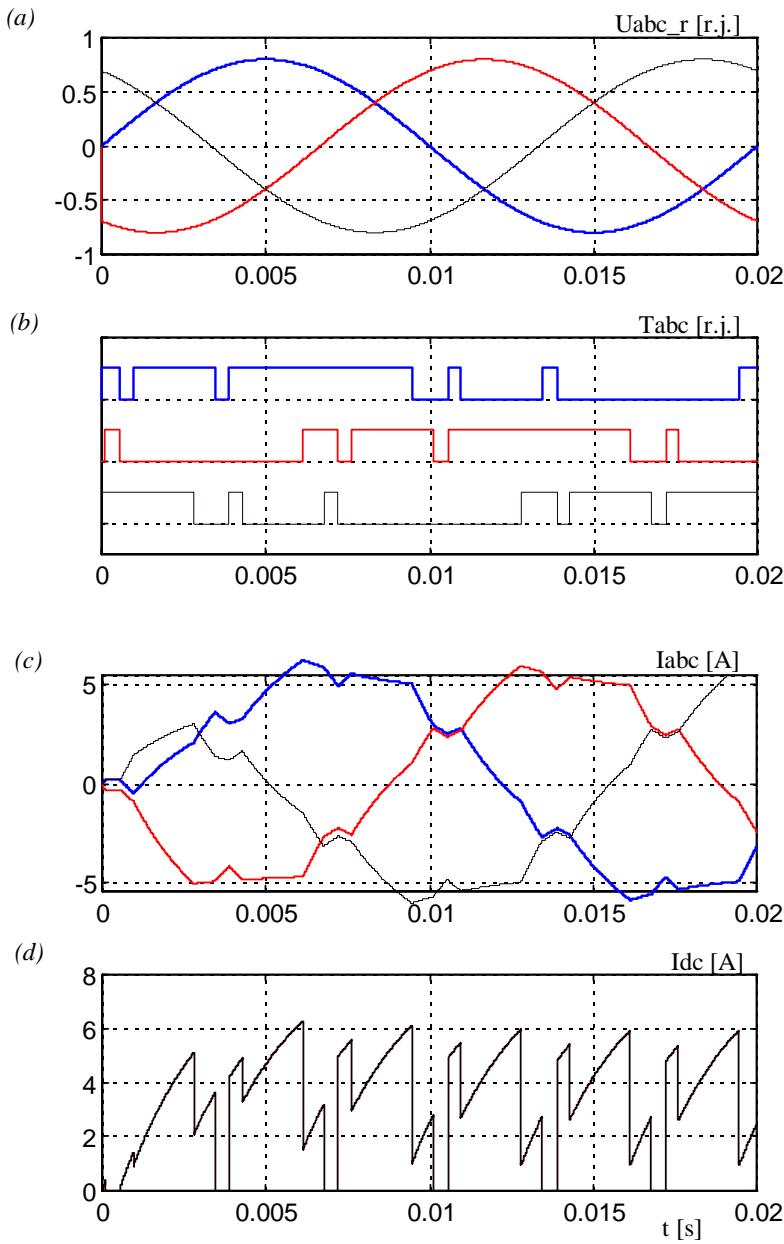


Slika 3.5 Fazne struje i jednosmerna struja PWM naponskog invertora za  $f_r = 40$  Hz,  $m_a = 0.8$  i  $\cos\varphi = 0.86$ : (a)  $m_f = 15$  ( $f_T = 750$  Hz), (b)  $m_f = 21$  ( $f_T = 1050$  Hz)

Uticaj promene indeksa frekvencijske modulacije, odnosno uåestanosti trougaonog nosioca, na talasni oblik jednosmerne struje ilustrovan je na slici 3.5.

### 3.1.2 Struja u međukolu SVPWM naponskog invertora

Talasni oblik struje međukola pri napajanju asinhronog motora iz PWM naponskog invertora sa vektorskom modulacijom ne razlikuje se bitno u odnosu na sinusoidalnu

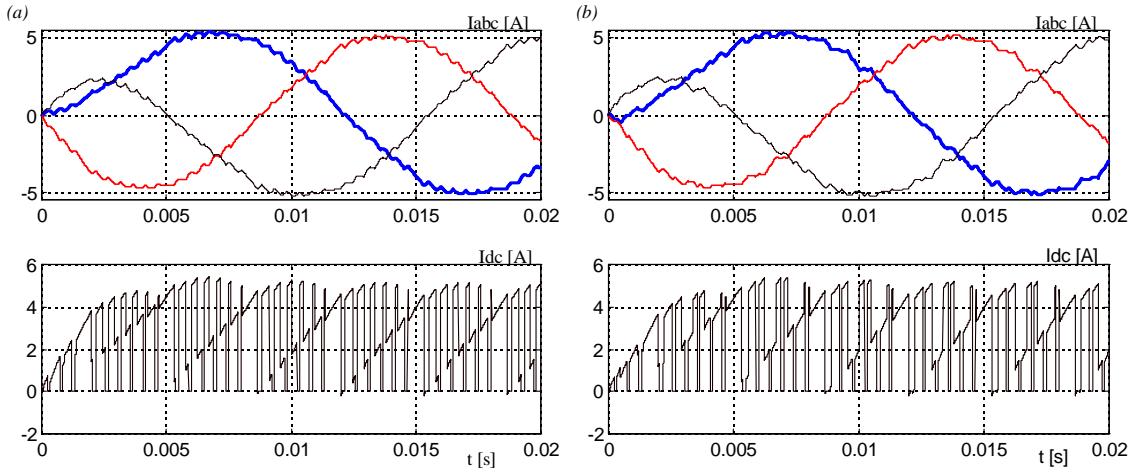


Slika 3.6 *Talasni oblici SVPWM VSI: (a) reference, (b) prekidačke funkcije (2 r.j./pod), (c) fazne struje, (d) jednosmerna struja*

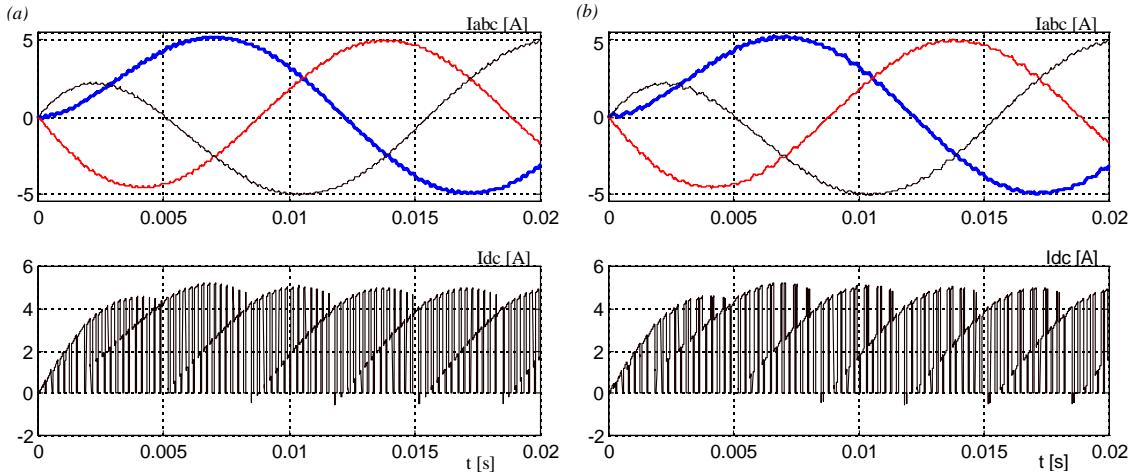
modulaciju sa trougaonim nosiocem. Kada se primenjuje ova modulaciona tehnika, na talasni oblik jednosmerne struje, osim parametara motora i vrednosti jednosmernog napona, direktno utiće komutaciona uâestanost i vrsta sekvene (DD ili DI).

Talasni oblici referenci, prekidačkih funkcija, faznih struja i struje međukola za DD sekvencu prikazani su na slici 3.6; pri tom su koriâeni sledeâi parametri:  $m_a = 0.8$ ,  $f_c = 450 \text{ Hz}$ ,  $f_r = 50 \text{ Hz}$ ,  $U_{dc} = 311 \text{ V}$  i  $\cos\varphi = 0.77$ .

Uticaj promene komutacione uâestanosti i sekvene prikazan je na slici 3.7 i na slici 3.8. Talasni oblici faznih struja i jednosmerne struje za komutacionu uâestanost 2 kHz dati su za DD sekvencu na slici 3.7a), a za DI sekvencu na slici 3.7b), dok su za komutacionu uâestanost 4 kHz prikazani na slici 3.8 pod c) i d) za DD i DI sekvence, respektivno.



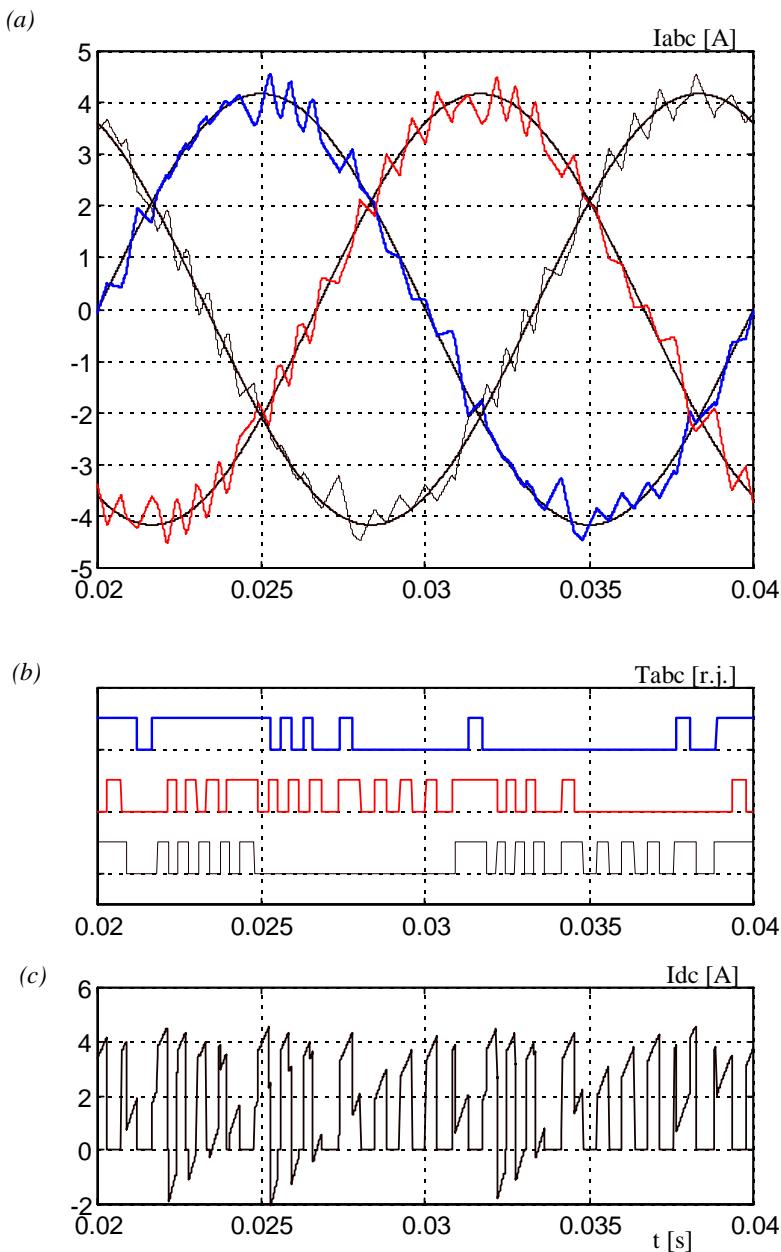
Slika 3.7 Fazne struje i jednosmerna struja SVPWM naponskog invertora:  
(a) DD sekvenca sa  $f_c = 2$  kHz, (b) DI sekvenca sa  $f_c = 2$  kHz



Slika 3.8 Fazne struje i jednosmerna struja SVPWM naponskog invertora:  
(a) DD sekvenca sa  $f_c = 4$  kHz, (b) DI sekvenca sa  $f_c = 4$  kHz

### 3.1.3 Struja u međukolu CRPWM naponskog invertora

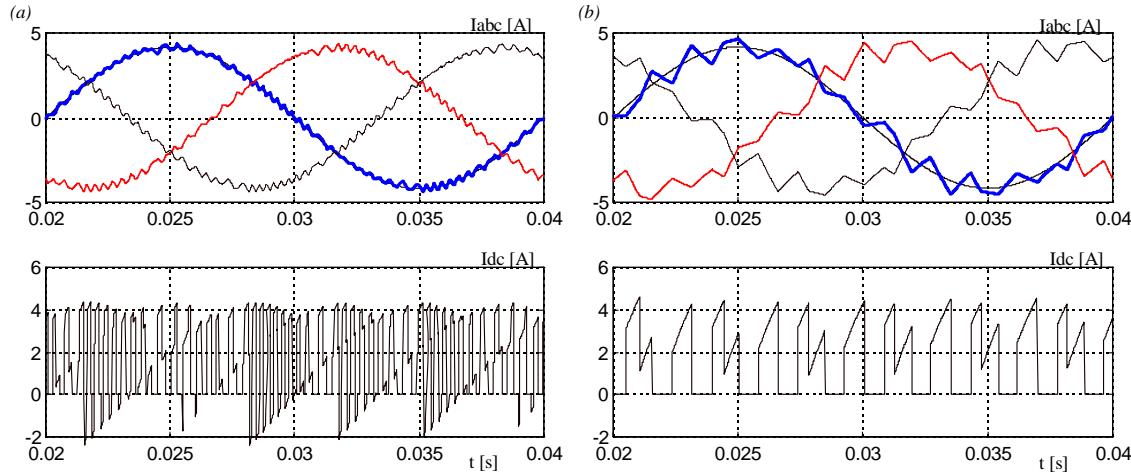
Ako se za napajanje motora koristi CRPWM naponski invertor, talasni oblik (amplituda i perioda impulsa) struje međukolu zavisi od: parametara motora, vrednosti jednosmernog napona i izabrane metode regulacije struja. Korišćenjem tri nezavisna histerezisna regulatora dobijaju se talasni oblici prikazani na slici 3.9. Za simulaciju su korišćene sledeće vrednosti:  $H = \pm 0.4$  A,  $f_r = 50$  Hz i  $I_{rmax} = 4.17$  A,  $\cos\varphi \approx 0.8$  i  $U_{dc} = 311$  V.



**Slika 3.9** *Talasni oblici CRPWM VSI: (a) referentne i stvarne struje, (b) prekidačke funkcije (2 r.j./pod), (c) jednosmerna struja*

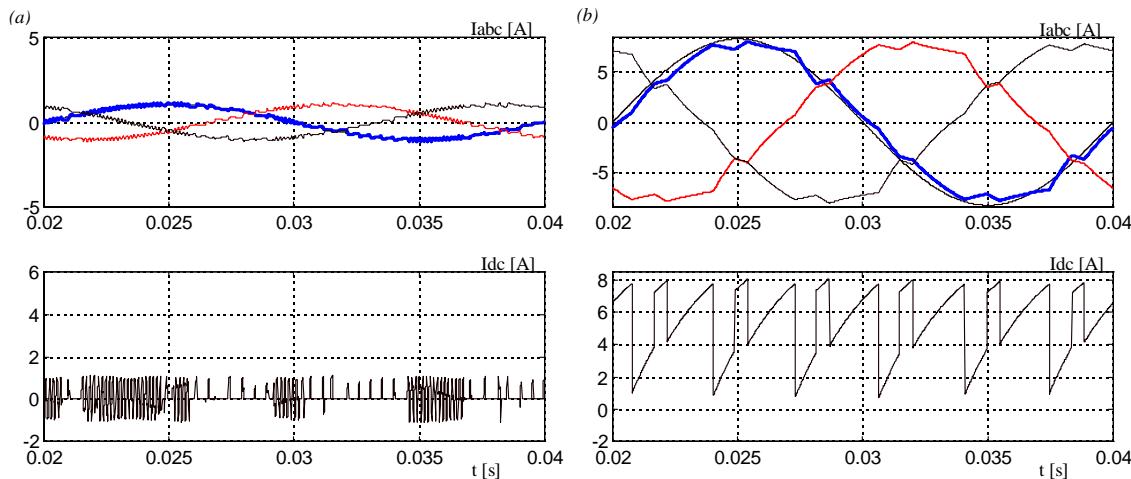
Promenljiva prekidačka uåestanost i asinhronne (nesinhronizovane) komutacije u pojedinim fazama može se uoåiti na osnovu talasnih oblika prekidačkih funkcija prikazanih na slici 3.9 pod b).

Promenom vrednosti histerezisa može se bitno promeniti talasni oblik jednosmerne struje, kao ãto se može videti na slici 3.10, na kojoj su prikazani talasni oblici faznih struja i jednosmerne struje za vrednosti histerezisa 5% i 20% .



**Slika 3.10 Fazne struje i jednosmerna struja CRPWM naponskog invertora:**  
 (a)  $H = \pm 0.2 A$ , (b)  $H = \pm 0.8 A$

Uticaj promene amplitude referentne struje, odnosno promene opterećenja, na izgled struje međukola ilustrovan je na slici 3.11. Pod a) su prikazani talasni oblici kada je referentna struja jednaka æetvrtini nominalne struje, a pod b) kada je referentna struja dvostruko veća od nominalne struje.



**Slika 3.11 Fazne struje i jednosmerna struja CRPWM naponskog invertora**  
 za  $H = \pm 10\%$ : (a)  $I_r = I_n/4$ , (b)  $I_r = 2I_n$

## 3.2 Rekonstrukcija realnog dela struje motora

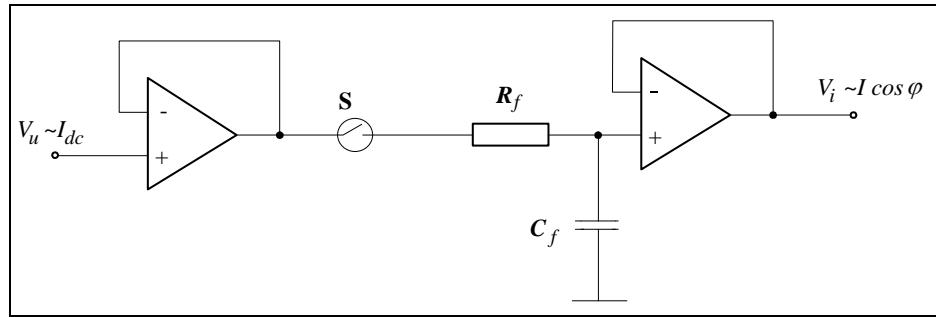
U regulisanim pogonima sa asinhronim motorima male i srednje snage, kod kojih se ne zahteva ekstremno dobra dinamika u uslovima upravljanja sa smanjenim brojem senzora,

moguñe je koristiti jednostavan upravljaāki algoritam koji se zasniva na poznavanju realnog dela struje motora [10,36,37].

Veoma jednostavan i jeftin naāin za dobijanje realnog dela linijske struje, koja protiāe kroz namot statora asinhronog motora napajanog iz PWM naponskog invertora, moguñe je realizovati sa jednim strujnim senzorom postavljenim u međukolo [10,32]. Ovaj naāin realizacije se zasniva na uzorkovanju segmenata jednosmerne struje.

Kao āto je pokazano u prethodnom poglavlju, diskontinualna jednosmerna struja teāe iz međukola kroz PWM invertor do asinhronog motora. Ona se sastoji iz impulsa razliāitog intenziteta i periode. Da bi se verno detektovali skokovi jednosmerne struje, mora se koristiti strujni senzor koji ima dobar frekventni odziv.

Koriāenjem jednostavnog kola sa filtrom i zadrākom, prikazanog na slici 3.12, dobija se srednja vrednost struje međukola u vremenu u kom ona nije jednaka nuli i zadræava ta vrednost u periodu u kom je jednaka nuli (kada su svi gornji ili svi donji prekidaāi u invertoru zatvoreni ili otvoreni).



Slika 3.12 Primena kola sa filtrom i zadrākom za rekonstrukciju realnog dela struje motora

Prekidaā S je zatvoren kada postoji impuls na ulazu, inaāe je otvoren. Na taj naāin kolo se ponaāa kao niskopropusni filter u vremenu kada postoji impuls, a kada ne postoje impulsi, zadræava prethodnu vrednost. Izlaz ovog kola sa filtrom i zadrākom je srednja vrednost amplitude impulsa ulaznog signala proporcionalnog struji međukola i ne zavisi od vremena trajanja pojedinih impulsa. Kada se amplituda impulsa ulaznog signala promeni na novu vrednost, izlaz kola sa filtrom i zadrākom se takođe menja. Međutim, tokom ovih promena izlaz se moæe promeniti jedino kada na ulazu zaista postoji impuls. Izbor vremenske konstante  $RC$  filtra direktno zavisi od uâestanosti i faktora ispune impulsa ulaznog signala, tako da je obrnuto proporcionalna faktoru ispune. Vremenska konstanta treba da bude veña od duæine trajanja impulsa da bi se imao stabilan izlaz; s druge strane, ne sme biti prevelika, jer bi to rezultovalo usporenim odzivom kola sa filtrom i zadrākom.

Ako se koristi sinusoidalna modulacija sa trougaonim nosiocem, talasni oblici referenci, faznih struja i jednosmerne struje prikazani na slici 3.3, moæe se analitiâki pokazati da je srednja vrednost struje na izlazu kola sa filtrom i zadrākom direktno proporcionalna realnom delu struje motora. U izdvojenim intervalima na slici 3.3 struja međukola se sastoji od dva odbirka struje motora: struje u fazi *a* i struje u fazi *c*, u zavisnosti od toga koja je od trenutnih vrednosti referentnih faznih napona u tom trenutku najpozitivnija ili najnegativnija. U toku modulacije se odabiraju razliâiti parovi struja motora zato āto na svakih  $\pi/3$  dolazi do promene u odnosima sinusoida referentnih signala. Za simetriâan uravnoteæen namot statora asinhronog motora u stacionarnom stanju parovi struja se smenjuju sa uâestanoânu âest puta veñom od uâestanosti referentnog signala. Zbog toga se srednja vrednost izlazne struje kola sa filtrom i zadrākom moæe izraâunati na sledeâni naâin:

$$I_{fh\ sr} = \frac{6}{2\pi} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} i_{fh} d(\omega t), \quad (3.2)$$

gde je  $i_{fh}$  trenutna vrednost te struje, koja je u stvari srednja vrednost odbiraka (impulsa) jednosmerne struje, odnosno

$$i_{fh} = \frac{i_a t_1 + (-i_c)t_2}{t_1 + t_2}. \quad (3.3)$$

Ako trougaoni nosilac ima visoku uåestanost, tada je  $t_1$  proporcionalno sa  $u_{ar} - u_{br}$ ,  $t_2$  sa  $u_{br} - u_{cr}$ , a  $t_1 + t_2$  sa  $u_{ar} - u_{cr}$ , gde su  $u_{ar}$ ,  $u_{br}$  i  $u_{cr}$  referentni naponi prikazani na slici 3.3. Ako je amplituda napona  $u_{ar}$ ,  $u_{br}$  i  $u_{cr}$  jednaka  $U_m$ , tada se jednaâina (3.3) moæe napisati na sledeñi naâin:

$$i_{fh} = \frac{i_a \sqrt{3}U_m \sin\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right) - i_c \sqrt{3}U_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)}{\sqrt{3}U_m \cos \omega t}. \quad (3.4)$$

Ako se prepostavi da su struje statora, amplitude  $I_m$ , simetriâne sinusoidalne i da kasne za faznim naponima za ugao  $\varphi$ , tj.

$$i_a = I_m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) \text{ i} \quad (3.5)$$

$$i_c = I_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right), \quad (3.6)$$

srednja vrednost struje na izlazu kola sa filtrom i zadrâkom je

$$I_{fh\ sr} = \frac{3I_m}{\pi} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \cos \varphi}{\cos(\omega t)} d(\omega t) = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \ln 3 I_m \cos \varphi = 0.9085 I_m \cos \varphi. \quad (3.7)$$

To znaâi da je struja na izlazu kola sa filtrom i zadrâkom zaista proporcionalna realnom delu linijske struje asinhronog motora.

Treba naglasiti da u praksi struja statora asinhronog motora napajanog preko invertora nije idealna sinusoida, kao âto je prepostavljeno u jednaâinama (3.5 - 3.6), veñ da sadræi pikove zbog toga âto prekidaâi nisu idealni i zbog toga odbirci struje meðukola nisu delovi sinusoide. Ipak, za velike prekidaâake uåestanosti invertora odstupanja od sinusoide su mala. Takođe, za visoke prekidaâake uåestanosti stvarni oblici struje se u bilo kom prekidaâkom stanju mogu aproksimirati pravolinijskim segmentima. Buduñi da je rezultat integracije, predstavljen povrâinom ispod struje meðukola aproksimirane pravolinijskim segmentima, vrlo pribliâeno jednak povrâini ispod idealne sinusoide, primena prethodno opisane tehnike daje zadovoljavajuâe rezultate. Treba napomenuti da promena uåestanosti i amplitude izlaznog napona invertora tokom normalnog rada izaziva promene talasnog oblika jednosmerne struje, odnosno promene faktora ispune impulsa te struje, i zato bi trebalo

menjati vremensku konstantu kola sa filtrom i zadrākom. Međutim, kod napajanja asinhronog motora iz PWM invertora uz primenu standardne U/f karakteristike mali faktori ispune odgovaraju malim amplitudama i uåestanostima izlaznog napona, a veliki faktori ispune velikim amplitudama i uåestanostima. Zato kolo sa filtrom i zadrākom automatski ima viæ karakter filtra pri niskim uåestanostima, a manje pri visokim.

Vaæno je napomenuti da se za indeks modulacije veñi od 2 gubi sinusoidalna priroda PWM invertora i struja jednosmernog međukola postaje kontinualna te se za prethodno opisanu tehniku dobijaju netaåni rezultati.

Ova tehnika rekonstrukcije realnog dela struje motora omoguñava dobru procenu linijske struje u sluåaju kada je faktor snage motora blizak jedinici, dok je kod malog faktora snage procenjena struja manja od stvarne [32]. U opâtem sluåaju, asinhroni motor ima mali faktor snage kada radi neoptereñen ili slabu optereñen.

Takođe, za visoke prekidačke uåestanosti stvarni oblici struje se u bilo kom prekidačkom stanju mogu aproksimirati pravolinijskim segmentima. Buduñi da je rezultat integracije, predstavljen povrâinom ispod struje međukola aproksimirane pravolinijskim segmentima, vrlo pribliæno jednak povrâini ispod idealne sinusoide, primena prethodno opisane tehnike daje zadovoljavajuñe rezultate. Treba napomenuti da promena uåestanosti i amplitude izlaznog napona invertora tokom normalnog rada izaziva promene talasnog oblika jednosmerne struje, odnosno promene faktora ispune impulsa te struje, i zato bi trebalo menjati vremensku konstantu kola sa filtrom i zadrâkom. Međutim, kod napajanja asinhronog motora iz PWM invertora uz primenu standardne U/f karakteristike mali faktori ispune odgovaraju malim amplitudama i uåestanostima izlaznog napona, a veliki faktori ispune velikim amplitudama i uåestanostima. Zato kolo sa filtrom i zadrâkom automatski ima viâe karakter filtra pri niskim uåestanostima, a manje pri visokim.

Vaæeno je napomenuti da se za indeks modulacije veñi od 2 gubi sinusoidalna priroda PWM invertora i struja jednosmernog međukola postaje kontinualna te se za prethodno opisanu tehniku dobijaju netaåni rezultati.

Ova tehnika rekonstrukcije realnog dela struje motora omoguñava dobru procenu linijske struje u sluâaju kada je faktor snage motora blizak jedinici, dok je kod malog faktora snage procenjena struja manja od stvarne [32]. U opâtem sluâaju, asinhroni motor ima mali faktor snage kada radi neoptereñen ili slabo optereñen.

### 3.3 Određivanje faznih struja motora

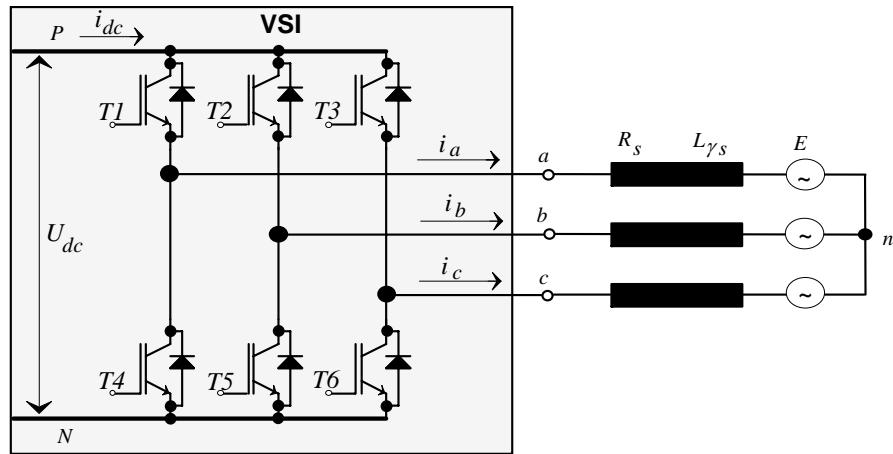
Za razliku od tehnike opisane u prethodnom poglavlju, koja se koristi u pojedinim upravljaâkim æemama, za veñinu upravljaâkih algoritama mnogo su znaâajnije informacije o trenutnim vrednostima struja motora, odnosno pored vrednosti amplitude treba poznavati i fazni stav i uåestanost. U nastavku ñe biti pokazano da je moguña verna rekonstrukcija linijskih struja asinhronog motora merenjem samo struje međukola. Ovakav naâin dobijanja informacija o trenutnim vrednostima struja motora je vrlo jeftino reâenje i ima smisla u pogonima malih i srednjih snaga, u kojima cene strujnih senzora, upravljaâkih i signalizacionih kola predstavljaju znaâajnu stavku [10, 33-38].

#### 3.3.1 Veza između prekidaâkih stanja, struje međukola i faznih struja

Na slici 3.13 prikazana je æema trofaznog naponskog invertora kojim se napaja namot statora asinhronog motora spregnutog u zvezdu. Ovo ne treba da predstavlja ograniâenje pri analizi rada, buduñi da se isto razmatranje moæe primeniti za jednofazne ili viâefazne sinhrone ili asinhrone motore, sprege zvezda ili trougao. Treba primetiti da se svaki prekidaâ invertora praktiâno realizuje pomoñu tranzistora i povratne (zamajne) diode.

Za kontrolu faznih napona asinhrone maâine postoji osam korisnih stanja, koja ne ukljuâuju mrtvo vreme - kratak period tokom koga su iskljuâena oba prekidaâa u istoj grani invertora da bi se spreâio kratak spoj zbog konaânog vremena komutacije, pri âemu moæe da provede neka od povratnih dioda u zavisnosti od polariteta fazne struje. U tabeli 3.1 za svih osam prekidaâkih stanja  $S_0 - S_7$  date su vrednosti prekidaâkih funkcija  $T_a$ ,  $T_b$  i  $T_c$ , stanje pojedinih prekidaâa  $T_1 - T_6$ , kao i veza između jednosmerne struje  $i_{dc}$  i faznih struja  $i_a$ ,  $i_b$  i  $i_c$ .

Samo za vreme trajanja tih osam stanja strujne putanje unutar invertora su nezavisne od polariteta (smera) faznih struja.



Slika 3.13 Ăematski prikaz trofaznog mosnog naponskog invertora

Veza između struje međukola i struja statora motora može se objasniti na osnovu sledeće analize rada invertora.

Za prekidačko stanje  $S_0$  sva tri donja prekidača ( $T_4, T_5, T_6$ ) su zatvorena, kao što se i vidi u tabeli 3.1, tako da su namoti statora asinhronog motora spojeni na negativnu sabirnicu međukola. Tri fazne struje tada postoje u petljama koje ne obuhvataju međukolo, zbog åega je jednosmerna struja jednaka nuli ( $i_{dc} = 0$ ). Analogno ovome, u prekidačkom stanju  $S_7$ , kada su zatvoreni svi gornji prekidači ( $T_1, T_2, T_3$ ), struja međukola je takođe jednaka nuli. Na slici 3.13 i u tabeli 3.1 može se videti da je u prekidačkom stanju  $S_4$  faza  $a$  priključena na pozitivnu sabirnicu međukola, dok su faze  $b$  i  $c$  priključene na negativnu sabirnicu; zbog toga je jednosmerna struja  $i_{dc}$  jednaka faznoj struci  $i_a$ . Analogno ovome, za prekidačko stanje  $S_3$ , koje je komplementarno stanju  $S_4$ , jednosmerna struja je jednaka negativnoj struci faze  $a$ . Koristeći simetriju sistema može se pokazati da u prekidačkim stanjima  $S_2$  i  $S_5$  struja  $i_{dc}$  zavisi od  $i_b$ , a u stanjima  $S_1$  i  $S_6$  od  $i_c$ . Znači, jednosmerna struja je jednaka nuli ili jednaka jednoj od linijskih

Tabela 3.1 Prekidačka stanja invertora, prekidačke funkcije i struja međukola

Br.	Ăema	Stanje	$T_a$	$T_b$	$T_c$	$T_1$	$T_2$	$T_3$	$T_4$	$T_5$	$T_6$	$i_{dc}$
1.		$S_0$	0	0	0	off	off	off	on	on	on	0
2.		$S_1$	0	0	1	off	off	on	on	on	off	$i_c$
3.		$S_2$	0	1	0	off	on	off	on	off	on	$i_b$
4.		$S_3$	0	1	1	off	on	on	on	off	off	$-i_a$
5.		$S_4$	1	0	0	on	off	off	off	on	on	$i_a$
6.		$S_5$	1	0	1	on	off	on	off	on	off	$-i_b$
7.		$S_6$	1	1	0	on	on	off	off	off	on	$-i_c$
8.		$S_7$	1	1	1	on	on	on	off	off	off	0

struja. Takođe, moæe se izvesti vaæan zakljuåak da postoji æest stanja prekidaåa u kojima se uvek jedna od tri linijske struje statora asinhronog motora mogu odrediti iz struje meðukola. Da bi se to praktiåno realizovalo, potrebno je stalno pratiti jednosmernu struju i u odgovarajuñim prekidaåkim stanjima proglašiti je onom faznom strujom koja odgovara tom stanju.

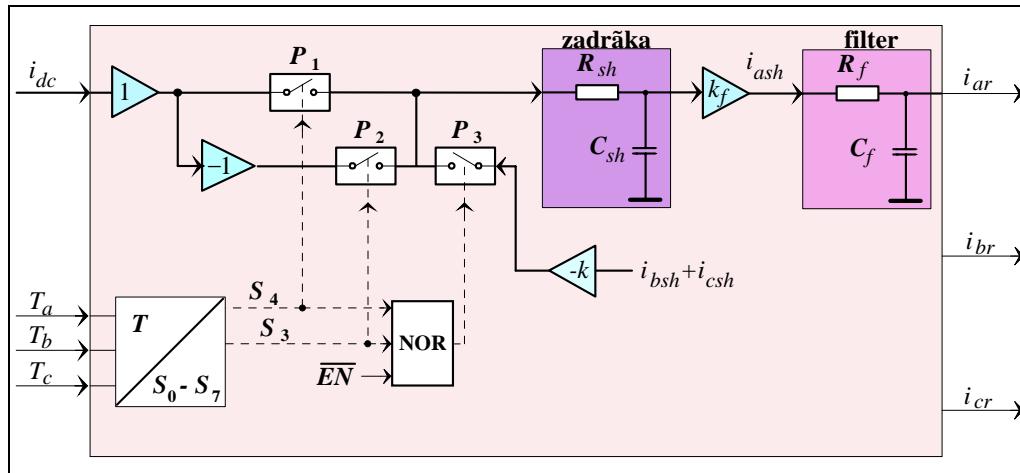
Imajuñi u vidu da trofazni invertor ima tri grane, a svaka grana ima po tri moguña stanja, sledi da invertor ima ukupno 27 stanja od kojih je do sada razmatrano osam. Kod ostalih 19 stanja jedan ili viñe faznih napona zavisi od toga koja povratna dioda provodi. Da bi se iz struje meðukola dobila informacija dok traje neko od ovih 19 prelaznih stanja, potrebno je koristiti metodu koja određuje koja povratna dioda provodi pri promenljivom optereñenju. Na primer: posle stanja  $S_5$  iskljuåi se prekidaå  $T_3$  u fazi  $c$  i dok god traje mrtvo vreme, obzirom da je  $i_c > 0$ , vodiñe povratna dioda  $D_6$  i tada je  $i_{dc} = i_a$ ; posle stanja  $S_4$  iskljuåi se prekidaå  $T_6$ , i obzirom da je  $i_c < 0$ , vodi  $D_3$  sve dok se ne zatvori prekidaå  $T_3$  ili  $T_6$  i tada je  $i_{dc} = -i_b$ . Znaåi da se moæe odrediti koja povratna dioda vodi registrujuñi kada je napon na prikljuåcima statora (u ovom sluåaju namot faze  $c$ ) pozitivan, a kada negativan. Ipak je potrebno napomenuti da u pogonima malih i srednjih snaga period mrvog vremena traje relativno kratko, u odnosu na vreme trajanja prekidaåkog ciklusa, ãto znaåi da se moæe zanemariti i da nije potrebno koristiti sloæeni sistem za dobijanje informacija o tom periodu.

Meðutim, ukoliko se æeli izvråiti rekonstrukcija faznih struja na osnovu jednosmerne sstruje i informacije o stanju prekidaåa, javlja se veoma vaæan problem: ãta je sa faznom strujom tokom vremena kada traju ona prekidaåka stanja koja nisu za nju interesantna? Konkretno, struja faze  $a$  se moæe verno rekonstruisati za vreme trajanja stanja  $S_4$  i  $S_3$ , ali tokom bilo kog drugog moguñeg stanja ne postoji nikakva direktna informacija o njoj. Na osnovu uvida u raspoloæivu literaturu moæe se videti da ovaj problem joã uvek nije reæen na zadovoljavajuñi na in. Dosadašnji radovi na ovoj problematici [10, 31-39] zasnivaju se uglavnom na radovima *Green-a* i *Williams-a* [33, 34] koji su izvråili rekonstrukciju faznih struja na osnovu jednosmerne struje i prekidaåkih stanja pomoñu kola sa filtrom i zadrâkom (*filter-and-hold*), na sličan način kao ãto je opisano u prethodnom poglavljju, sa propusnim opsegom rekonstruisanih struja ograni enim na polovinu prekidaåke u estanosti invertora. Ovom tehnikom moguñe je izvråiti rekonstrukciju struja na zadovoljavajuñi na in samo za neke PWM tehnike i za relativno visoke prekidaåke u estanosti. Naprimer, za prekidaåku u estanost 20 kHz informacija o određenoj faznoj struci nije dostupna samo par mikrosekundi tokom kojih se struja vrlo malo promeni. Nova informacija ñe se pojavitи najkasnije nakon jednog prekidaåkog ciklusa, tj. 50 µs, ãto ne e izazvati značajan diskontinuitet u odnosu na prethodnu informaciju. S druge strane, kod niskih prekidaåkih u estanosti, naprimer 1 kHz, informacija o određenoj struci nije dostupna par stotina mikrosekundi tokom kojih promena fazne struje moæe biti značajna i rekonstrukcija struja moæe biti neprecizna i neupotrebljiva za regulaciju.

U ovom radu je izvråena modifikacija kola sa filtrom i zadrâkom na taj način ãto se struja jedne faze, u onim intervalima kada ne postoji nikakva informacija o toj struci, procenjuje na osnovu struja u preostalim fazama. U narednim potpoglavljkima ñe biti prikazani opis i simulacioni model predlo enog kola za rekonstrukciju struja koje se moæe upotrebiti kod svih naponskih PWM invertora i koje daje zadovoljavaju e rezultate pri razli itim reæimima rada asinhronog motora.

### 3.3.2 Kolo za rekonstrukciju faznih struja

Pre praktiāne realizacije kola za rekonstrukciju struja izvrāena je analiza predloāene tehnike i provera rezultata pomoñu simualacionog modela. Principijelna blok āema kola za rekonstrukciju faznih struja na osnovu struje međukola prikazana je na slici 3.14, a opis praktiāne realizacije i kompletan elektriāna āema dati su u petom poglavlju. Ulazi su signali prekidačkih funkcija, koji se generiāu u PWM modulatoru, i signal srazmeran jednosmernoj struji, koji se dobija pomoñu strujnog senzora smeātenog u međukolu. Izlazi su signali rekonstruisanih struja.



Slika 3.14 Principijelna āema kola za rekonstrukciju faznih struja motora

Senzor u međukolu mora imati āirok propusni opseg, da bi mogao da registruje skokovite promene diskontinualne struje u međukolu. U tu svrhu se moæe koristiti, kao ãto je veñ reâeno u poglavlju 3.1, Holov senzor (LEM modul) ili strujni āant sa operacionim pojaâavaâem velike brzine odziva. Varijanta sa āantom i operacionim pojaâavaâem je znatno jeftinija, s tim ãto se mora koristiti āant male otpornosti da bi se smanjili gubici, ali istovremeno ta otpornost mora biti dovoljno velika da bi se izbegle velike vrednosti pojaâanja operacionog pojaâavaâa koje ograniâavaju brzinu odziva.

Signali prekidačkih funkcija su, ustvari, signali koji se dovode na pobudna kola (drajvere) gornjih prekidaâa ( $T_1, T_2, T_3$ ).

Na osnovu ulaznih signala prekidačkih funkcija vrâi se dekodovanje stanja prekidaâa, tj. dobijaju se signali  $S_0$  do  $S_7$  kojima se vrâi ukljuâenje i iskljuâenje odgovarajuñih analognih prekidaâa. Konkretno, ako je detektovano stanje  $S_4$ , zatvorîne se analogni prekidaâ koji propuâata signal jednosmerne struje do kondenzatora u kolu sa filtrom i zadrâkom u fazi  $a$ . Analogno ovome, ako je detektovano stanje  $S_3$ , zatvorîne se drugi prekidaâ koji propuâata negativnu vrednost jednosmerne struje do istog kola sa zadrâkom. U onim intervalima kada nije detektovano ni jedno od ova dva stanja i kada to omoguâi upravljaâki signal, oznaâen na slici 3.14 sa  $EN$ , biñe zatvoren treñi analogni prekidaâ koji propuâata procenjenu vrednost struje  $i_a$ , opet do istog kola sa zadrâkom.

Procena struje u jednoj od faza najjednostavnije se moæe izvrâiti na osnovu struja u ostalim fazama, ako se prepostavi da su one uvek sa manjom ili veñom taânoâu raspoloâeive. Tako se za fazu  $a$  vrednost procenjene struje moæe dobiti na osnovu vrednosti signala struja na izlazima kola sa zadrâkom preostalih dveju faza,  $i_a = -k (i_{bsh} + i_{csh})$ . Bez obzira na modulacionu tehniku, vrednost indeksa amplitudske modulacije, uâestanost modulacionog signala i vrednost procentualnog uâeâna nultog vektora na izlazima kola sa

zadrākom uvek ūe da postoje neki signali. Ostaje samo dilema da li ti signali zaista predstavljaju odgovarajuñe stvarne struje za bilo koji radni reæim, tj za sve moguñe vrednosti nabrojanih parametara, i da li se kao takvi mogu upotrebiti za procenu pojedinih struja. Obzirom da procenjena vrednost struje bitno utiče na kvalitet rekonstrukcije, potrebno je proveriti pomo u simulacija da li je neophodno vršiti procenu na neki drugi način.

Zna i, na ulaz kola sa zadrākom dovodi se signal struje  $i_{dc}$ , ako je stanje  $S_4$ , ili signal struje  $-i_{dc}$ , ako je stanje  $S_3$ , ili procenjena vrednost struje ako nije nijedno od ova dva stanja, odnosno

$$i_{ash} = \begin{cases} i_{dc}; & \text{ako je stanje } S_4 \\ -i_{dc}; & \text{ako je stanje } S_3 \\ -k(i_{bsh} + i_{csh}); & \text{ako nije ni stanje } S_3 \text{ ni } S_4 \end{cases}; \quad (3.8)$$

gde je  $k$  - parametar nepoznate vrednosti, koji treba da se odredi eksperimentalnim putem ili na neki drugi način. Obzirom da ūe na ulazu kola sa filtrom i zadrākom stalno biti neki signal, ovo kolo prakti o ima samo karakter filtra sa vremenskom konstantom  $T_{sh} = R_{sh} C_{sh}$ .

Izlaz kola sa zadrākom, tj. signal koji je proporcionalan rekonstruisanoj struji  $i_a$ , vodi se na niskopropusni filter koji može biti jednostavno  $RC$  kolo. Prese na u estanost ovog filtra zavisi između ostalog i od prekida ke u estanosti invertora i može se podesiti tako da se potisnu u estanosti nastale usled procesa odabiranja kao i skokovi struje nastali iz istog razloga.

Zbog simetrije sistema rekonstrukcija struja u fazama  $b$  i  $c$  vrši se po istom principu kao i u fazi  $a$ :

$$i_{bsh} = \begin{cases} i_{dc}; & \text{ako je stanje } S_2 \\ -i_{dc}; & \text{ako je stanje } S_5 \\ -k(i_{ash} + i_{csh}); & \text{ako nije ni stanje } S_2 \text{ ni } S_5 \end{cases}; \quad (3.9)$$

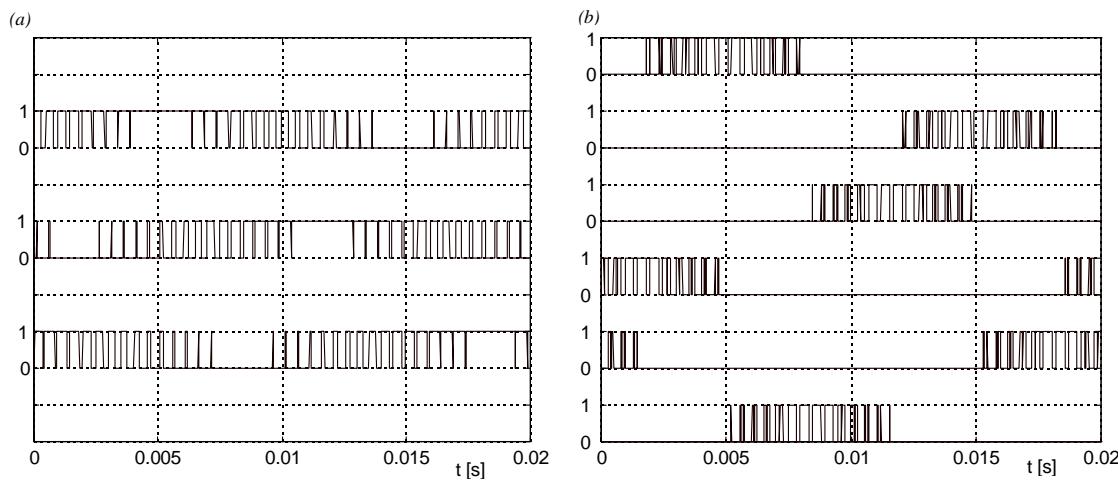
$$i_{csh} = \begin{cases} i_{dc}; & \text{ako je stanje } S_1 \\ -i_{dc}; & \text{ako je stanje } S_6 \\ -k(i_{ash} + i_{bsh}); & \text{ako nije ni stanje } S_1 \text{ ni } S_6 \end{cases}. \quad (3.10)$$

Bitna razlika predlo enog kola za rekonstrukciju u odnosu na dosada je metode iz naučne literature je u načinu rekonstrukcije (procenjivanja) struja u onim intervalima kada se ne pojavljuju odgovaraju a prekida ka stanja merodavna za tu fazu, tj. kada se ne zna pouzdano šta je sa strujom na osnovu raspolo evih informacija. Autori koji su se bavili ovom problematikom koristili su samo dva analogna prekida a po fazi i u onim intervalima kada nije ni jedno od dva stanja merodavno za tu fazu zadr evali su struju na prethodno zatečenoj vrednosti pomo u kola sa zadr kom. Na ovaj način je mogu e vršiti rekonstrukciju struja samo kod nekih tehnika impulsno  airinske modulacije uz primenu visokih prekida kih u estanosti.

### 3.3.3 Rekonstrukcija faznih struja za različite PWM tehnike

Pre konačne realizacije kola za rekonstrukciju struja izvršene su brojne simulacije, pomoću simulacionog modela, da bi se proverila ispravnost prethodne analize vezane za samu rekonstrukciju struja pri korišćenju raznih PWM tehnika, kao i da bi se utvrdila ograničenja koja se javljaju zbog primene ovog načina rekonstrukcije struja. Razvijen model podsistema za rekonstrukciju struja i opis korišćenih blokova dati su u prilogu.

Da bi se ilustrovao problem nedostatka informacija pri rekonstrukciji faznih struja na osnovu jednosmerne struje i prekidačkih stanja, kod primene PWM naponskog invertora sa sinusoidalnom modulacijom i trougaonim nosiocem, prikazani su na slici 3.15 talasni oblici prekidačkih funkcija i prekidačkih stanja za jednu periodu referentnog modulacionog napona.



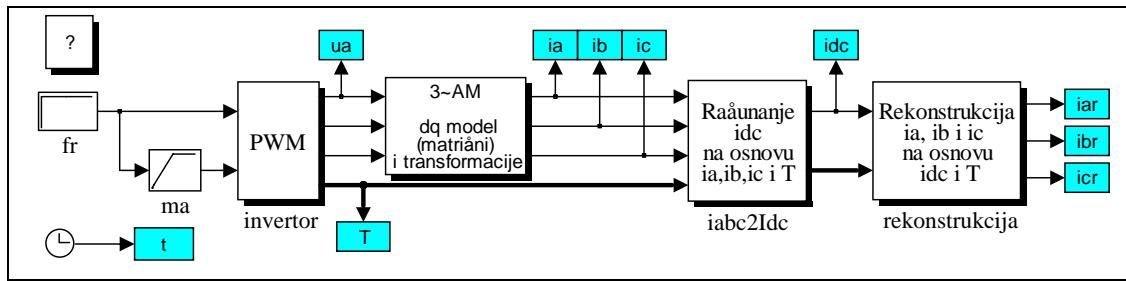
Slika 3.15 *Talasni oblici za PWM naponski invertor: (a) prekidačke funkcije:  $T_a, T_b, T_c$ , (b) prekidačka stanja (odozgo na dole):  $S_4, S_3, S_2, S_5, S_1, S_6$*

Može se uočiti da postoje po dva neprekidna intervala za svaku fazu, koja traju po četvrtinu perioda referentnog ili modulacionog napona, kada se ne pojavljuje ni jedno od dva potrebna prekidačka stanja za odgovarajući fazu. Konkretno za fazu  $a$ , ako je vektor referentnog napona lociran bilo u drugom ili u petom sektoru, onda se stanja  $S_4$  i  $S_3$  ne pojavljuju, odnosno  $S_4=S_3=0$ . To znači da bi se dobili prilično netačni rezultati ukoliko bi se rekonstruisana struja zadržala četvrtinu perioda na prethodno zatečenoj vrednosti, i to dva puta u toku jedne periode. Zato se mora vratići procenjivanje struje u tim intervalima. Ovo važi i za vektorsku modulaciju, kao i za druge brojne tehnike modulacije.

Koristeći predloženi metod za rekonstrukciju faznih struja izvršene su simulacije za rekonstrukciju struja asinhronog motora pri napajanju iz naponskog PWM invertora sa sinusoidalnom i vektorskog modulacijom i iz strujno regulisanog PWM invertora. Blok dijagram za simulaciju pogona sa asinhronim motorom i PWM invertorom, kod koga je primenjena rekonstrukcija struja, prikazan je na slici 3.16. Promena tipa invertora vrati se jednostavnom zamenom podsistema **invertor**. Modeli svih korišćenih podsistema objašnjeni su u prethodnim poglavljima i prikazani u prilogu.

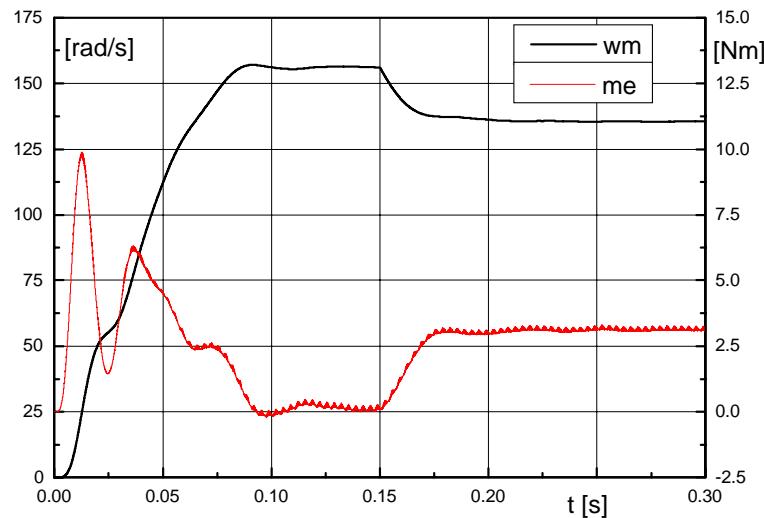
Promena uâestanosti referentnog signala se vrâi pomoñu bloka **fr**, dok se indeks amplitudske modulacije moæe podeâavati automatski na osnovu standardne  $U-f$  karakteristike. Ostali parametri simualacionog modela se podeâavaju na naâin objaâjen u prilogu.

Da bi se pokazali rezultati rekonstrukcije struja za razliâite radne reæime motora, izvrâene su simualcije starta neoptereñenog motora, a zatim promena optereñenja uz koriânenje razliâitih tipova naponskih invertora.



Slika 3.16 Blok dijagram pogona sa asinhronim motorom

Odziv brzine i promena momenta konverzije motora pri navedenim reæimima prikazani su na slici 3.17, uz napomenu da je moment inercije æetiri puta manji u odnosu na stvarnu vrednost momenta inercije koriânenog motora da bi zalet krañe trajao.

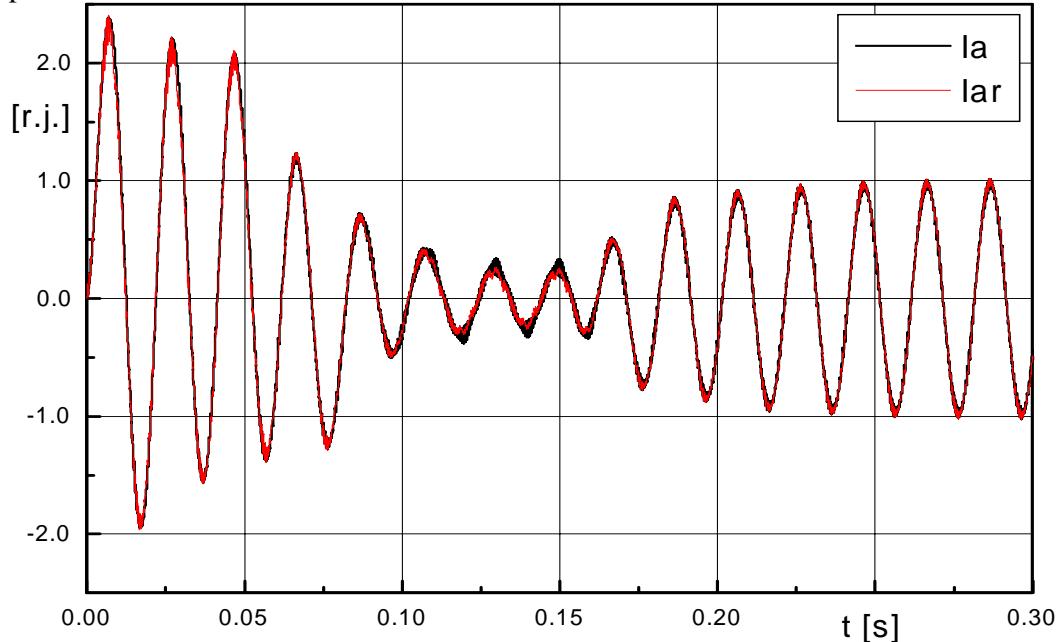


Slika 3.17 Odziv brzine i promena momenta motora za razmatrane reæime rada

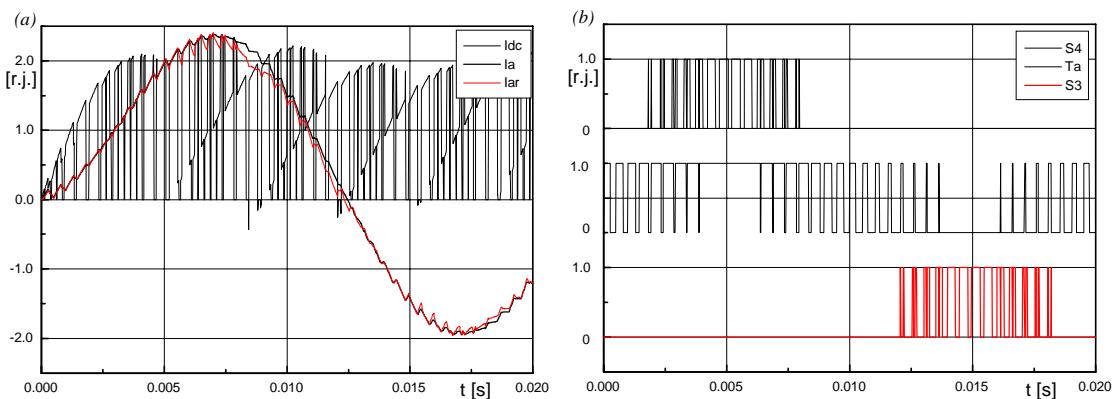
Ako se koristi **PWM** naponski invertor sa sinusoidalnom modulacijom i trougaonim nosiocem, dobijaju se talasni oblici struje motora i rekonstruisane struje koji su prikazani su na slici 3.18. Pri simualciji su koriâneni sledeñi parametri:  $m_a = 1$ ,  $f_r = 50$  Hz,  $f_T = 2$  kHz,

$U_{dc} = 311 \text{ V}$ ,  $T_{sh} = 33 \mu\text{s}$ ,  $T_f = 3.3 \mu\text{s}$ ,  $k = 0.98$ ,  $k_f = 1.04$ . Vrednosti parametara kola za rekonstrukciju struja dobijeni su eksperimentalnim putem, odnosno simulacijama.

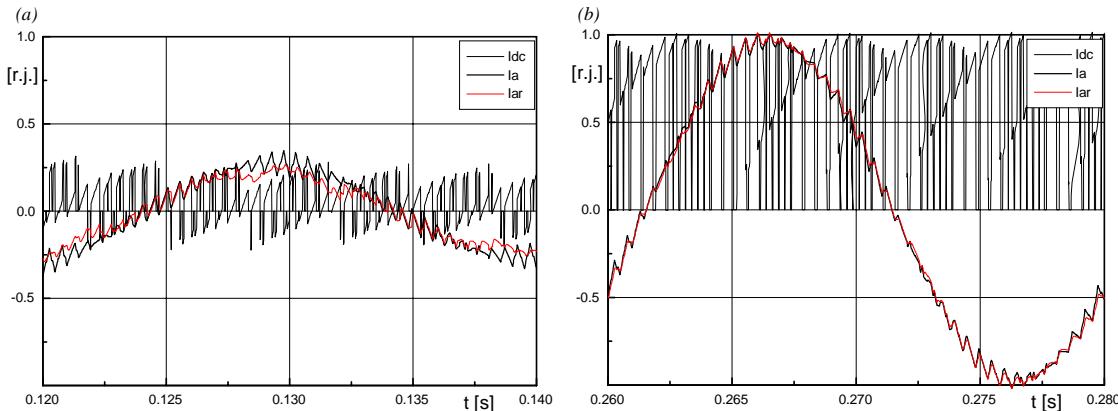
Da bi se bolje uočile razlike između struje motora i rekonstruisane struje motora, izdvojena je po jedna perioda za sva tri karakteristična rečima (start, prazan hod i opterećenje) i na slikama 3.19 i 3.20 prikazani su talasni oblici struje međukola, struje motora i rekonstruisane struje motora. Za prvu periodu prikazani su na slici 3.19 b) prekidačka funkcija faze a i odgovarajuća stanja, a za ostale periode je sve isto obzirom da tokom ovih rečima nije menjana ni referentna učestanost ni indeks modulacije. Može se primetiti da je sa istim parametrima kola za rekonstrukciju izvršena veoma verna rekonstrukcija struja motora za posmatrane rečime rada.



Slika 3.18 Talasni oblici struje motora i rekonstruisane struje motora napajanog pomoći PWM naponskog invertora



Slika 3.19 Talasni oblici pri startu motora: (a) struja međukola, struja motora i rekonstruisana struja motora, (b) prekidačka funkcija i stanja za fazu a



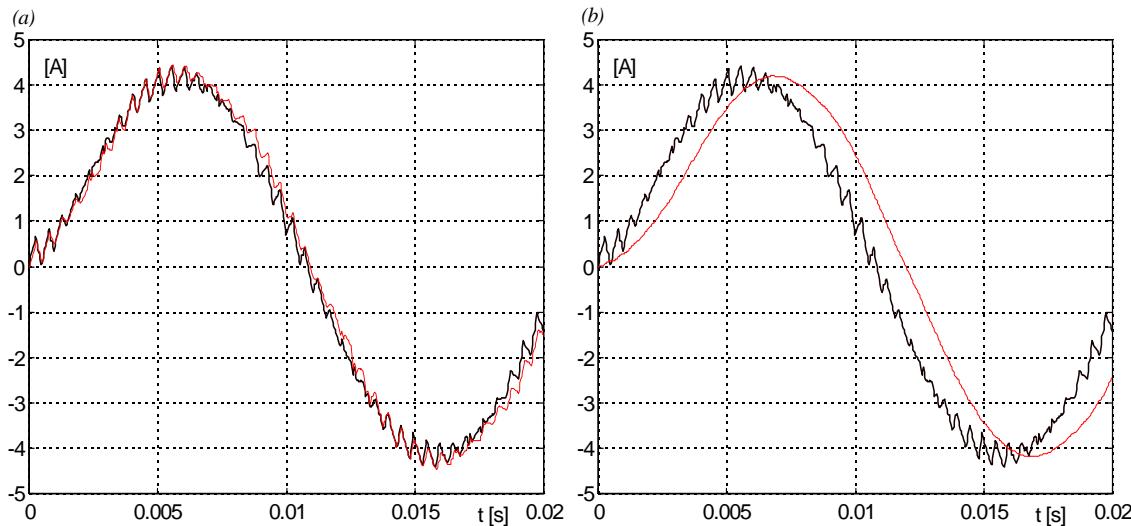
Slika 3.20 *Talasni oblici struja: (a) prazan hod motora, (b) optereñen motor*

Kvalitet rekonstrukcije je neato gori pri praznom hodu motora, odnosno kada je mali faktor snage pa postoji relativno dosta intervala kada je struja međukola negativna.

Na kvalitet rekonstrukcije, osim parametara kola za rekonstrukciju, bitno utiće i procentualno uåeñne nultog vektora, åija vrednost zavisi od vrednosti indeksa amplitudske modulacije i uåestanosti modulacionog signala. Uticaj ovih i ostalih parametara na rekonstrukciju struja pri razliåitim tehnikama modulacije biñe analiziran u odeljku 3.4 ovog poglavlja.

Promena uåestanosti trougaonog nosioca, prekidaåke uåestanosti, izazvala bi promenu valovitosti stvarnih struja i talasnog oblika jednosmerne struje, kao ato je prikazano na slici 3.5, i u tom sluåaju trebalo bi promeniti parametre kola za rekonstrukciju. Za veñe prekidaåke uåestanosti potrebne su manje vremenske konstante  $T_{sh}$  i  $T_f$ . Međutim, bez obzira na vrednost indeksa frekvencijske i amplitudske modulacije uvek postoje dva intervala u periodi referentnog napona, koji traju po åestinu periode, tokom kojih ne postoji informacija o stvarnoj vrednosti struje pa se ona mora procenjivati na osnovu vrednosti druge struje, ukoliko su one poznate, odnosno ukoliko su raspoloæive sa zadovoljavajuñom taånoãñu.

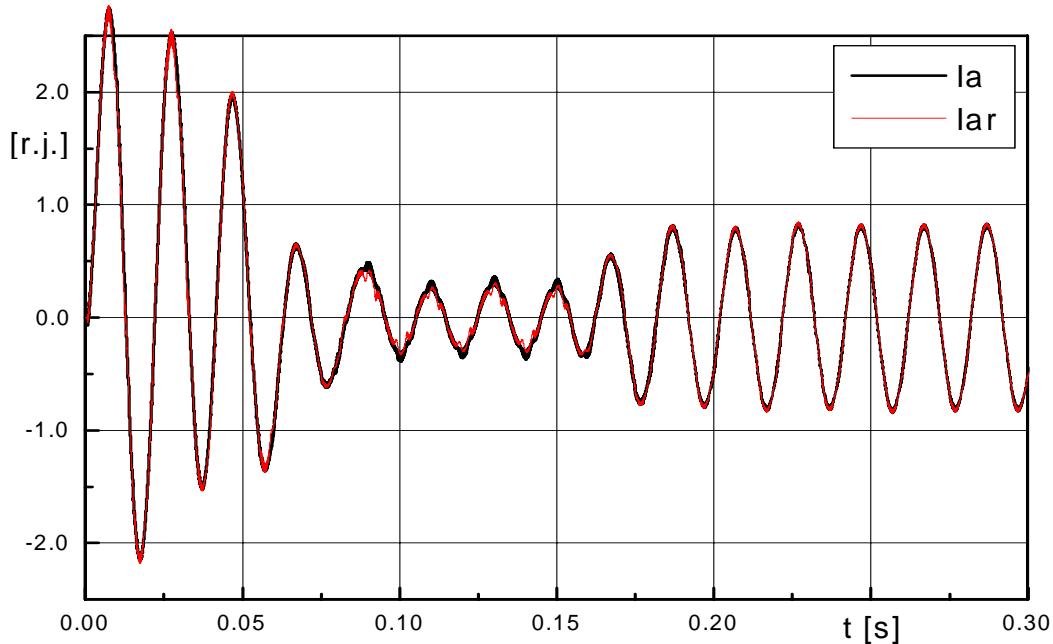
Promenom parametara filtra talasni oblici rekonstruisanih struja se mogu bitno promeniti, kao ato je prikazano na slici 3.21.



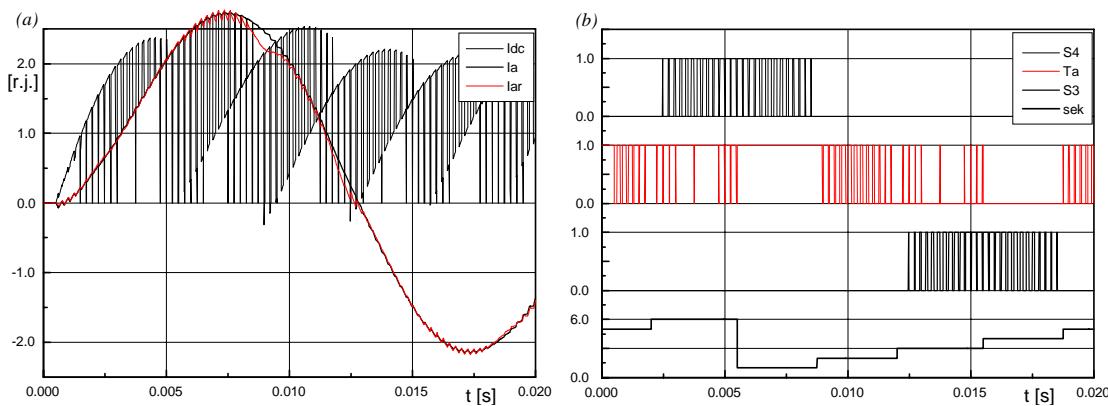
Slika 3.21 *Struja motora (debela linija) i rekonstruisana struja (tanka linija) za razliåite parametre filtra: (a)  $T_f = 3.3 \mu s$  i  $k_f = 1.02$ , (b)  $T_f = 1 ms$  i  $k_f = 1.05$*

Koriānenjem **SVPWM** naponskog invertora u pogonu sa asinhronim motorom, āiji je blok dijagram prikazan na slici 3.16, dobijeni su talasni oblici struje motora i rekonstruisane struje koji su prikazani su na slici 3.22. Simulirani su isti radni reāimi kao i u prethodnom sluāaju sa odzivom brzine i momenta motora kao na slici 3.17, a pri tome su koriāneni sledeñi karakteristični parametri:  $f_r = 50$  Hz,  $f_c = 4$  kHz, DD = 1,  $U_{dc} = 311$  V,  $T_{sh} = 33$  µs,  $T_f = 10$  µs,  $k = 0.98$ ,  $k_f = 1.02$ .

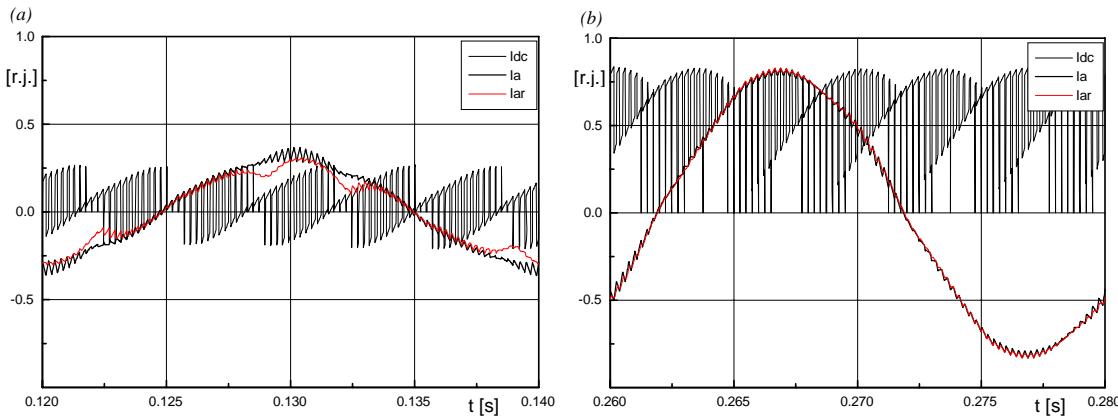
Iz istih razloga kao i u prethodnom sluāaju i ovde je izdvojena po jedna perioda za sva tri karakteristična reāima (start, prazan hod i optereñenje) i na slikama 3.23 i 3.24 prikazani su talasni oblici struje međukola, struje motora i rekonstruisane struje motora. Za prvu periodu prikazani su na slici 3.23 b) prekidačka funkcija faze  $a$ , odgovarajuña stanja kao i sektor referentnog ugla. Moæe se videti da se tokom trajanja drugog i petog sektora uopâte ne



Slika 3.22 Talasni oblici struje motora i rekonstruisane struje motora napajanog pomoñu **SVPWM** naponskog invertora



Slika 3.23 Talasni oblici pri startu motora za **SVPWM**: (a) struja međukola, struja motora i rekonstruisana struja, (b) stanje  $S_4$ , prekid. funkcija  $T_a$ , stanje  $S_3$  i sektor

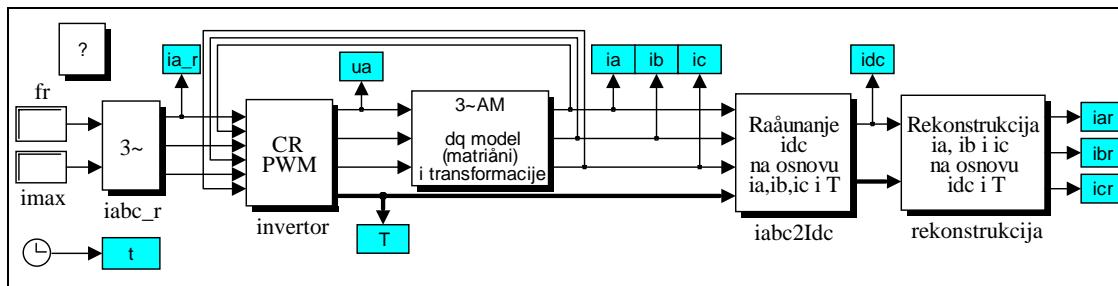


Slika 3.24 Talasni oblici struja za SVPWM: (a) bez optereñenja, (b) sa optereñenjem

pojavljuju prekidačka stanja  $S_4$  i  $S_3$ , a u ostalim dvema fazama sve je praktično isto uz fazni pomeraj od jedne, odnosno dve treñine periode.

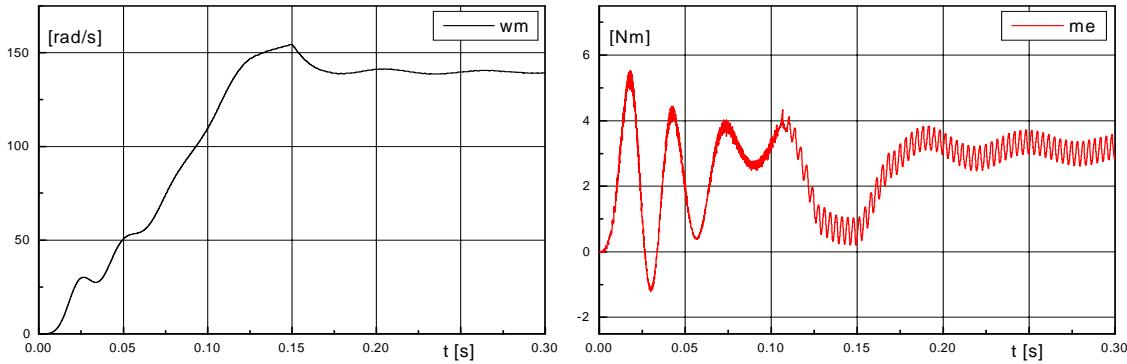
Obzirom da je u ovom slučaju prekidačka učestanost 4 kHz, manje su oscilacije faznih struja nego kod sinusoidalne modulacije pa je i kvalitet rekonstrukcije bolji. Može se uočiti da postoje nešto veña odstupanja rekonstruisane struje u odnosu na struju motora pri malom faktoru snage, kao i kod sinusoidalne modulacije.

Blok dijagram pogona sa asinhronim motorom napajanim pomoću CRPWM naponskog invertora prikazan je na slici 3.25. Pomoću podsistema **iabc\_r** vrati se generisanje referentnih faznih struja, a ija se učestanost zadaje pomoću bloka **fr**, a amplituda pomoću bloka **imax**.



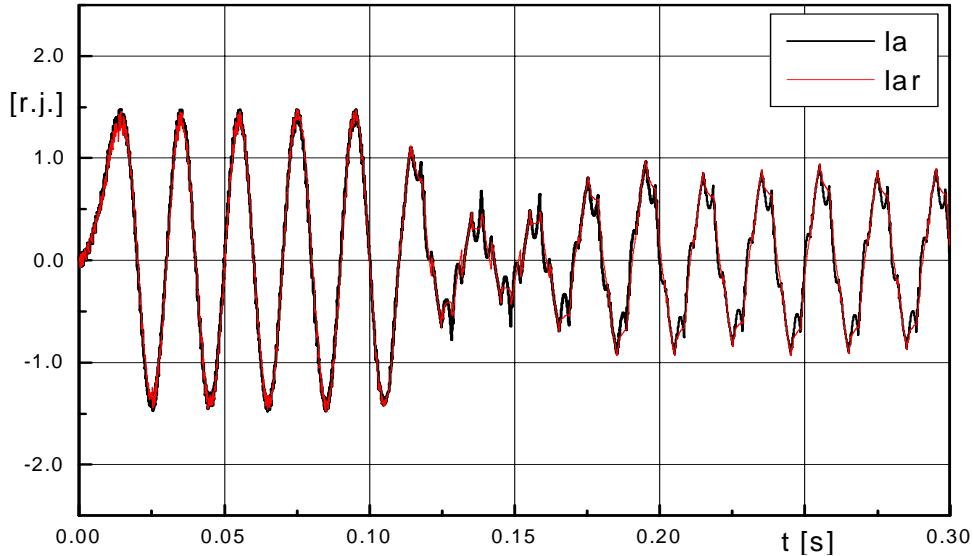
Slika 3.25 Blok dijagram pogona sa asinhronim motorom i CRPWM invertorom

Profil referenci je tako zadat da odziv brzine i momenta motora ima oblik prikazan na slici 3.26.

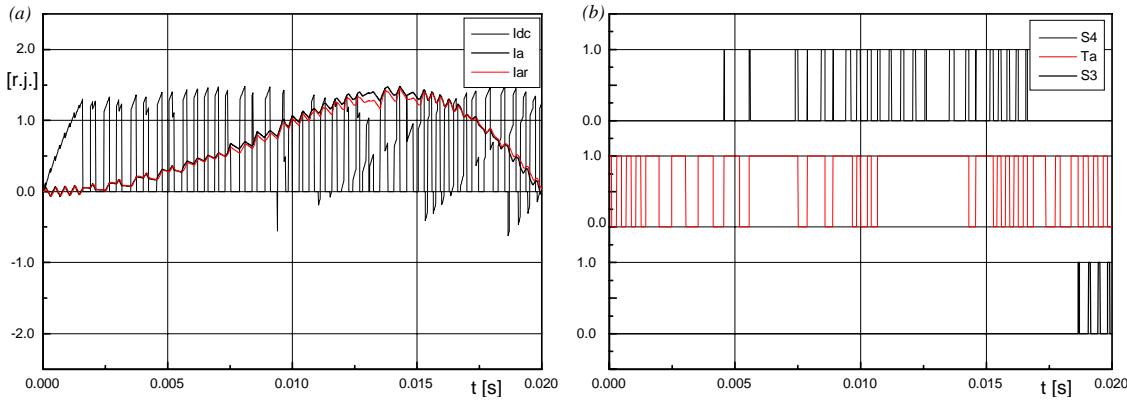


Slika 3.26 Odziv brzine i promena momenta asinhronog motora napajanog pomoću CRPWM naponskog invertora

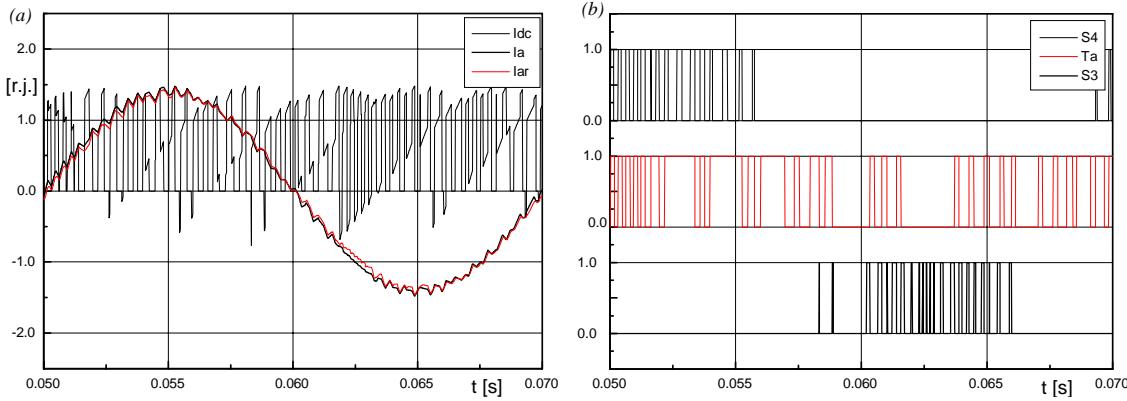
Talasni oblici stvarne i rekonstruisane struje prikazani su na slici 3.27. Korišćeni su sledeći karakteristični parametri:  $f_r = 50$  Hz,  $U_{dc} = 311$  V,  $H = \pm 0.5$  A,  $T_{sh} = 50$  μs,  $T_f = 10$  μs,  $k = 0.98$ ,  $k_f = 1.02$ . Izdvojena je opet po jedna perioda za karakteristične radne režime, što je prikazano na slikama 3.28 - 3.30. Takođe su prikazani i talasni oblici za prekidačku funkciju faze  $a$  i za prekidačka stanja  $S_4$  i  $S_3$ . Rekonstruisana struja veoma dobro prati stvarnu struju, čak i pri zasićenju histerezisnih regulatora koje je nastupilo pri velikoj brzini motora zbog nedovoljnog jednosmernog napona.



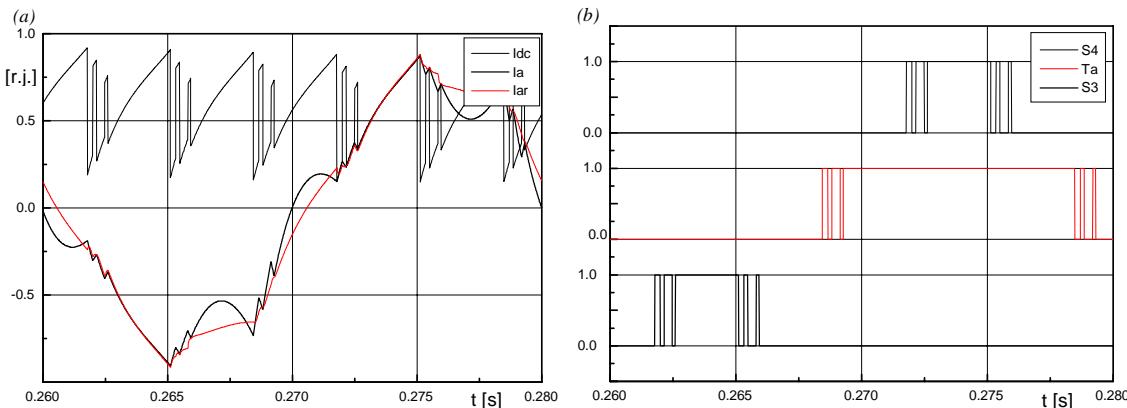
Slika 3.27 Talasni oblici struje motora i rekonstruisane struje motora napajanog pomoću CRPWM naponskog invertora



Slika 3.28 *Talasni oblici pri startu motora za CRPWM: (a) struja međukola, struja motora i rekonstruisana struja, (b) stanje S<sub>4</sub>, prekidačka funkcija T<sub>a</sub>, stanje S<sub>3</sub>*



Slika 3.29 *Talasni oblici pri uobičajenom reæimu rada za CRPWM: (a) struja međukola, struja motora i rekonstruisana struja, (b) stanje S<sub>4</sub>, prekidačka f-ja T<sub>a</sub>, stanje S<sub>3</sub>*



Slika 3.30 *Talasni oblici pri zasiñenju strujnih regulatora za CRPWM: (a) struja međukola, struja motora i rekonstruisana struja, (b) stanje S<sub>4</sub>, prekidačka f-ja T<sub>a</sub>, stanje S<sub>3</sub>*

Za praktiānu realizaciju kola za rekonstrukciju struja motora na osnovu informacija o stanju prekidača invertora i struje međukola potreban je samo jedan strujni senzor, koji se

istovremeno koristi i za potrebe zaătite, i nekoliko analognih kola, operacionih pojaăavaăa, otpornika i kondenzatora.

### **3.4 Ograniăenja pri realizaciji PWM tehnika zbog koriănenja rekonstruisanih umesto stvarnih struja**

Na osnovu rezultata simulacija prikazanih u poglavljiju 3.3 moæe se zakljuăiti da se pogodnim izborom parametara kola za rekonstrukciju struja, za odgovarajuću PWM tehniku, stvarne fazne struje motora mogu veoma verno rekonstruisati na osnovu struje međukola. Zbog toga u tim intervalima, tj. pri uobičajenim radnim re imima, ne postoje posebna ograniăenja koja se javljaju zbog primene rekonstruisanih umesto stvarnih struja. Prakti no sve što važi za stvarne struje (propusni opseg, kašnjenje, itd), važi i za rekonstruisane struje.

Izbor parametara kola za rekonstrukciju struja, kao i talasni oblici struje međukola, stvarnih struja motora i rekonstruisanih struja zavise od: parametara motora, tipa invertora, izabrane tehnike modulacije, prekida ke frekvencije (indeksa frekvencijske modulacije), u estanosti modulacionog signala (brzine rotacije referentnog vektora napona ili vektora strujne gre ke) i amplitude modulacionog signala (indeksa amplitudske modulacije). Stoga je potrebno, pre projektovanja strujnih regulatora i zatvaranja povratne petlje po rekonstruisanim strujama, analizirati u kom opsegu se mogu menjati neki od nabrojanih parametara, a da se pri tome ne javljaju negativne posledice zbog koriănenja rekonstruisanih umesto stvarnih struja motora.

Osnovni problem pri koriănenju rekonstruisanih umesto stvarnih struja je izbor parametara predlo enog kola za rekonstrukciju struja tako da se rekonstruisane struje bitno ne razlikuju od stvarnih struja motora.

## 4. PROJEKTOVANJE REGULATORA STRUJE

Informacije o trenutnim vrednostima struja motora se koriste za potrebe zaštite, za estimaciju pojedinih veličina kao i za potrebe regulacije. U tu svrhu koriste se dva ili tri strujna senzora. Obzirom da je u prethodnom poglavlju pokazano da se sve tri fazne struje mogu rekonstruisati na osnovu merenja samo struje međukola uz korišćenje informacija o prekidačkim stanjima invertora, moguće su značajne uštade u pogledu broja strujnih senzora.

U ovom poglavlju je izvršeno projektovanje strujnih regulatora uz korišćenje bilo stvarnih ili rekonstruisanih struja u regulisanom pogonu sa asinhronim motorom napajanim pomoću strujno regulisanog PWM naponskog invertora. Primena rekonstruisanih struja pri korišćenju naponsko kontrolisanih PWM naponskih invertora nije analizirana u ovom radu jer izlazi iz okvira teme.

Bez obzira da li se koriste stvarne struje ili rekonstruisane struje motora, potrebno je projektovati strujne regulatore tako da se ispune unapred postavljeni zahtevi. Osnovni zahtevi su da se dobije sistem sa što je moguće kraćim trajanjem prelaznih procesa i u kome ne fazno kaćenje stvarne struje u odnosu na referentnu biti što manje. Naravno, uz to je potrebno da sistem bude stabilan, kao i da ne dolazi do pojave višestrukog prekidanja.

Ukoliko se primeni predložena tehnika za rekonstrukciju struja, uz adekvatan izbor parametara kola za rekonstrukciju, potrebno je uvažiti ograničenje koje se odnosi na minimalnu vrednost indeksa amplitudske modulacije i kaćenje u regulacionoj petlji, koje unosi kolo za rekonstrukciju struja. Obzirom da se rekonstruisane struje veoma dobro poklapaju sa stvarnim strujama, može se zanemariti to kaćenje u odnosu na ostala kaćenja u sistemu.

Primena rekonstruisanih struja u regulacionim strukturama sa nelinearnim strujnim regulatorima sa histerezisnim komparatorima i linearnim PI regulatorima, kao i uticaj načina merenja struja na te regulacione strukture biće analizirani u nastavku.

### 4.1 Nelinearni regulatori

Nelinearni strujni regulatori su regulatori realizovani pomoću histerezisnih komparatora i popularno se nazivaju histerezisni regulatori ili *bang-bang* regulatori.

Ačmatski prikaz asinhronog pogona napajanog iz CRPWM VSI sa tri nezavisna histerezisna regulatora, princip rada i rezultati simulacije dati su u drugom poglavlju. Kao što je već rečeno, naponska rezerva i vrednost histerezisa bitno utiču na rad ovih regulatora.

Naponska rezerva invertora je potrebna da bi se injektirala ačeljena statorska struja. Naponska jednačina statora je data sledećim izrazom [4]:

$$\mathbf{u}_s = R_s \mathbf{i}_s + L_\gamma \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} + \mathbf{e}_r, \quad (4.1)$$

gde je:  $\mathbf{u}_s$  - vektor izlaznog napona invertora, ačiji je moduo direktno proporcionalan jednosmernom naponu  $U_{dc}$ ;  $\mathbf{i}_s$  - vektor struje;  $R_s$  - otpornost namota statora;  $L_\gamma$  - ukupna

rasipna induktivnost ( $L_\gamma = L_{\gamma s} + L_{\gamma r} \parallel L_m$ ) i  $\mathbf{e}_r$  - vektor indukovane kontralektromotorne sile koja je direktno proporcionalna brzini i fluksu rotora,  $\mathbf{e}_r = j\omega_s (L_m / L_r) \Psi_r$ . Može se zaključiti da struja zavisi, osim od parametara motora, i od vrednosti jednosmernog napona kao i od brzine obrtanja. Pri malim brzinama, indukovana ems je takođe mala i vrednost jednosmernog napona nije kritična. Međutim, ako zbog povećanja brzine poraste ems do vrednosti kada PWM invertor pređe u reæim rada sa pravougaonim talasnim oblicima (SW invertor), strujni regulatori neće moći da injektiraju æeljene statorske struje. Zbog toga invertor treba da ima dovoljnu naponsku rezervu da ne bi došlo do zasićenja strujnih regulatora u æeljenom opsegu brzine i optereñenja motora.

Vrednost histerezisa direktno utiće na valovitost struje, tj. na iznos vektora strujne greäke  $\Delta i_s$ . Ako se zanemari otpornost namota statora i ako se pretpostavi da se vektori  $\mathbf{u}_s$  i  $\mathbf{e}_r$  ne menjaju značajno tokom jednog prekidačkog ciklusa, može se iz jednačine (4.1) izraèunati trajanje tog prekidačkog ciklusa, odnosno vreme potrebno da se vektor struje promeni za  $\Delta i_s$ :

$$\Delta t = \frac{L_\gamma \Delta i_s}{\mathbf{u}_s - \mathbf{e}_r}. \quad (4.2)$$

To znači da prekidačka (komutaciona) uåestanost invertora,  $f_c = 1/ \Delta t$ , zavisi od: jednosmernog napona  $U_{dc}$ , kontra ems  $\mathbf{e}_r$ , rasipne reaktanse motora  $L_\gamma$  i valovitosti struje (strujnog ripla)  $\Delta i_s$ . Obzirom da se napon i kontra ems menjaju periodično, valovitost struje, samim tim i prekidačka uåestanost ne se menjati sa promenom brzine motora.

Postoji nekoliko različitih regulacionih struktura sa nelinearnim histerezisnim regulatorima:

- tri nezavisna histerezisna regulatora,
- dva histerezisna regulatora,
- histerezisni regulatori sa konstantnom prekidačkom frekvencijom.

Najjednostavnija je regulaciona struktura sa tri nezavisna regulatora sa histerezisnim komparatorima. Ozbiljan nedostatak ovih regulatora je promenljiva prekidačka frekvencija koja, između ostalog, proizvodi neprijatnu akustičku buku.

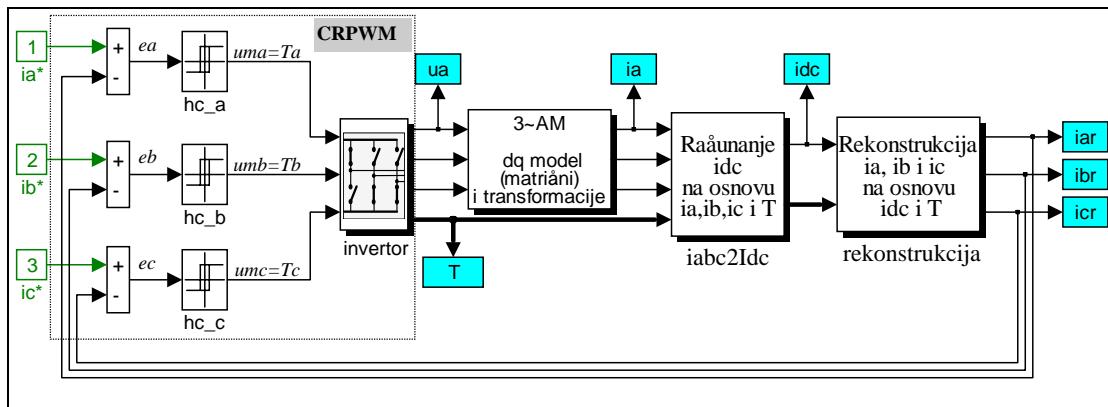
Moguće su dve praktične realizacije nelinearnih strujnih regulatora sa dva histerezisna komparatora: prva sa dva histerezisna regulatora u stojeñem  $\alpha\beta$  sistemu osa (vezanom za stator), a druga sa dva histerezisna regulatora u proizvoljno sinhrono rotirajuñem  $dq$  sistemu osa (tada su sve veličine u stacionarnom stanju jednosmerne) [4]. Da bi se mogla vrati regulacija struja u sinhrono rotirajuñem sistemu osa, neophodno je korišćenje informacije o trenutnoj poziciji referentnog sistema osa i dodatnih AD konvertora što komplikuje praktičnu realizaciju. Pri projektovanju ovih regulatora, isto kao i kod tri nezavisna histerezisna regulatora, zbog promenljive prekidačke frekvencije potrebno je odrediti vrednost histerezisa tako da prekidačka frekvencija invertora ne pređe maksimalno dozvoljenu vrednost.

Da bi se izbegao problem promenljive prekidačke frekvencije histerezisnih regulatora, koriste se regulatori sa histerezisnim komparatorima i trougaoni nosilac, koji obezbeđuje konstantnu prekidačku frekvenciju. Obzirom da se u ovom slučaju strujna greäka koristi kao modulacioni signal, na ovaj način se realizuje poznata PWM tehnika - sinusoidalna modulacija sa trougaonim nosiocem. Bitna prednost ovog načina regulacije struja je konstantna prekidačka uåestanost, koja obezbeđuje dobro poznati harmonijski sadræaj izlaznih napona invertora. Osnovni nedostaci su fazno kañenje stvarne struje za referencem

kao i postojanje greške. Prilikom projektovanja ovih regulatora potrebno je podesiti učestanost trougaonog nosioca tako da obezbedi maksimalno dozvoljenu prekidačku frekvenciju, kako bi se doble struje sa što većim propusnim opsegom. Nakon toga, treba podesiti vrednost histerezisa tako da se dobije željena valovitost struje.

#### 4.1.1 Tri nezavisna regulatora sa histerezisnim komparatorima

Metod sa tri nezavisna histerezisna regulatora je najjednostavniji za implementaciju i zato se najčešće koristi. Na slici 4.1 prikazan je blok dijagram modela CRPWM naponskog invertora sa tri histerezisna regulatora. Povratna informacija o strujama motora dobija se pomoću kola za rekonstrukciju struja.



Slika 4.1 Blok dijagram modela CRPWM VSI sa tri histerezisna regulatora

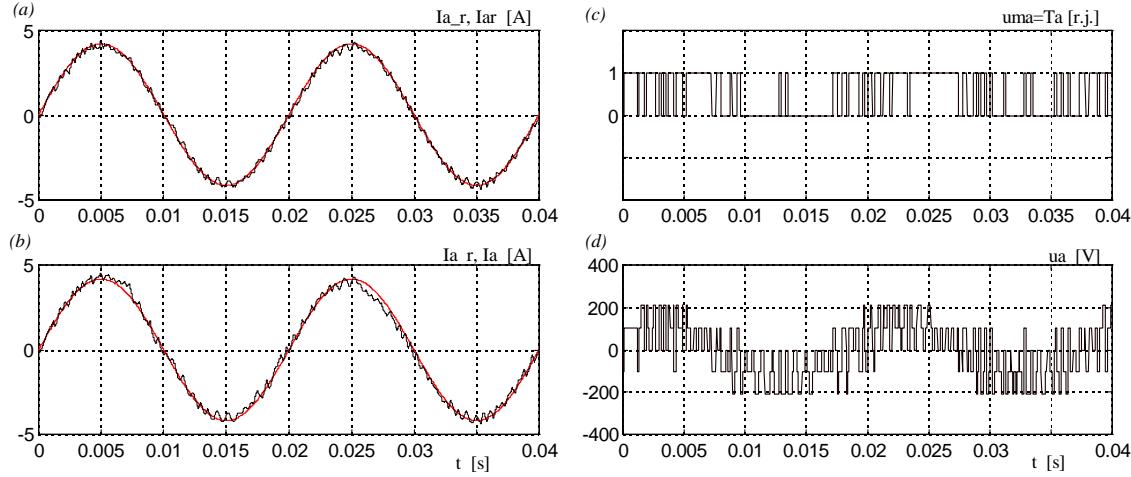
Kada je struja motora, izlazna struja invertora, u fazi  $a$  veća (ili manja) od referentne struje za vrednost histerezisa,  $\pm H$ , tj. kada je strujna greška  $e_a$  veća (ili manja) od podešene vrednosti  $\pm H$  histerezisnog komparatora  $hc_a$ , uključuje se gornji (donji) prekidač u  $a$  grani invertora i  $T_a$  je jednaka jedinici (nuli). Prilikom praktične realizacije izlaz komparatora je  $+V_{cc}$  ( $-V_{cc}$ ). Blok **invertor** na osnovu prekidačkih funkcija ( $T_a$ ,  $T_b$ ,  $T_c$ ) i vrednosti jednosmernog napona  $U_{dc}$  (zadaje se kao parametar u dialog-box-u) prosleđuje na izlaz fazne napone, kojima se napaja motor, i vektor prekidačkih funkcija. Ovaj blok zajedno sa tri sumatora i tri histerezisna komparatora predstavlja CRPWM VSI koji je opisan u drugom poglavljju.

U slučaju da je zvezdičate motora spojeno sa srednjom tačkom međukola, histerezisni regulatori garantuju tačnu kontrolu valovitosti struje i tačan limit trenutne vrednosti struje, ukoliko se zanemare kaćenja invertora i strujnih senzora (kola za rekonstrukciju). Međutim, srednja tačka međukola je najčešće nepristupačna, zvezdičate motora je izolovano, pa trenutna vrednost strujne greške može dostići dvostruku vrednost histerezisa.

Da bi se proverila mogućnost rada ove regulacione strukture zajedno sa kolom za rekonstrukciju, izvršene su simulacije rada pomoću opisanog modela za različite vrednosti histerezisa.

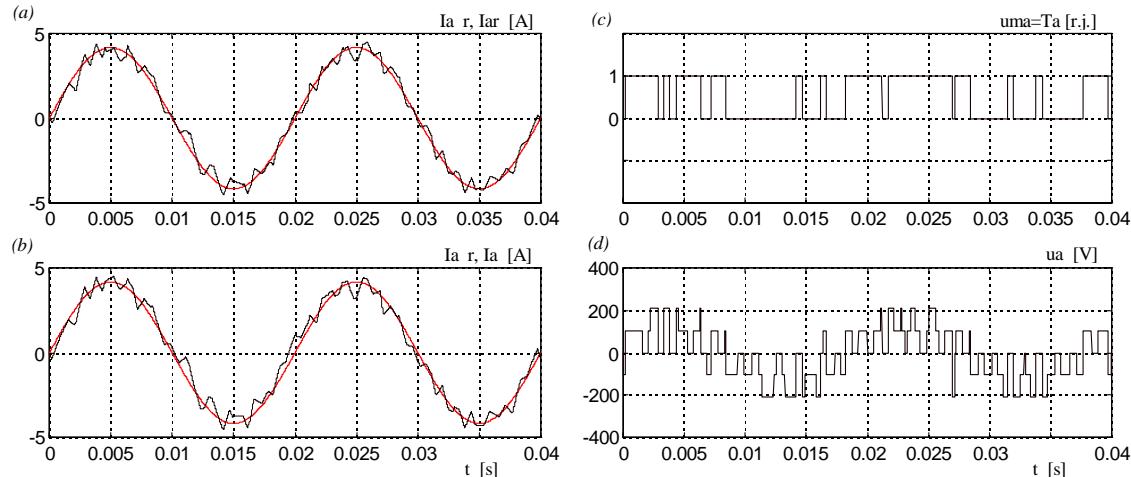
Za simulacije, dati su rezultati prikazani na slici 4.2, korišćene su sledeće vrednosti karakterističnih parametara: učestanost signala referentne struje  $f_r = 50$  Hz, amplituda

referentne struje  $I_{r\max} = 4.17 \text{ A}$ , histerezis  $H = \pm 0.2 \text{ A}$  i napon međukola  $U_{dc} = 311 \text{ V}$ . Može se primetiti da je odstupanje rekonstruisane struje u odnosu na struju motora zanemarljivo.



**Slika 4.2** *Talasni oblici pri napajanju motora iz CRPWM VSI sa tri histerezisna regulatora sa  $H = \pm 0.2 \text{ A}$ : (a) referentna i rekonstruisana struja, (b) referentna struja i struja motora, (c) modulacioni signal (prekidačka funkcija), (d) fazni napon*

Povećanjem histerezisa na vrednost  $H = \pm 0.5 \text{ A}$  smanjena je prekidačka frekvencija invertora i povećana valovitost struje, što je i prikazano na slici 4.3.



**Slika 4.3** *Talasni oblici pri napajanju motora iz CRPWM VSI sa tri histerezisna regulatora sa  $H = \pm 0.5 \text{ A}$ : (a) referentna i rekonstruisana struja, (b) referentna struja i struja motora, (c) modulacioni signal (prekidačka funkcija), (d) fazni napon*

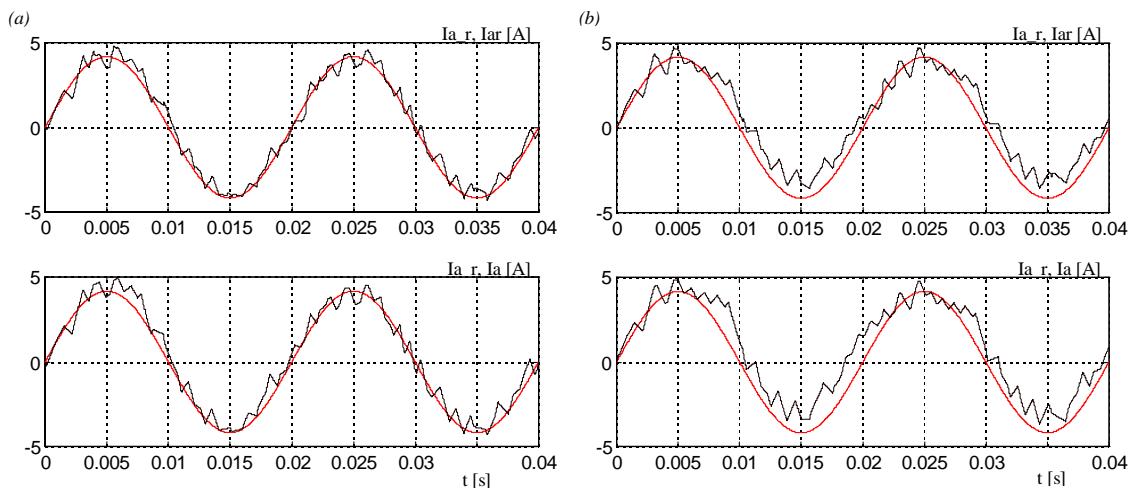
Na osnovu prikazanih talasnih oblika rekonstruisane struje i struje motora može se zaključati da se u ovom režimu rada ne javljaju nikakve negativne posledice zbog korišćenja rekonstruisanih umesto stvarnih struja motora.

Pri projektovanju ovih regulatora, za izabrani motor i invertor, pre same praktične realizacije potrebno je odrediti vrednost histerezisa tako da prekidačka frekvencija invertora ne pređe maksimalno dozvoljenu vrednost, koja je limitirana komutacionim mogućnostima samih prekidača. Izbor i provera vrednosti histerezisa se najlakše može izvršiti pomoću simulacije.

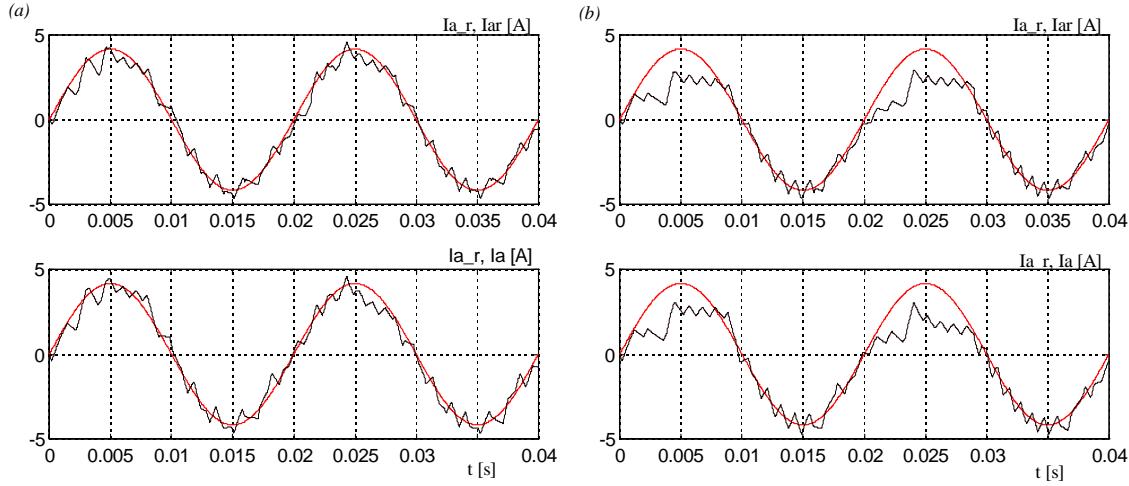
Obzirom da se prilikom praktične realizacije regulatora sa histerezisnim komparatorima koriste operacioni pojačavači, potrebno je analizirati da li se dešava ukoliko postoji offset na pojedinim ili na sva tri komparatora. Takođe, potrebno je proveriti da li se mogu pojaviti nestabilni režimi rada zbog korišćenja rekonstruisanih umesto stvarnih struja.

#### 4.1.2 Uticaj offseta histerezisnih komparatora

Ako postoji offset samo u histerezisnom komparatoru u fazi  $a$  tada je vrednost jednaka dvostruko manjoj i dvostruko većoj vrednosti u gornjem histerezisu, dobijaju se talasni oblici referentne i rekonstruisane struje, i referentne struje i struje motora, koji su prikazani na slici 4.4. Ostali parametri su isti kao i prethodnim simulacijama. Pojava strujne greške je



Slika 4.4 Rekonstruisana struja i struja motora pri napajanju motora iz CRPWM VSI sa tri histerezisna regulatora sa  $I_{r\max} = 4.17A$  i  $H = \pm 0.5A$ : (a)  $O_a = H/2$ , (b)  $O_a = 2H$

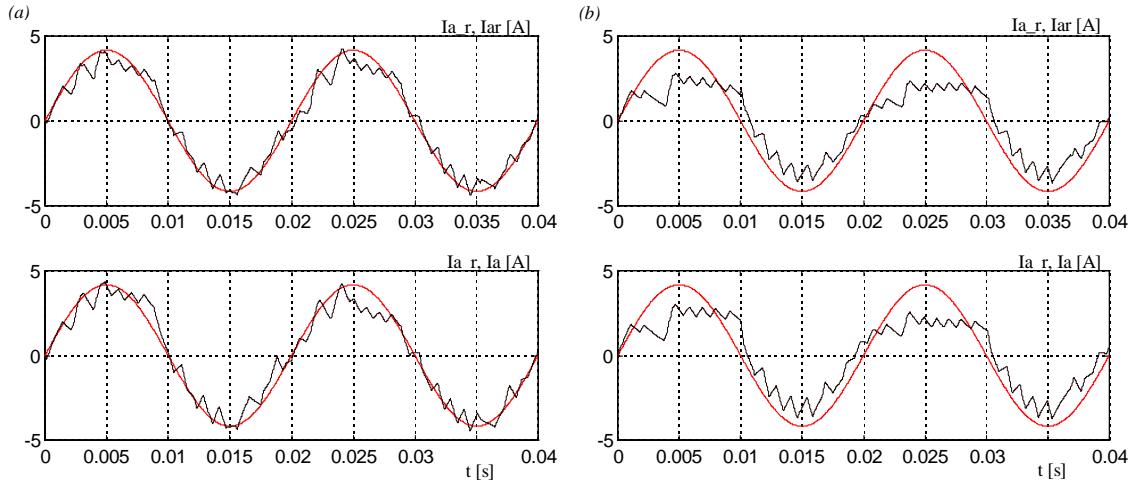


**Slika 4.5 Rekonstruisana struja i struja motora pri napajanju motora iz CRPWM VSI sa tri histerezisna regulatora sa  $H = \pm 0.5A$ :** (a)  $O_b = O_c = H/2$ , (b)  $O_b = O_c = 2H$

je posledica postojanja ofseta. U prvom slučaju, kada je ofset manji od histerezisa, greska je zanemarljiva. Međutim, u drugom slučaju se ne može zanemariti.

Uticaj postojanja ofseta iste vrednosti u fazama  $b$  i  $c$ , najpre vrednosti jednake dvostruko manjoj, a zatim dvostruko većoj vrednosti u kojoj histerezisa, prikazan je sliči 4.5. Može se primetiti da u drugom slučaju, kada je ofset veći od histerezisa, nastaju značajnija odstupanja struje motora i rekonstruisane struje od reference. Greška je veća nego u prethodnom slučaju, kada je postojao ofset samo u jednoj fazi.

Ako postoji ofset iste vrednosti u sva tri histerezisna komparatora, onda se dobijaju talasni oblici struja koji su prikazani na sliči 4.6. U ovom slučaju, kao i u prethodnom, prilično velika odstupanja nastaju za ofset jednak dvostrukoj vrednosti histerezisa. Za ofset manje vrednosti od histerezisa struja motora veoma verno prati referencu.



**Slika 4.6 Rekonstruisana struja i struja motora pri napajanju motora iz CRPWM VSI sa tri histerezisna regulatora sa  $H = \pm 0.5A$ :** (a)  $O_a = O_b = O_c = H/2$ , (b)  $O_a = O_b = O_c = 2H$

Na osnovu prikazanih simulacionih rezultata može se zaključiti da se pojavom relativno velikog ofseta (više od 0.15 r.j.), bilo u nekom od komparatora ili u sva tri histerezisna komparatora, javlja značajno odstupanje struje motora, a time i rekonstruisanih struja, od referenci. Obzirom da su podećene vrednosti ofseta pozitivne, odstupanja su

značajnija u pozitivnim (gornjim) poluperiodama struja. Treba napomenuti da su prikazani samo talasni oblici struja u fazi  $a$  jer se za ostale dve faze dobijaju isti talasni oblici, samo su fazno pomereni za trećinu, odnosno za dve trećine periode. Takođe, može se uočiti da su izabrane relativno velike vrednosti histerezisa i ofseta, da bi navedena odstupanja došla do izraza. Bez obzira na postojanje ofseta, rekonstruisane struje se veoma dobro poklapaju sa strujama motora.

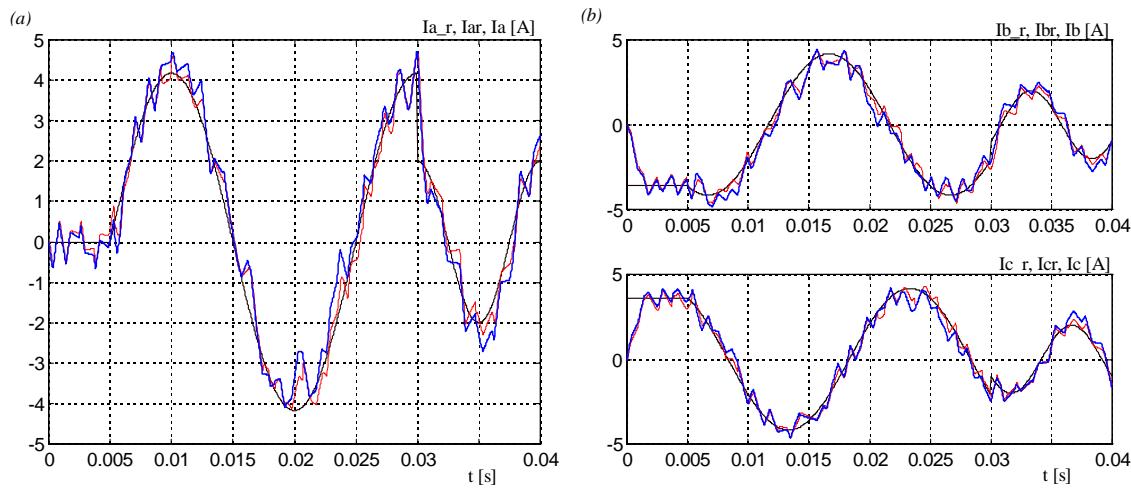
Prilikom projektovanja ovih regulatora potrebno je pri praktičnoj realizaciji, za izabranu vrednost histerezisa, uzeti u obzir eventualno postojanje ofseta.

#### **4.1.3 Uticaj načina merenja struja na regulacionu strukturu sa tri nezavisna regulatora sa histerezisnim komparatorima**

Budući da se umesto stvarnih struja motora u povratnoj petlji strujnih regulatora koriste rekonstruisane struje, potrebno je analizirati da li postoje nestabilni režimi rada u kojima može doći do "zaglavljivanja" nelinearnih histerezisnih regulatora.

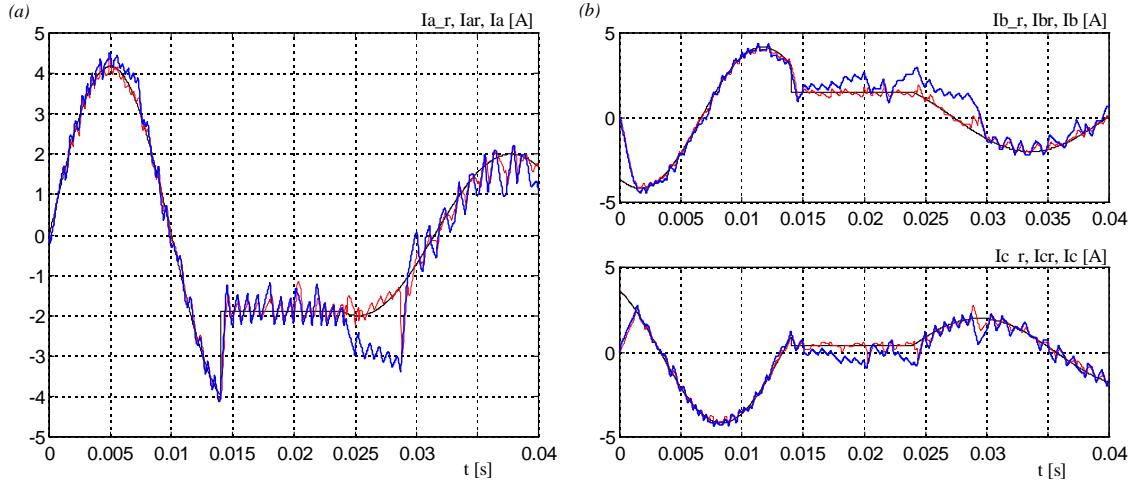
Izvršene su mnogobrojne simulacije rada strujnih regulatora sa histerezisnim komparatorima, s ciljem da se pronađu nedozvoljeni radni režimi u kojima ovi regulatori neće moći da ispravno odreaguju na zadate vrednosti referentnih struja (zbog primene rekonstruisanih struja). Od brojnih simulacija izdvojene su neke karakteristične, a koje su rezultati prikazani na slikama 4.7 i 4.8.

Na slici 4.7 prikazani su talasni oblici referentne, rekonstruisane (tanka linija) i struje motora (debelta linija) pri povećanju učestanosti reference od 0 Hz na 50 Hz i potom na 100 Hz. Pri povećanju učestanosti na 100 Hz amplituda je smanjena sa 4.17 A na 2 A. Odstupanje rekonstruisane struje u odnosu na struju motora je zanemarljivo, aak i pri nultoj učestanosti reference.



**Slika 4.7 Referentna, rekonstruisana i struja motora pri napajanju AM iz CRPWM VSI sa tri histerezisna regulatora sa  $H = \pm 0.5A$ : (a) u fazi a, (b) u fazama b i c**

Na slici 4.8 prikazani su talasni oblici referentne, rekonstruisane (tanka linija) i struje motora (debelta linija) pri promeni učestanosti reference sa 50 Hz na 0 Hz i potom na 40 Hz. Pri smanjenju učestanosti na 0 Hz, amplituda je smanjena sa 4.17 A na 2 A.



**Slika 4.8 Referentna, rekonstruisana i struja motora pri napajanju AM iz CRPWM VSI sa tri histerezisna regulatora sa  $H = \pm 0.2A$ : (a) u fazama a, (b) u fazama b i c**

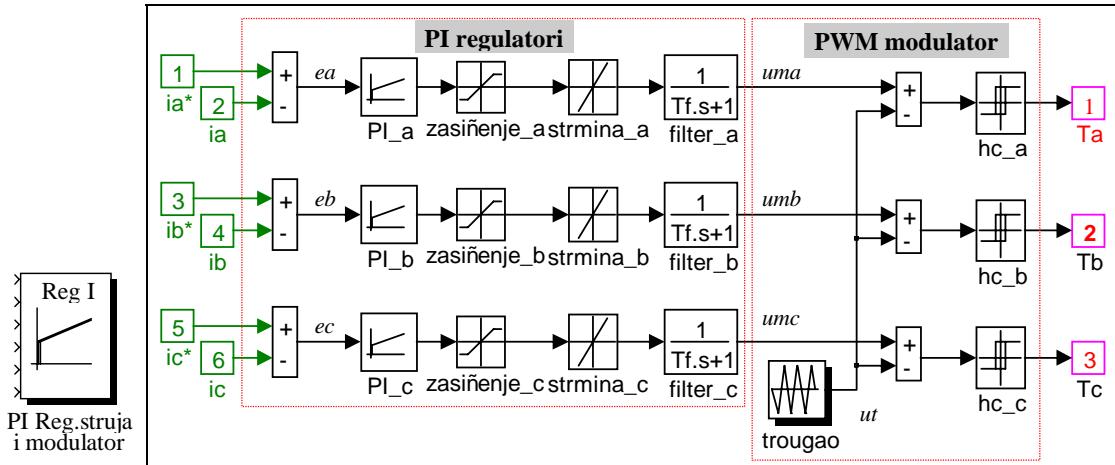
U ovom slučaju se mogu uočiti značajna odstupanja rekonstruisanih struja od struja motora, narođito u onim vremenskim intervalima kada je učestanost referenci smanjena na nulu, a amplituda sve tri referentne struje različita od nule. Tada su na raspolaganju samo neka prekidačka stanja i zbog toga, izvesno vreme, nisu raspoložive informacije o svakoj od tri fazne struje. To znači da predložena tehnika rekonstrukcije struja ne daje zadovoljavajuće rezultate u takvim rečimima rada. Međutim, bez obzira na značajna odstupanja struja, nakon promene učestanosti od 0 Hz na 40 Hz regulatori uspevaju da odreaguju na novu promenu reference u konačnom vremenskom intervalu.

Na osnovu rezultata simulacija može se zaključiti da postoje radni rečimi kada se, zbog korišćenja rekonstruisanih umesto stvarnih struja, regulaciona struktura sa histerezisnim strujnim regulatorima neće ponašati onako kako je projektovana. Takođe, veoma važan zaključak je da ne sami regulatori uspeti u takvim rečimima da odreaguju pravilno kada im se zadaju one reference koje neće dovesti do istih tih rečima. Međutim, zbog same regulacione strukture ne može se sa sigurnošću utvrditi koji su to rečimi, dok se ne izvrši provera putem simulacija.

Negativne posledice primene kola za rekonstrukciju struja mogu se izbegnuti zadavanjem takvih profila referenci za koje sigurno neće doći do značajnijeg odstupanja rekonstruisanih od stvarnih struja motora ili primenom nekog drugog načina za procenu struja u onim intervalima kada one nisu raspoložive zbog nedovoljnog broja informacija. Ovaj drugi način podrazumeva upotrebu znatno kompleksnijeg kola za rekonstrukciju struja za razliku od predloženog, koje je realizованo na jednostavan način primenom: analognih prekidača, operacionih pojačavača, otpornika i kondenzatora.

## 4.2 Linearni regulatori

Da bi se ispunili osnovni regulacioni zahtevi navedeni na početku poglavljia, neophodno je projektovati linearne regulatore struje, koji ne funkcionišati zajedno sa standardnim PWM modulatorom. Za realizaciju ovog načina regulacije neophodna su tri strujna regulatora, kao što je prikazano na slici 4.9.



Slika 4.9 Blok dijagram modela CRPWM VSI sa linearnim PI regulatorima struje

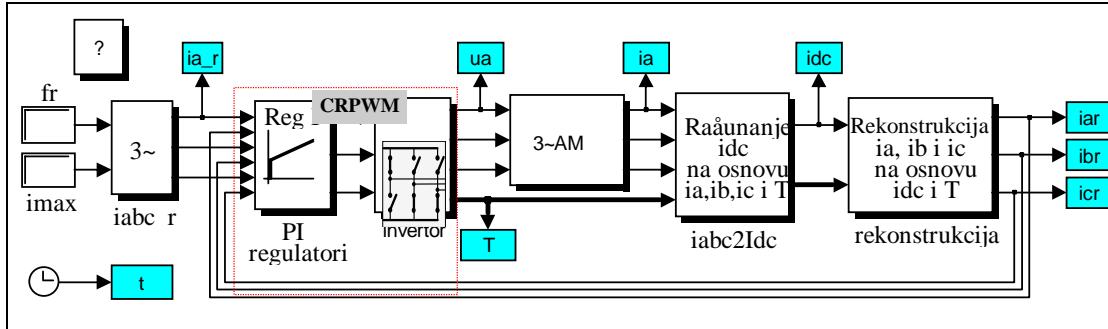
Ovaj model PI regulatora i PWM modulatora predstavlja samo jedan podsistem modela celokupnog pogona sa slike 4.10.

U svakoj fazi postoji linearни PI regulator (blok **PI**) koji na osnovu strujne greške  $e$ , koja predstavlja razliku zadate (referentne) i stvarne struje, generiće modulacioni signal  $u_m$ . Ukoliko se æele ispuniti osnovni zahtevi da se projektuje sistem sa ãto veñim propusnim opsegom i ãto manjim kaãnenjem, dovoljno je koristiti regulator sa samo proporcionalnim dejstvom. Međutim, da bi se eliminisao uticaj konstantnog poremeñaja, koji se javlja u PWM modulatoru naponskog invertora (npr. offset operacionog pojaãavaå), potrebno je uneti integralno dejstvo ispred mesta dejstva poremeñaja [8]. Zbog toga se koriste PI regulatori za regulaciju struja motora.

Pomoñu bloka **zasiñenje** vrãi se limitiranje izlaznog signala regulatora, tj. modulacionog signala. Ovo se radi iz praktiãnih razloga jer se analogni PI regulatori realizuju najâeâne pomoñu operacionih pojaãavaå, âiji je izlaz limitiran na vrednost napona napajanja. U ovom sluâaju, kao i kod praktiâne realizacije, koriâena je vrednost zasiñenja  $\pm 15$  V.

Da bi se izbegao problem viâestrukovog prekidanja, koji nastaje kada je modulacioni signal bræ od signala trougaonog nosioca, odnosno kada ima veñi nagib, moguñe je koristiti ograniâavaå **strmine** modulacionog signala ili niskopropusni **filter** umesto smanjenja dinamike pomoñu parametara PI regulatora. Modulacioni signal se dalje uvodi u PWM modulator i poredi sa trougaonim signalom, âija se uâestanost bira u skladu sa æeljenom prekidaâkom uâestanoâñau invertora. Amplituda trougaonog signala je podeâena na vrednost 10 V, kao i kod praktiâne realizacije.

Konaâno, da bi se izbegle smetnje koje mogu prouzrokovati neæeljeno ukljuâenje prekidaâa, koriste se komparatori sa histerezisom, blok **hc**. Vrednost histerezisa se podeâava prema smetnjama u kolu; ovde je koriâena vrednost 15 V/101. Na taj naâin sve smetnje, âije su amplitude manje od histerezisa, neñe uticati na izlaz komparatora, a samim tim ni na rad modulatora. Izlazi iz ovog podsistema su prekidaâke funkcije, na osnovu kojih se odreñuju izlazni naponi invertora.



**Slika 4.10 Blok dijagram modela regulisanog asinhronog pogona sa CRPWM VSI sa linearnim PI regulatorima struje**

Osobine ovog regulacionog sistema su slične sistemu sa histerezisnim regulatorima uz konstantnu prekidačku frekvenciju. Međutim, zbog korištenja PI regulatora moguće je, u određenom frekventnom opsegu, minimizovati grešku struje motora, kao i fazno kašnjenje struje za referencom.

Blok dijagram pogona sa asinhronim motorom napajanim iz strujno regulisanog PWM naponskog invertora, u kom se umesto stvarnih koriste rekonstruisane struje, prikazan je na slici 4.10. Veoma je važno da pri praktičnoj realizaciji naponski signali referentnih struja odgovaraju, po amplitudi i fazi, naponskim signalima stvarnih struja, bez obzira da li se oni dobijaju pomoću strujnih senzora ili pomoću kola za rekonstrukciju struja.

Treba napomenuti da se ovaj način regulacije može ostvariti i sa samo dva linearna PI strujna regulatora uvek kada je informacija o trećoj fazi suvišna, zbog izolovanog zvezdičata motora. Modulacioni signal treće faze se tada dobija kao invertovan zbir modulacionih signala prve dve faze. Uz neznatnu modifikaciju, ovaj način regulacije se može realizovati i u stojećem  $\alpha\beta$  sistemu osa.

Takođe, moguće je realizacija linearnih strujnih regulatora u sinhrono rotirajućem  $dq$  sistemu osa. Praktična realizacija ovog metoda regulacije je komplikovanija jer uključuje korištenje vektorskog upravljanja (upravljanja sa orijentacijom polja) i zasniva se na informaciji o poziciji vektora odgovarajućeg fluksa. Obzirom da su tada veličine u  $dq$  području jednosmerne, moguće je, korištenjem linearnih PI regulatora, postići veoma veliku tačnost u stacionarnom stanju. U tom slučaju strujni regulatori su najčešće digitalni.

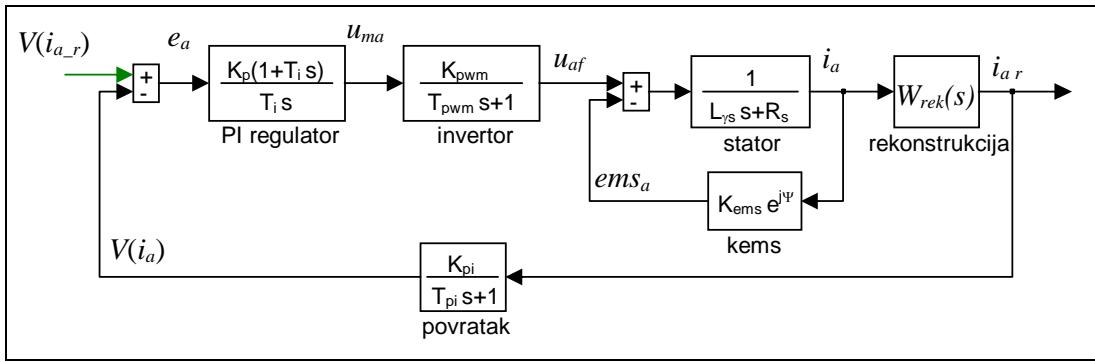
Uopšteno govoreći, zahvaljujući korištenju PWM modulatora sa trougaonim nosiocem pomoći linearnih PI regulatora struje moguće je postići veoma dobar harmonijski sadržaj izlaznih napona invertora kojim se napaja motor. Međutim, njihova dinamika je lošija u odnosu na histerezisne regulatore.

Pri projektovanju ovih strujnih regulatora neophodno je, osim analize u vremenskom domenu pomoći simulacionog modela, izvršiti i analizu u frekventnom domenu, da bi se odredili parametri regulatora, odredio propusni opseg i proverila stabilnost sistema, kao i da bi se analizirao uticaj karakterističnih parametara na ponašanje sistema.

#### 4.2.1 Linearizacija sistema

Uticaj karakterističnih parametara na fazno kašnjenje i propusni opseg najlakše se može analizirati pomoći frekventnih karakteristika. Za određivanje amplitudske i fazne

frekventne karakteristike sistema potrebna je funkcija prenosa od referentnog ulaza do statorske struje, koja se dobija na osnovu linearizovanog modela datog na slici 4.11. U obzir se uzima jedino fazni napon motora koji potiče samo od odgovarajućeg modulacionog signala te faze, dok uticaj ostala dva modulaciona signala može da se opiše posebnim funkcijama, koje ovde nisu od interesa, na osnovu jednačina (2.24–2.26).



Slika 4.11 Blok dijagram linearizovanog modela sistema za jednu fazu

Funkcija prenosa sistema u zatvorenoj sprezi [9] je

$$G(s) = \frac{I_a(s)}{V(I_{a\_r})(s)} = \frac{W(s)}{1 + H(s) W(s)}. \quad (4.3)$$

Funkcija povratnog prenosa direktne grane  $W(s)$  data je sledećim izrazom:

$$W(s) = W_{PI}(s) W_{PWM}(s) W_m(s) W_{rek}(s). \quad (4.4)$$

Prenosna funkcija PI regulatora je

$$W_{PI}(s) = K_p \frac{1+sT_i}{sT_i} = K_p + \frac{K_i}{s}. \quad (4.5)$$

Pogodnim izborom parametara proporcionalnog i integralnog dejstva mogu se ostvariti unapred postavljeni regulacioni zahtevi.

Linearizacija PWM modulatora i invertora može se izvršiti tako da je prenosna funkcija invertora data sledećim izrazom:

$$W_{PWM}(s) = \frac{K_{pwm}}{1 + sT_{pwm}}. \quad (4.6)$$

Na osnovu modela PWM naponskog invertora, opisanog u drugom poglavljju, može se zaključiti da PWM modulator i inverter imaju izvršni uređaj pomoću kojeg se može upravljati srednjom vrednošću izlaznog napona. Zbog same prirode rada invertora, izlaz PWM modulatora ne zavisi samo od trenutnog ulaza već i od prethodnih ulaza, što znači da je PWM modulator element višeg reda od nultog. Da bi se uvažila dinamika PWM invertora, moguće je modulator posmatrati kao odabirač koji ulaz odabira u svakoj periodi signala testere. U

opătem sluăaju ulaz u PWM modulator nije konstantan, naroăito u sluăaju sistema sa zatvorenom povratnom spregom, āto oteæava potpuno taănu diskretizaciju modulatora. Zbog toga je najjednostavnije PWM invertor linearizovati pomoănu ekvivalentnog pojaăanja  $K_{PWM}$ , ne uzimajuñi u obir dinamiku modulatora i zanemarujuñi vremensku konstantu  $T_{PWM}$ . Kada modulator nije u zasiñenju, odnosno kada je amplituda modulacionog signala manja od amplitude trougaonog signala, srednja vrednost izlaznog napona u jednoj periodi trougaonog nosioca, ako se prepostavi da se modulacioni signal ne menja tokom te periode, jednaka je proizvodu indeksa amplitudske modulacije i jednosmernog napona, tj:

$$u_{aN\_sr} = m_a U_{dc} = \frac{U_{ma}}{U_{T_{max}}} U_{dc}. \quad (4.7)$$

Buduñi da je namot motora spregnut u zvezdu sa izolovanim zvezdiătem, fazni napon motora, na osnovu jednaăina (2.22–2.26), je:

$$u_{af} = u_{aN} - u_{nN} = \frac{2}{3}u_{aN} - \frac{1}{3}u_{bN} - \frac{1}{3}u_{cN}. \quad (4.8)$$

Ako se uzme u obzir da je pri praktiăoj realizaciji koriănen invertor sa naponom međukola  $U_{dc} = 311$  V i trougaoni nosilac amplitude  $U_{T_{max}} = 10$  V, na osnovu jednaăina (2.30, 4.7–4.8) moæe se PWM invertor linearizovati ekvivalentnim pojaăanjem  $K_{PWM}$ , koje iznosi:

$$K_{PWM} = \frac{1}{U_{T_{max}}} \frac{U_{dc}}{2} = 11\sqrt{2} = 15.55. \quad (4.9)$$

Ovakvim modelovanjem PWM modulatora i invertora indeks amplitudske modulacije je skriven u samoj funkciji prenosa, tj. u samom pojaăanju  $K_{PWM}$ . Naime, ulaz u ovaj blok je modulacioni signal  $u_m$ , a izlaz je fazni napon motora i pretpostavlja se da invertor radi u linearnoj oblasti modulacije. Sva ograniăenja vezana za indeks modulacije, koja su razmatrana u treñem poglavljju, uzimaju se u obzir preko modulacionog signala buduñi da se amplituda i uăestanost trougaonog nosioca unapred podese na æeljene vrednosti.

Funkcija prenosa motora, tj. funkcija prenosa od statorskog napona, kao ulaza, do statorske struje, kao izlaza, moæe se uproăeno predstaviti pomoănu bloka **stator** (koji modeluje pad napona na reaktansi rasipanja i otpornosti statorskog namota) i bloka **kems** (koji modeluje indukovano ems), kao āto je prikazano na slici 4.11. To se dobija na osnovu naponske jednaăine za statorsko kolo motora u originalnom faznom podru ju [2,3,7], odnosno na osnovu vektorskog dijagrama i ekvivalentne āeme za stacionarno stanje. Struja motora kasni za naponom za ugao  $\varphi$ , dok za indukovano ems kasni za ugao  $\Psi$ . Da bi se prenosna funkcija motora, a time i āitavog sistema, uprostila, moæe se zanemariti fazno ka jenje struje za indukovanim ems. Pojaăenje  $K_{ems}$  se bira na osnovu vrednosti amplitude i uăestanosti fazne struje motora tako da vrednost indukovane ems bude odgovaraju a u odnosu na vrednost amplitude i uăestanosti faznog napona. Naprimer, za jednosmerni napon  $U_{dc} = 311$  V i  $m_a = 1$  efektivna vrednost faznog napona je 110 V, zbog toga je za uăestanost 50 Hz i nominalnu struju koriănenog motora 2.95 A, āiji su ostali parametri dati u prilogu, konstanta  $K_{ems} = 27.1$  V/A uz pretpostavku da su struja motora i indukovana ems u fazi ( $\Psi = 0$ ).

Funkcija prenosa povratne grane  $H(s)$  data je sledećim izrazom:

$$H(s) = \frac{K_{pi}}{1 + sT_{pi}}, \quad (4.10)$$

gde je:  $T_{pi}$  - vremenska konstanta kaćenja u povratnoj grani koja se može zanemariti, u odnosu na ostala kaćenja u sistemu, a  $K_{pi}$  - pojačanje u povratnoj grani, koje ima prirodu otpornosti, a pogodnim izborom parametara kola za rekonstrukciju struja ovo pojačanje ima jediničnu vrednost, a sve zbog toga da bi naponski signali strujnih referenci direktno predstavljali referentne struje u amperima.

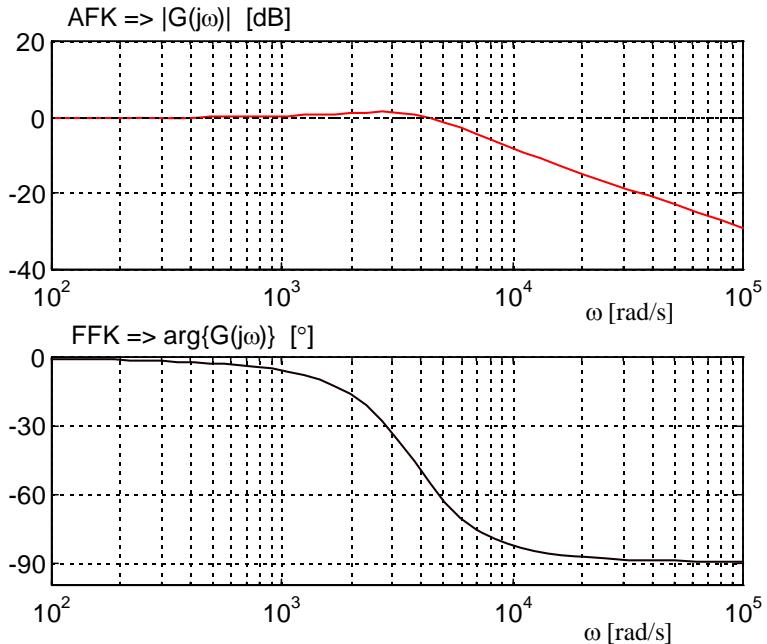
Na osnovu analize uticaja raznih parametara na rekonstrukciju struja i rezultata simulacija, prikazanih u trećem poglavljju, ako se zanemare unakrsni uticaji struja ostalih dveju faza u samom kolu za rekonstrukciju u onim intervalima kad se vrati procena struja, kolo za rekonstrukciju se može modelovati jediničnim pojačanjem. Ovo važi skoro u svim rešenjima, osim u slučaju kada se rekonstruisane struje značajnije razlikuju od stvarnih struja, odnosno za male vrednosti indeksa modulacije ( $m_a < 0.25$ ), tj. za modulacione signale male amplitude ( $u_{mmax} < 2.5$  V, za  $U_{Tmax} = 10$  V) i za reference nulte učestanosti.

Uvažavajući prethodno navedena upozorenja, konačan izraz za funkciju prenosa celokupnog sistema je:

$$G(s) = \frac{K_p K_{PWM} (sT_i + 1)}{sT_i(R_s + sL_{\gamma s}) + sT_i K_{ems} + K_p K_{PWM} (sT_i + 1)}. \quad (4.11)$$

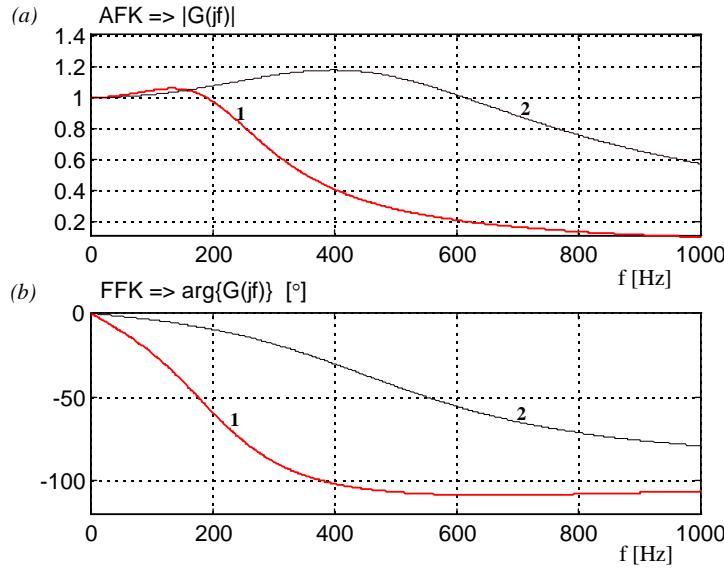
Amplitudska i fazna frekventna karakteristika sistema [9], Bode-ov dijagram, prikazan je na slici 4.12.

Propusni opseg linearizovanog sistema, za  $T_i = 0.25$  ms i  $K_p = 6.8$ , je približno jednak 6000 rad/s, što se ne može smatrati potpuno tačnom vrednošću zbog prethodno navedenih zanemarenja.



Slika 4.12 Bode-ov dijagram sistema za  $T_i = 0.25$  ms i  $K_p = 6.8$

Amplitudske i fazne frekventne karakteristike sistema za različite vrednosti faktora pojačanja, tj. proporcionalnog dejstva PI regulatora struje, prikazane su na slici 4.13.

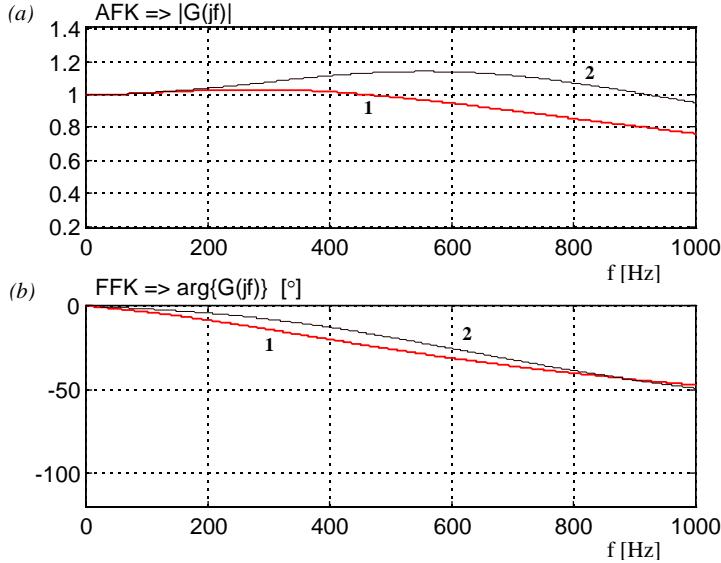


**Slika 4.13** *Frekventne karakteristike sistema za  $T_i = 0.25 \text{ ms}$  i  $K_{p1}=1$  i  $K_{p2} = 5.6$ :*  
**(a)** amplitudske karakteristike, **(b)** fazne karakteristike

Može se zaključiti da se povećanjem  $K_p$  smanjuje fazno kašnjenje i povećava propusni opseg sistema.

Faktor pojačanja PWM modulatora i invertora  $K_{PWM}$  ima isti uticaj na propusni opseg i fazno kašnjenje kao i proporcionalno dejstvo PI regulatora  $K_p$ . Interesantno bi bilo videti kako indeks amplitudske modulacije utiče na propusni opseg. Međutim, kao što je rečeno, prilikom linearizacije sistema indeks modulacije je obuhvaćen funkcijom prenosa PWM modulatora i invertora te je nemoguće analizirati njegov uticaj na frekventne karakteristike sistema.

Amplitudske i fazne frekventne karakteristike sistema za različite vrednosti integralnog dejstva PI regulatora struje prikazane su na slici 4.14. Može se primetiti da se smanjenjem  $T_i$  smanjuje fazno kašnjenje i povećava propusni opseg.

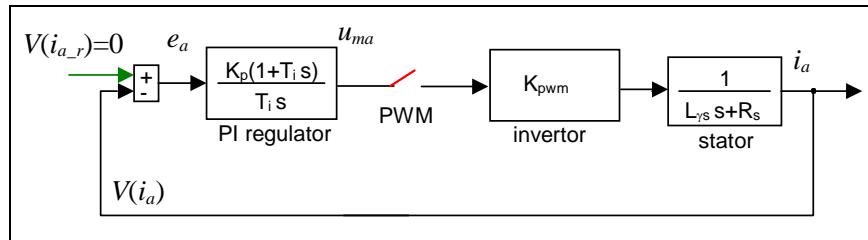


Slika 4.14 *Frekventne karakteristike sistema za  $K_p = 12$  i  $T_{i1} = 0.5 \text{ ms}$  i  $T_{i2} = 0.25 \text{ ms}$ :*  
 (a) amplitudske karakteristike, (b) fazne karakteristike

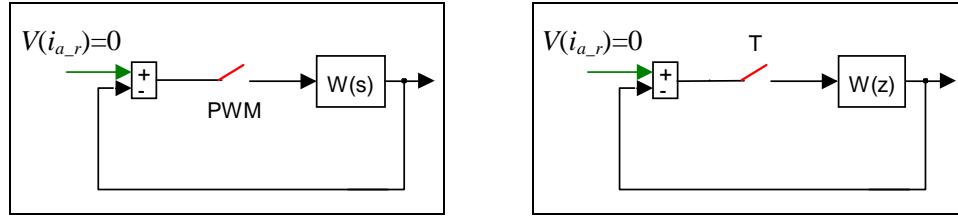
#### 4.2.2 Diskretizacija sistema

Da bi se izvršila točno potpunija analiza stabilnosti razmatranog sistema potrebno je uvažiti dinamiku PWM modulatora. Zbog toga ne se analiza stabilnosti vrati na diskretnom modelu sa PWM modulatorom kao odabiračem. Perioda odabiranja je jednaka periodi trougaonog nosioca. Diskretni model je neophodan, osim za analizu stabilnosti, za analizu rada i podešavanje parametara digitalnih regulatora, koji nisu obuhvaćeni ovim radom.

Odstupanje statorske struje od reference najlakše se može uočiti kada su na ulazu sistema nulte reference i zbog toga se pojava nestabilnosti najbolje može uočiti na sistemu sa nultim referencama. Indukovana ems je u tom slučaju jednaka nuli. Na slici 4.15 prikazan je linearizovani model sistema sa PWM modulatorom kao odabiračem. Zbog nulte reference na ulazu izvršeno je premeđtanje blokova iza odabirača, slika 4.16, kako bi se mogla izvršiti diskretizacija analognog dela sistema [8].



Slika 4.15 *Diskretizacija linearizovanog modela sistema za jednu fazu*



Slika 4.16 Diskretizacija sistema

Stabilnost sistema za različite vrednosti parametara regulatora struje može se proveriti na osnovu položaja polova sistema sa zatvorenom spregom u  $z$ -ravni. Položaj polova sistema (korena karakteristične jednačine) može se odrediti pomoću metode GMK za različite vrednosti faktora pojačanja, tj. proporcionalnog dejstva PI regulatora struje.

Funkcija povratnog diskretnog prenosa sistema je

$$W(z) = Z \left[ \frac{1 - e^{-Ts}}{s} W(s) \right] = (1 - z^{-1}) Z \left[ \frac{1}{s} \frac{K_p K_{PWM} (sT_i + 1)}{sT_i (R_s + sL_\gamma)} \right], \quad (4.12)$$

dok je karakteristična jednačina diskretnog sistema

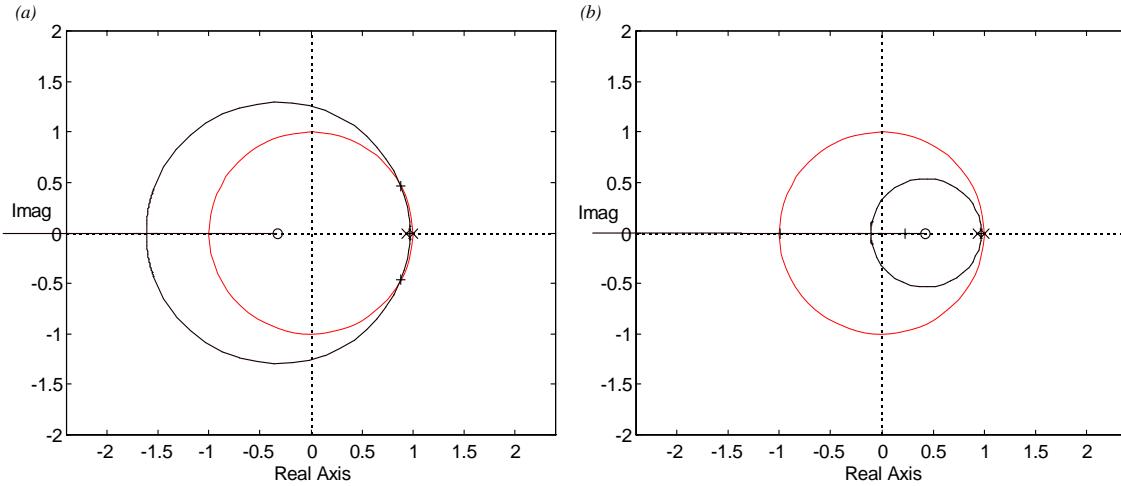
$$1 + W(z) = 0. \quad (4.13)$$

Primenom  $Z$ -transformacije u jednačini (4.12) za period odabiranja  $T = 0.2$  ms (učestanost trougaonog nosioca  $f_T = 5$  kHz) i vrednosti integralnog dejstva PI regulatora  $T_{i1} = 0.05$  ms i  $T_{i2} = 0.25$  ms dobijene su sledeće diskrete funkcije povratnog prenosa:

$$W_1(z) = K_p \frac{0.3079z + 0.0999}{z^2 - 1.941z + 0.941}; \quad W_2(z) = K_p \frac{0.1431z - 0.0616}{z^2 - 1.941z + 0.941}. \quad (4.14)$$

Za sistem sa povratnom spregom, na osnovu izraza (4.14), prikazana su GMK na slici 4.17 kada se faktor pojačanja  $K_p$  menja od nule do beskonačnosti.

Granične vrednosti proporcionalnog dejstva PI regulatora, kada grane GMK napuštaju jedinični krug (tačke na slici 4.17 označene simbolom +), tj. kada sistem postaje nestabilan, su  $K_{p1} = 0.573$  i  $K_{p2} = 18.94$ .



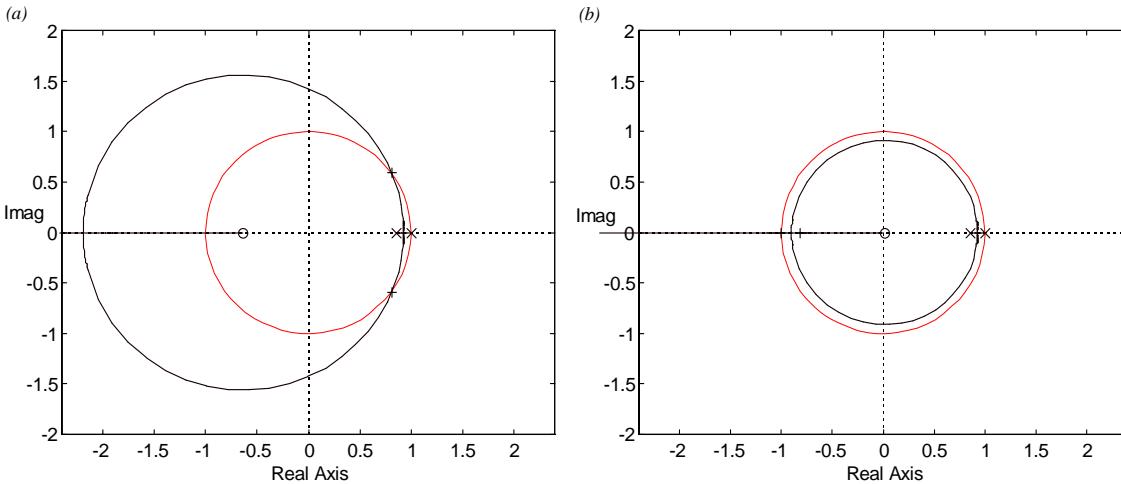
Slika 4.17 GMK diskretnog sistema za  $T=0.2$  ms: (a)  $T_{i1} = 0.05$  ms, (b)  $T_{i2} = 0.25$  ms

Za trougaoni signal uâestanosti 2 kHz perioda odabiranja je  $T = 0.5$  ms. U tom sluâaju za  $T_{i1} = 0.05$  ms i  $T_{i2} = 0.25$  ms dobijene su sledeâe diskretne funkcije povratnog prenosa:

$$W_1(z) = K_p \frac{1.4929z + 0.9438}{z^2 - 1.859z + 0.859}; \quad W_2(z) = K_p \frac{0.4935z - 0.0062}{z^2 - 1.859z + 0.859}, \quad (4.15)$$

dok su GMK prikazana na slici 4.18.

Graniâne vrednosti proporcionalnog dejstva PI regulatora, kada grane GMK napuâataju jediniâni krug, su  $K_{p1} = 0.1596$  i  $K_{p2} = 7.44$ .

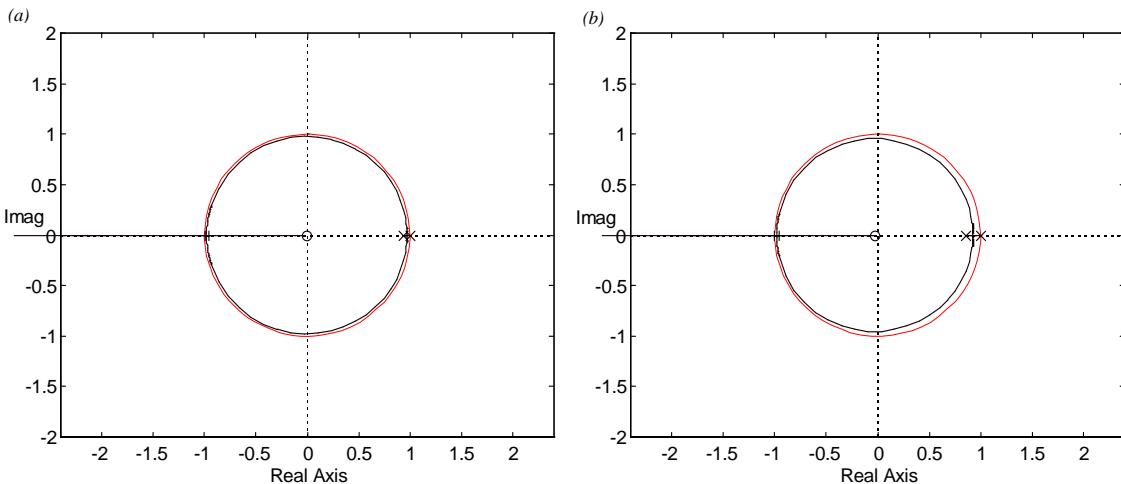


Slika 4.18 GMK diskretnog sistema za  $T=0.5$  ms: (a)  $T_{i1} = 0.05$  ms, (b)  $T_{i2} = 0.25$  ms

### 4.2.3 Izbor parametara regulatora

Prilikom izbora parametara regulatora potrebno je ispuniti osnovne zahteve postavljene na početku poglavlja: da se dobije sistem sa što je moguće kraćim trajanjem prelaznih procesa i u kome nije fazno kaćenje stvarne struje u odnosu na referentnu biti što manje, zatim potrebno je da sistem bude stabilan, kao i da ne dolazi do pojave višestrukog prekidanja. Kao što je pokazano, povećanjem  $K_p$  i smanjenjem  $T_i$  povećava se propusni opseg sistema i smanjuje fazno kaćenje. Granice unutar kojih se mogu menjati parametri regulatora određene su zahtevom da sistem bude stabilan.

Može se uočiti, na osnovu GMK prikazanih na slikama 4.17 i 4.18, da se smanjenjem  $T_i$  smanjuje i vrednost  $K_p$  za koje sistem postaje nestabilan. Obzirom da postoji nesrazmerna između brzine smanjivanja  $T_i$  i brzine smanjivanja maksimalno dozvoljene vrednosti  $K_p$ , može se pretpostaviti da postoji minimalna vrednost  $T_i$  posle koje maksimalno dozvoljena vrednost  $K_p$  počinje naglo da opada. Analizom GMK za različite vrednosti  $T_i$  došlo se do graničnih vrednosti  $T_i = 0.098$  ms i  $K_p = 18.85$  (za učestanost trougaonog nosioca  $f_T = 5$  kHz) odnosno  $T_i = 0.23$  ms i  $K_p = 7.425$  (za učestanost trougaonog nosioca  $f_T = 2$  kHz) za koje su GMK sistema prikazana na slici 4.19.



Slika 4.19 GMK diskretnog sistema:

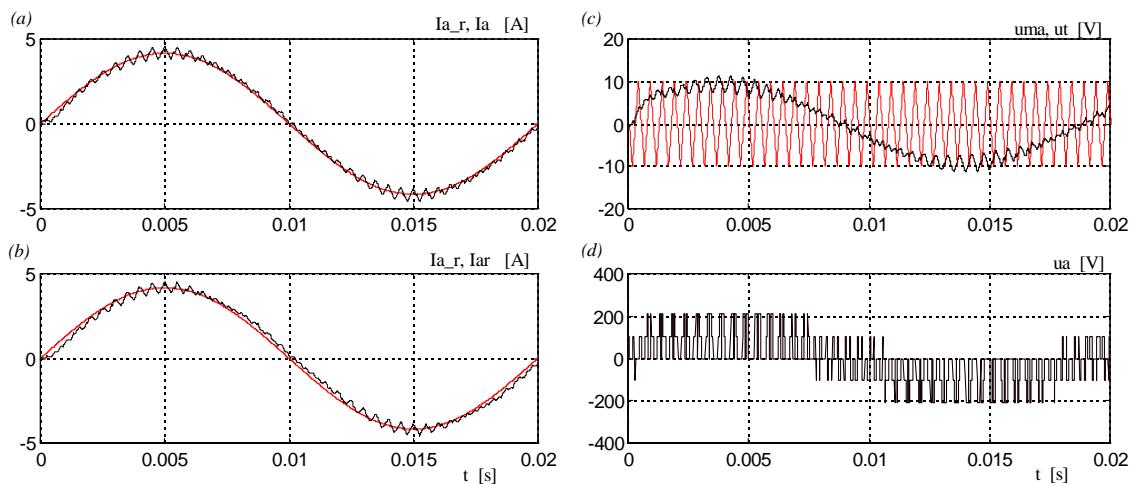
(a)  $T=0.2$  ms,  $T_i = 0.098$  ms,  $K_p=18.85$ , (b)  $T=0.5$  ms,  $T_i = 0.23$  ms,  $K_p=7.425$

Izbor parametara regulatora može se započeti upravo izborom minimalne vrednosti  $T_i$ , tako što se biraju nešto veće vrednosti od minimalnih zbog mogućih odstupanja korištenih parametara sistema u odnosu na tačne vrednosti, kao i zbog same linearizacije sistema. Usvojena je vrednost  $T_i = 0.2$  ms, odnosno  $T_i = 0.3$  ms za  $f_T = 2$  kHz.

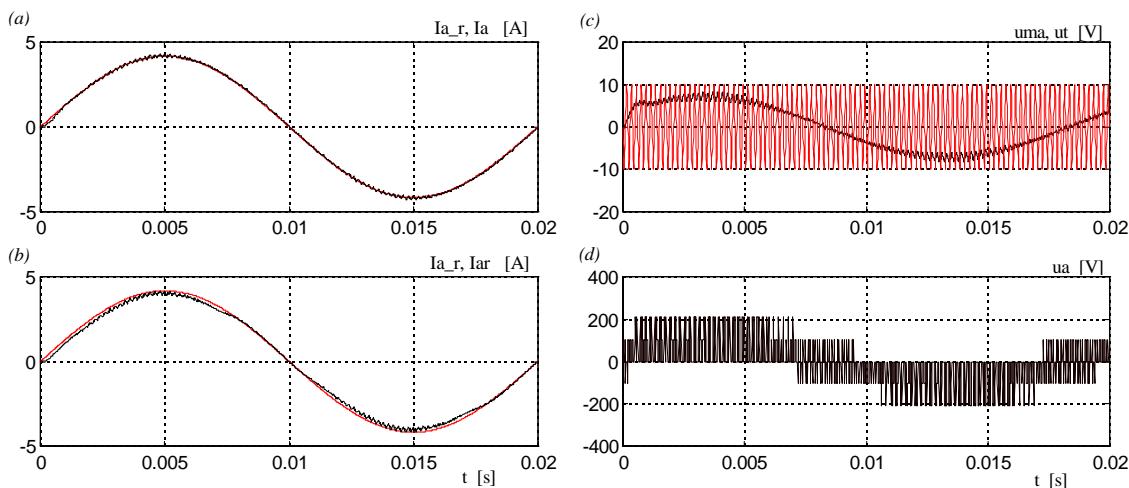
Za usvojenu vrednost  $T_i$ , vrednost  $K_p$  se određuje simulacijom, analizom sistema u vremenskom domenu, tako što se  $K_p$  povećava sve dok se modulacioni signal po brzini ne približi trougaonom nosećem signalu. Koristeći rezultate simulacije dobijena je maksimalna vrednost  $K_p = 8$ . Zbog istih razloga kao kod izbora  $T_i$  ne uzima se maksimalna vrednost nego nešto manja da bi se sigurno sprečila pojava višestrukog prekidanja; zato je usvojeno  $K_p = 5.6$ .

Na izbor vrednosti parametara utiak i vrednosti raspoloæivih komponenti koriænenih pri praktiænoj realizaciji, kao i poznate meðusobne zavisnosti parametara analognog PI regulatora od upotrebljenih komponenti ( $K_p = R_{PI} / R$  i  $T_i = R_{PI} * C_{PI}$ ).

Koristeñi simulacioni model, aija je blok æema prikazana na slikama 4.9 i 4.10, i idealni model motora (statorsko kolo sa uvaæavanjem kontra ems), dobijeni su rezultati koji su prikazani su na slici 4.20. Pri tome su koriænene sledeæe karakteristiæne vrednosti: uåestanost signala referentne struje  $f_r = 50$  Hz, amplituda referentne struje  $I_{rmax} = 4.17$  A, napon meðukola  $U_{dc} = 311$  V, uåestanost trougaonog nosilca  $f_T = 2$  kHz, parametri PI regulatora  $K_p = 5.6$  i  $T_i = 0.2632$  ms i histerezis  $H = 15/101$  V. Ograniæavaæ strmine i niskopropusni filter u ovom sluæaju nisu koriæneni. Za povratnu spregu koriænene su stvarne struje motora, a pomoñu kola za rekonstrukciju struja izvræena je i rekonstrukcija struja motora da bi se uporedile sa stvarnim strujama.



Slika 4.20 *Talasni oblici pri napajanju motora iz CRPWM VSI sa tri PI regulatora:*  
 (a) referentna struja i struja motora, (b) referentna i rekonstruisana struja,  
 (c) modulacioni signal i trougaoni nosilac uåestanosti 2 kHz, (d) fazni napon

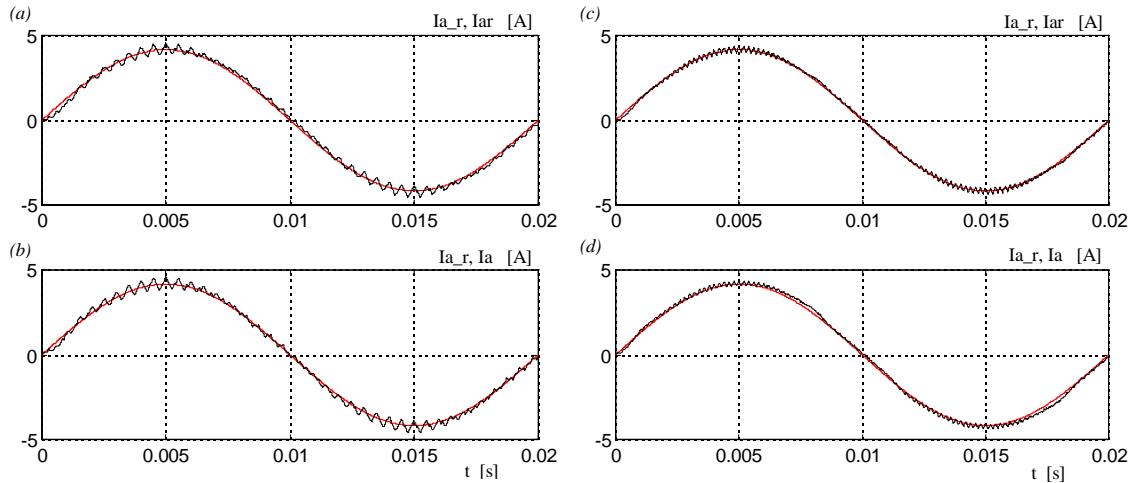


Slika 4.21 *Talasni oblici pri napajanju motora iz CRPWM VSI sa tri PI regulatora:*  
 (a) referentna struja i struja motora, (b) referentna i rekonstruisana struja,  
 (c) modulacioni signal i trougaoni nosilac uåestanosti 5 kHz, (d) fazni napon

Za uåestanost trougaonog nosioca  $f_T = 5 \text{ kHz}$  uz iste vrednosti ostalih karakteristiânih parametara, usvojeni su parametri PI regulatora  $K_p = 10$  i  $T_i = 0.2 \text{ ms}$ , a rezultati simulacija prikazani na slici 4.21.

Na osnovu oblika modulacionih signala moæe se zakljuâiti da su parametri regulatora tako odabrani da sigurno neñ doñi do pojave viâestrukov prekidanja. Fazno kaânenje stvarnih struja za referencama je veoma malo, u prvom sluâaju je  $1.4^\circ$ , a u drugom  $0.9^\circ$ .

Međutim, mnogo je interesantnije videti âta ñe biti sa regulacionim sistemom ako se umesto stvarnih struja koriste rekonstruisane. Moæe se pokazati da je, isto kao i kod CRPWM naponskog invertora sa tri histerezisna regulatora, bez ikakvih promena parametara sistema i regulatora moguñe koristiti u povratnoj petlji rekonstruisane struje umesto stvarnih. Neophodno je samo dobro odabrat parametre kola za rekonstrukciju struja, a sve ostalo vezano za izbor parametara regulatora struje vaæi kao i pri koriânenju stvarnih struja, osim u onim reæimima, koji su razmatrani u odeljku 3.4, kada mogu nastupiti znaâajnija odstupanja rekonstruisanih struja. Na slici 4.22 prikazani su talasni oblici referentnih i rekonstruisanih struja za obe uåestanosti trougaonog nosioca. Na istoj slici prikazane su i struje motora, da bi se mogao analizirati kvalitet rekonstruisanih struja. Za sve simulacije, âiji su rezultati prikazani u ovom delu rada, koriâneni su sledeñi parametri kola za rekonstrukciju:  $k = 0.98$ ,  $T_{sh} = 33 \mu\text{s}$ ,  $k_f = 1.02$ , i  $T_f = 0.33 \mu\text{s}$ .

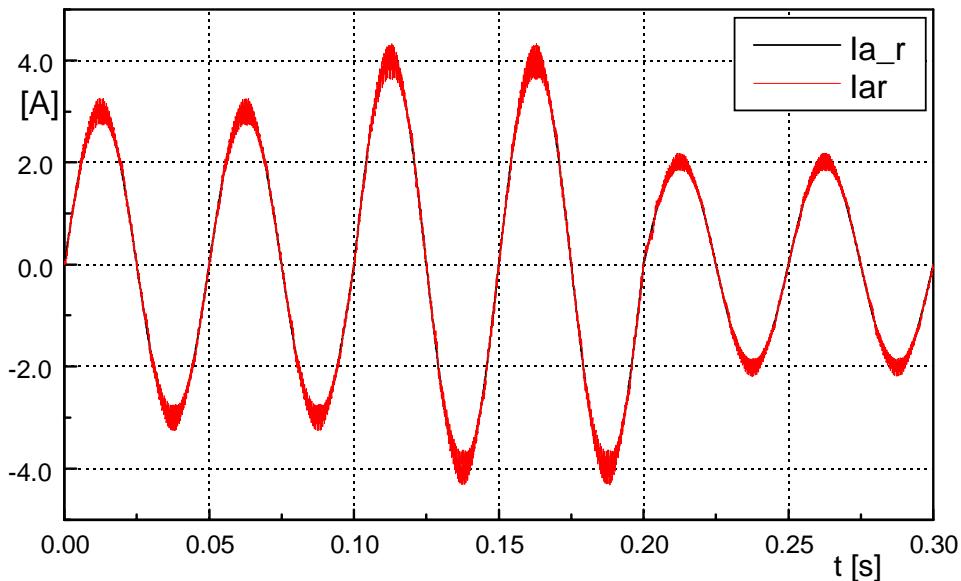


Slika 4.22 *Talasni oblici pri koriânenju rekonstruisanih umesto stvarnih struja:  
za  $f_T = 2 \text{ kHz}$  - (a) referentna i rekonstruisana struja, (b) referentna i struja motora;  
za  $f_T = 5 \text{ kHz}$  - (c) referentna i rekonstruisana struja, (d) referentna i struja motora*

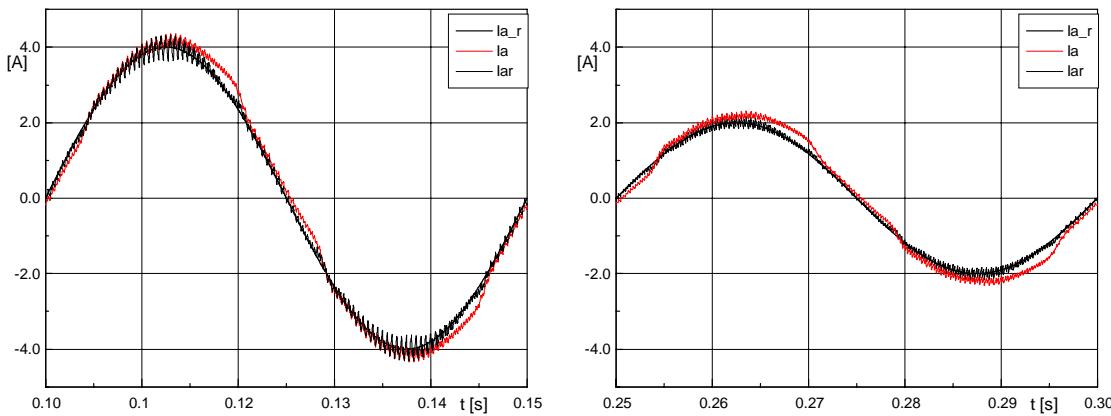
Na osnovu prikazanih rezultata moæe se primetiti da zamena kola za rekonstrukciju struja jediniânim pojaâanjem, prilikom analize sistema (tj. prilikom linearizacije i diskretizacije), ne dovodi do negativnih posledica, jer kaânenje koje unosi ovo kolo je zanemarljivo i sigurno je manje od kaânenja invertora i PWM modulatora. Međutim, kao âto je reâeno u treñem poglavljju, postoje određena ograniâenja za vrednosti amplitude i uåestanosti modulacionog signala, kako rekonstruisane struje ne bi znaâajnije odstupale od stvarnih struja motora. Ta ograniâenja, koja nameñe kolo za rekonstrukciju struja, biñe analizirana u delu 4.2.4 ovog poglavljja.

Da bi se proverile regulacione osobine sistema za različite radne režime pogona sa asinhronim motorom, izvršene su simulacije sa potpunim modelom motora čiji su rezultati prikazani na slikama 4.23 i 4.24. Učestanost referentne struje je  $f_r = 20$  Hz, a promena amplituda je zadavana posle svake dve perioda. Svi ostali parametri sistema su isti kao i pri simulaciji čiji su rezultati prikazani na slici 4.20.

Na slici 4.23 prikazane su referentna i rekonstruisana struja, koja je korišćena u povratnoj petlji za regulaciju struja. Može se uočiti da rekonstruisana struja verno prati zadatu referencu, kašnjenje praktično ne postoji, a odstupanje amplitude je posledica kako same prirode rada PWM invertora tako i izbora parametara regulatora i kola za rekonstrukciju struja. Nameće se logično pitanje što je sa stvarnim strujama u ovom slučaju. Radi poređenja rekonstruisane i stvarne struje izdvojene su dve periode i prikazane na slici 4.24.



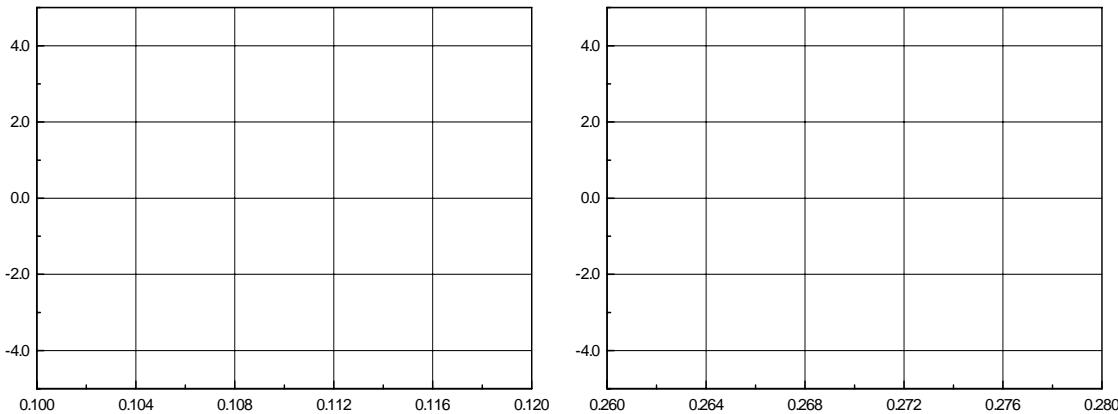
Slika 4.23 Referentna i rekonstruisana struja motora



Slika 4.24 Referentna, rekonstruisana i stvarna struja motora

Može se primetiti da postoji odstupanje stvarne struje motora u odnosu na referentnu i u odnosu na rekonstruisanu struju. Ovo odstupanje je posledica nepodešenosti parametara kola za rekonstrukciju struja. To znači da je za regulaciju struja sa zatvorenom povratnom

petljom po rekonstruisanim strujama veoma bitan izbor parametara kola za rekonstrukciju. Da bi se potvrdila ova konstatacija izvršena je simulacija istih radnih rečima samo sa drugom vrednošću učestanosti reference  $f_r = 50 \text{ Hz}$  i drugim parametrima kola za rekonstrukciju:  $k = 0.985$ ,  $T_{sh} = 50 \mu\text{s}$ ,  $k_f = 1.06$ , i  $T_f = 5 \mu\text{s}$ . Rezultati simulacije, talasni oblici referentne, rekonstruisane i stvarne struje, sa ovim parametrima prikazani su na slici 4.25.



*Slika 4.25 Referentna, rekonstruisana i struja motora sa promenjenim parametrima kola za rekonstrukciju struja*

Važno je napomenuti da je prilikom praktične realizacije strujnih regulatora ostavljena mogućnost da se koriste filtri i ograničavači strmine (kao što je i prikazano na slici 4.9) kao dodatne mogućnosti za poboljšanje regulacionih karakteristika, kao i za sprečavanje pojave višestrukog prekidanja, koja može izazvati neželjeno povećanje prekidačke učestanosti invertora.

Kada se koriste niskopropusni filtri za filtriranje modulacionih signala, u cilju izbegavanja pojave višestrukog prekidanja, izbor parametara PI regulatora struje može se izvršiti na sledeći način:

- usvoji se vremenska konstanta NF filtra  $\tau_f$  tako da njegov pol bude manji od prekidačke učestanosti invertora - na taj način se iz modulacionog signala eliminišu komponente veće učestanosti od prekidačke;
- za usvojenu vrednost  $\tau_f$  odabere se minimalna vrednost integralnog dejstva PI regulatora struje, na isti način kao što je opisano u prethodnom izlagaju;
- zatim se vrati izbor proporcionalnog dejstva PI regulatora struje, opet pomoću simulacije, pri čemu je kriterijum za izbor maksimalna brzina modulacionog signala u odnosu na signal trougaonog nosioca.

Kada se koriste ograničavači strmine u cilju izbegavanja pojave višestrukog prekidanja, izbor parametara PI regulatora struje se vrati tako da se usvoji minimalno moguća vrednost integralnog dejstva i maksimalno moguća vrednost proporcionalnog dejstva, pri čemu se mora voditi računa o amplitudi modulacionog signala, faznom kašnjenju i stabilnosti sistema. Izlaz PI regulatora se propušta kroz sklop koji ograničava njegovu brzinu tako da bude sporiji od trougaonog signala, tj. da nagib modulacionog signala bude manji od nagiba trougaonog signala.

Konačno, bez obzira da li se u povratnoj vezi koriste rekonstruisane ili stvarne struje, prilikom izbora parametara regulatora struje uvek se mora voditi računa da u posmatranom radnom rečimu ne dođe do pojave zasićenja regulatora, koje može nastupiti zbog nedovoljne

naponske margine invertora pri velikim vrednostima kontra ems koja se indukuje pri velikim brzinama motora.

Treba napomenuti da izbor parametara regulatora struje i analiza regulacionih struktura uz korišćenje invertora sa modulacijom prostornog vektora napona, tj. SV PWM naponskih invertora, nisu razmatrani u okviru ovog rada zbog nemogućnosti praktične realizacije ovih invertora. Zbog istih razloga, nisu razmatrani ni digitalni regulatori struje.

#### **4.2.4 Uticaj načina merenja struja na regulacionu strukturu sa PI regulatorima**

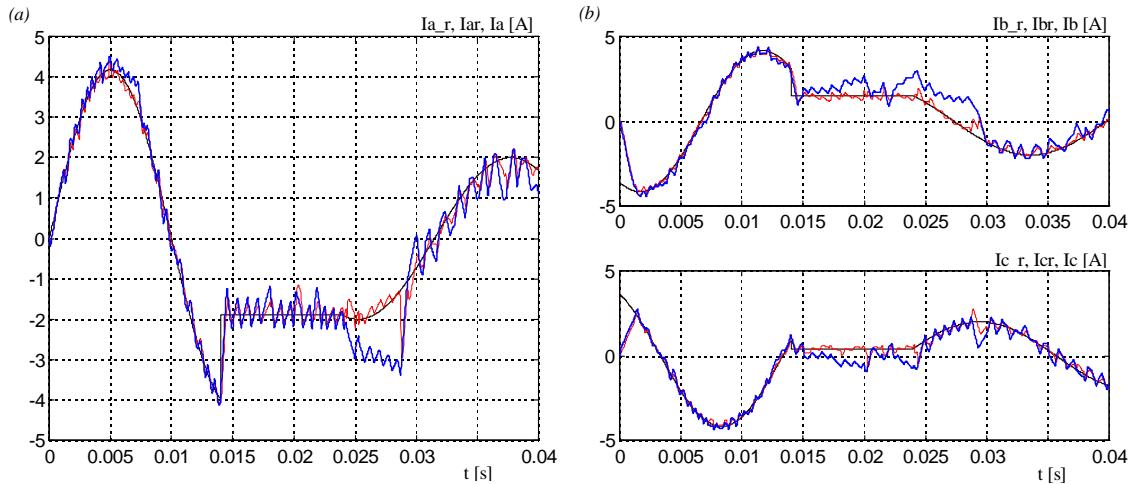
Prilikom linearizacije sistema, kolo za rekonstrukciju struja je praktično zanemareno. Modelovano je kao blok sa jediničnim pojačanjem, uz pretpostavku da rekonstruisane struje ne odstupaju značajno u odnosu na stvarne i da ne postoji međusobna unakrsna zavisnost između rekonstruisanih struja. Načelost, kao što je pokazano u trećem poglavlju, postoje radni režimi kada dolazi do značajnijeg odstupanja, naročito pri malim vrednostima indeksa modulacije (amplituda modulacionog signala) i kada je učestanost reference bliska ili jednaka nuli. U takvima režimima strujni regulatori se neće ponašati onako kako se to od njih očekuje, što predstavlja negativne posledice korišćenja rekonstruisanih umesto stvarnih struja. Zbog toga prilikom projektovanja i izbora parametara strujnih regulatora, potrebno je uzeti u obzir postojanje kola za rekonstrukciju struja, u cilju prevazilaženja navedenih problema, odnosno potrebno je analizirati uticaj kola za rekonstrukciju na regulacionu strukturu sa PI regulatorima struje.

Obzirom da je izlaz PI regulatora struje modulacioni signal, neophodno je odabrati parametre regulatora tako da indeks modulacije uvek, ako je to moguće, bude veći od 0.25, odnosno da amplituda modulacionog signala u konkretnom slučaju bude veća od 2.5 V, jer je amplituda trougaonog nosioca 10 V. Ukoliko je taj uslov ispunjen, procentualno učestalije nultog vektora neće biti dominantno te neće greška pri rekonstrukciji biti zanemarljiva i regulacija struja neće se obavljati na zadovoljavajući način. Zbog svega toga, nije moguće analizirati uticaj indeksa modulacije na parametre regulatora, već treba vrati obrnutu analizu. To znači da je nakon izbora parametara PI regulatora struje, na način koji je predložen u prethodnom potpoglavlju, potrebno pomoći simulacija proveriti vrednost amplitute modulacionog signala za različite profile referenci. Ako se u nekom režimu, za određeni profil referenci, pojavi modulacioni signal amplitute manje od 2.5 V, onda treba korigovati parametre regulatora.

Dok se odstupanje struje pri malim vrednostima indeksa modulacije, odnosno pri malim vrednostima amplitute modulacionog signala, može izbegnuti korekcijom parametara regulatora, odstupanje rekonstruisanih struja u odnosu na stvarne nemoguće je izbegnuti kod referenci čija je učestanost bliska ili jednaka nuli, duže vremenski interval.

Izvršene su mnogobrojne simulacije rada PI regulatora struje, s ciljem da se pronađu nedozvoljeni radni režimi u kojima ovi regulatori neće moći da ispravno odreaguju na zadate vrednosti referentnih struja (zbog primene rekonstruisanih struja). Od brojnih simulacija izdvojene su neke karakteristične, čije su rezultati prikazani na slici 4.26. Prikazani su talasni oblici referentne, rekonstruisane (tanka linija) i struje motora (debelta linija) pri promeni učestanosti referenci sa 50 Hz na 0 Hz i potom na 40 Hz. Pri smanjenju učestanosti na 0 Hz, amplituda je smanjena sa 4.17 A na 2 A. Svi parametri su isti kao i za simulacije čije su rezultati prikazani na slici 4.20.

U ovom slučaju se mogu uočiti značajna odstupanja rekonstruisanih struja od struja motora, naročito u onim vremenskim intervalima kada je učestanost referenci smanjena na nulu, a amplituda sve tri referentne struje različita od nule. Tada su na raspolaganju samo neka prekidačka stanja i zbog toga, izvesno vreme, nisu raspoložive informacije o svakoj od tri fazne struje. To znači da predložena tehnika rekonstrukcije struja ne daje zadovoljavajuće rezultate u takvim rečimima rada. Međutim, bez obzira na značajna odstupanja struja, nakon promene učestanosti od 0 Hz na 40 Hz regulatori uspevaju da odreaguju na novu promenu reference u konačnom vremenskom intervalu.



*Slika 4.26 Referentna, rekonstruisana i struja motora pri napajanju AM iz CRPWM VSI sa tri PI regulatora uz  $K_p = 5.6$  i  $T_i = 0.2632$  ms: (a) u fazama a, (b) u fazama b i c*

Na osnovu rezultata simulacija može se zaključiti da postoje radni rečimi kada se, zbog korišćenja rekonstruisanih umesto stvarnih struja, regulaciona struktura sa PI regulatorima neće ponašati onako kako je projektovana. Takođe, veoma važeći zaključak je da će sami regulatori uspeti u takvim rečimima da odreaguju pravilno kada im se zadaju one reference koje neće dovesti do istih tih rečima.

Negativne posledice primene kola za rekonstrukciju struja mogu se izbegnuti zadavanjem takvih profila referenci za koje sigurno neće doći do značajnijeg odstupanja rekonstruisanih od stvarnih struja motora ili primenom nekog drugog načina za procenu struja u onim intervalima kada one nisu raspoložive zbog nedovoljnog broja informacija. Ovaj drugi način podrazumeva upotrebu znatno kompleksnijeg kola za rekonstrukciju struja za razliku od predloženog.

Osim navedenih problema koji se javljaju zbog predloženog načina merenja struja, tj. zbog upotrebe kola za rekonstrukciju struja, nazire se i problem stabilnosti strujnih petlji koje se zatvaraju u samom kolu za rekonstrukciju. Naime, kao što je prikazano u trenjem poglavljju, jednačine (3.8 – 3.10), fazne struje se određuju na osnovu struje međukola i prekidačkih stanja. U vremenskim intervalima kada nije aktivno ni jedno prekidačko stanje merodavno za određenu fazu, vrati se procena te struje na osnovu struja ostalih dve faza, što znači da struja te faze zavisi od ostalih struja. Ova međusobna zavisnost važe za sve tri rekonstruisane struje. Zbog toga se zatvaraju unakrsne strujne petlje, čija bi se stabilnost trebala analizirati u funkciji parametara kola za rekonstrukciju i parametara regulatora struje. Ovaj problem je

evidentan, ali zbog svoje kompleksnosti i zbog ograničenog prostora nije detaljnije razmatran u ovom radu.

## 5. PRAKTIĀNA REALIZACIJA

Da bi se izvrāila eksperimentalna istraæivanja vezana za samu temu rada, projektovanje regulatora zasnovano na rekonstrukciji faznih struja na osnovu struje meðukola, bilo je neophodno praktiåno realizovati kolo za rekonstrukciju struja, a pre svega i sam frekventni pretvaraå.

U Laboratoriji za elektriåne ma ine i energetsku elektroniku Instituta za energetiku i elektroniku Fakulteta tehničkih nauka u Novom Sadu, a u saradnji sa Elektrotehni kim fakultetom iz Beograda, realizovan je laboratorijski prototip frekventnog pretvaraåa za napajanje i upravljanje naizmeni nim motorima. Uređaj je tako projektovan da bude  to univerzalniji, kako bi se mogao upotrebiti za ve inu varijanti upravljanja naizmeni nim mašinama uključujući i skalarno i vektorsko upravljanje. Sve nezavisne celine su realizovane modularno, tako da su mogu e zamene pojedinih modula na jednostavan način.

Obzirom da je ovakav uređaj prvi put realizovan u Institutu za energetiku i elektroniku, korisno  e poslužiti i u obrazovne svrhe i za dalja nau ana istraæivanja vezana za upravljanje naizmeni nim mašinama, prevashodno asinhronim motorom.

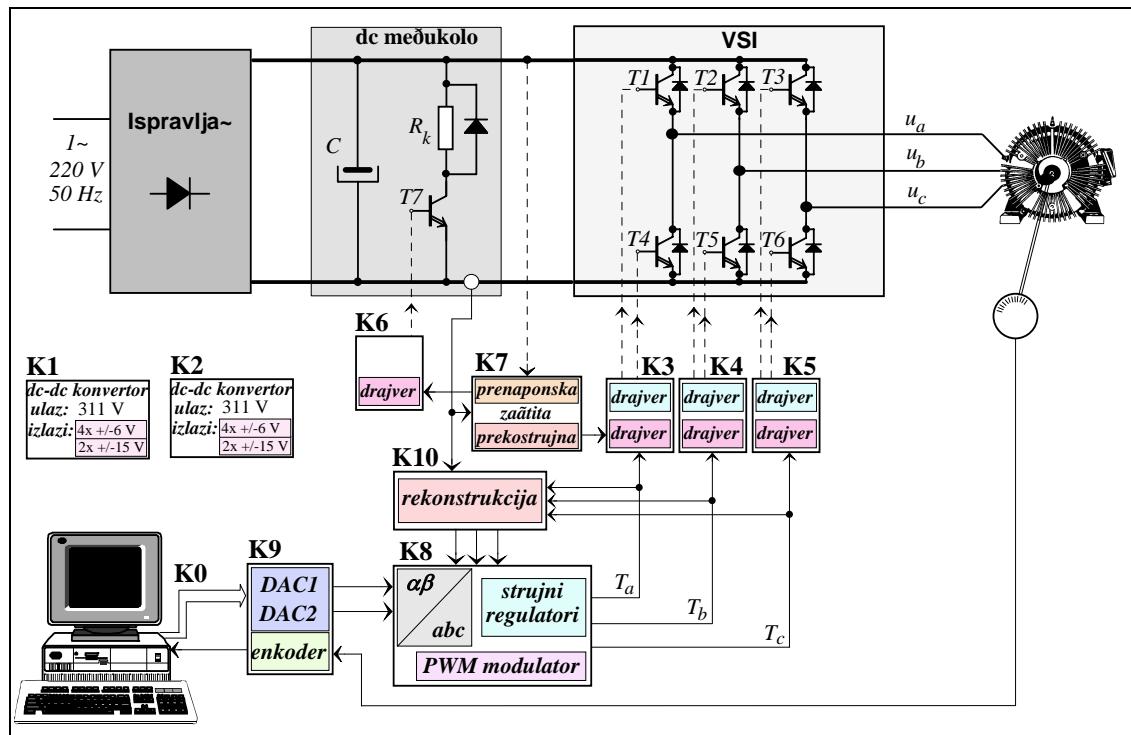
### 5.1 Opis hardvera

Uopšteni prikaz pogona sa asinhronim motorom napajanim pomo u frekventnog pretvara a dat je na slici 5.1. Sam pogon sačinjavaju standardni asinhroni kavezni motor ZK100-L4 snage 2.2 kW, kao pogonski motor, i jednosmerna ma ina sa nezavisnom pobudom ZIM112-M5 snage 2.3 kW, koja u ovom slu aju predstavlja optere enje.

Asinhroni motor se napaja iz jednofazne mreže preko frekventnog pretvara a, koji je sastavljen od energetskog dela i odgovaraju ih elektronskih i upravlja ih podsistema, modula. U osnovnoj izvedbi predviđeno je da se upravljanje vr i preko AT personalnog ra unara sa procesorom 80286 ili boljim, iako se veoma lako može upotrebiti i neki kontroler ili DSP jer je predviđena mogućnost i ostavljen prostor za samostalni procesorski modul. Kao dava  pozicije i brzine koristi se, ukoliko je potrebno, inkrementalni optički enkoder sa rezolucijom od 1000 impulsa po obrtaju, tip ROD426A proizvođač Heidenhain.

**Energetski** deo pretvara a, prikazanog na slici 5.1,  ine monofazni diodni ispravljaja  sa elektrolitskim kondenzatorom (2x1100  $\mu$ F, 450 VDC) priključenim između pozitivne i negativne sabirnice jednosmernog me ukola za filtriranje napona, zatim sklop za ko enje i naponski invertor (VSI). Za realizaciju invertora upotrebljena su tri tranzistorska modula, za svaku granu invertora po jedan, sa bipolarnim tranzistorima u Darlingtonovom spoju tipa SK15DB080D38 (15 A, 800 V) proizvođač Semikron. Da bi se omogućio  etvorokvadrantni rad pogona, koristi se sklop za ko enje koga  ine bipolarni tranzistor proizvođač Fujitsu tip QM50A-H (50 A, 800 V) i otpornik za ko enje ( $60 \Omega$ , 100 W) sa snažnom zamajnom diodom BYT30P800. U me ukolu nalazi se i  ant (0.6 A / 60 mV) koji se koristi za detekciju struje kvara, odnosno za prekostrujnu za titu. Realizovana je i varijanta sa LEM-om, Holovim

strujnim senzorom, kao davaāem struje međukola, koji se koristi ne samo za funkcije zaštite nego i za rekonstrukciju faznih struja motora. Koristi se LEM sa maksimalnom strujom 50 A i prenosnim odnosom 1:1000.



Slika 5.1 Blok āema frekventnog pretvaraāa u pogonu sa asinhronim motorom

**Elektronski** deo frekventnog pretvaraāa je realizovan modularno i sastoji se od jedanaest modula (podistema), kartice od **K0** do **K10**.

Pomoñu kartice **K0**, koja se postavlja u slot PC-a, ostvaruje se veza između samog uređaja i PC-a. Na kartici postoji mnogo viñe ulaza/izlaza nego ãto je potrebno - od devet ulazno-izlaznih osmobilnih portova koriste se u osnovnoj izvedbi samo dva, tako da su moguña dodatna proâirenja uz primenu DA ili AD konvertora. Takođe, postoje i dva nezavisna brojaāa/tajmera sa spoljañnjim "klokom" od 2 MHz.

Kartice **K1** i **K2** su dva identiāna samooscilujuña dc-dc konvertora za napajanje svih ostalih kartica, osim **K0**, odnosno za napajanje galvanski odvojenih pobudnih kola i ostalih elektronskih kola. Ulagi napon je jednosmerni napon 311 V, koji se dobija pomoñu posebnog diodnog mosta i kondenzatora za filtriranje ( $2 \times 400 \mu\text{F}$ , 350 VDC), mada je moguñe koristiti jednosmerni napon sa sabirnicama međukola. Svi izlazi su galvanski odvojeni, a postoji po åetiri izlaza sa  $\pm 6$  V i po dva izlaza sa  $\pm 15$  V.

Pobudna kola (drajveri ili upaljaāi ili pojaāavaāi impulsa) za sve tri grane invertora, odnosno za svaki od ãest tranzistorских prekidača, smeâtena su na karticama **K3**, **K4** i **K5**, a drajver za tranzistor za koâenje je na kartici **K6**. Napajaju se jednosmernim naponima  $\pm 6$  V i sluæee za pojaâavanje impulsa kojima se ukljuâuju snaæeni bipolarni tranzistori, od kojih su galvanski odvojeni pomoñu optokaplera.

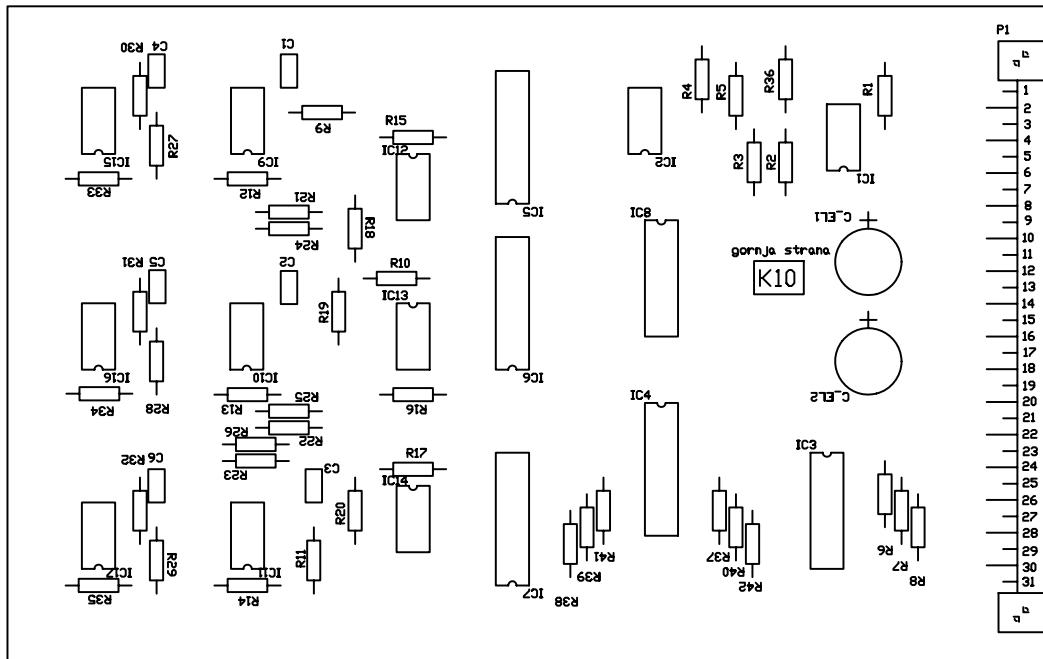
Prenaponska i prekostrujna zaštita smeâtene su na kartici **K7**. Obzirom da je napon između pozitivne i negativne sabirnice međukola u normalnom reæimu 311 V i da su elektrolitski kondenzatori predviđeni za maksimalni napon 450 V, gornji prag prenaponske

zaātite je podeāen na 410 V, a donji na 370 V. Kada jednosmerni napon poraste iznad vrednosti gornjeg praga, zbog vrañanja energije u kondenzatore, ukljuåuje se pomoñu drajvera tranzistor za koåenje, usled åega se viåak energije disipira na otporniku za koåenje. Prekostrujna zaåita je podeåena na vrednost 10 A; na taj naåin se åtite invertorski prekidaåi, odnosno sam pogon. Ukoliko protekne veña struja kroz sabirnice međukola, reagovañe ova zaåita tako åto ñe iskljuåiti sva tri donja invertorska prekidaåa, odnosno tranzistore  $T_4$ ,  $T_5$  i  $T_6$ .

Na kartici **K8** se nalaze tri analogna strujna regulatora, generator trougaonog signala za PWM modulaciju, kolo za  $\alpha\beta/abc$  transformaciju i kola za nezavisno podeåavanje mrtvog vremena svih åest invertorskih prekidaåa. Ova kartica je univerzalna, jer je projektovana tako da je moguñe i strujno i naponsko upravljanje invertorom, odnosno moguñe je:

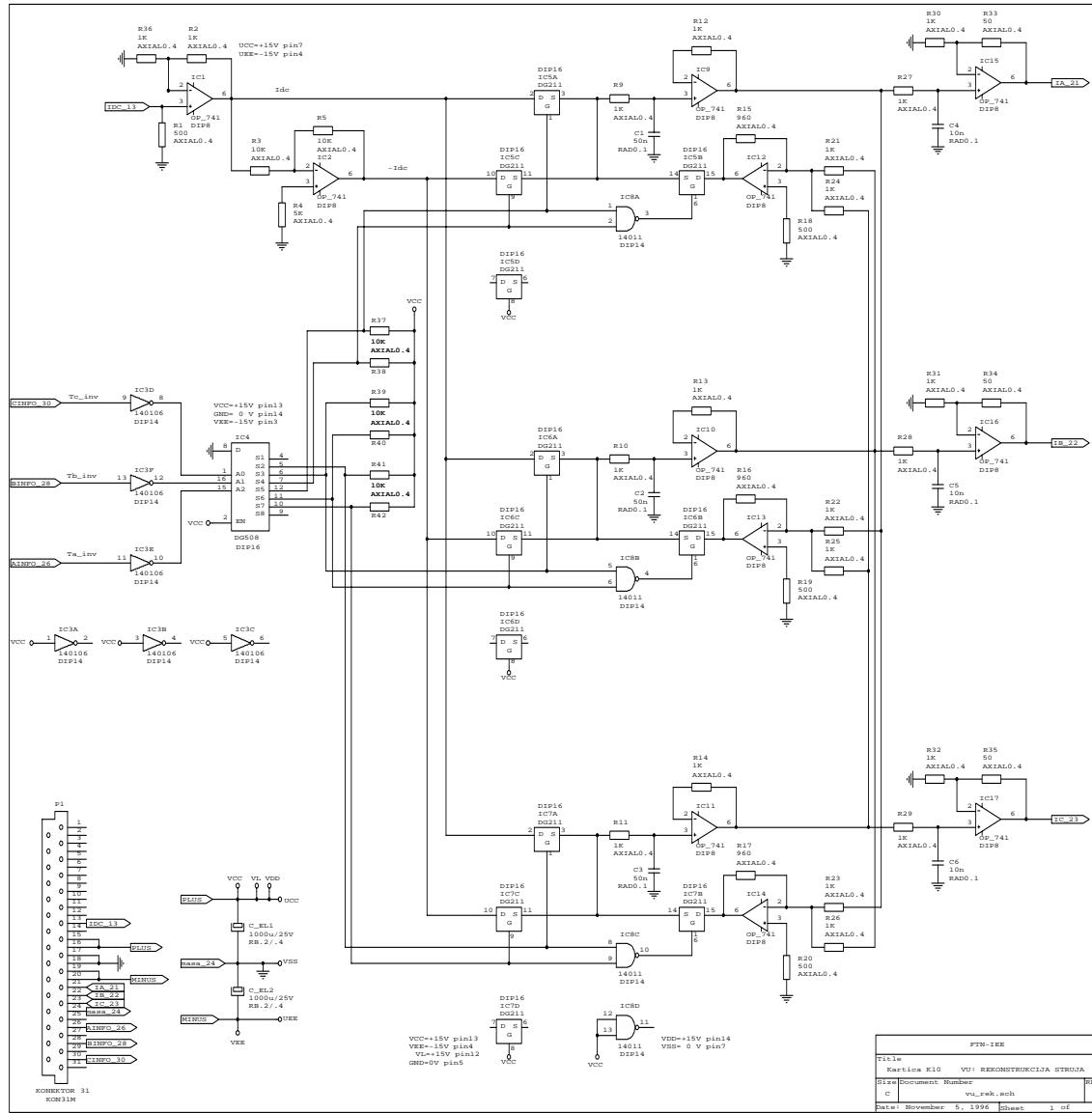
- za CRPWM invertor koristiti tri nezavisna nelinearna histerezisna regulatora struje (uz moguñost promene äirine histerezisa) ili tri nelinearna histerezisna strujna regulatora sa fiksnom frekvencijom ili tri linearna PI regulatora;
- za naponski PWM invertor koristiti sinusnu modulaciju sa trougaonim nosiocem åija se frekvencija moæe podeåavati po æelji;
- "spolja", iz posebnog kontrolera ili procesorske kartice ili PC-a, dovoditi upravljaåke signale za invertorske prekidaåe, åime se ostvaruju ostale tehnike modulacije.

Na kartici **K9** nalaze se dva podsistema; prvi åine dva DA konvertora sa optokaplerima, a drugi kolo za obradu signala sa enkodera. Dva osmobilna upravljaåka signala (reference) dovode se iz raåunara, odnosno kartice **K0**, na DA konvertore preko optokaplera, åime se ostvaruje galvanska izolacija raåunara od ureðaja. Izlazi DA konvertora su dva analogna signala, koja predstavljaju  $\alpha\beta$  strujne ili naponske reference. Tri signala sa enkodera, dva signala sa po 1000 impulsu po obrtaju pomerenih za åetvrtinu periode i treñi signal (marker) sa jednim impulsom po obrtaju, dovode se na ulaz kola za obradu signala. Ovim kolom se rezolucija enkodera uåetvorostruåava, a po potrebi udvostruåava, i generiåu se UP ili DOWN signali, zavisno od smera obrtanja enkodera. Izlaz ovog podsistema, uåetvorostruåeni ili udvostruåeni UP ili DOWN signali, vode se na tajmere/brojaåe koji se nalaze na kartici **K0**.



**Slika 5.2 Raspored elemenata na ātampanoj ploâici kola za rekonstrukciju struja**

Konaâno, kartica **K10** je kolo za rekonstrukciju faznih struja. Ulazi su prekidaâke funkcije (izlazi PWM modulatora ili strujnih regulatora) i struja meâukola. Izlazi su rekonstruisane fazne struje, koji se dalje vode ponovo na karticu sa strujnim regulatorima. Na slici 5.2 prikazan je raspored elemenata na ātampanoj ploâici, a potpuna elektriâna âema kola prikazana je na slici 5.3, na kojoj su date oznake i vrednosti svih koriânenih elemenata.



Slika 5.3 Elektriāna āema kola za rekonstrukciju struja

Svi moduli, izuzev kartice **K0**, su smeāteni u standardnu kutiju (dvostruki rek) zajedno sa energetskim delom uređaja. Veza između uređaja i kartice smeātene u slotu računara je ostvarena pomoću 25-toaēlnog āirmovanog kabla sa muāko/æenskim konektorima SUBD25, dok je veza sa enkoderom ostvarena preko osmoaēlnog āirmovanog kabla sa konektorima SUBD9. Na prednjoj strani kutije postavljena je tropoloæajna sklopka, za iskljuāenje, ukljuāenje napajanja elektronike i ukljuāenje energetike, sa dva međupoloæaja za punjenje elektrolitskih kondenzatora. Neposredno pre sklopke postavljen je osiguraā. Povezivanje uređaja na mreæu se ostvaruje pomoću troaēlnog provodnika. Pored sklopke nalaze se i led diode za signalizaciju ukljuāenosti elektronskog i energetskog dela uređaja.

## 5.2 Programska podrāka

Obzirom da se upravljanje vrāi pomoñu PC-a, softverska podrāka je realizovana u programskom jeziku C. Realizovano je nekoliko programa koji sluæe kao veoma dobra osnova za dalju nadogradnju izborom razliâitih varijanti upravljanja, razliâitih vrsta digitalnih regulatora kao i raznih metoda za merenje brzine i pozicije. Nakon pokretanja bilo kog od napisanih programa na monitoru se pojavljuje horizontalni meni, kao ãto je prikazano na slici 5.3. Izborom nekih od ponuðenih moguñnosti izvrâavaju se odgovarajuñe funkcije (potprogrami).

Pomoñu F1 se dobija kratko uputstvo za rad sa programom.

Pritiskom na taster F2 prelazi se u grafiâki reæim, slika 5.4. U ovom reæimu stalno se vrâi prikaz æeljenih veliâina, naprimer referentne brzine i stvarne brzine. Pritiskom na taster P zamrzava se slika zateâena na ekranu, a nastavak prañenja odabranih veliâina se omoguñava pritiskom na bilo koji taster. Pomoñu tastera R vrâi se osveæavanje ekrana. Postoji i moguñost promene referentne brzine bez vrañanja u tekstualni reæim rada, pomoñu tastera F4. Povratak na osnovni meni, u tekstualni reæim, vrâi se pomoñu tastera Esc.

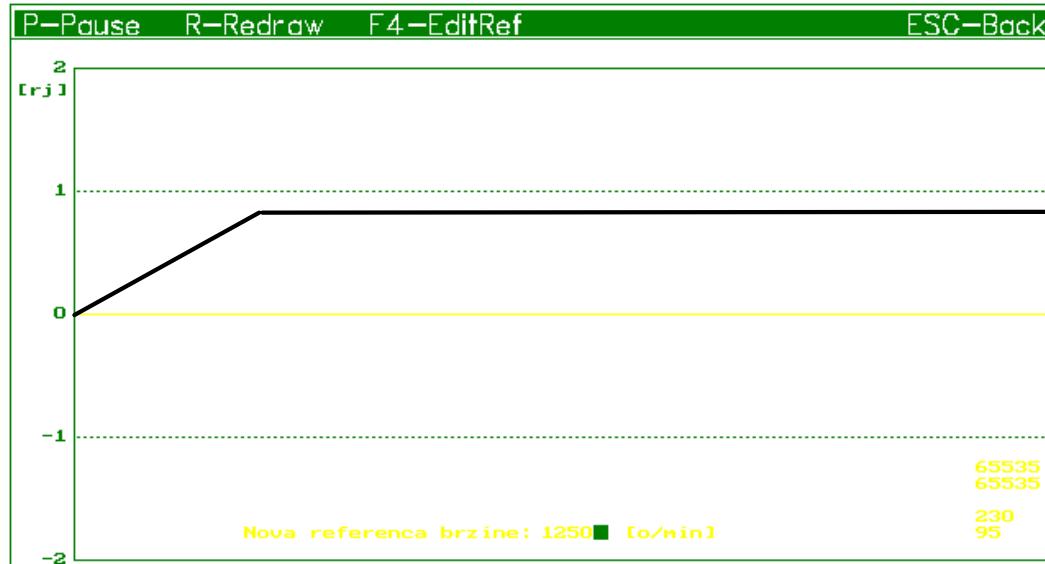
Sa F3 se dobija trenutno stanje pojedinih veliâina i parametara.

Pomoñu F4 se vrâi promena referenci brzine, momenta i fluksa i nekih parametara kao ãto su: parametri PI regulatora brzine, vremenska konstanta rotora i sliâno.



*Slika 5.3 Izgled ekrana nakon startovanja programa*

Soft start pogona uz podeâavanje parametara, odnosno nagiba referentne brzine i vrednosti maksimalne brzine do koje se æeli start, ostvaruje se pritiskom na F5.



Slika 5.4 Izgled ekrana u grafiâkom reæimu rada

Povratak na osnovni meni se uvek ostvaruje pomoñu tastera Esc, a zavrëetak rada pomoñu tastera F10.

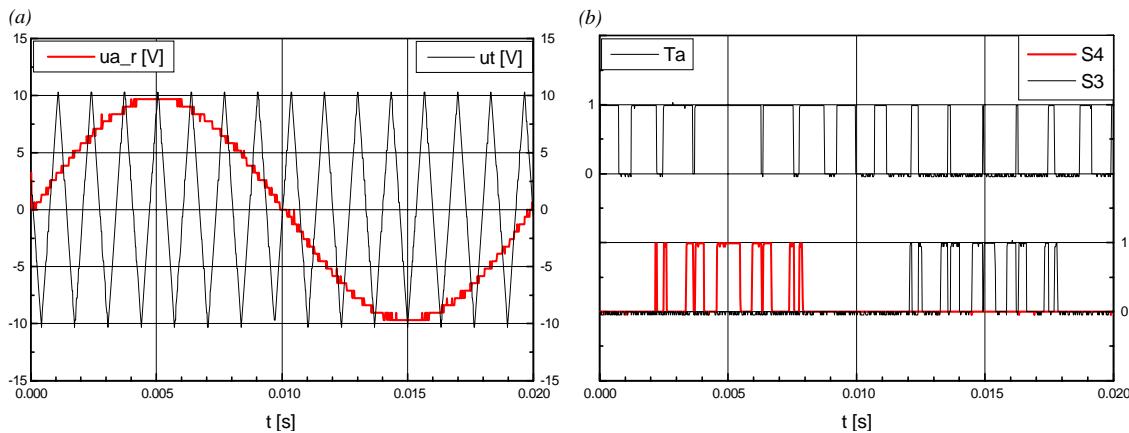
## 6. EKSPERIMENTALNI REZULTATI

Provera rezultata teorijskih istraživanja i potvrda korištenih simulacionih modela, koji su prikazani u prethodnim poglavljima, izvršena je eksperimentalnim putem u realnom pogonu sa asinhronim motorom.

Eksperimentalni rezultati, koji su prikazani u ovom poglavlju u vidu talasnih oblika, snimljeni su na više načina. Najviše rezultata je snimljeno pomoću dvokanalnog digitalnog osciloskopa dvanaestobitne rezolucije sa memorijom od hiljadu tačaka. Ovi rezultati su potom preneseni na personalni računar, da bi se tehnički obradili i dokumentovali. Manji deo rezultata je snimljen koristeći dvanaestobitnu A/D karticu sa 16 analognih ulaza. Konačno, jedan deo je snimljen direktno na disk ili na ekran PC-a koji se istovremeno koristi za upravljanje frekvencijnim pretvaračem.

Za sve eksperimente dati su rezultati prikazani u ovom poglavlju korišteni su sledeći parametri kola za rekonstrukciju struja:  $k = 0.964$ ,  $T_{sh} = 47 \mu s$ ,  $k = 1.1$  i  $T_f = 4.7 \mu s$ . Može se primetiti da se ovi parametri neznatno razlikuju od onih koji su korišteni prilikom simulacija, zbog ograničenog broja komponenti koje su bile na raspolaganju prilikom praktične realizacije.

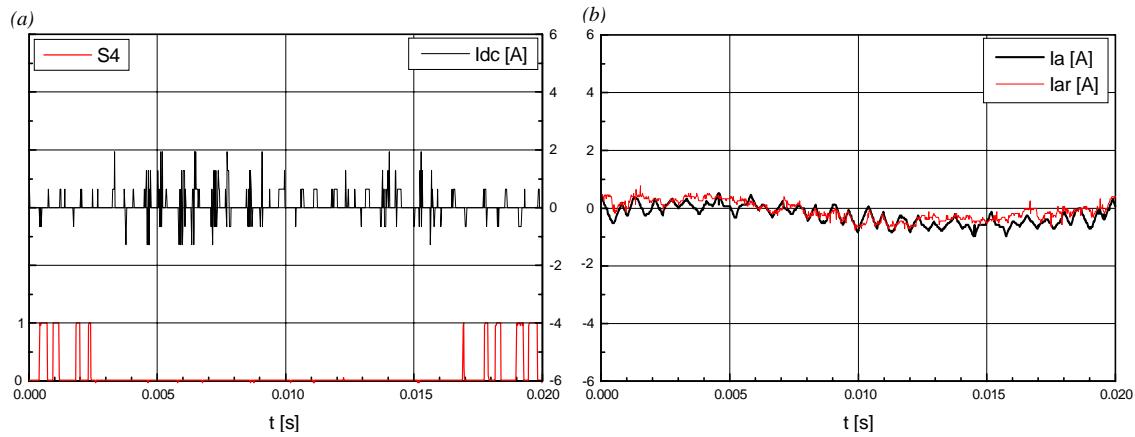
Talasni oblici karakterističnih veličina pri napajanju asinhronog motora pomoću PWM naponskog invertora sa sinusnom modulacijom i trougaonim nosiocem ustanosti  $f_T = 750 \text{ Hz}$  prikazani su na slikama 6.1–6.3, a na slikama 6.4–6.6 sa  $f_T = 2 \text{ kHz}$ . Na slici 6.1 a) prikazani su signali referentnog napona i trougaonog nosioca, pri čemu je  $m_a = 1$  i  $m_f = 15$ . Na istoj slici pod b) prikazana je prekidačka funkcija u grani a naponskog invertora, kao i stanja merodavna za određivanje struje motora u fazi a na osnovu struje dc-mekukola, čiji je talasni oblik za neopterećen motor prikazan na slici 6.2 a).



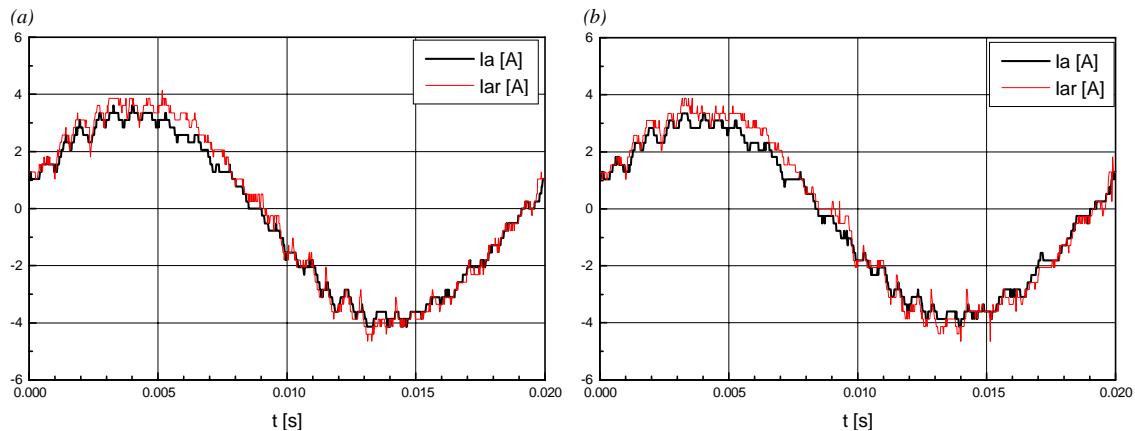
Slika 6.1 Talasni oblici faze a PWM naponskog invertora sa  $f_T = 750 \text{ Hz}$ :  
(a) referenca i trougaoni nosilac, (b) prekidačka funkcija  $T_a$  i odgovarajuća stanja

Kvalitet rekonstrukcije i provera ispravnosti kola za rekonstrukciju faznih struja motora može se proceniti na osnovu snimljenih talasnih oblika stvarne i rekonstruisane struje za različite radne režime motora. Po jedna perioda stvarne i rekonstruisane struje za slučaj neopterećenog motora prikazane su na slici 6.2 b), a na slici 6.3 za slučaj starta i opterećenja motora.

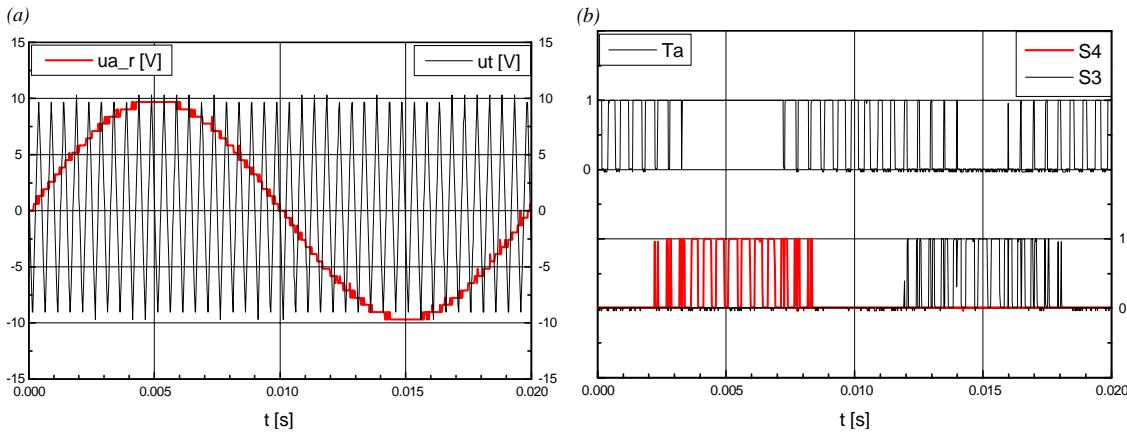
Kada je uåestanost trougaonog nosioca  $f_T = 2 \text{ kHz}$  (tj.  $m_f = 40$ ), dobijaju se talasni oblici koji su prikazani na slikama 6.4–6.6.



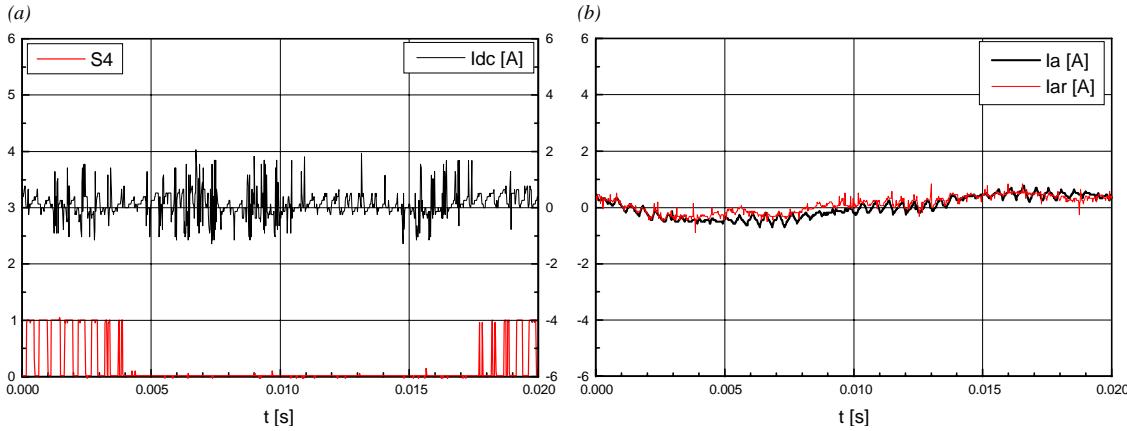
Slika 6.2 *Talasni oblici pri korišćenju PWM VSI sa  $f_T = 750 \text{ Hz}$  i neopterećenom motorom: (a) stanje  $S_4$  i jednosmerna struja, (b) stvarna i rekonstruisana struja motora*



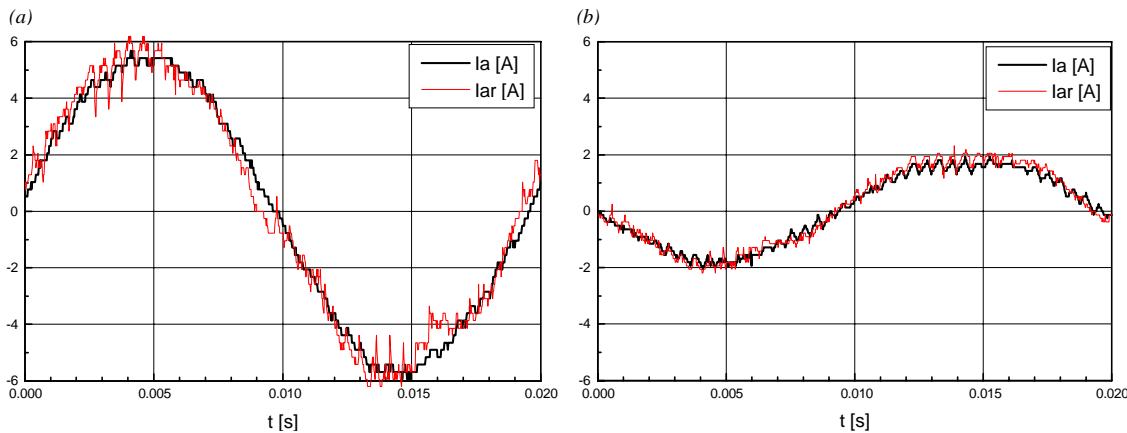
Slika 6.3 *Talasni oblici stvarne i rekonstruisane struje motora pri korišćenju PWM VSI sa  $f_T = 750 \text{ Hz}$ : (a) pri startu motora, (b) opterećen motor*



Slika 6.4 *Talasni oblici faze a PWM naponskog invertora sa  $f_T = 2 \text{ kHz}$ :*  
*(a) referenca i trougaoni nosilac, (b) prekidačka funkcija  $T_a$  i odgovarajuća stanja*

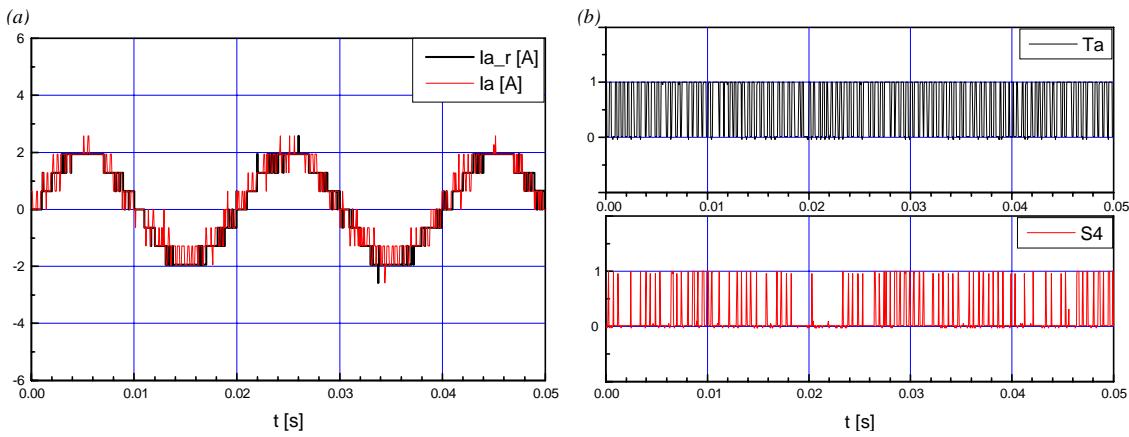


Slika 6.5 *Talasni oblici pri korišćenju PWM VSI sa  $f_T = 2 \text{ kHz}$  i neopterećen motor:*  
*(a) stanje  $S4$  i jednosmerna struja, (b) stvarna i rekonstruisana struja motora*

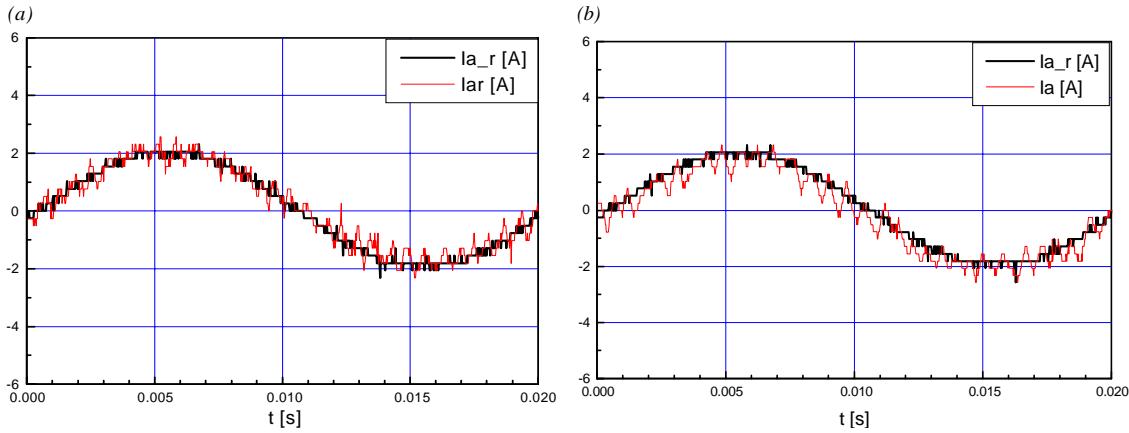


Slika 6.6 *Talasni oblici stvarne i rekonstruisane struje motora pri korišćenju PWM VSI sa  $f_T = 2 \text{ kHz}$ :*  
*(a) pri startu motora, (b) opterećen motor*

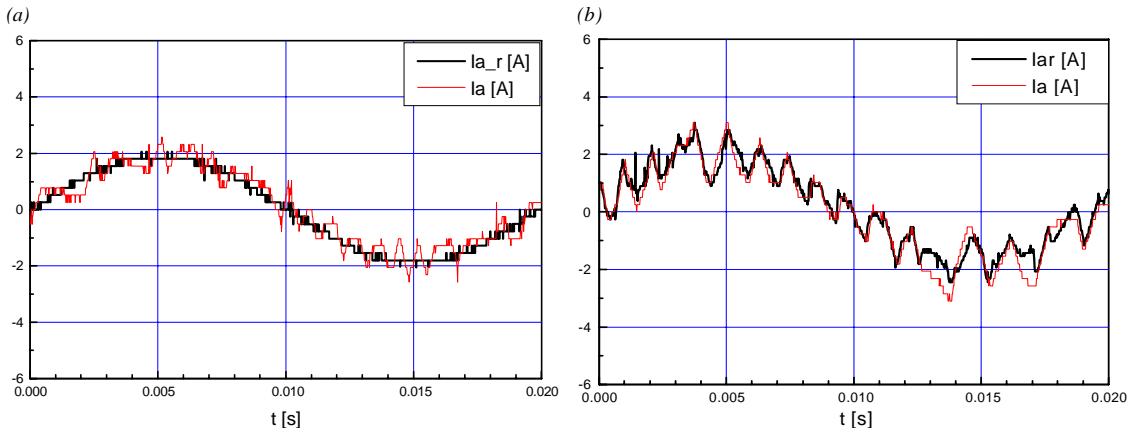
Talasni oblici pri napajanju asinhronog motora pomoću strujno regulisanog PWM naponskog invertora sa histerezisnim regulatorima prikazani su na slikama 6.7–6.10.



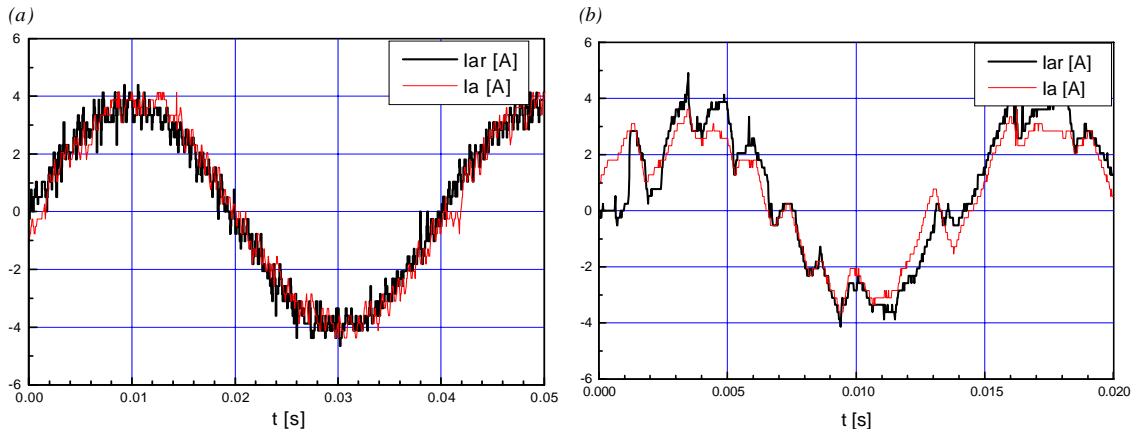
Slika 6.7 Talasni oblici CRPWM VSI sa histerezisnim regulatorima uz  $H = 0.15$  A:  
(a) referentna i stvarna struja, (b) prekidačka funkcija  $T_a$  i stanje  $S_4$



Slika 6.8 Talasni oblici CRPWM VSI sa histerezisnim regulatorima uz  $H = 0.15$  A  
pri korišćenju rekonstruisanih umesto stvarnih struja:  
(a) referentna i rekonstruisana struja, (b) referentna i stvarna struja



Slika 6.9 Talasni oblici CRPWM VSI sa histerezisnim regulatorima uz  $H = 0.45$  A:  
(a) referentna i stvarna struja pri korišćenju stvarnih struja, (b) rekonstruisana i  
stvarna struja pri korišćenju rekonstruisanih umesto stvarnih struja

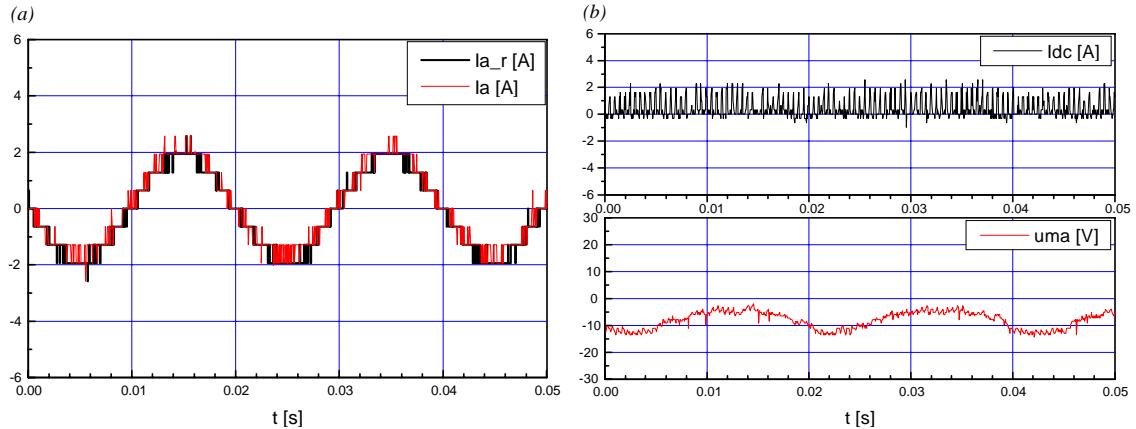


Slika 6.10 *Rekonstruisana i stvarna struja pri kori\u0107enju rekonstruisanih umesto stvarnih struja kod CRPWM VSI sa histerezisnim regulatorima:*

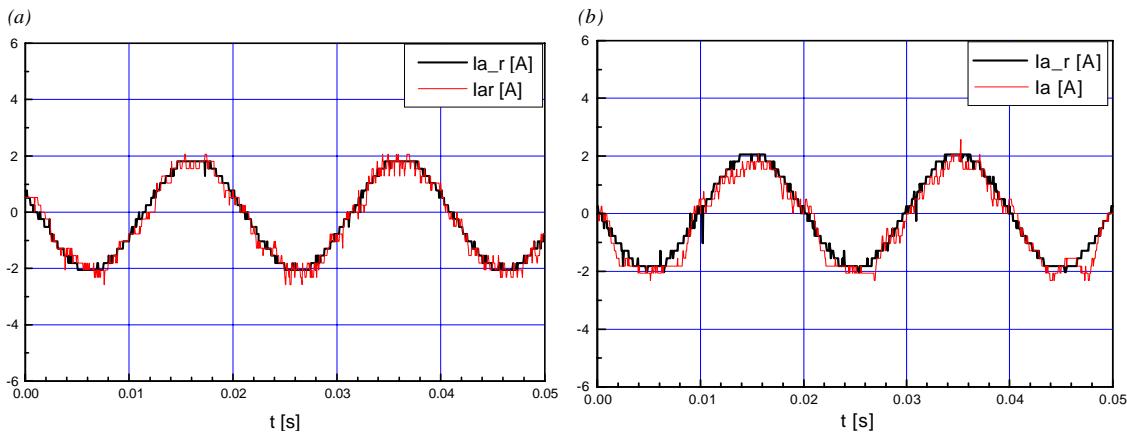
(a)  $H=0.15 \text{ A}$ ,  $f_r = 25 \text{ Hz}$  i  $I_{a\_rmax}=4 \text{ A}$ , (b)  $H= 0.45 \text{ A}$ ,  $f_r = 75 \text{ Hz}$  i  $I_{a\_rmax} =4 \text{ A}$

Na slici 6.7 prikazani su talasni oblici referentne i stvarne struje, zatim prekida\u0107e funkcije  $T_a$  i stanja  $S_4$ , za vrednost histerezisa  $H = 0.15 \text{ A}$  i amplitudu referentne struje  $I_{a\_rmax} = 2 \text{ A}$ , \u0107ija je u\u0107estanost  $f_r = 50 \text{ Hz}$ . Odstupanje rekonstruisane struje, kao i odstupanje stvarne struje motora od reference, prilikom kori\u0107enja rekonstruisanih umesto stvarnih struja u povratnoj petlji histerezisnih regulatora, prikazano je na slici 6.8, za iste parametre kao i u prethodnom slu\u0107aju. Pove\u0107anjem histerezisa na vrednost  $H = 0.45 \text{ A}$  dobijeni su talasni oblici prikazani na slici 6.9 a) kada se koriste stvarne struje i pod b) kada se koriste rekonstruisane umesto stvarnih struja. Na slici 6.10 prikazan je izgled rekonstruisanih i stvarnih struja za razli\u0107e vrednosti histerezisa, kao i za razli\u0107e vrednosti u\u0107estanosti i amplitude referentne struje.

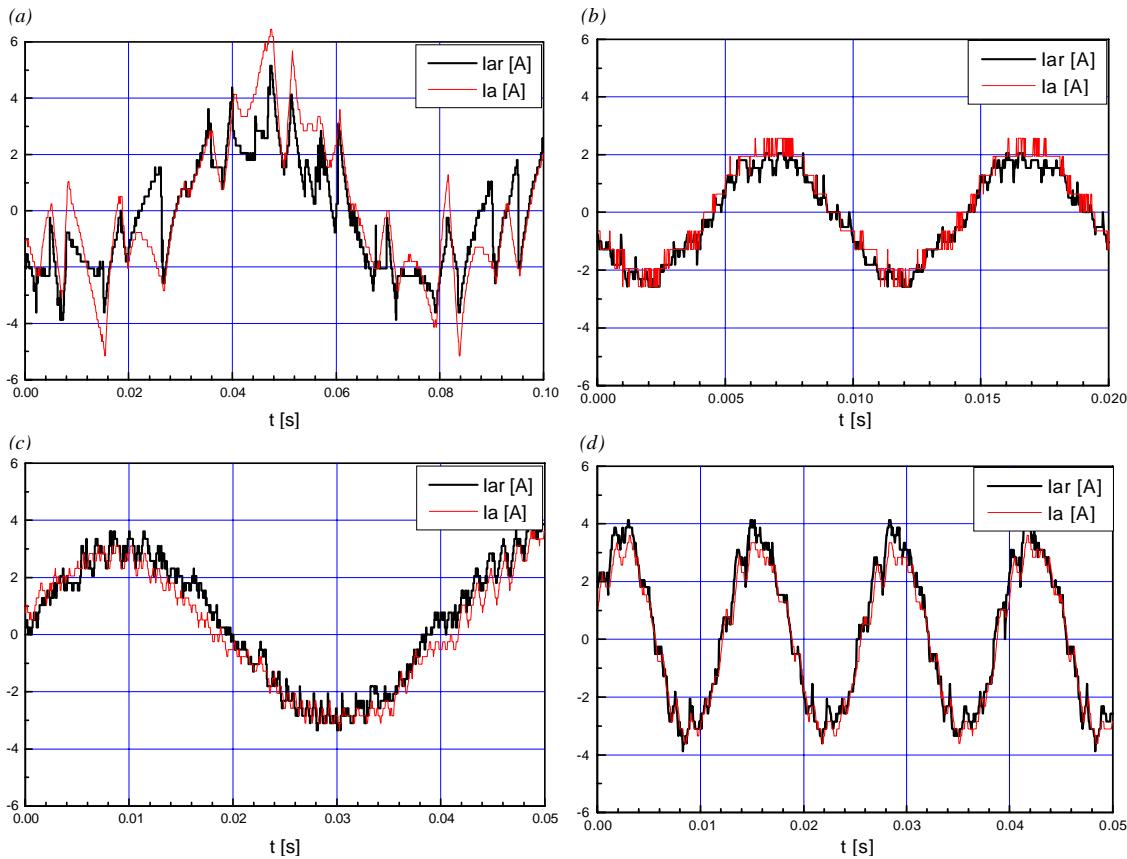
Pri napajanju asinhronog motora pomo\u0107u CRPWM VSI sa linearnim PI regulatorima struje dobijeni su talasni oblici koji su prikazani na slikama 6.11–6.14. Referentna i stvarna struja, struja dc-me\u0107ukola i modulacioni signal kada se u povratnoj petlji koriste stvarne struje, kao \u0107to je uobi\u0107ajeno, prikazani su na slici 6.11. Pri tome su kori\u0107eni slede\u0107i parametri:  $f_r = 50 \text{ Hz}$ ,  $I_{a\_rmax} = 2 \text{ A}$ ,  $K_p = 5.6$ ,  $T_i = 0.2632 \text{ ms}$  i u\u0107estanost trougaonog nosilca  $f_T = 2 \text{ kHz}$ . Za iste vrednosti ovih parametara referentna, rekonstruisana i stvarna struja motora, prilikom kori\u0107enja rekonstruisanih umesto stvarnih struja u povratnoj petlji, prikazane su na slici 6.12, a na slici 6.13 a) i b) za razli\u0107e vrednosti amplitude i u\u0107estanosti reference, a pod c) i d) za trougaoni nosilac u\u0107estanosti  $f_T = 750 \text{ Hz}$  uz  $K_p = 2.2$  i  $T_i = 0.726 \text{ ms}$ .



Slika 6.11 *Talasni oblici CRPWM VSI sa PI regulatorima struje  $K_p=5.6$ ,  $T_i=0.26 \text{ ms}$ :*  
(a) referentna i stvarna struja, (b) jednosmerna struja i modulacioni signal



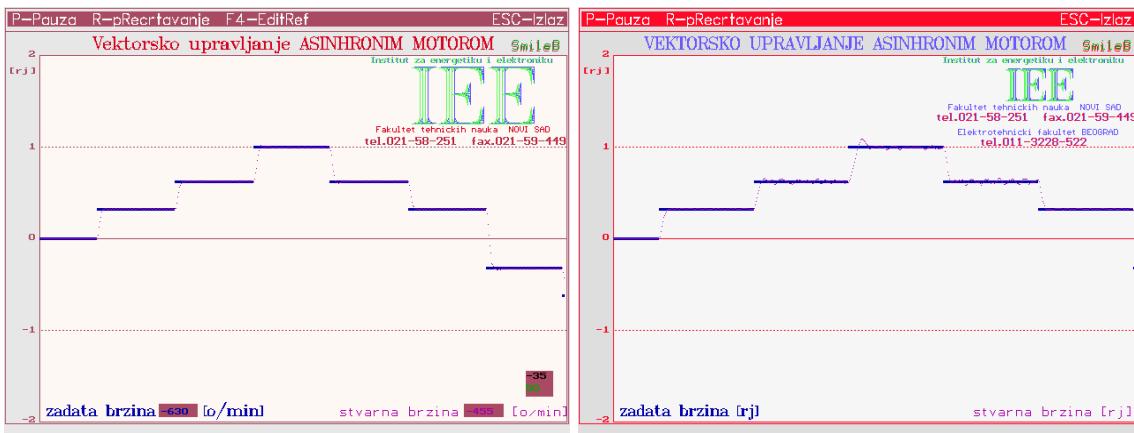
**Slika 6.12 Talasni oblici CRPWM VSI sa PI regulatorima struje  $K_p=5.6$ ,  $T_i=0.26\text{ms}$  pri korištenju rekonstruisanih umesto stvarnih struja:  
(a) referentna i rekonstruisana struja, (b) referentna i stvarna struja**



**Slika 6.13 Rekonstruisana i stvarna struja pri korištenju rekonstruisanih umesto stvarnih struja kod CRPWM VSI sa PI regulatorima struje:**

**(a)  $f_r=15\text{Hz}$  i  $I_{a\_r\max}=4\text{A}$ , (b)  $f_r=100\text{Hz}$  i  $I_{a\_r\max}=2\text{A}$  za  $K_p=5.6$ ,  $T_i=0.26\text{ ms}$  i  $f_T=2\text{ kHz}$ ; (c)  $f_r=25\text{Hz}$  i  $I_{a\_r\max}=3\text{A}$ , (c)  $f_r=75\text{Hz}$  i  $I_{a\_r\max}=3\text{A}$  za  $K_p=2.2$ ,  $T_i=0.72\text{ ms}$  i  $f_T=750\text{ Hz}$**

Konačno, ilustracija indirektnog vektorskog upravljanja asinhronim motorom koristeći stvarne, odnosno rekonstruisane, struje prikazana je slici 6.14 a) i b), respektivno.



Slika 6.14 *Talasni oblici referentne i stvarne brzine pri indirektnom vektorskem upravljanju AM sa CRPWM invertorom i histerezisnim regulatorima:*

*(a) korišćenjem stvarnih struja (b) korišćenjem rekonstruisanih umesto stvarnih struja*

