



УНИВЕРЗИТЕТ У НОВОМ САДУ
ФАКУЛТЕТ ТЕХНИЧКИХ НАУКА У
НОВОМ САДУ



Евгеније Аџић

**РЕГУЛИСАНИ ПОГОН АСИНХРОНОГ
МОТОРА СА МИНИМАЛНИМ БРОЈЕМ
СЕНЗОРА**

ДОКТОРСКА ДИСЕРТАЦИЈА

Нови Сад, (2013)



УНИВЕРЗИТЕТ У НОВОМ САДУ • ФАКУЛТЕТ ТЕХНИЧКИХ НАУКА
21000 НОВИ САД, Трг Доситеја Обрадовића 6

КЉУЧНА ДОКУМЕНТАЦИЈСКА ИНФОРМАЦИЈА

Редни број, РБР :	
Идентификациони број, ИБР :	
Тип документације, ТД :	Монографска публикација
Тип записа, ТЗ :	Текстуални штампани материјал
Врста рада, ВР :	Докторска дисертација
Аутор, АУ :	Евгеније М. Аџић
Ментор, МН :	Владимир Катић
Наслов рада, НР :	Регулисани погон асинхроног мотора са минималним бројем сензора
Језик публикације, ЈП :	српски
Језик извода, ЈИ :	српски
Земља публиковања, ЗП :	Србија
Уже географско подручје, УГП :	Нови Сад, Војводина
Година, ГО :	
Издавач, ИЗ :	Ауторски репринт
Место и адреса, МА :	Факултет техничких наука, Трг Доситеја Обрадовића 6, Нови Сад
Физички опис рада, ФО : (поглавља/страна/ цитата/табела/слика/графика/прилога)	7/193/93/10/140/0
Научна област, НО :	Електротехника
Научна дисциплина, НД :	Електроенергетика
Предметна одредница/Кључне речи, ПО :	Електрични погони, асинхронни мотор, векторско управљање, регулација без давача положаја и брзине вратила, реконструкција фазних струја
УДК	
Чува се, ЧУ :	Библиотека ФТН, Трг Доситеја Обрадовића 6, Нови Сад
Важна напомена, ВН :	
Извод, ИЗ :	У тези су предложена два унапређена алгоритма управљања асинхроним мотором у условима када је број сензора који се користи у погону минималан. Број сензора који се користи у повратној спрези управљачког алгоритма сведен је на само један струјни сензор који мери струју једносмерног међукола погонског инвертора. Предложене методе елиминишу карактеристично изобличење реконструисаних фазних струја и постижу бољи квалитет и перформансе управљања у односу на конвенционалну методу. Сва аналитичка разматрања у тези су праћена одговарајућим експерименталним резултатима, који потврђују ефикасност предложених метода управљања.
Датум прихватања теме, ДП :	
Датум одбране, ДО :	
Чланови комисије, КО :	Председник: др Бранко Докић, ред. проф.
	Члан: др Веран Васић, ред. проф.
	Члан: др Дарко Марчетић, ванр. проф.
	Члан: др Никола Челановић ванр. проф.
	Члан, ментор: др Владимир Катић, ред. проф.
	Потпис ментора



KEY WORDS DOCUMENTATION

Accession number, ANO :		
Identification number, INO :		
Document type, DT :	Monographic publication	
Type of record, TR :	Word printed document	
Contents code, CC :	Ph.D. Thesis	
Author, AU :	Evgenije M. Adžić	
Mentor, MN :	Vladimir Katić	
Title, TI :	Vector-controlled induction motor drive with minimal number of sensors	
Language of text, LT :	Serbian	
Language of abstract, LA :	English	
Country of publication, CP :	Serbia	
Locality of publication, LP :	Novi Sad, Vojvodina	
Publication year, PY :	2013	
Publisher, PB :	Authors reprint	
Publication place, PP :	Faculty of Technical Sciences, Trg Dositeja Obradovica 6, Novi Sad	
Physical description, PD : <small>(chapters/pages/ref./tables/pictures/graphs/appendixes)</small>	7/193/93/10/140/0	
Scientific field, SF :	Electrical Engineering	
Scientific discipline, SD :	Electrical Power Engineering	
Subject/Key words, S/KW :	Electrical drives, induction motor, vector control, shaft-sensorless control, phase current reconstruction, single-current sensor technique	
UC		
Holding data, HD :	Library of Faculty of Technical Sciences, Trg Dositeja Obradovica 6, Novi Sad	
Note, N :		
Abstract, AB :	This thesis proposes two improved and robust induction motor drive control methods, in the case when there is a minimal number of sensors for providing feedback signals. Number of used sensors is reduced to only one current sensor measuring the inverter dc-link current. Proposed methods cancels offset jitter-like waveform distortion present in the reconstructed motor phase currents, and achieves higher quality and drive performance regard to conventional current reconstruction mechanism. Effectiveness of the proposed methods are verified on developed HIL (hardware-in-the-loop) platform and laboratory induction motor drive prototype.	
Accepted by the Scientific Board on, ASB :		
Defended on, DE :		
Defended Board, DB :	President: Branko Dokić, Ph. D., professor	
	Member: Veran Vasić, Ph. D., professor	
	Member: Darko Marčetić, Ph. D., associate professor	Mentor's sign
	Member: Nikola Čelanović, Ph. D., associate professor	
	Member, Mentor: Vladimir Katić, Ph. D., professor	

САДРЖАЈ

1	УВОД.....	1
1.1	Уводна разматрања	1
1.2	Преглед литературе	3
1.2.1	Преглед литературе из области процене брзине асинхроног мотора	3
1.2.2	Преглед литературе из области реконструкције фазних струја мотора на основу струје једносмерног међукола	6
1.3	Кратак садржај и преглед рада.....	10
2	ПОГОН АСИНХРОНОГ МОТОРА БЕЗ СЕНЗОРА БРЗИНЕ РОТОРА НА БАЗИ МЕРЕЊА ТЕРМИНАЛНИХ СТРУЈА.....	13
2.1	Математички модел асинхроног мотора.....	13
2.2	Векторско управљање са оријентацијом према положају роторског флуksа.....	21
2.2.1	Индиректна процена положаја роторског флуksа	22
2.2.2	Структура и подешавање параметара регулатора струје	24
2.2.3	Структура и подешавање параметара регулатора брзине.....	31
2.3	<i>PLL</i> метода оријентације према положају роторског флуksа и директна естимација брзине у отвореној петљи	33
2.3.1	Естимација компоненти флуksа ротора	34
2.3.2	Естимација положаја флуksа ротора	38
2.3.3	Директна естимација брзине ротора на основу вектора флуksа ротора.....	42
3	ПОГОН АСИНХРОНОГ МОТОРА СА РЕКОНСТРУКЦИЈОМ СТРУЈА МОТОРА	45
3.1	Реконструкција струја мотора са једним сензором струје једносмерног међукола погонског инвертора	47
3.1.1	Векторска модулација (SVPWM)	47
3.1.2	Принцип рада методе за реконструкцију фазних струја	50
3.2	Проблем поузданог мерења струје међукола	54
3.2.1	Проблем и решење реконструкције струја мотора при преласку вектора напона између сектора	57
3.2.2	Проблем и решење реконструкције струја мотора при малим индексима модулације.....	63
3.3	Грешка у реконструисаном облику трофазних струја мотора.....	66
3.3.1	Грешка у реконструисаним струјама - непарни сектори	67
3.3.2	Грешка у реконструисаним струјама - парни сектори	69

3.3.3	Укупан преглед грешке у реконструкцији таласних облика линијских струја	72
3.4	Побољшане методе реконструкције струја мотора	75
3.4.1	Унапређена метода реконструкције са проценом и елиминацијом грешке у таласним облицима реконструисаних струја	75
3.4.2	Унапређена метода реконструкције са усредњавањем четири одбирка струје међукола и модификованом прекидачком шемом.....	79
4	ЕКСПЕРИМЕНТАЛНА ПОСТАВКА	84
4.1	Лабораторијски модел напонског претварача за погон асинхроног мотора	84
4.1.1	Модуо енергетског дела.....	87
4.1.2	Модуо за мерење струја	88
4.1.3	Модуо за мерење напона	90
4.1.4	Модуо <i>DSP</i> прилагођења	92
4.1.5	<i>ezDSP</i> развојни систем.....	99
4.2	Опис експерименталне поставке за верификацију алгоритма управљања по принципу хардвера у петљи (<i>HIL</i>)	101
5	ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ	112
5.1	Верификација управљачког система по принципу хардвера у петљи (<i>HIL</i>)	112
5.1.1	Индиректно векторско управљање са сензорима линијских струја и брзине	112
5.1.1.1	Реализација струјне регулационе петље.....	113
5.1.1.2	Реализација регулационе петље по брзини обртања мотора	122
5.1.2	Векторско управљање без сензора брзине на вратилу са мерењем линијских струја мотора	125
5.1.2.1	Провера рада у отвореној регулационој петљи.....	126
5.1.2.2	Провера рада у затвореној регулационој петљи	129
5.1.3	Конвенционална метода реконструкције фазних струја мотора.....	131
5.1.3.1	Провера рада у отвореној регулационој петљи.....	133
5.1.3.2	Провера рада у затвореној повратној спрези – стационарни одзив	136
5.1.3.3	Провера рада у затвореној повратној спрези – динамички одзив	138
5.1.4	Унапређена метода реконструкције фазних струја са проценом и корекцијом утицаја валовитости струја.....	141
5.1.4.1	Провера рада у отвореној повратној спрези.....	144
5.1.4.2	Провера рада у затвореној повратној спрези – стационарни одзив	147
5.1.4.3	Провера рада у затвореној повратној спрези – динамички одзив	149

5.1.4.4	Анализа утицаја раздешености параметара на ефикасност методе.....	151
5.1.5	Унапређена метода реконструкције фазних струја са усредњавањем четири одбирка струје међукола	161
5.1.5.1	Провера рада у отвореној повратној спрези.....	164
5.1.5.2	Провера рада у затвореној повратној спрези – стационарни одзив.....	169
5.1.5.3	Провера рада у затвореној повратној спрези – динамички одзив.....	170
5.1.6	Хармонијска анализа струја мотора.....	174
5.2	Верификација управљачког алгоритма на лабораторијском моделу	177
6	ЗАКЉУЧАК	182
7	ЛИТЕРАТУРА.....	185

СПИСАК ТАБЕЛА

Табела 3.1 Прекидачка стања и елементарни просторни вектори напона инвертора.	48
Табела 3.2 Веза струје међукола и линијских струја за свих осам могућих прекидачких стања (вектора) инвертора.	52
Табела 3.3 Алгоритам за реконструкцију линијских струја на основу читања струје међукола током активних вектора за референтни вектор напона у сектору k	54
Табела 3.4 Грешка услед валовитости струја у реконструисаној линијској струји i_a^{REC}	73
Табела 3.5 Грешка услед валовитости струја у реконструисаној линијској струји i_b^{REC}	73
Табела 3.6 Грешка услед валовитости струја у реконструисаној линијској струји i_c^{REC}	74
Табела 3.7 Зависност компоненти напона првог активног вектора за све секторе.	77
Табела 3.8 Корекција одбирака струје међукола у зависности од сектора референтног вектора напона.	78
Табела 4.1 Подаци о коришћеном асинхронном мотору.	86
Табела 5.1 Провера естиматора флукса у отвореној петљи при различитим брзинама и оптерећењима мотора.	127

СПИСАК СЛИКА

Слика 2.1 Векторски репрезент струје статора асинхроне машине у статорском-стационарном и синхронно-ротирајућем координатном систему.	20
Слика 2.2 Савремена структура векторског управљања са оријентацијом према пољу ротора за погон са трофазном асинхронном машином и напонским инвертором.	22
Слика 2.3 Модел флуksа код индиректног векторског управљања асинхронном машином.	24
Слика 2.4 Континуални модел асинхроне машине са кавезним ротором у синхронно-ротирајућем референтном систему.	25
Слика 2.5 Структура регулатора струја статора у синхронно-ротирајућем координатном систему.	27
Слика 2.6 Ограничење управљачких променљивих у оквиру модулатора просторног вектора напона статора.	28
Слика 2.7 Алгоритам за одређивање граничних вредности регулатора струје статора.	29
Слика 2.8 Струјна регулациона петља на основу које се прорачунавају параметри регулатора ради остваривања жељеног одзива струје статора.	30
Слика 2.9 Регулатор брзине векторски управљање асинхроне машине.	31
Слика 2.10 Регулациона петља по брзини асинхорног мотора на основу које се прорачунавају параметри регулатора брзине ради остваривања жељеног одзива.	32
Слика 2.11 Блок дијаграм управљања без сензора на вратилу машине са оријентацијом према вектору флуksа ротора. Алгоритам користи мерене фазне струје мотора.	34
Слика 2.12 Блок дијаграм алогритма за процену роторског флуksа.	35
Слика 2.13 Блок дијаграм континуалног <i>PLL</i> -а у <i>dq</i> - референтном систему.	38
Слика 2.14 Линеаризовани модел <i>PLL</i> -а у континуалном домену.	40
Слика 2.15 Нормализација улазних компоненти флуksа ротора за <i>PLL</i>	41
Слика 2.16 Блок дијаграм скалиране регулационе структуре <i>PLL</i> -а.	41
Слика 2.17 Директна процена брзине ротора на основу вектора флуksа ротора.	44
Слика 3.1 Векторско управљање погоном асинхроног мотора са давачем струје у међуколу и без давача брзине на вратилу.	46
Слика 3.2 Трофазни инвертор са сензором струје у међуколу.	47
Слика 3.3 а) Амплитуда и оријентација напонских вектора инвертора. б) Референтни вектор у првом сектору као средња вредност комбинације два активна вектора $V_k=V_1$ и $V_{k+1}=V_2$, и два нулта вектора V_0 и V_7	48
Слика 3.4 Блок дијаграм <i>SVPWM</i> модулатора.	50

Слика 3.5 а) Поворка <i>PWM</i> сигнала када референтни вектор лежи у првом сектору ($k=1$) и однос струје међукола и линијских струја инвертора. б) Ток струја када је примењен вектор V_0 . в) Ток струја када је примењен вектор V_1 . г) Ток струја када је примењен вектор V_2 . д) ток струја када је примењен вектор V_7 .	51
Слика 3.6 Одабирање струје међукола и реконструкција линијских струја у свим секторима референтног вектора напона – конвенционална метода.	53
Слика 3.7 Критични случајеви за методу реконструкције фазних струја мотора.	55
Слика 3.8 Времена кашњења која треба укључити у процес прецизног одабирања струје међукола.	56
Слика 3.9 Резултат реконструкције трофазних струја инвертора без измене прекидачке <i>PWM</i> шеме за лоше и добро изабрано кашњење T_{delay} .	57
Слика 3.10 Критично одабирање при преласку референтног вектора напона између сектора $1 \leftrightarrow 2$, $3 \leftrightarrow 4$, и $5 \leftrightarrow 6$.	58
Слика 3.11 Критично одабирање при преласку референтног вектора напона између сектора $2 \leftrightarrow 3$, $4 \leftrightarrow 5$, и $6 \leftrightarrow 1$.	59
Слика 3.12 Модификација поворке <i>PWM</i> сигнала при прелазима између сектора $1 \leftrightarrow 2$, $3 \leftrightarrow 4$, и $5 \leftrightarrow 6$.	60
Слика 3.13 Модификација поворке <i>PWM</i> сигнала при прелазима између сектора $2 \leftrightarrow 3$, $4 \leftrightarrow 5$, и $6 \leftrightarrow 1$.	61
Слика 3.14 Истовремена модификација два <i>PWM</i> сигнала када је минимална ширина активних вектора велика и задовољава услов (3.13).	62
Слика 3.15 Модификовање <i>PWM</i> сигнала при преласку референтног вектора напона између сектора када је фактор модулације максималан (у линеарном режиму рада) и једнак јединици.	63
Слика 3.16 Модификација <i>PWM</i> сигнала у случајевима малог индекса модулације референтног вектора напона, независно од његове оријентације.	64
Слика 3.17 Ток дијаграм алгоритма за модификацију <i>PWM</i> сигнала.	66
Слика 3.18 Одабирање линијских струја у струји међукола и резултујућа грешка одбирака у односу на средње вредности, за случај када се референтни вектор напона налази на почетку непарних сектора.	68
Слика 3.19 Одабирање линијских струја у струји међукола и резултујућа грешка одбирака у односу на средње вредности, за случај када се референтни вектор напона налази на средини непарних сектора шестоугла.	68
Слика 3.20 Одабирање линијских струја у струји међукола и резултујућа грешка одбирака у односу на средње вредности, за случај када се референтни вектор напона налази на крају непарних сектора.	69

Слика 3.21 Одабирање линијских струја у струји међукола и резултујућа грешка одбирака у односу на средње вредности, за случај када се референтни вектор напона налази на почетку парних сектора.....	70
Слика 3.22 Одабирање линијских струја у струји међукола и резултујућа грешка одбирака у односу на средње вредности, за случај када се референтни вектор напона налази на средини парних сектора.....	71
Слика 3.23 Одабирање линијских струја у струји међукола и резултујућа грешка одбирака у односу на средње вредности, за случај када се референтни вектор напона налази на крају парних сектора.....	71
Слика 3.24 Реконструисана струја i_a^{REC} у поређењу са мереном струјом i_a	73
Слика 3.25 Реконструисана струја i_b^{REC} у поређењу са мереном струјом i_b	74
Слика 3.26 Реконструисана струја i_c^{REC} у поређењу са мереном струјом i_c	74
Слика 3.27 Реконструкција линијских струја одабирањем струје међукола четири пута у оквиру истог прекидачког циклуса и усредњавањем одговарајућих парова одбирака.....	80
Слика 3.28 Реконструисане линијске струје по методи [A38]. Реконструисане струје нису једнаке стварним линијским струјама у критичним случајевима.....	80
Слика 3.29 Предложена метода одабирања струје међукола.....	81
Слика 3.30 Предложена метода модифкације <i>PWM</i> шеме прилагођена изабраној методи одабирања струје међукола. Случај када референтни напонски вектор прелази из једног сектора напонског шестоугла инвертора у други.....	82
Слика 3.31 Предложена метода модифкације <i>PWM</i> шеме прилагођена изабраној методи одабирања струје међукола. Случај када је задата мала вредност индекса модулације референтног напонског вектора.....	83
Слика 4.1 Блок дијаграм поставке за експерименталну проверу алгоритма управљања асинхроним мотором.....	85
Слика 4.2 Блок дијаграм поставке за експерименталну проверу алгоритма управљања асинхроним мотором са повратном спрегом само по струји међукола погонског претварача.	86
Слика 4.3 Блок шема модула енергетског дела реализованог напонског претварача.....	87
Слика 4.4 Модуо енергетског дела реализованог напонског претварача.....	88
Слика 4.5 Блок шема модула за мерење струја.....	88
Слика 4.6 Изглед реализованог модула за мерење струја.....	89
Слика 4.7 Електрична шема једног канала за мерење струје.....	89
Слика 4.8 Блок шема модула за мерење напона.....	90
Слика 4.9 Изглед реализованог модула за мерење напона.....	91
Слика 4.10 Електрична шема једног канала модула за мерење напона.....	92

Слика 4.11 Блок шема модула <i>DSP</i> прилагођења.....	93
Слика 4.12 Модуо <i>DSP</i> прилагођења и повезивање са осталим склоповима лабораторијског модела.....	93
Слика 4.13 Коло за прилагођење напонског нивоа аналогних улаза.....	94
Слика 4.14 а) Конверзија напона једносмерног међукола лабораторијског модела у <i>DSP</i> променљиву; б) Конверзија струја лабораторијског модела у <i>DSP</i> променљиву.....	95
Слика 4.15 Део кола за прилагођење <i>DSP PWM</i> сигнала модулима за паљење <i>IGBT</i> транзистора.....	97
Слика 4.16 Коло за прихватање сигнала инкременталног давача.....	97
Слика 4.17 Коло за прилагођење дигиталних улаза и излаза.....	98
Слика 4.18 Коло за блокаду <i>PWM</i> сигнала у случају грешке.....	99
Слика 4.19 <i>ezDSP F2812</i> развојни систем и његово повезивање на лабораторијски модел претварача.....	100
Слика 4.20 <i>HIL400</i> и <i>HIL602</i> системи за верификацију управљачког алгорита.....	102
Слика 4.21 а) <i>Schematic Editor</i> и модел погона асинхроног мотора са фреквентним претварачем; б) Модел погона асинхроног мотора са константним извором напона у једносмерном међуколу инвертора.....	104
Слика 4.22 Подешавања модела: а) блок инвертора; б) електрични параметри машине; в) механички параметри машине; г) параметри повратне спреге машине.....	104
Слика 4.23 <i>HIL Control Panel</i> - подешавање параметара модела и контрола извршавања симулације.....	106
Слика 4.24 Модуо <i>DSP</i> прилагођења адаптиран за прикључак на <i>HIL 400/602</i> емулатор.....	107
Слика 4.25 Конверзија напонских и струјних величина у <i>HIL</i> моделу у релативне вредности у микроконтролеру.....	108
Слика 4.26 а) Осцилоскопска функција <i>HIL</i> платформе; б) Резултат <i>capture</i> функције <i>HIL</i> платформе (<i>.png</i> слика).....	110
Слика 4.27 <i>HIL400</i> експериментална поставка.....	110
Слика 4.28 <i>HIL602</i> експериментална поставка.....	110
Слика 5.1 Микропроцесорска реализација алгорита управљања за тестирање струјне регулационе структуре.....	113
Слика 5.2 Позивање појединачних функција (модула) у оквиру прекидачких циклуса – испитивање струјне регулационе петље.....	116
Слика 5.3 Програмски модули за индиректну процену положаја роторског флуksа.....	118
Слика 5.4 Провера регулације струја у устаљеном стању.....	120

Слика 5.5 Одзив q -компоненте струје на скоковиту промену.....	120
Слика 5.6 Одзив фазних струја и електромагнетног момента при скоковитој промени.....	121
Слика 5.7 Микропроцесорска реализација алгоритма управљања за тестирање регулационе петље по брзини.....	122
Слика 5.8 Сигнали енкодера ($ENCA$, $ENCB$) на HIL дигиталним излазима за случај приближно синхроне брзине обртања.....	123
Слика 5.9 DSP резултати: одзив брзине, dq -струја и dq -напона мотора на скоковите промене референце брзине у опсегу $\omega_r^{REF}=0,1 - 0,4$ r.j.	123
Слика 5.10 HIL резултати: одзив брзине, момента и струје мотора на скоковиту промену референце брзине у опсегу $\omega_r^{REF}=0,1 - 0,4$ r.j.	124
Слика 5.11 Микропроцесорска реализација алгоритма управљања за тестирање регулационе петље по естимираној брзини.	125
Слика 5.12 Провера естиматора флукса у отвореној петљи, за случај $\omega_r^{REF}=0,1$ r.j. и $m_m=7,45$ Nm: а) естимиране $\alpha\beta$ -компоненте и угао флукса ротора; б) стационарне компоненте флукса ротора у HIL моделу.	127
Слика 5.13 Провера естиматора брзине у отвореној петљи: а) $\omega_r^{REF}=0,05$ r.j., $m_m=0$ Nm ; б) $\omega_r^{REF}=0,05$ r.j., $m_m=7,45$ Nm; в) $\omega_r^{REF}=0,3333$ r.j., $m_m=0$ Nm; г) $\omega_r^{REF}=0,3333$ r.j., $m_m=7,45$ Nm..	128
Слика 5.14 DSP резултати: одзив брзине, dq -струја и dq -напона мотора на скоковиту промену референце брзине у опсегу $\omega_r^{REF}=0,1-0,4$ r.j.	129
Слика 5.15 HIL резултати: одзив брзине, момента и струје мотора на скоковиту промену брзине $\omega_r^{REF}=0,1-0,4$ r.j. при оптерећењу $m_m=1,5$ Nm.....	130
Слика 5.16 Микропроцесорска реализација алгоритма управљања за тестирање регулације брзине асинхроног мотора са повратном спрегом само по струји међукола – конвенционална метода.....	131
Слика 5.17 Позивање главних функција у оквиру прекидачких циклуса – конвенционална метода реконструкције струја.....	132
Слика 5.18 Реконструкција фазних струја за мали индекс модулације: а) оригиналне фазне струје мотора, б) реконструисане струје у поређењу са стварним струјама, в) оригинални (T_a , T_b) и модификовани фактори испуне за леву (T_{a1} , T_{b1}) и десну (T_{a2} , T_{b2}) PWM полупериоду.	134
Слика 5.19 Реконструкција фазних струја за средњи индекс модулације: а) оригиналне фазне струје мотора, б) реконструисане струје у поређењу са стварним струјама, в) оригинални (T_a , T_b) и модификовани фактори испуне за леву (T_{a1} , T_{b1}) и десну (T_{a2} , T_{b2}) PWM полупериоду.	135
Слика 5.20 Реконструкција фазних струја за максималан индекс модулације: а) оригиналне фазне струје мотора, б) реконструисане струје у поређењу са стварним струјама, в) оригинални (T_a , T_b) и модификовани фактори испуне за леву (T_{a1} , T_{b1}) и десну (T_{a2} , T_{b2}) PWM полупериоду.	136
Слика 5.21 Конвенционална метода – стационарни одзив за режим $\omega_r^{REF}=125,66$ rad/s ($0,4$ r.j.) и $m_m=1,5$ Nm.	137

Слика 5.22 Стационарни одзив за режим $\omega_r^{REF}=125,66 \text{ rad/s}$ и $m_m=1,5 \text{ Nm}$: а) остварене и реконструисане струје мотора; б) остварене и реконструисане dq -струје и брзина мотора.....	138
Слика 5.23 HIL резултати: динамички одзив брзине, момента и струје мотора на скоковиту промену брзине $\omega_r^{REF}=0,1-0,4 \text{ r.j.}$ при оптерећењу $m_m=1,5 \text{ Nm}$	139
Слика 5.24 DSP резултати: динамички одзив брзине, момента и струје мотора на скоковиту промену брзине $\omega_r^{REF}=0,1-0,4 \text{ r.j.}$ при оптерећењу $m_m=1,5 \text{ Nm}$	140
Слика 5.25 HIL резултати: динамички одзив брзине, момента и струје мотора на скоковиту промену оптерећења $m_m=7,45-5 \text{ Nm}$ при брзини $\omega_r^{REF}=125,66 \text{ rad/s}$ ($0,4 \text{ r.j.}$).....	141
Слика 5.26 Микропроцесорска реализација алгоритма за тестирање регулације брзине асинхроног мотора са повратном спрегом само по струји међукола – унапређена метода са проценом валовитости струја.....	142
Слика 5.27 Рад унапређене методе реконструкције фазних струја мотора у отвореној петљи: $u^{REF}=0,1 \text{ r.j.}$, $\omega^{REF}=0,088 \text{ r.j.}$, $m_m=7,45 \text{ Nm}$	145
Слика 5.28 Рад унапређене методе реконструкције фазних струја мотора у отвореној петљи: $u^{REF}=0,11 \text{ r.j.}$, $\omega^{REF}=0,175 \text{ r.j.}$, $m_m=1,5 \text{ Nm}$	145
Слика 5.29 Рад унапређене методе реконструкције фазних струја мотора у отвореној петљи: $u^{REF}=0,16 \text{ r.j.}$, $\omega^{REF}=0,2 \text{ r.j.}$, $m_m=7,45 \text{ Nm}$	146
Слика 5.30 Рад унапређене методе реконструкције фазних струја мотора у отвореној петљи: $u^{REF}=0,29 \text{ r.j.}$, $\omega^{REF}=0,48 \text{ r.j.}$, $m_m=1,5 \text{ Nm}$	146
Слика 5.31 Унапређена метода реконструкције са проценом валовитости струја – стационарни одзив за режим $\omega_r^{REF}=125,66 \text{ rad/s}$ ($0,4 \text{ r.j.}$) и $m_m=1,5 \text{ Nm}$	147
Слика 5.32 Стационарни одзив за режим $\omega_r^{REF}=125,66 \text{ rad/s}$ ($0,4 \text{ r.j.}$) и $m_m=1,5 \text{ Nm}$: а) остварене и кориговане реконструисане струје мотора; б) остварене и кориговане реконструисане dq -струје и брзина мотора.....	148
Слика 5.33 HIL резултати: динамички одзив брзине, момента и струје мотора на скоковиту промену брзине $\omega_r^{REF}=0,1-0,4 \text{ r.j.}$ при оптерећењу $m_m=1,5 \text{ Nm}$	149
Слика 5.34 DSP резултати: динамички одзив брзине, момента и струје мотора на скоковиту промену брзине $\omega_r^{REF}=0,1-0,4 \text{ r.j.}$ при оптерећењу $m_m=1,5 \text{ Nm}$	150
Слика 5.35 HIL резултати: динамички одзив брзине, момента и струје мотора на скоковиту промену оптерећења $m_m=7,45-5 \text{ Nm}$ при брзини $\omega_r^{REF}=125,66 \text{ rad/s}$ ($0,4 \text{ r.j.}$).....	151
Слика 5.36 а) Параметри мотора за проверу осетљивости на промену роторске и статорске отпорности за $+50\%$; б) Параметри мотора за проверу осетљивости на промену вредности индуктивности расипања статора и ротора за -25% ; в) Подразумеване вредности параметара мотора у контролном алгоритму.....	152
Слика 5.37 б) Унапређена метода: стационарни одзив струје, момента и брзине мотора при раздешености $-50\%R_s$ и $-50\%R_r$, $\omega_r^{REF}=125,66 \text{ rad/s}$ ($0,4 \text{ r.j.}$) и $m_m=7,45 \text{ Nm}$	154

Слика 5.38 б) Унапређена метода: мерене, реконструисане и dq -струје мотора при раздешености $-50\%R_s$ и $-50\%R_r$, $\omega_r^{REF}=125,66 \text{ rad/s}$ ($0,4 \text{ r.j.}$) и $m_m=7,45 \text{ Nm}$.	155
Слика 5.39 б) Унапређена метода: стационарни одзив струје, момента и брзине мотора при раздешености $+50\%R_s$ и $+50\%R_r$, $\omega_r^{REF}=125,66 \text{ rad/s}$ ($0,4 \text{ r.j.}$) и $m_m=7,45 \text{ Nm}$.	156
Слика 5.40 б) Унапређена метода: мерене, реконструисане и dq -струје мотора при раздешености $+50\%R_s$ и $+50\%R_r$, $\omega_r^{REF}=125,66 \text{ rad/s}$ ($0,4 \text{ r.j.}$) и $m_m=7,45 \text{ Nm}$.	157
Слика 5.41 б) Унапређена метода: стационарни одзив струје, момента и брзине мотора при раздешености $-25\%L_{\gamma s}$ и $-25\%R_{\gamma r}$, $\omega_r^{REF}=125,66 \text{ rad/s}$ ($0,4 \text{ r.j.}$) и $m_m=1,5 \text{ Nm}$.	158
Слика 5.42 б) Унапређена метода: мерене, реконструисане и dq -струје мотора при раздешености $-25\%L_{\gamma s}$ и $-25\%R_{\gamma r}$, $\omega_r^{REF}=125,66 \text{ rad/s}$ ($0,4 \text{ r.j.}$) и $m_m=1,5 \text{ Nm}$.	159
Слика 5.43 б) Унапређена метода: стационарни одзив струје, момента и брзине мотора при раздешености $+25\%L_{\gamma s}$ и $+25\%R_{\gamma r}$, $\omega_r^{REF}=125,66 \text{ rad/s}$ ($0,4 \text{ r.j.}$) и $m_m=1,5 \text{ Nm}$.	160
Слика 5.44 б) Унапређена метода: мерене, реконструисане и dq -струје мотора при раздешености $+25\%L_{\gamma s}$ и $+25\%R_{\gamma r}$, $\omega_r^{REF}=125,66 \text{ rad/s}$ ($0,4 \text{ r.j.}$) и $m_m=1,5 \text{ Nm}$.	161
Слика 5.45 Микропроцесорска реализација алгоритма за тестирање регулације брзине асинхроног мотора са повратном спрегом само по струји међукола – унапређена метода са усредњавањем четири одбирка.	162
Слика 5.46 Позивање главних функција у оквиру прекидачких циклуса – унапређена метода реконструкције струја са четири одбирка и усредњавањем по два одговарајућа одбирка струје међукола.	163
Слика 5.47 Побољшана реконструкција струја мотора за средњи индекс модулације: $u^{REF}=0,1 \text{ r.j.}$, $\omega^{REF}=0,1 \text{ r.j.}$, $m_m=3 \text{ Nm}$ ($40\%M_n$).	166
Слика 5.48 Побољшана реконструкција струја мотора за велики индекс модулације: $u^{REF}=0,39 \text{ r.j.}$, $\omega^{REF}=0,47 \text{ r.j.}$, $m_m=3 \text{ Nm}$ ($40\%M_n$).	167
Слика 5.49 Побољшана реконструкција струја мотора за врло мали индекс модулације: $u^{REF}=0,02 \text{ r.j.}$, $\omega^{REF}=0,07 \text{ r.j.}$, $m_m=0 \text{ Nm}$.	169
Слика 5.50 Унапређена метода – стационарни одзив за режим $\omega_r^{REF}=125,66 \text{ rad/s}$ ($0,4 \text{ r.j.}$) и $m_m=1,5 \text{ Nm}$.	170
Слика 5.51 Стационарни одзив за режим $\omega_r^{REF}=125,66 \text{ rad/s}$ ($0,4 \text{ r.j.}$) и $m_m=1,5 \text{ Nm}$: а) остварене и реконструисане струје мотора; б) остварене dq -струје, реконструисане dq -струје по предложеној методи и брзина мотора; в) остварене и реконструисане dq -струје мотора по унапређеној и конвенционалној методи.	171
Слика 5.52 <i>HIL</i> резултати: динамички одзив брзине, момента и струје мотора на скоковиту промену брзине $\omega_r^{REF}=0,1-0,4 \text{ r.j.}$ при оптерећењу $m_m=1,5 \text{ Nm}$ – унапређена метода са усредњавањем 4 одбирка.	172
Слика 5.53 <i>DSP</i> резултати: динамички одзив брзине, момента и струје мотора на скоковиту промену брзине $\omega_r^{REF}=0,1-0,4 \text{ r.j.}$ при оптерећењу $m_m=1,5 \text{ Nm}$ – унапређена метода са усредњавањем 4 одбирка.	173

Слика 5.54 HIL резултати: динамички одзив брзине, момента и струје мотора на скоковиту промену оптерећења $m_m=7,45-5 Nm$ при брзини $\omega_r^{REF}=125,66 rad/s$ (0,4 r.j.) – унапређена метода са усредњавањем 4 одбирка.	174
Слика 5.55 Увоз сигнала струје у <i>MATLAB/Simulink</i> ради хармонијске анализе.	175
Слика 5.56 Хармонијска анализа сигнала струје мотора помоћу <i>SimPowerSystems PowerGUI</i> и <i>FFT Analysis</i> алата.	175
Слика 5.57 Хармонијски садржај на нижим учестаностима за: $n_r^{REF}=300 ob/min$ (0,1 r.j.) и $m_m=1,5 Nm$ (20% M_n).	176
Слика 5.58 Хармонијски садржај на нижим учестаностима за: $n_r^{REF}=300 ob/min$ (0,1 r.j.) и $m_m=7,45 Nm$ (M_n).	176
Слика 5.59 Хармонијски садржај на нижим учестаностима за: $n_r^{REF}=1200 ob/min$ (0,4 r.j.) и $m_m=1,5 Nm$ (20% M_n).	176
Слика 5.60 Хармонијски садржај на нижим учестаностима за: $n_r^{REF}=1200 ob/min$ (0,4 r.j.) и $m_m=7,45 Nm$ (M_n).	177
Слика 5.61 Динамички одзив брзине за промену референце $\omega_r^{REF}=0,05-0,375 r.j.$ и оптерећење $m_m=1,1 Nm$ (15% M_n).	178
Слика 5.62 Стационарни одзив струја мотора за: $\omega_r^{REF}=0,375 r.j.$ и оптерећење $m_m=1,1 Nm$ (15% M_n).	179
Слика 5.63 Динамички одзив брзине за промену референце $\omega_r^{REF}=0,05-0,705 r.j.$ и оптерећење $m_m=7,45 Nm$ (M_n).	180
Слика 5.64 Стационарни одзив струја мотора за: $\omega_r^{REF}=0,705 r.j.$ и оптерећење $m_m=7,45 Nm$ (15% M_n).	181

1 УВОД

1.1 УВОДНА РАЗМАТРАЊА

Регулисани електрични погони су главна погонска снага у оквиру индустријске производне аутоматизације. У великом броју примена као што су цементна, хемијска, папирна, метална, нафтна и гасна индустрија значајно доприносе унапређењу ефикасности и поузданости производног процеса, истовремено повећавајући уштеду енергије и безбедност рада. Савремени регулисани електрични погони се састоје из дигиталног контролера, статичког претварача и електричног мотора. Због велике робусности и једноставне производње асинхроних мотора, значајног пада цене трофазних претварача и револуције на пољу снажних дигиталних микроконтролера намењених за ову примену, најзаступљенији су погони са асинхроним мотором. Према *Eurostat Prodcom* извору за статистику из 2010 године, на *EU – 27* тржишту електричних мотора снаге између $0,75\text{ kW}$ и 375 kW који су одговорни за 68% потрошње електричне енергије свих погона са електричним моторима на глобалном нивоу, наизменични погони су заступљени са 79% док су погони са моторима једносмерне струје заступљени са 21%. При томе Теслин асинхрони мотор у наизменичним погонима опште намене покрива скоро цело тржиште, док је у серво погонима високих перформанси однос асинхроних и синхроних мотора са перманентним магнетима мањи и износи 70% према 30% у корист првих. Према истом извору, према крајној примени у индустријском сектору компресори чине 32%, пумпе и вентилатори по 19%, а алатне машине и погони за прецизно механичко померање 30% свих електричних погона. Имајући у виду већи удео (70%), већу укупну потрошњу, па тиме и већу уштеду електричне енергије која се може остварити код погона опште намене, јасно је зашто су у последње три деценије регулисани погони са асинхроним мотором привукли значајно интересовање академске заједнице и истраживачких центара широм света. Улагање у истраживачки сектор на развој асинхроних погона је током тог периода непрестано расло и такав тренд наставља се и данас. О томе сведочи податак према *Forst & Sullivan Market Intelligence* из 1997-е године за *U.K.* тржиште када су

асинхрони мотори покривали 60,9% тржишта нових инсталираних електричних погона опште намене, а мотори једносмерне струје 39,1% тржишта.

Према подацима *ABB*-а, највећег светског произвођача електричних погона, код примене у пумпама и вентилаторима, коришћење регулисаног асинхроног погона са променљивом брзином може умањити потрошњу електричне енергије чак за 60%. На пример, код ових погона је снага пропорционална са трећим степеном брзине, па мала промена брзине у складу са протоком флуида може направити већу разлику у потрошњи енергије и велике уштеде код регулисаних погона. Из разлога економичности и поузданости, у оквиру поменутих примена се користе погони са асинхроним мотором чији је покретачки момент и брзину обртања потребно регулисати без сензора на вратилу. Асинхрони мотори за примену у компресорима, пумпама и вентилаторима најчешће нису ни прилагођени за повезивање сензора положаја и брзине на вратило машине, без већих, сложенијих и скувих механичких измена. Информацију о брзини је тада потребно одредити индиректно, на основу мерења терминалних напона и струја. Елиминисање сензора на вратилу није само умањило цену погона, што је нарочито важно код погона мањих снага 0,75-7,5 kW који покривају 79,1% тржишта мотора, него је и повећало поузданост целокупног погона што је битније у опсегу већих снага.

Генерално, велики истраживачки напор уложен је за континуално побољшање поузданости налажењем начина да се број компоненти у оквиру погона смањи на минимум. Такав тренд је данас довео до чињенице да је величина погонског претварача, мерено запремином, смањена за 70 до 80 процената у односу на стање 1980-их година, док је број компоненти спао за 60 до 70 процената. Истовремено поузданост погона, мерено као средње време између отказа (*MTBF*), је у истом периоду повећана пет пута. Овакав резултат је остварен, пре свега, услед огромног напретка на пољу развоја материјала, прекидачких компоненти и микроелектронике, али се једним делом може приписати напорима који су уложени у налажење и побољшање техника управљања без сензора брзине. Уклањање сензора брзине је поред повећања поузданости система, значајно поједноставила инсталисање погона што је довело до боље прихваћености од стране крајњих индустријских корисника.

Из свега поменутог се може уочити потреба да се регулисани погони опште намене граде са минималним бројем сензора јер пружају робуснији и поузданији рад погона. У овом раду изложен је проблем управљања асинхроним погоном у условима када је број сензора сведен на само један струјни сензор који мери струју једносмерног међукола погонског претварача. Управљачка структура поседује механизам за реконструкцију терминалних струја мотора које омогућавају струјно управљање претварачем и естимацију брзине обртања за остваривање регулације брзине погона. Иако директно мерење терминалних струја мотора представља најефикаснији начин за остваривање регулације брзине без сензора на вратилу, коришћење додатних компоненти за мерење терминалних струја (сензора, припадајућих каблова, прилагодних електронских кола) није најпоузданије и економски најјефтиније решење. Имајући у виду све строжије мере безбедности и захтеве који се постављају, примена само једног сензора струје међукола у повратној спрези прихватљива је само ако може да обезбеди робусан и стабилан рад

погона. Анализа научне литературе у овој области, дата у наредном тексту, потврђује да је већина проблема препозната и решена на начин који обезбеђује примену методе реконструкције у погонима умерених и средњих перформанси. При томе аутори најчешће не разматрају квалитет и перформансе оствареног управљања. Квалитет управљања је од огромног значаја за погоне опште намене имајући у виду њихову распрострањеност и уштеду енергије која се може остварити, док су динамичке перформансе обично у другом плану. Поред потребе за умањењем цене, погон опште намене се данас суочава и са оштријим захтевима по питању перформанси, односно квалитета оствареног стационарног стања као и брзине одзива. У аутомобилској индустрији на пољу електричних и хибридних возила, као један од развојних праваца уочена је потреба за свођењем сензора погонских система на неопходан минимум, односно на један сензор струје у међуколу инвертора. Тиме метода реконструкције добија на значају и у примени у поузданим погонима високих перформанси, где досада није била заступљена. Приоритет у пројектовању погона високих перформанси није пре свега цена, већ постизање високе тачности и брзине одзива, па методу реконструкције треба размотрити и са тог аспекта.

1.2 ПРЕГЛЕД ЛИТЕРАТУРЕ

У овом делу поглавља дат је преглед постојеће литературе од интереса за овај рад. Приложена је позната литература из области процене брзине асинхроног мотора без сензора брзине на вратилу и реконструкције терминалних струја у наизменичним погонима са само једним сензором струје међукола погонског инвертора.

1.2.1 ПРЕГЛЕД ЛИТЕРАТУРЕ ИЗ ОБЛАСТИ ПРОЦЕНЕ БРЗИНЕ АСИНХРОНОГ МОТОРА

У погонима који захтевају високу поузданост и ниску јединичну цену производа, уклањање сензора брзине на вратилу мотора представља први непоходан корак. Идеја да се елиминише сензор на вратилу мотора је представљала главну мотивацију великог броја истраживања у последње три деценије. С обзиром на теоретске приступе проблему, решења која се предлажу у радовима су веома различита и заснивају се на различитим ефектима и појавама у асинхроним машинама. Због предности у односу на оријентацију статорског флукса, управљање са оријентацијом према просторном вектору флукса ротора је више заступљено у пракси. У новије време са појавом високобрзинских погона, и методе управљања са оријентацијом у односу на просторни вектор статорског флукса добијају све више на значају.

Првобитни асинхрони погони код који је цена била главни приоритет имају једноставну структуру управљања прилагођену општој намени. Скаларне методе управљања се заснивају на једначинама електричног кола које важе за устаљена стања и упрошћеној U/f карактеристици асинхроног мотора [A1, A2]. Одржавањем

константног односа напона и фреквенције напајања мотора одржава се и вредност флуksа на сталној вредности у стационарним стањима. При томе су динамичке преформансе оствареног момента и флуksа врло слабе. Побољшане динамичке карактеристике скаларне методе управљања пријављене су у докторској тези [А3] и раду [А4], где је постигнуто време пораста момента мотора од 10 ms, што одговара динамичким перформансама тиристорски контролисаних једносмерних погона.

Алтернативно, у погонима умерених перформанси примењује се естимација брзине обртања на основу мерених терминалних величина и експлоатисања секундарних ефеката магнетског кола машине. Присуство хармоника у спектру струје статора услед ожлебљености ротора [А5], асиметрије ротора [А6], или варијације реактансе расипања [А7] користи се за детекцију брзине ротора. Добра особина ових метода је да су неосетљиве на варијацију параметара машине. Методе приказане у радовима [А6] и [А7] користе утискивање виско-фреквентних струја (сигнала поремећаја) како би секундарни ефекти дошли до изражаја. Најчешће се не примењују у погонима високих перформанси, јер уносе велико кашњење мереног сигнала брзине или због примењивости у оквиру ограниченог фреквентног опсега. *Hurst* и *Habetler* у [А8, А9] наводе да се за учестаности испод 1 Hz, не могу одвојити корисни сигнали учестаности жлебног хармоника независно од сигнала шума, и да је време одабирања обрнуто сразмерно са учестаношћу фундаменталне компоненте што уноси велико кашњење. То ограничава њихову примену на малим брзинама. Такође, утискивање високо-фреквентних сигнала струје може додатно да доведе до повећања осцилација момента, вибрација и буке мотора [А7].

Данас најчешће коришћен приступ за процену брзине обртања користи мерене терминалне величине и математички модел асинхроног мотора. *Holtz* у раду [А10] на ефектан начин представља динамику асинхроне машине у виду графичког тока дијаграма комплексних сигнала којима одговарају диференцијалне једначине модела. Једначине показују да је коришћењем терминалних величина, статорског напона и струје, могуће проценити вектор статорског или роторског флуksа. Компоненте естимираних флуksева се даље користе за директно израчунавање учестаности флуksа и учестаности која одговара брзини клизања ротора [А11-А14]. Ове методе директно процењују брзину обртања у отвореној петљи што узрокује њихову осетљивост на варијацију параметара контролизованог мотора. У овом раду је примењена директна естимација брзине ротора, као разлика естимиране учестаности флуksа ротора на излазу *PLL*-а (*Phase - Locked Loop*) и директно израчунате учестаности клизања на основу естимираних компоненти вектора флуksа ротора. *PLL* је често коришћена техника за процену учестаности флуksа ротора неосетљива на шум и гличеве у естимираним компонентама флуksа које се користе као улазне вредности [А15]. Улазне вредности за *PLL* естиматор учестаности и положаја флуksа могу бити компоненте флуksа из напонског модела или из побољшаног естиматора флуksа где се напонски модел коригује компензационим члановима из струјног модела мотора како је предложено у [А16].

Мања осетљивост на варијацију параметара мотора и већа тачност естимиране брзине постигнута је након затварања повратне петље у структури за естимацију брзине. Процена брзине на основу *MRAS* принципа разматра се у радовима [A17, A18]. Код *MRAS* обсервера брзине, у општем случају, врши се поређење између излаза два различита естиматора на основу модела машине. Естиматор који не садржи величину која се естимира узима се као референтни модел асинхроне машине. Други, који садржи естимирану величину се користи као адаптивни модел. Грешка између излазних величина два естиматора се користи као улазни параметар адаптивног механизма. За алгоритме управљања без сензора брзине на вратилу, брзина обртања ротора представља величину која разликује референтни и адаптивни модел. Како се естимирана брзина ротора у адаптивном моделу мења да разлика између излаза два естиматора конвергира ка нули, естимирана брзина постаје једнака стварној брзини ротора. У радовима [A19-A21] се напонски естиматор користи као референтни модел, док се струјни естиматор користи као адаптивни модел. Референтни параметар који се пореди на њиховим излазима је естимиран роторски флуks. У [A17, A22] се предлаже употреба квази-интегратора у виду кашњења првог реда уместо чистог интегратора у рачуну роторског флуksа, како би се поништио утицај офсета (*offset*) мерених сигнала. На малим брзинама се не постижу добри резултати. *Peng* у [A18] предлаже алтернативну варијанту *MRAS* алгоритма који користи вредност електромоторне силе, уместо роторског флуksа, као референтну величину за процену брзине ротора како би се проблем са чистом интеграцијом избегао. Овакав алгоритам је неосетљив на промену статорске отпорности услед промене температуре намотаја мотора током рада.

Kubot-а у [A23] предлаже коришћење потпуног обсервера стања мотора, естимирајући поред вектора роторског флуksа као у редукованим моделима, додатно и вектор струје статора. Увођењем додатног компензатора грешке струје статора добијају се бољи резултати у погледу (не)осетљивости на варијацију параметара мотора. Сигнал грешке дефинисан као разлика струје статора из модела и стварне мерене струје користи се за генерисање корективних улазних вредности динамичких подсистема статора и ротора. Ефективна појачања компензатора струјне грешке се могу додатно повећати коришћењем *Sliding mode* контролера за бољу адаптацију брзине и естимацију роторског флуksа [A24]. У таквом систему разлика струје из потпуног обсервера и мерене струје мотора се доводи на улаз високо-фреквентног нелинеарног прекидачког контролера (*Sliding mode* функције), чији се прекидачки излаз користи директно за компензацију обсервера струје, а његова средња вредност за идентификацију брзине. Усредњена вредност величине на излазу *Sliding mode* функције најчешће представља електромоторну силу, али може да узима вредности и других величина као што је показано у раду [A25]. *Sliding mode* методе дају одличне резултате на малим брзинама у погледу тачности естимације и неосетљивости на варијацију параметара мотора. На великим брзинама однос основне периоде струја (напона, флуksа) и периоде одабирања контролера постаје мала, па тиме *Sliding mode* обсервери нису прилагођени за процену брзине у овом опсегу.

Брзину и параметре асинхроног мотора могуће је проценити и применом сложенијих математичких апарата као што су проширени *Kalman*-ов филтар [A26, A27] и неуралне мреже [A28, A29]. Напредак на пољу развоја снажних микроконтролера за примену у електромоторним погонима омогућио је примену и ових метода у пракси. Насупрот многим настојањима, рад погона асинхроног мотора без сензора брзине на вратилу и даље остаје актуелан проблем када се разматра компензација утицаја варијације параметара мотора и рад мотора на малим и великим брзинама [A30].

1.2.2 ПРЕГЛЕД ЛИТЕРАТУРЕ ИЗ ОБЛАСТИ РЕКОНСТРУКЦИЈЕ ФАЗНИХ СТРУЈА МОТОРА НА ОСНОВУ СТРУЈЕ ЈЕДНОСМЕРНОГ МЕЂУКОЛА

Алтернативно решење за мерење фазних струја мотора, представља елиминација директних сензора на излазу погонског претварача и коришћење само једног сензора струје у једносмерном међуколу. У складу са топологијом трофазног напонског инвертора као погонског претварача асинхроног мотора, могуће је реконструисати излазне струје на основу сигнала струје у једносмерном међуколу. На основу информације о излазним струјама инвертора и спреге контролисаног мотора могу се наћи вредности фазних струја. Реконструисане фазне струје мотора се даље користе за естимацију брзине ротора и затварање брзинске регулационе петље по некој од метода из претходног поглавља.

На могућност смањења броја сензора на само један сензор у једносмерном међуколу, први је указао *Green* [A31, A32]. У радовима се детаљно анализира струја међукола и веза са линијским струјама у зависности од прекидачких стања инвертора за различите *PWM* технике управљања. У складу са тадашњим техничким могућностима предлаже коришћење посебних поступака за одабирање и филтрирање струје једносмерног међукола помоћу *S/H* (*Sample-and-Hold*) и *F/H* (*Filter-and-Hold*) електронских кола. Тактована комбинациона логичка кола на основу улазне информације о *PWM* управљачким сигнаlima дефинишу сигнале одабирања који се воде на одговарајуће аналогне прекидаче. Приликом активирања, аналогни прекидачи прослеђују мерену вредност струје међукола на два независна филтра чије се излазне вредности воде на *A/D* конверторе. Дигитална информација о одбирцима струја се на основу *look-up* табеле и прекидачких стања инвертора конвертује у линијске струје мотора. Тиме је постигнута брза реконструкција струја мотора чији је пропусни опсег једнак половини прекидачке учестаности инвертора, што омогућава њену примену у векторски-контролисаним погонима.

Надаље се радови углавном концентришу на решавање проблема са поузданом реконструкцијом фазних струја мотора у прекидачким циклусима када није могуће прибавити оба одбирка струје међукола. Реконструисане вредности фазних струја је потребно одредити у свакој или свакој другој прекидачкој периоди како би преформансе погона применом ове методе остале ненарушене. Међутим, показује се да поједини

радни режими у које спада случај када је модулатиони индекс мали или је референтни напонски вектор по просторној оријентацији близак $n\pi/3$, онемогућавају да се прибаве два одбирка струје међукола потребних за реконструкцију фазних струја. Овај проблем је нарочито истакнут на малим брзинама мотора када се задаје мали индекс модулације, али и при средњим и великим брзинама мотора када је учестаност пролазака поред зона око $n\pi/3$ већа независно од индекса модулације. У зависности како су решени ови проблеми, методе за реконструкцију фазних струја се могу поделити у две главне групе [A33].

Методе из прве групе постижу поуздано мерење струје међукола модификовањем трофазне *PWM* прекидачке шеме у поменутиим критичним ситуацијама. Модификовањем поворке *PWM* сигнала стварају се активни вектори довољне ширине за поуздано прибављање одбирака струје међукола и реконструкцију фазних струја. *Xue* у [A34] уместо кратких ненултих вектора недовољне ширине за одабирање ($30 \mu s$ у датом случају) користи одговарајући нулти вектор у оквиру актуелног прекидачког циклуса (периоде $250 \mu s$). Неостварена вредност активног (ненултог) вектора се акумулира и преноси у наредни *PWM* циклус. Процес се наставља све док време трајања активног вектора не постане веће од предефинисане минималне вредности ($30 \mu s$), које је адекватно за поуздано одабирање струје међукола. *Habetler* [A35] предлаже примену посебне дискретне модулатионе контроле која не користи нулте напонске векторе, тако да је прилагођена за естимацију фазних струја на основу читања само струје међукола. Ефектност методе је показана у оквиру директне контроле момента са регулатором флукса, где су уочљиве веће осцилације остварених струја, момента и флукса. *Blaabjerg* у радовима [A36, A37] предлаже померање по два *PWM* сигнала за неопходан износ тако да се обезбеде активни вектори минималне ширине за мерење струје међукола. При томе један *PWM* сигнал модификује тако да је дужег трајања у оквиру леве полупериоде, а краћег трајања у оквиру друге, десне полупериоде. На тај начин је померен улево у односу на оригиналан симетричан *PWM* сигнал. Други *PWM* сигнал се помера удесно у односу на његовог оригиналног репрезента. Средња вредност напона по фазама у оквиру прекидачког циклуса овом изменом остаје непромењена. Исти аутор у [A38] даје детаљан преглед проблематике реконструкције фазних струја, где је додатно указано на проблеме методе приликом коришћења дугачких напојних каблова мотора, детекције струја кварова и фазни померај реконструисаних струја који је узрок принципа рада саме методе. Услови реконструкције су погоршани уколико су каблови између инвертора и мотора дугачки, јер долазе до изражаја рефлексија и осцилације струје међукола приликом прекидања инвертора. У [A38] је предложен специјалан начин уградње сензора струје у једносмерно међуколо погонског инвертора који поред реконструкције фазних струја омогућава ефикасну детекцију и заштиту од струја кратких спојева. Фазни померај реконструисаних струја у односу на оригиналне струје инвертора је елиминисан прибављањем четири одбирка струје међукола и усредњавањем по два одбирка који одговарају истим фазним струјама. Међутим, како и *Lee* у [A39, A40] истиче предложена метода са четири одбирка компензује фазну грешку у реконструисаним струјама, али не и у наведеним критичним ситуацијама које

нису посебно разматране. У овој тези ће се тај проблем детаљније разматрати. Аутори [A39, A40] предлажу примену асиметричних трофазних *PWM* сигнала са међусобно помереним срединама. Средња вредност напона по фазама остаје очувана, али по цену већег броја промена прекидачких стања инвертора и повећаних осцилација струја мотора. Такође, нестандартна *PWM* шема са активним стањем само у оквиру једне полупериоде прекидачког циклуса није прилагођена реализацији у оквиру *PWM* периферија данашњих микроконтролера. *Liu* [A41] патентира асиметричну *PWM* шему прилагођену реализацији у оквиру стандарних *PWM* периферија микроконтролера коришћењем опције за двоструко освежавање *Compare* регистара (*double-update* мода). На тај начин је могуће независно дефинисати трајање активног стања *PWM* сигнала у оквиру обе полупериоде прекидачког циклуса. За разлику од [A36, A37] методом [A41] су обухваћене све критичне ситуације укључујући и рад модулятора у засићењу (надмодулација). По потреби се врши померање једног или два *PWM* сигнала, улево или удесно у односу на оригиналне симетричне репрезенте, како би се створили активни вектори минималног трајања за поуздано мерење струје међукола. У [A41] је указано да се током трајања нултих напонских вектора може читавати струја међукола која би се користила за корекцију офсета осталих одбирака. Оригинална метода утискивања нестандартних мерних напонских вектора у тренуцима када нису доступна оба одбирка струје међукола дата је у [A42]. *PWM* циклусу са кратким напонским векторима предстоји *PWM* циклус са мерним векторима који омогућавају мерење све три фазне струје које се тада рефлектују у струји међукола. Мерни вектори које образују *PWM* сигнали са међусобно помереним срединама у истом трајању од трећине периоде *PWM* циклуса, при томе не мењају амплитуду и положај референтног напонског вектора посматрано у оквиру двоструке прекидачке периоде. При томе аутори пријављују нешто веће изобличење струја и прекидачких губитака инвертора у односу на оригиналну *SVPWM* шему. Мана је примена нестандартне *PWM* шеме за имплементацију у оквиру *PWM* периферија стандарних микроконтролера. Слична метода разматра се у [A43], где се врши утискивање мерних вектора минималне ширине како би се избегле нагле промене у амплитуди напона. Утиснути сигнали напона производе додатну буку мотора у чујном опсегу, при чему [A43] даје боље резултате у односу на [A42] нарочито при малим и великим брзинама. *Gu* [A44] врши детаљну анализу изобличености реконструисаних струја мотора у отвореној петљи за пасиван *RL* потрошач на излазу претварача. Дата је упоредна анализа три различите методе реконструкције и то у односу на мерене струје инвертора када је примењен класичан *SVPWM* модуlator. *THD* (*Total Harmonic Distortion*) вредности струја су дате за различите индексе модулације и различита минимална времена трајања активних вектора за одабирање струје међукола. Анализа показује да је изобличење реконструисаних струја померањем *PWM* сигнала као у [A41] идентична оној при примени утискивања мерних вектора [A42]. Утискивањем мерних вектора минималне ширине по методи датој у [A43] добијају се мања изобличења. При томе су у свим ситуацијама уочена већа изобличења струја при малим и средњим индексима модулације, и већим вредностима минималне ширине активних вектора (до 5 μs у датом случају). Изобличење струја је применом методе реконструкције повећано и до четири

пута, што је недопустиво ако се разматрају квалитет и перформансе управљања. У затвореној повратној спрези у управљачкој структури мотора ова изобличења могу постати и већа, што ће довести до појаве већих губитака и лошијих перформанси. Аутору није позната литература која детаљније разматра проблем реконструкције са овог становишта. Проблематика постизања већег квалитета и виших перформанси управљања представља главни фокус научне расправе у овом раду. Метода модификоване прекидачке шеме за поуздану реконструкцију струја налази примену и за управљање синхроним моторима са перманентним магнетима [А45], претварачима повезаним на мрежу [А40], и вишефазним претварачима са спрегнутим индуктивностима [А46].

Методе реконструкције из друге групе рачунају фазне струје мотора на основу одбирака струје међукола, информације о референтном вектору напона и математичког модела машине. У тренуцима када обе линијске струје мотора нису рефлектоване у струји међукола, потребно је на основу математичког модела машине (у неком облику) и актуелне вредности референтног напонског вектора израчунати све три фазне струје. Методе засноване на обсерверима стања су сложеније у односу на робусне методе са модификацијом поворке *PWM* сигнала, јер укључују математички модел машине. Добра страна ових метода је да могу обезбедити релативно поуздану естимацију фазних струја мотора током критичних ситуација без измене *PWM* шеме управљања која погоршава квалитет и перформансе управљања. Ово наравно важи уколико алгоритам управљања садржи неки вид компензације раздешености свих параметара који учествују у обсерверу фазних струја мотора. Та чињеница додатно усложњава управљачки алгоритам и разлог је што методе реконструкције струја са модификацијом *PWM* сигнала, у досадашњој примени, имају предност у односу на осетљиве методе са обсерверима. Једноставни обсервер који ради у отвореној петљи конструисан на основу једначина асинхроне машине, предложен је у раду [А47]. *Moynihan* [А48, А49] предлаже употребу предиктивног обсервера струја у отвореној повратној спрези за реконструкцију фазних струја и управљање *PMSM* мотором. Различити обсервери струја мотора који раде у затвореној повратној спрези, форсирајући разлику мерене и естимиране вредности струје на нулу, предложени су у радовима [А50-А53]. *Joо* [А50] разматра општи модел наизменичне машине као редну везу еквивалентне отпорности, индуктивности и индуковане електромоторне силе и примену рекурзивне методе најмањих квадрата за естимацију параметара модела. Естиматор као улазне вредности узима реконструисане струје на основу читања струје међукола. Естимирани параметри машине улазе у рачун фазних струја мотора када нису рефлектоване у струји међукола, и када се не могу поуздано прибавити. *Lee* [А51] предлаже употребу предиктивног обсервера са додатним чланом који је пропорционалан грешци између мерених и естимираних вредности струја у синхроно-ротирајућем *dq* – систему. Мерене вредности *dq*-струја се добијају трансформацијом реконструисаних фазних струја на основу примене оригиналне методе реконструкције. Систем управљања је примењен и доказан на примеру трофазног *PWM* исправљача. Слично су поновили аутори у раду [А52] за исту апликацију, као и у раду [А53] на примеру управљања *PMSM* мотором. *Wolbank* [А33] предлаже употребу три независна адаптивна обсервера фазних струја мотора. Адаптација се односи на промену отпорности и расипне индуктивности фазних намотаја

у моделу машине. Естимиране вредности фазних струја се добијају на основу једначине електричног кола статора машине, интеграцијом доведеног напона са излаза инвертора од чије су вредности одузете индукована електромоторна сила и пад напона на статорској отпорности. За естимацију фазних струја користе и додатни корекциони члан који условљава да је збир све три фазне струје једнак нули. Механизам реконструкције фазних струја *PMSM* мотора [A54] примењује обсервер са синусоидалном интерполацијом који не захтева познавање параметара машине, већ као улазе користи прекидачка стања инвертора. Иновативан приступ проблему управљања асинхроног мотора даје *Вукосавић* у раду [A55], где као сигнале повратне спреге користи тренутне вредности активне и реактивне снаге. *Вукосавић* показује да се мерењем и усредњавањем (филтрирањем) сегмената струје међукола у складу са поворком *PWM* сигнала могу одредити тренутне вредности активне и реактивне снаге, а потом и стационарне и ротационе координате фазних струја мотора. Стационарне компоненте струје статора користи даље за регулацију флукса и момента мотора без давача на вратилу.

1.3 КРАТАК САДРЖАЈ И ПРЕГЛЕД РАДА

Предмет научне расправе у овом раду јесте унапређење алгоритма управљања асинхроним мотором у условима када је број сензора који се користи у погону минималан. Број сензора који се користи у повратној спрези управљачког алгоритма сведен је на само један струјни сензор који мери струју једносмерног међукола погонског инвертора. Анализа савремене литературе, дате у претходном поглављу, показује да је велики број проблема у овој области већ решен. Ту се пре свега мисли на поузданост реконструкције фазних струја када у струји међукола нису рефлектоване две линијске струје, као и на остваривање регулације брзине без сензора на вратилу мотора. Међутим, примена метода реконструкције у векторски регулисаним погонима показује значајно лошији квалитет и слабије перформансе у односу на погоне са директним мерењем фазних струја. Ово је последица грешке у реконструисаним облицима фазних струја, чији је узрок детаљно објашњен у овом раду. Применом конвенционалне методе реконструкције са два одбирка струје међукола прибављених у неједнаким тренуцима, ствара се грешка у виду наглих промена вредности реконструисаних фазних струја. Грешка се даље рефлектује у *dq*-струјама у управљачком алгоритму, што се одражава на осцилације момента и брзине мотора. У условима када су регулатори струје и брзине подешени на оптималан начин повећане осцилације струја могу довести до нестабилног рада мотора. Класичан приступ овом проблему решаван је применом ниско-пропусних филтара струје, што је захтевало смањење динамике управљања и условљавало примену методе у погонима умерених перформанси. У раду су предложена два оригинална решења за унапређење конвенционалне методе реконструкције, која елиминишу поменути грешку и доприносе бољим карактеристикама управљања.

Прво решење користи измењену прекидачку шему како би се поуздано прибавила два одбирка струје међукола, у комбинацији са обсервером одступања одбирака од

средње вредности у оквиру прекидачког циклуса. Очитане вредности струје међукола се коригују са естимираним вредностима одступања како би се елиминисао фазни померај и грешка у реконструисаним струјама. Предност овог решења у оквиру отворене повратне спреге јесу реконструисане струје које добро прате синусоидалан облик стварних мерених струја мотора, док у затвореној повратној спрези обезбеђују струје мотора са значајно смањеним садржајем хармоника на нижим учестаностима. Увидом у експерименталне резултате показано је да ова метода и поред укључивања математичког модела за корекцију реконструисаних струја, показује добро понашање и при великој раздешености параметара модела и мотора.

Друго решење користи четири одбирка струје међукола у два суседна прекидачка циклуса прибављена у тачно дефинисаним тренуцима. Тренуци одабирања обезбеђују да се усредњавањем по два одговарајућа одбирка добију средње вредности две линијске струје рефлектоване у струји међукола. Средња вредност се односи на двоструку периоду прекидања. Асиметрична поворка *PWM* сигнала је прилагођена предложеном решењу одабирања, тако да поузданост реконструкције остаје очувана и при критичним ситуацијама као што су мали индекс модулације и прелазак сектора референтног вектора напона. Експериментални резултати су потврдили побољшан квалитет и перформансе управљања у односу на конвенционалну методу реконструкције. Карактеристике управљања су упоредиве са погоном без сензора брзине на вратилу и са мерењем фазних струја мотора.

Предложене структуре су примерене погонима опште намене где је уштеда енергије и поузданост приоритет, али и погонима високих перформанси где је приоритет постизање високе тачности и брзине одзива уз очување стабилности погона.

Аналитичка разматрања у раду су праћена увидом у експериментално добијене резултате. У оквиру овог докторског рада коришћена је универзална *HIL* платформа како би се извршила оцена функционалности предложених решења у првој фази развоја. *HIL* платформа емулира у реалном времену енергетски део погона са асинхроним мотором. Коришћење *HIL* платформе омогућило је да се на безбедан начин провери рад нових алгоритама у различитим радним режимима мењајући опсег брзина, момента оптерећења и параметара мотора. Затим су резултати мерења потврђени на лабораторијској експерименталној поставци са трофазним асинхроним мотором снаге 1,1 kW. Управљачки алгоритам је реализован на савременом *TMS32F2812* микроконтролеру.

Рад се састоји из шест поглавља и списка коришћене литературе. Након уводног разматрања, у другом поглављу је дат преглед алгоритама управљања са и без сензора брзине на вратилу који користи мерене терминалне струје као сигнале повратне спреге. Детаљно је дат преглед оптималног подешавања регулатора струје и брзине мотора који се предлаже у савременој литератури за векторске погоне са сензором брзине. Главни део поглавља представља приказ методе коришћене за естимацију брзине обртања ротора. На тај начин су дефинисани оквири у којима су испитана предложена решења управљања са повратном спрегом само по струји једносмерног међукола.

У трећем поглављу је изложен проблем управљања асинхроним мотором у условима када се користи струја једносмерног међукола као једини сигнал повратне спреге. Посебно су размотрени проблеми поузданог читања струје међукола са становишта реконструкције фазних струја. Детаљно је објашњен коришћени принцип измене поворке *PWM* сигнала како би се прибавили неопходни одбирци струје међукола. Досада игнорисано изобличење таласних облика реконструисаних фазних струја које је последица примене конвенционалних метода реконструкције, детаљно је анализирано и разоткривено на оригиналан начин. Поглавље садржи опис предложених решења за унапређење конвенционалне методе реконструкције и превазилажење поменутог проблема.

У четвртном поглављу је дат опис реализованог лабораторијског модела погона са асинхроним мотором снаге $1,1 \text{ kW}$ коришћеног за проверу предложених решења управљања. Приказана је и *HIL* експериментална поставка која је обезбедила детаљно испитивање управљачких алгоритама. Посебан фокус је дат на поступак упаривања ова два система, како би се исти контролер са истим управљачким алгоритмом могао паралелно испитивати на обе поставке.

У петом поглављу су дати експериментални резултати снимљени током различитих фаза испитивања алгоритма управљања посматраним погоном. Приказана је упоредна анализа стационарног и динамичког одзива струја, електромагнетног момента и брзине, у истим радним режимима када су коришћене мерене и реконструисане фазне струје по конвенционалној и предложеним методама реконструкције. За потврду остваривања бољег квалитета управљања извршена је хармонијска анализа остварених струја при примени различитих метода реконструкције.

У шестом поглављу су изведени закључци и дефинисани нови правци истраживања.

Седмо поглавље садржи списак коришћене референтне литературе.

2 ПОГОН АСИНХРОНОГ МОТОРА БЕЗ СЕНЗОРА БРЗИНЕ РОТОРА НА БАЗИ МЕРЕЊА ТЕРМИНАЛНИХ СТРУЈА

У овом поглављу су дата аналитичка разматрања погона са асинхроним мотором са и без сензора положаја/брзине ротора који се заснива на директном мерењу терминалних струја. Прво је приказан математички модел асинхроног мотора који се интензивно користи при дефинисању естиматора флукса и брзине ротора. Такође, модел је коришћен касније за процену валовитости струја мотора на нивоу прекидачке учестаности. Информација о валовитости је коришћена за корекцију одбирака струје једносмерног међукола и унапређење методе за реконструкцију фазних струја. Након тога су изложени принципи векторског управљања према положају роторског флукса са сензором брзине ротора. Дата су подешавања регулатора струје и брзине која се предлажу у савременој литератури за постизање оптималног одзива високих перформанси. Тиме је дефинисан оквир у којем су касније испитане предложене методе реконструкције струја. Затим следи објашњење коришћених естиматора флукса и брзине ротора за остваривање векторског управљања брзином мотора. Као сигнале повратне спреге алгоритам користи мерене фазне струје мотора. Део експерименталних резултата ће се односити на овде изложене алгоритме управљања. Они ће послужити за упоредну анализу са методама које користе само један струјни сензор у једносмерном међуколу.

2.1 МАТЕМАТИЧКИ МОДЕЛ АСИНХРОНОГ МОТОРА

Математички модел машине представља основу за пројектовање управљачких алгоритама и за процену брзине без давача на вратилу [Б1-Б3]. Такође је неопходан за процену грешке услед валовитости струје у реконструисаним струјама мотора и ради остваривања квалитетне регулације брзине само по повратној спрези струје једносмерног међукола инвертора.

У општем случају, трофазна асинхрона машина се може описати сложеним системом диференцијалних једначина вишег реда. Са аспекта управљања је таква представа машине непогодна, те се изводи модел на основу низа претпоставки које поједностављују конструктивне детаље и електричне појаве у машини. Полазну основу у извођењу модела представљају напонске једначине намотаја статора и ротора које важе у њиховом природном (оригиналном) фазном систему. Модел у оригиналном фазном систему садржи параметре индуктивности машине који су функције брзине обртања ротора, па и диференцијалне једначине стања које описују динамику машине садрже временски променљиве коефицијенте. Теорија просторних вектора, теорија референтних система и трансформације физичких величина представљају добро познате методе које се користе како би се смањила сложеност диференцијалних једначина стања које описују понашање електричних машина наизменичне струје [Б4-Б6]. Трансформацијама се врши замена променљивих и параметара математичког модела, чиме се добија еквивалентна представа машине подеснија за синтезу и анализу управљачких структура и за процену стања машине.

Приликом извођења модела једначина стања асинхроне машине полази се од једначина напонске равнотеже које важе у оригиналном фазном домену намотаја статора и ротора. Напонска једначина статора у референтном систему фиксираном за статор (натписник ^s) гласи:

$$\mathbf{u}_s^s = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_s^s + \frac{d\boldsymbol{\psi}_s^s}{dt} \quad (2.1)$$

где су:

- Вектори напона, струја и флуксева статора:

$$\mathbf{u}_s^s = \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix} \quad \mathbf{i}_s^s = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad \boldsymbol{\psi}_s^s = \begin{bmatrix} \psi_{sa} \\ \psi_{sb} \\ \psi_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

u_{sa} , u_{sb} , u_{sc} су фазне вредности напона намотаја статора; i_{sa} , i_{sb} и i_{sc} су фазне вредности струја намотаја статора; и ψ_{sa} , ψ_{sb} и ψ_{sc} су фазне вредности флуксних обухвата намотаја статора.

- Матрица отпорности намотаја статора:

$$\mathbf{R}_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

R_s је отпорност статорског намотаја по фази.

Напонска једначина ротора у референтном систему фиксираном за краткоспојени намотај ротора (натписник r) гласи:

$$\mathbf{u}_r^r = \mathbf{R}_r \mathbf{i}_r^r + \frac{d\boldsymbol{\Psi}_r^r}{dt} = \mathbf{0} \quad (2.4)$$

где су:

- Вектори напона, струја и флуксева ротора:

$$\mathbf{u}_r^r = \begin{bmatrix} u_{ra} \\ u_{rb} \\ u_{rc} \end{bmatrix} \quad \mathbf{i}_r^r = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad \boldsymbol{\Psi}_r^r = \begin{bmatrix} \psi_{ra} \\ \psi_{rb} \\ \psi_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

u_{ra} , u_{rb} , u_{rc} су фазне вредности напона намотаја ротора; i_{ra} , i_{rb} и i_{rc} су фазне вредности струја намотаја ротора; и ψ_{ra} , ψ_{rb} и ψ_{rc} су фазне вредности флуксних обухвата намотаја ротора.

- Матрица отпорности намотаја ротора је дата са:

$$\mathbf{R}_r = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

R_r је отпорност роторског намотаја по фази. Све физичке величине наведене у напонској једначини ротора су сведене вредности на статор. Свођење се врши применом навојне трансформације [Б5, Б6].

Једначине флуксних обухвата намотаја статора и ротора, дају везу између флуксева и струја машине:

$$\boldsymbol{\Psi}_s^s = \mathbf{L}_s \mathbf{i}_s^s + \mathbf{L}_{sr} \mathbf{i}_r^r \quad (2.7)$$

$$\boldsymbol{\Psi}_r^r = \mathbf{L}_{sr}^T \mathbf{i}_s^s + \mathbf{L}_r \mathbf{i}_r^r$$

Матрице индуктивности статора, ротора и њихове међусобне индуктивности су дате изразима:

$$\mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} L_{saa} & L_{sab} & L_{sbc} \\ L_{sab} & L_{sbb} & L_{sac} \\ L_{sac} & L_{sbc} & L_{scc} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$\mathbf{L}_r = \begin{bmatrix} L_{raa} & L_{rab} & L_{rbc} \\ L_{rab} & L_{rbb} & L_{rac} \\ L_{rac} & L_{rbc} & L_{rcc} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{L}_{sr} = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta_r \end{bmatrix}$$

где су:

- $L_{saa}, L_{sbb}, L_{scc}$ – сопствене индуктивности намотаја статора,
- $L_{raa}, L_{rbb}, L_{rcc}$ – сопствене индуктивности намотаја ротора,
- $L_{sab}, L_{sbc}, L_{sac}$ – међусобне индуктивности намотаја статора,
- $L_{rab}, L_{rbc}, L_{rac}$ – међусобне индуктивности намотаја ротора,
- L_{sr} – међусобна индуктивност намотаја статора и ротора када се осе одговарајућих намотаја међусобно поклапају,
- θ_r – угао који међусобно заклапају осе намотаја статора и ротора (на пример фазе a).

Механичке једначине су такође део модела који описује понашање машине. Електромагнетни момент који машина развија се добија у интеракцији поља статора/ротора и струја статора/ротора и у оригиналном домену се може наћи као:

$$m_e = \frac{p}{2} \mathbf{i}^T \frac{d\mathbf{L}(\theta_r)}{d\theta_r} \mathbf{i} \quad (2.9)$$

Прелазне појаве у механичком подсистему су одређене Њутновом диференцијалном једначином кретања:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = m_e - m_m$$

$$\omega_m = \frac{d\theta_m}{dt} \quad (2.10)$$

$$\omega_r = p\omega_m \quad \theta_r = p\theta_m$$

где су:

- J – укупни момент инерције ротора и оптерећења сведеног на вратило машине,
- ω_m, ω_r – механичка и електрична угаона брзина обртања ротора, респективно,
- m_e – електромагнетни момент који развија машина,
- m_m – момент оптерећења на вратилу машине,
- θ_m, θ_r – механички и електрични угао (положај) ротора, респективно,
- p – број пари полова машине.

Горе наведене једначине (2.1)-(2.10) дефинишу општи модел асинхроне машине изведен у оригиналном фазном подручју. Модел није погодан за анализу, јер садржи променљиву матрицу индуктивности која је функција времена осим када се мотор не обрће (једначина 2.8). Први корак ка поједностављењу модела представља примена Кларкине трансформације, која трофазну машину представља замишљеном двофазном машином, са по два фазна намотаја на статору и ротору. У реализованим управљачким структурама је најчешће у употреби Кларкина трансформација код које су амплитуде напона, струја и флуксева трофазне машине и двофазног еквивалента једнаке. Кларкина трансформација за струје, напоне и флукसेве је дата следећим једначинама:

$$\mathbf{C} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$\mathbf{u}_{s\alpha\beta}^s = \begin{bmatrix} u_{s\alpha}^s \\ u_{s\beta}^s \end{bmatrix} = \mathbf{C} \mathbf{u}_s^s \mathbf{i}_{s\alpha\beta}^s = \begin{bmatrix} i_{s\alpha}^s \\ i_{s\beta}^s \end{bmatrix} = \mathbf{C} \mathbf{i}_s^s \boldsymbol{\psi}_{s\alpha\beta}^s = \begin{bmatrix} \psi_{s\alpha}^s \\ \psi_{s\beta}^s \end{bmatrix} = \mathbf{C} \boldsymbol{\psi}_s^s \quad (2.12)$$

$$\mathbf{u}_{r\alpha\beta}^r = \begin{bmatrix} u_{r\alpha}^r \\ u_{r\beta}^r \end{bmatrix} = \mathbf{C} \mathbf{u}_r^r \mathbf{i}_{r\alpha\beta}^r = \begin{bmatrix} i_{r\alpha}^r \\ i_{r\beta}^r \end{bmatrix} = \mathbf{C} \mathbf{i}_r^r \boldsymbol{\psi}_{r\alpha\beta}^r = \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha}^r \\ \psi_{r\beta}^r \end{bmatrix} = \mathbf{C} \boldsymbol{\psi}_r^r \quad (2.13)$$

Након примене Кларкине трансформације на (2.1-2.7), једначине напонске равнотеже узимају облик:

$$\begin{aligned} u_{s\alpha}^s &= R_s i_{s\alpha}^s + \frac{d\psi_{s\alpha}^s}{dt} & u_{s\beta}^s &= R_s i_{s\beta}^s + \frac{d\psi_{s\beta}^s}{dt} \\ 0 &= R_r i_{r\alpha}^r + \frac{d\psi_{r\alpha}^r}{dt} & 0 &= R_r i_{r\beta}^r + \frac{d\psi_{r\beta}^r}{dt} \end{aligned} \quad (2.14)$$

Вега флуксева и струја дефинисана је матрицом индуктивности, датом у следећем изразу:

$$\begin{bmatrix} \psi_{s\alpha}^s \\ \psi_{s\beta}^s \\ \psi_{r\alpha}^r \\ \psi_{r\beta}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m \cos \theta_r & L_m \sin \theta_r \\ 0 & L_s & L_m \sin \theta_r & L_m \cos \theta_r \\ L_m \cos \theta_r & L_m \sin \theta_r & L_r & 0 \\ L_m \sin \theta_r & L_m \cos \theta_r & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha}^s \\ i_{s\beta}^s \\ i_{r\alpha}^r \\ i_{r\beta}^r \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Коефицијент L_s је сопствена индуктивност намотаја статора, L_r је сопствена индуктивност роторских фаза, док је L_m међусобна индуктивност еквивалентних намотаја статора и ротора (када им се одговарајуће осе поклапају). Узимајући у обзир да су сопствени флуксеви статора и ротора једним делом међусобни, док остатак представљају расути флуксеви који се могу описати увођењем параметара индуктивности расипања статорског, $L_{\gamma s}$, и роторског намотаја, $L_{\gamma r}$, важи да је:

$$\begin{aligned} L_s &= L_m + L_{\gamma s} \\ L_r &= L_m + L_{\gamma r} \end{aligned} \quad (2.16)$$

Добијени модел и даље није подобан за анализу и пројектовање управљачких алгоритама, јер постоје тригонометријске функције у оквиру диференцијалних једначина које описују понашање машине (једначина 2.15). Поред тога напони, струје и флуксеви представљају простопериодичне величине у устаљеним стањима. Дискутовани проблем се може решити применом Паркове трансформације ротације, која уводи референтни координатни систем променљивих који ротира са произвољном угаоном учестаношћу ω_e , и где се све физичке величине трансформишу из претходног система везаног за статорски и роторски намотај у јединствен ротирајући систем. Паркова трансформација за струје, напоне и флуксеви је дата следећим једначинама:

$$\mathbf{T}_s = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$\mathbf{T}_r = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e - \theta_r) & \sin(\theta_e - \theta_r) \\ \sin(\theta_e - \theta_r) & \cos(\theta_e - \theta_r) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_k & \sin \theta_k \\ -\sin \theta_k & \cos \theta_k \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{u}_{sdq}^e = \begin{bmatrix} u_{sd}^e \\ u_{sq}^e \end{bmatrix} = \mathbf{T}_s \mathbf{u}_{s\alpha\beta}^s \mathbf{i}_{sdq}^e = \begin{bmatrix} i_{sdq}^e \\ i_{sdq}^e \end{bmatrix} = \mathbf{T}_s \mathbf{i}_{sdq}^e \boldsymbol{\Psi}_{sdq}^e = \begin{bmatrix} \psi_{sd}^e \\ \psi_{sq}^e \end{bmatrix} = \mathbf{T}_s \boldsymbol{\Psi}_{sdq}^e \quad (2.18)$$

$$\mathbf{u}_{rdq}^e = \begin{bmatrix} u_{rd}^e \\ u_{rq}^e \end{bmatrix} = \mathbf{T}_r \mathbf{u}_{r\alpha\beta}^s \mathbf{i}_{rdq}^e = \begin{bmatrix} i_{rdq}^e \\ i_{rdq}^e \end{bmatrix} = \mathbf{T}_r \mathbf{i}_{rdq}^e \boldsymbol{\Psi}_{rdq}^e = \begin{bmatrix} \psi_{rd}^e \\ \psi_{rq}^e \end{bmatrix} = \mathbf{T}_r \boldsymbol{\Psi}_{rdq}^e \quad (2.19)$$

Парковом трансформацијом се статорски и роторски намотаји преводе у јединствен ротирајући dq референтни систем. Осе dq намотаја статора и ротора се у замишљеној еквивалентној машини подударују и не мењају међусобни положај током обртања ротора, па су и сви коефицијенти у еквивалентној матрици индуктивности константни. На тај

начин су елиминисане тригонометријске функције у оквиру диференцијалних једначина стања машине. Матрица индуктивности постаје константа дата следећим изразом:

$$\begin{bmatrix} \psi_{sd}^e \\ \psi_{sq}^e \\ \psi_{rd}^e \\ \psi_{rq}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & 0 \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^e \\ i_{sq}^e \\ i_{rd}^e \\ i_{rq}^e \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Међутим, напонске једначине се не представљају у произвољно ротирајућем референтном систему, већ се из специјалних практичних разлога вежу или за статорски непокретни систем ($\omega_e = 0$) или за синхронно-ротирајући систем везан за роторски или статорски флуks ($\omega_e = \omega_s$). За разматрања у овом раду ће се интезивно користити модели асинхроне машине у статорском стационарном $\alpha\beta$ и синхронно-ротирајућем dq референтном систему, где у претходним једначинама треба користити $\omega_e = 0$, односно $\omega_e = \omega_s$.

Једначине напонске равнотеже статорског и роторског намотаја у стационарном $\alpha\beta$ референтном систему гласе:

$$\begin{aligned} u_{s\alpha} &= R_s i_{s\alpha} + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} & u_{s\beta} &= R_s i_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} \\ 0 &= R_r i_{r\alpha} + \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} + \omega_r \psi_{r\beta} & 0 &= R_r i_{r\beta} + \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \omega_r \psi_{r\alpha} \end{aligned} \quad (2.21)$$

Флуksни обухвати статора и ротора у стационарном $\alpha\beta$ референтном систему износе:

$$\begin{aligned} \psi_{s\alpha} &= L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha} & \psi_{s\beta} &= L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta} \\ \psi_{r\alpha} &= L_m i_{s\alpha} + L_r i_{r\alpha} & \psi_{r\beta} &= L_m i_{s\beta} + L_r i_{r\beta} \end{aligned} \quad (2.22)$$

Једначине напонске равнотеже статорског и роторског намотаја у синхронно-ротирајућем dq референтном систему су дате изразима:

$$\begin{aligned} u_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_s \psi_{sq} & u_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_s \psi_{sd} \\ 0 &= R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \psi_{rq} & 0 &= R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \psi_{rd} \end{aligned} \quad (2.23)$$

Флуksни обухвати статора и ротора у синхронно-ротирајућем референтном систему се могу изразити са:

$$\begin{aligned} \psi_{sd} &= L_s i_{sd} + L_m i_{rd} & \psi_{sq} &= L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \\ \psi_{rd} &= L_m i_{sd} + L_r i_{rd} & \psi_{rq} &= L_m i_{sq} + L_r i_{rq} \end{aligned} \tag{2.24}$$

Услед симетричности механичке конструкције асинхроне машине, индуктивности које се појављују су исте у оба референтна координатна система. Битно је напоменути да се параметри који се појављују у моделу електричног подсистема у стационарном и синхронно-ротирајућем координатном систему могу добити огледним мерењем са статорске стране, што оправдава примену датих модела.

Електромагнетни момент који машина развија се у произвољно ротирајућем координатном систему може изразити са:

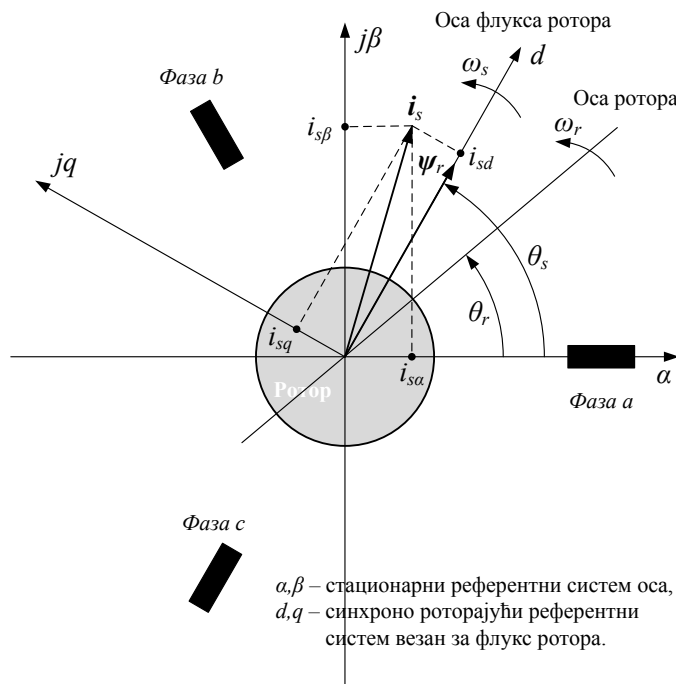
$$m_e = \frac{3}{2} p (\psi_s^e \times i_s^e) = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (\psi_r^e \times i_s^e) \tag{2.25}$$

што у стационарном референтном систему узима облик:

$$m_e = \frac{3}{2} p (\psi_{cs} i_{\beta s} - \psi_{\beta s} i_{cs}) = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (\psi_{dr} i_{\beta s} - \psi_{\beta r} i_{cs}) \tag{2.26}$$

а у синхронно-ротирајућем референтном систему:

$$m_e = \frac{3}{2} p (\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (\psi_{dr} i_{qs} - \psi_{qr} i_{ds}) \tag{2.27}$$



Слика 2.1 Векторски репрезент струје статора асинхроне машине у статорском-стационарном и синхронно-ротирајућем координатном систему.

Коначно, слика 2.1 илуструје релације између оригиналног, стационарног $\alpha\beta$ и синхроно-ротирајућег dq референтног система везаног за флукс ротора. У замишљеном dq координатном систему се стварни вектори струја, напона и флуксева машине описују еквивалентним d - и q - компонентама што је на слици 2.1 илустровано на примеру вектора струје, \mathbf{i}_s .

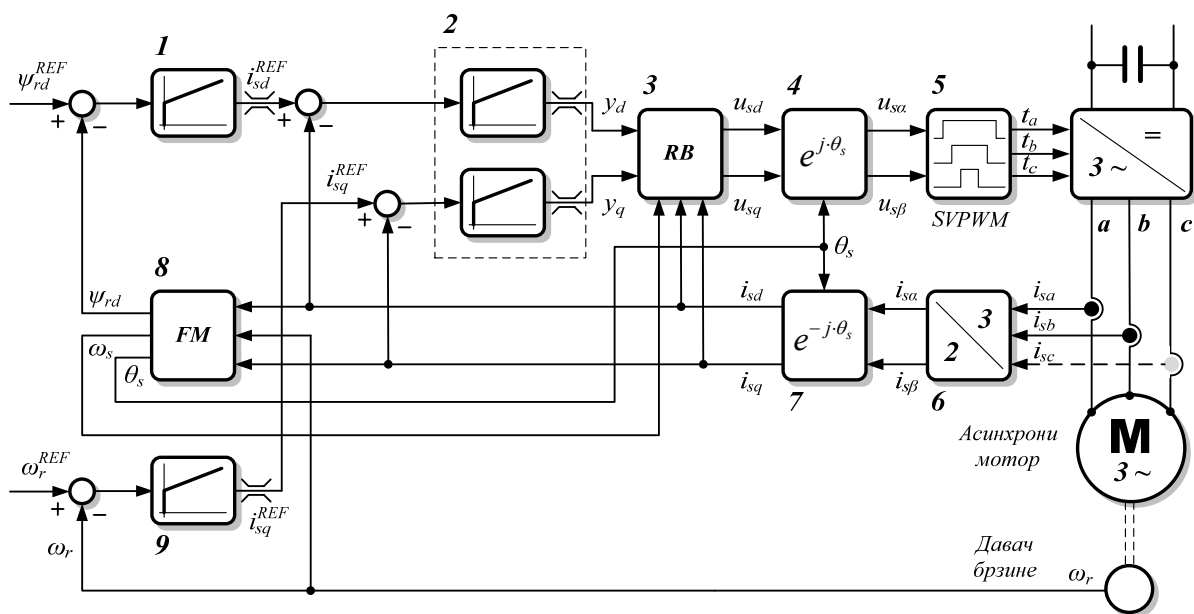
2.2 ВЕКТОРСКО УПРАВЉАЊЕ СА ОРИЈЕНТАЦИЈОМ ПРЕМА ПОЛОЖАЈУ РОТОРСКОГ ФЛУКСА

Природа рада електричне машине једносмерне струје са независном побудом омогућава потпуно распрегнуто и независно управљање струјом побудног намотаја која ствара флукс у машини, и струјом арматуре која ствара покретачки електромагнетни момент. Услед ове потпуне распрегнутости, развијени су једноставни, рачунски незахтевни управљачки алгоритми који машини једносмерне струје дају главну предност у погонским системима високих перформанси у раним годинама развоја дигиталног управљања електричним погонима. Са друге стране, трофазна наизменична асинхрона машина са својим вишефазним намотајима и вишефазним системом напајања представља математички сложену структуру, те је испрва било тешко постићи квалитет управљања једнак као код електричних погона са моторима једносмерне струје.

Моделовање асинхроне машине применом теорије просторних вектора и референтних система, изложено у претходном поглављу 2.1., је управо омогућило да се дефинише векторско управљање са оријентацијом према вектору поља и да се обезбеди распрегнутост компоненти вектора струје статора које независно стварају флукс и покретачки момент. Векторско управљање је засновано на утискивању распрегнутих компоненти струја статора у dq управљачком систему са затвореном повратном спрегом по мереним фазним струјама статора.

Класична структура векторског управљања са оријентацијом према вектору поља која се данас користи у регулисаним погонима са трофазном асинхронном машином је дата на слици 2.2. Слично као и код управљачког система за мотор једносмерне струје, постоје две спољашње регулационе петље: једна за флукс (блок 1) и друга за брзину обртања (блок 9). Унутрашњу управљачку петљу чине два одвојена регулатора струје најчешће PI (пропорционално-интегралног) типа, један за компоненту струје статора i_{sd} и регулацију флукса у машини, и други за компоненту струје статора i_{sq} и регулацију покретачког момента машине (блок 2). Користећи информацију о dq компонентама струје статора, процењене синхроне брзине обртања поља ω_s и излазне вредности регулатора струја y_d и y_q , блок за распрезање (RB , блок 3) израчунава референтне компоненте напона статора u_{sd} и u_{sq} . Ако је положај θ_s између d - осе, односно роторског флукса, и стационарног референтног система (оса намотаја фазе a или α -

оса) познат, компоненте u_{sd} и u_{sq} се преводе инверзном Парковом трансформацијом (блок 4) из синхронно-ротирајућег система у $\alpha\beta$ компоненте стационарног референтног система. Након трансформације и примене импулсно-ширинске модулације просторног вектора (SVPWM, блок 5) на мотор се преко инвертора доводи напон жељене амплитуде и фазног става. Срж управљачког алгорита представља модел флукса асинхроне машине (FM, блок 8) који процењује тренутну вредност ψ_{sd} , положај θ_s и брзину ω_s роторског флукса на основу вектора струје статора i_{sdq} и брзине ротора ω_r . На тај начин је индиректно одређен положај поља, па овакав начин управљања носи назив индиректно векторско управљање са оријентацијом према вектору поља. При томе се код асинхроних погона високих перформанси, за највиши квалитет управљања, брзина обраћања ω_r мери путем давача положаја и брзине на вратилу машине.



Слика 2.2 Савремена структура векторског управљања са оријентацијом према пољу ротора за погон са трофазном асинхронном машином и напонским инвертором.

Приказани алгоритам управљања ради оптимално под претпоставком да су компоненте струје статора i_{sd} и i_{sq} потпуно независне једна од друге. Распрежући блок RB постиже добре резултате само у устаљеним стањима, док се слабији резултати имају током трајања прелазних појава. Ово нарочито долази до изражаја приликом рада погона у опсегу слабења поља, где постоји јака међусобна спрега између d – и q – оса.

2.2.1 ИНДИРЕКТНА ПРОЦЕНА ПОЛОЖАЈА РОТОРСКОГ ФЛУКСА

Струје ротора код кавезног асинхроног мотора представљају немерљиве физичке величине које нису од стварног интереса, па се могу елиминисати из система једначина модела. Уколико се изразе $d - q$ струје ротора на основу једначина за флуксне обухвате

(2.24) и уврсте у једначине напонске равнотеже намотаја ротора (2.23) после краћег сређивања се може доћи до следећих израза:

$$\begin{aligned} T_r \frac{d\psi_{rd}}{dt} + \psi_{rd} &= \omega_k T_r \psi_{rq} + L_m i_{sd} \\ T_r \frac{d\psi_{rq}}{dt} + \psi_{rq} &= -\omega_k T_r \psi_{rd} + L_m i_{sq} \end{aligned} \quad (2.28)$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

где T_r представља електричну временску константу ротора.

Из израза (2.28) је јасно да се избором учестаности клизања:

$$\omega_k = \frac{L_m i_{sq}}{T_r \psi_{rd}} \quad (2.29)$$

роторска једначина напонске равнотеже по q – оси своди на:

$$T_r \frac{d\psi_{rq}}{dt} + \psi_{rq} = 0 \Rightarrow \psi_{rq} = 0 \quad (2.30)$$

Другим речима, погодним избором вредности учестаности клизања може се осигурати да је вредност флукса ротора у q – оси једнака 0. Крајњи резултат тога је да је вектор флукса ротора постављен у правцу d – осе референтног синхроно-ротирајућег координатног система. Ако је флукс ротора у q – оси поништен, једначина напонске равнотеже ротора по d – оси (2.28) поприма облик:

$$T_r \frac{d\psi_{rd}}{dt} + \psi_{rd} = L_m i_{sd} \quad (2.31)$$

На основу једначина (2.30) и (2.31) је јасно да се флукс ротора може независно контролисати d – компонентом струје статора i_{sd} . На основу (2.31) је јасно да се динамика флукса ротора може описати следећом једначином у континуалном Лапласовом s – домену:

$$\psi_{rd}(s) = \frac{L_m}{1 + sT_r} i_{sd}(s) \quad (2.32)$$

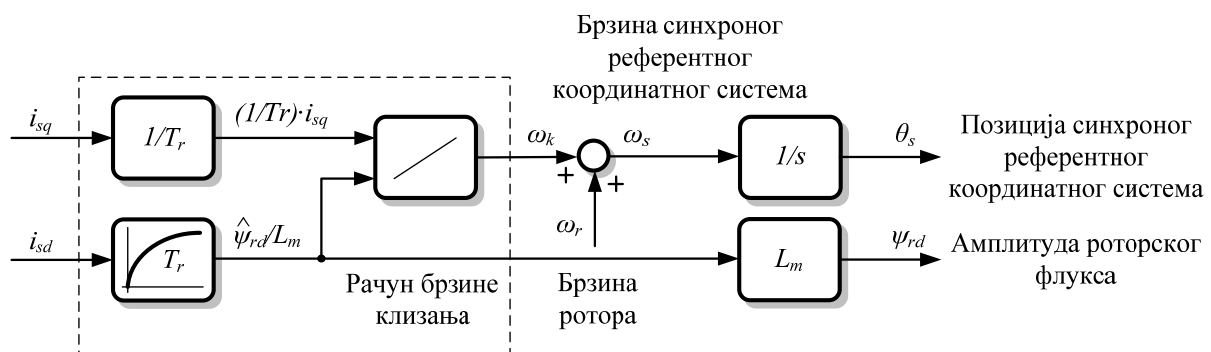
а да у устаљеним стањима важи:

$$|\Psi_r| = \psi_{rd} = L_m i_{sd} \quad (2.33)$$

Поред тога на основу претходног и једначине (2.27) важи да се електромагнетни момент може изразити као:

$$m_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} i_{sq} \tag{2.34}$$

што показује да се моментом може управљати независно од флукса, контролисањем q – компоненте струје статора. Једначине (2.33) и (2.34) представљају основу за индиректно векторско управљање са оријентацијом према вектору роторског флукса и за распрегнуто управљање електромагнетним моментом и флуksom машине. Раније представљен модел флукса на слици 2.2 (блок 8), који представља срж ове стратегије управљања, се сада може детаљније илустровати сликом 2.3. Ова метода обезбеђује услове у којима су вектор флукса ротора и струје ротора увек међусобно нормални, па и у прелазним стањима све док се струја статора по d – оси држи константном, па самим тим осигурава оптималну динамику и искоришћење машине.



Слика 2.3 Модел флукса код индиректног векторског управљања асинхроном машином.

2.2.2 СТРУКТУРА И ПОДЕШАВАЊЕ ПАРАМЕТАРА РЕГУЛАТОРА СТРУЈЕ

Струје статора се регулишу у dq синхроно-ротирајућем координатном систему. У овом управљачком систему по струји статора постоје два идентична PI регулатора. Један контролише d – компоненту струје статора и флукс у машини, док други регулише q – компоненту струје статора и покретачки момент машине. За прорачун параметара регулатора и добијања жељеног одзива потребно је познавати динамички модел статорског кола у континуалном dq домену. У таквом моделу напон статора треба да представља улазну, а струја статора излазну променљиву.

Уколико се у математичком моделу у синхроно-ротирајућем dq домену (2.23-2.24) елиминишу струја ротора и флукс статора који нису од интереса са становишта приказаног управљања, тако што се изрази:

$$i_{rd} = \frac{1}{L_r} (\psi_{rd} - L_m i_{sd}) \quad i_{rq} = \frac{1}{L_r} (\psi_{rq} - L_m i_{sq}) \tag{2.35}$$

$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} (\psi_{rd} - L_m i_{sd}) \quad \psi_{sq} = L_s i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} (\psi_{rq} - L_m i_{sq})$$

замене у једначинама напонске равнотеже (2.23), након краћег сређивања се добија модел асинхроне машине са струјом статора и флуksom ротора као променљивама стања:

$$\begin{aligned} \frac{di_{sd}}{dt} &= \frac{1}{T_\sigma} i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{1}{\sigma T_r} \psi'_{rd} + \frac{1}{\sigma} \omega_r \psi'_{rq} + \frac{1}{L_\sigma} u_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} &= \omega_s i_{sd} - \frac{1}{T_\sigma} i_{sq} - \frac{1}{\sigma} \omega_r \psi'_{rd} + \frac{1}{\sigma T_r} \psi'_{rq} + \frac{1}{L_\sigma} u_{sq} \end{aligned} \quad (2.36)$$

$$\frac{d\psi'_{rd}}{dt} = \frac{1}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \psi'_{rd} + (\omega_s - \omega_r) \psi'_{rq}$$

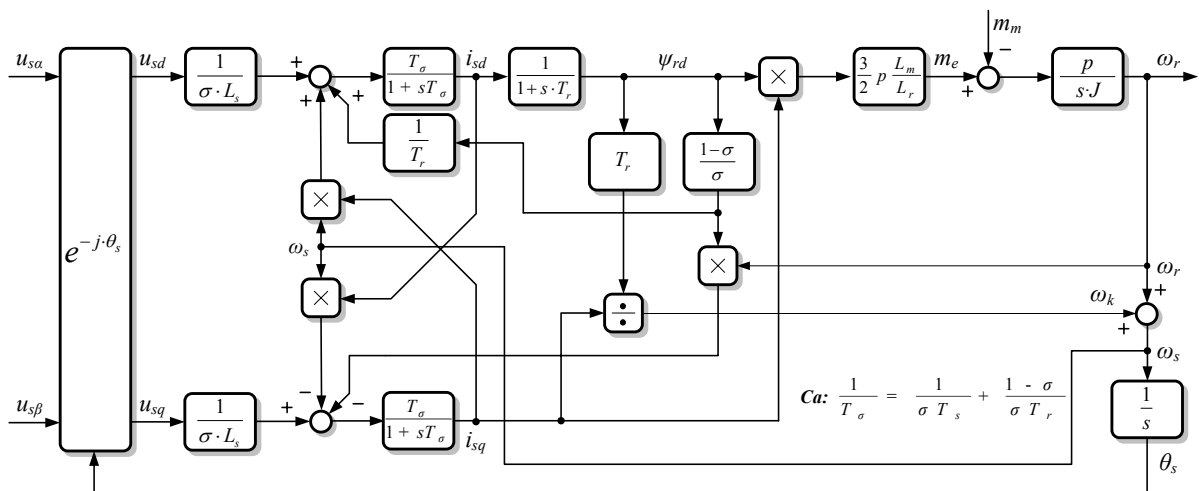
$$\frac{d\psi'_{rq}}{dt} = \frac{1}{T_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega_r) \psi'_{rd} - \frac{1}{T_r} \psi'_{rq}$$

где су:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad T_\sigma = \frac{L_\sigma}{R_\sigma} \quad L_\sigma = \sigma L_s \quad R_\sigma = R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \quad T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (2.37)$$

$$\psi'_{rd} = \frac{1}{L_m} \psi_{rd} \quad \psi'_{rq} = \frac{1}{L_m} \psi_{rq}$$

Једначине (2.36) и једначина момента (2.34) формирају заједно целокупан континуални модел асинхроне машине илустрован на слици 2.4.



Слика 2.4 Континуални модел асинхроне машине са кавезним ротором у синхронотирајућем референтном систему.

На основу добијеног модела и приказане слике 2.4 јасно се уочава да еквивалентна временска константа статора T_σ моделује кашњење струје статора у односу на напон статора, и да појачање у директној грани између напона статора и струје статора износи $1/R_s$. Електрични процес у статорском намотају се стога може моделовати преносном функцијом:

$$\frac{i_s(s)}{u_s(s)} = \frac{1}{L_\sigma} \frac{T_\sigma}{1 + sT_\sigma} = \frac{1/R_s}{1 + sT_\sigma} \quad (2.38)$$

Добијена преносна функција статорског кола је неопходна за правилан прорачун параметара регулатора и добијања жељеног одзива струја статора у регулационој структури. Са слике 2.4 се види да постоји повратна спрега ротора на статор преко флуksа ротора. Пошто је флуks ротора константна величина у базном опсегу управљања брзином или споропроменљива величина у опсегу слабљења поља, у оквиру регулационе структуре струје статора се може посматрати као константан поремећај који не утиче на динамику процеса. Такође се јасно види да постоји међусобна спрега између регулационих структура по d - и q - осе преко чланова чији утицај расте са учестаношћу поља, односно са брзином обртања. Стога је њихов утицај релативно мали у опсегу малих брзина, а у области слабљења поља доводи до јаке спреге између dq -оса па је овај утицај пожељно компензовати. Компензациони чланови означени као рапрежући блок (RB) на слици 2.1 могу се добити изражавањем напона статора по dq -осама на основу једначина (2.36) уважавајући при томе да је елиминисана q -компонента флуksа ротора:

$$\begin{aligned} u_{sd} &= R_s i_{sd} + L_\sigma \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s L_\sigma i_{sq} \\ u_{sq} &= R_s i_{sq} + L_\sigma \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s L_\sigma i_{sd} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} \end{aligned} \quad (2.39)$$

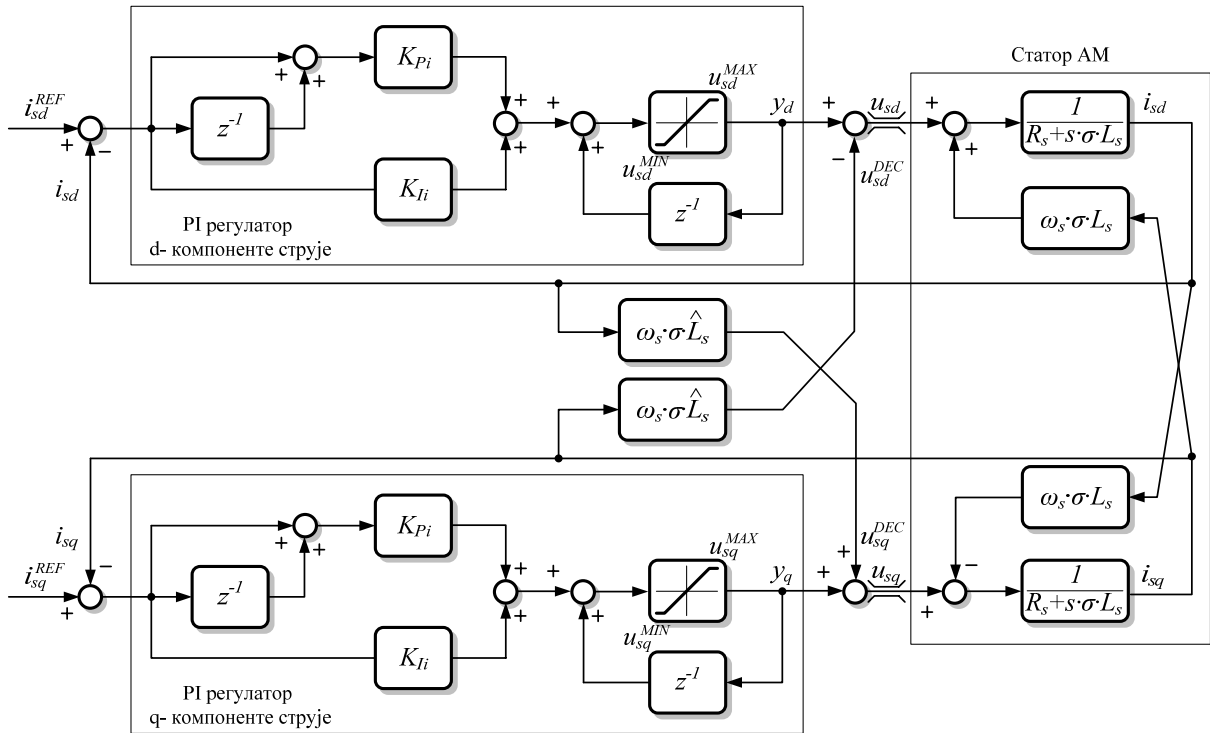
Компензациони распрежући чланови које треба додати на излазе PI регулатора струје како би регулатор управљао процесом датим једначином (2.38) износе:

$$\begin{aligned} u_{sd}^{dec} &= \omega_s L_\sigma i_{sq} \\ u_{sq}^{dec} &= -\omega_s L_\sigma i_{sd} - \omega_s \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} \end{aligned} \quad (2.40)$$

Уважавајући да је флуks ротора константан или споропроменљив у опсегу слабљења поља из друге једначине (2.40) се изузима члан са флуksом ротора, јер ће интегрално дејство регулатора компензовати њен утицај.

На слици 2.5 је приказана структура регулатора струја статора по d - и q -осама заједно са моделом статорског кола. Користи се инкрементална форма регулатора где су

управљачке променљиве напона статора и њихових интегралних чланова стриктно ограничени на вредност дефинисану напонем једносмерног међукола инвертора u_{dc} .



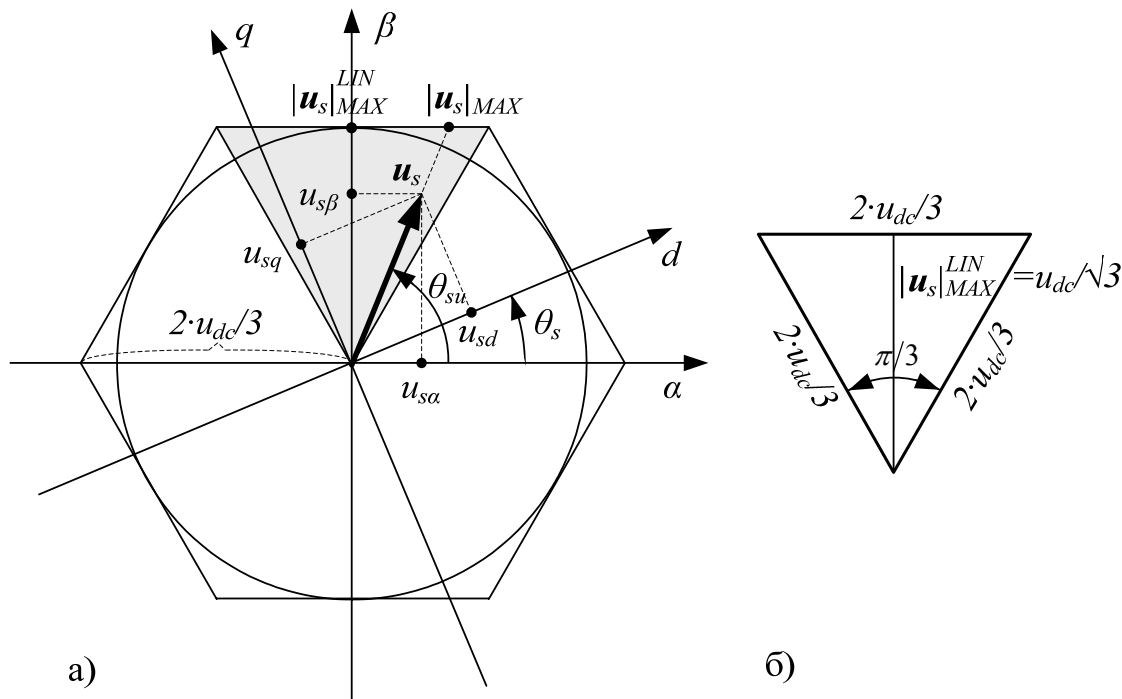
Слика 2.5 Структура регулатора струја статора у синхронно-ротирајућем координатном систему.

Наиме, у одређеним тренуцима током динамичког одзива, може се десити да струјни регулатори захтевају већу амплитуду управљачких променљивих које инвертор не може да постигне услед ограниченог напона једносмерног међукола. Тада управљачка променљива достиже свој максимум (границу) искоришћавајући сву резерву напона. Након што струја достигне референтну вредност, управљачка променљива ће остати на својој граничној вредности док интегрални члан не почне да опада. Током тог процеса се могу јавити непожељне осцилације струје. Управо из разлога да се максимално елиминисе и скрати време трајања ове непожељне појаве, користи се инкрементална форма регулатора код које се не дозвољава да интегрални члан узима веће вредности од дефинисане граничне вредности.

Познато је да максимални корисни напон статора лежи унутар шестоугла дефинисаног остваривим елементарним векторима напона трофазног инвертора [Б7] (слика 2.6). При томе је од главне важности ограничење амплитуде вектора напона статора. Међутим, у оквиру управљачке структуре се вектор напона статора састоји од две компоненте: u_{sd} и u_{sq} или $u_{s\alpha}$ и $u_{s\beta}$; што значи да се мора дефинисати одговарајућа метода за разлагање напонског ограничења на компоненте напона. На основу слике 2.6 се може закључити да граничну вредност напона дефинише или приказани шестоугао напона или уписана кружница унутар тог шестоугла. Ограничење на основу граница дефинисаних шестоуглом максимално искоришћава напонске могућности инвертора с обзиром на оствариви управљачки напон. Међутим, ова метода проузрокује додатни

трећи хармоник у струји статора. Ово је непожељно јер у устаљеном стању компоненте струја које стварају флуks у машини и покретачки момент треба да буду једносмерне величине константне вредности. Стога се код погона високих перформанси узима ограничење напона по уписаној кружници унутар приказаног шестоугла, односно линеарни део карактеристике напонског модулятора. У линеарном режиму рада модулятора максимално остварива амплитуда фазног напона статора (векторског репрезента), претпостављајући везу статорског намотаја у звезди, износи:

$$|\mathbf{u}_s|_{\max}^{LIN} = \frac{u_{dc}}{\sqrt{3}} \tag{2.41}$$



Слика 2.6 Ограничење управљачких променљивих у оквиру модулятора просторног вектора напона статора.

Метода разлагања напонског ограничења на њене компоненте, која осигурава стабилност система, одређује која компонента напона има приоритет при дефинисању референтног напона статора. При томе приоритет зависи од радног режима машине, који може бити моторски или генераторски. Полазну основу за одређивање стратегије разлагања напонског ограничења инвертора и налажење одговарајућих граничних вредности регулатора струје, чине једначине напонске равнотеже статора у dq домену које важе за устаљена стања. На основу једначина (2.34) у устаљеном стању важи:

$$\begin{aligned} u_{sd} &= R_s i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \\ u_{sq} &= R_s i_{sq} + \omega_s L_\sigma i_{sd} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} = R_s i_{sq} + \omega_s L_s i_{sd} \end{aligned} \tag{2.41}$$

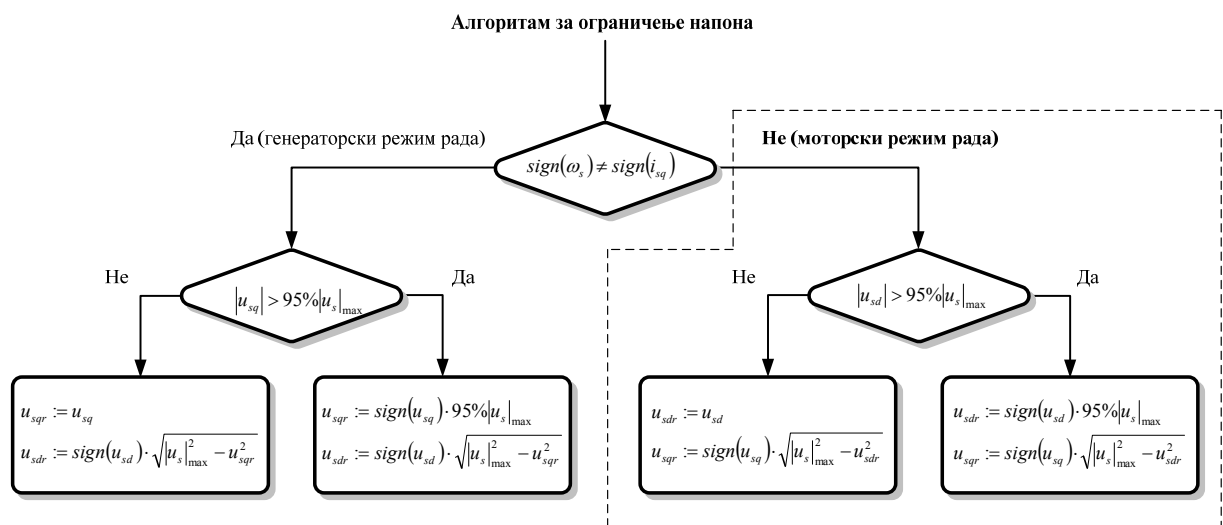
Излази регулатора струје узимају граничне вредности увек при великим брзинама, односно при високим учестаностима поља ω_s , тако да се пад напона на отпорности R_s у једначинама може занемарити, те имају облик:

$$\begin{aligned} u_{sd} &\approx -\omega_s \sigma L_s i_{sq} \\ u_{sq} &\approx \omega_s L_s i_{sd} \end{aligned} \tag{2.42}$$

Једначине 2.42 указују на јаку статичку спрегу између d - и q - оса у области високих учестаности (где се јављају најчешће ограничења напона), где референтне компоненте напона статора u_{sd} и u_{sq} већим делом покривају међусобну спрегу, а остатком одржавају своју компоненту струје. На основу (2.42) и чињенице да компонента струје i_{sd} која ствара флуks у машини увек има позитивну вредност у устаљеним стањима, може се закључити следеће:

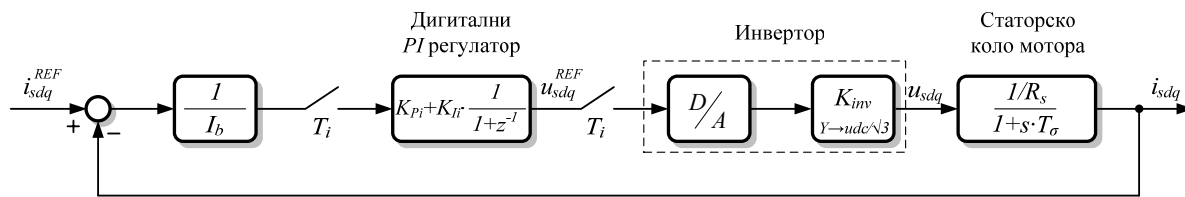
- Производ $i_{sq} \times \omega_s$ односно $m_e \times \omega_s$ који има димензију снаге, увек је позитиван у моторском режиму рада машине. При томе важи да u_{sd} има негативну вредност, односно да u_{sd} и i_{sd} имају различит, док u_{sq} и i_{sq} имају исте предзнаке.
- Производ $i_{sq} \times \omega_s$ односно $m_e \times \omega_s$ је увек негативан у генераторском режиму рада. При томе важи да u_{sd} има позитивну вредност, односно да су u_{sd} и i_{sd} истог, а u_{sq} и i_{sq} различитог предзнака.

На основу ове анализе се може закључити да у моторском режиму рада треба дати приоритет d - компоненти напона статора u_{sd} , а у генераторском режиму q - компоненти напона u_{sq} . Узимајући резерву од 5% за компоненту напона која није приоритетна, у оквиру струјних регулатора је усвојен алгоритам за разлагање напонског ограничења дат на слици 2.7.



Слика 2.7 Алгоритам за одређивање граничних вредности регулатора струје статора.

Структура регулационе петље по струји статора на основу које се подешавају контролни параметри може се приказати сликом 2.8. Статорско коло је оправдано приказано процесом (2.38), инвертор је приказан колом задршке првог реда са транспортним кашњењем једнаким T_i , а регулатор струје је дат у својој дигиталној форми. Узимајући у обзир да је управљачки алгоритам реализован на микроконтролеру, где регулатор рачуна са релативним вредностима физичких величина, у оквиру регулационе структуре је уврштено и појачање $1/I_b$, где I_b представља усвојену базну вредност за струју. На тај начин се добијају прилагођени параметри регулатора струје K_{pi} и K_{ii} чије се вредности директно уврштавају у микроконтролеру.



Слика 2.8 Струјна регулациона петља на основу које се прорачунавају параметри регулатора ради остваривања жељеног одзива струје статора.

По Дахлин-овом алгоритму оптимални параметри регулатора који одређују апериодични одскочни одзив управљане променљиве износе [Б8-Б10]:

$$K_{pi} = \frac{1 - e^{-\lambda T_i}}{K_{ii} \left(e^{\frac{T_i}{T_\sigma}} - 1 \right) \left(1 + \left(1 - e^{-\lambda T_i} \right) \right)} \tag{2.43}$$

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

У једначини (2.43) параметар λ дефинише жељено трајање апериодичног одскочног одзива, T_i представља периоду одабирања струјне регулационе петље, а K_{ii} укупно појачање у директној грани регулационе петље које под претпоставком да је статорски намотај везан у спрегу звезда износи:

$$K_{ii} = \frac{u_{dc}}{\sqrt{3}} \frac{1}{R_s} \frac{1}{I_b} \tag{2.44}$$

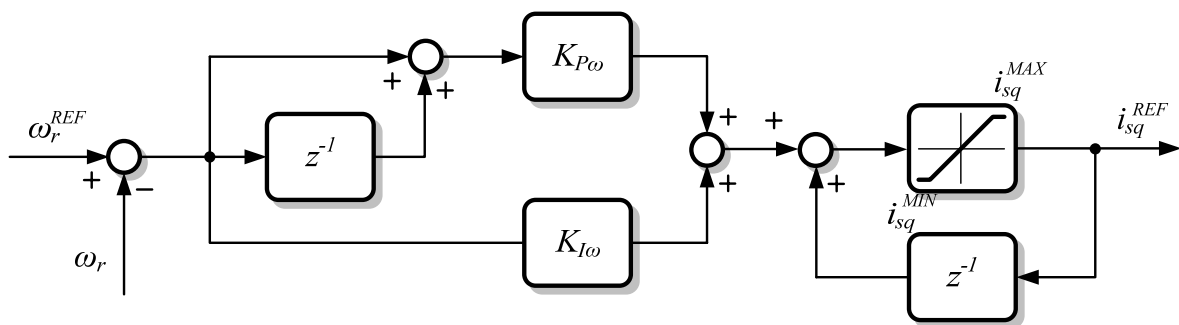
По затварању регулационе петље по Дахлин-овом алгоритму, читава петља се може представити процесом чија је доминантна временска константа једнака $1/\lambda$. Имајући у виду да унутрашња струјна регулациона петља треба да има динамику за ред величине већу у односу на динамику спољашње регулационе петље по брзини, параметар λ се бира тако да буде задовољен услов:

$$\frac{1}{\lambda} \leq \frac{T_\omega}{5} \quad (2.45)$$

где T_ω представља периоду одабирања регулационе петље по брзини обртања машине. Избором параметра λ на основу (2.45) пројектован је регулатор струје где се прелазне појаве у струјној петљи завршавају у оквиру периоде одабирања спорије надређене регулационе петље по брзини. На тај начин је могуће одвојено и независно пројектовати регулаторе струје и брзине мотора.

2.2.3 СТРУКТУРА И ПОДЕШАВАЊЕ ПАРАМЕТАРА РЕГУЛАТОРА БРЗИНЕ

На слици 2.9 је приказана дигитална форма регулатора брзине векторски управљане асинхроне машине. Брзина се регулише променом покретачког момента, који је у векторско управљаном погону одређен величином q – компоненте струје i_{sq} . Како би се осигурала стабилност погона неопходно је ограничити задату вредност струје i_{sq} . Инкрементални тип регулатора се најчешће користи како би се нежељене осцилације излазне референце по достизању граничних вредности, у овом случају осцилације момента, елиминисале или редуковале на најмању могућу меру.



Слика 2.9 Регулатор брзине векторски управљање асинхроне машине.

Граничне вредности регулатора брзине зависе од радног режима машине. У базном опсегу регулације брзине где се флуks мотора, односно d – компонента струје i_{sd} , држи на константној номиналној вредности, гранична вредност струје i_{sq} износи:

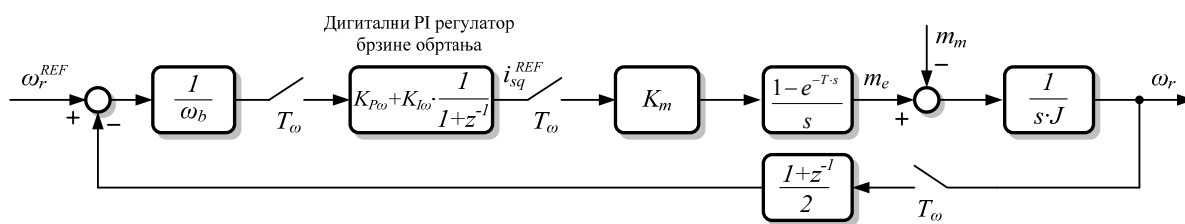
$$i_{sq}^{\max 1} = \sqrt{i_{s \max}^2 - i_{sdn}^2} \quad (2.46)$$

где је $i_{s \max}$ максимална фазна струја мотора или струјно ограничење инвертора, а i_{sdn} номинална струја магнећења машине.

У опсегу слабљења поља, за веће брзине од номиналне, струја i_{sd} опада тако да преостала резерва за граничну вредност струје i_{sq} расте. Међутим, имајући у виду да

међусобни однос струје i_{sq} и i_{sd} одређује клизање асинхроне машине (једначине 2.29 и 2.33), треба осигурати да радна тачка на моментној карактеристици остане на стабилном радном делу где је клизање мање од превалног. На основу анализе устаљеног стања и претходног критеријума стабилности може се одредити вредност струје i_{sq} у опсегу слабљења поља у зависности од параметара машине и задате вредности струје i_{sd} . Како фокус тезе није било разматрање рада машине на великим брзинама, већ само у базном опсегу где је струја i_{sd} одржавана на константној вредности, за ограничење струје i_{sq} је коришћен услов 2.46.

Структура регулационе петље по брзини на основу које се подешавају контролни параметри приказана је на слици 2.10.



Слика 2.10 Регулациона петља по брзини асинхроног мотора на основу које се прорачунавају параметри регулатора брзине ради остваривања жељеног одзива.

Процес управљања представља механички подсистем електричне машине који је дат Њутновом једначином кретања (2.10) и већ је приказан у оквиру континуалног модела асинхроне машине у dq координатама (слика 2.4). Са овог аспекта, у континуалном s – домену машина представља чист интегрални процес са појачањем $1/J$. У обзир је узета чињеница да инвертор и регулатор генеришу електромагнетни моменат m_e са закашњењем једнаким периоди одабирања регулационе петље $T_ω$, што је представљено преносном функцијом кола задршке нултог реда. Дигитални PI регулатор брзине даје на свом излазу референцу q – компоненте струје i_{sq} у релативним вредностима, па да би се одредила релевантна структура где у аналогном делу петље треба добити електромагнетни моменат у апсоултним јединицама (Nm), треба укључити појачање K_m . Појачање K_m се добија на основу моментне једначине векторски управљане асинхроне машине (2.34):

$$m_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} i_{sq} = \frac{3}{2} p \frac{L_m^2}{L_r} i_{sd} i_{sq} = \frac{3}{2} p \frac{L_m^2}{L_r} i_{sd} I_b i_{sq}^* = K_m i_{sq}^* \tag{2.53}$$

$$K_m = \frac{3}{2} p \frac{L_m^2}{L_r} i_{sd} I_b$$

где * у натписнику означава релативну вредност величине, а I_b представља усвојену базну вредност за струје. Дигитални регулатор брзине рачуна са релативним вредностима брзине па је у оквиру дигиталног дела регулационе петље уврштен блок за

нормализацију брзине са појачањем $1/\omega_b$. ω_b представља усвојену базну вредност за брзину. Имајући у виду начин одређивања (мерања) брзине обртања у еквидистантним временским интервалима T_ω , у повратној спрези регулационе петље је укључен блок за усредњавање чији дискретни облик функције преноса гласи:

$$H_\omega(z) = \frac{z+1}{2z} \quad (2.54)$$

Критеријум за подешавање параметара регулатора брзине коришћен у овом раду је оптимално брз апериодични одзив на одскочну референцу брзине. Временски одзив брзине треба да је без прескока и са минималном површином између задате и остварене брзине. Детаљан поступак изложен у [Б11-Б12] полази од карактеристичног полинома целокупне функције преноса система са затвореном повратном спрегом са слике 2.10, и на основу критеријума за пројектовање даје рачун за оптималне вредности пропорционалног и интегралног појачања регулатора брзине:

$$K_{p\omega} = 0,2027 \frac{2J}{T_\omega} \frac{\omega_b}{K_m} \quad (2.55)$$

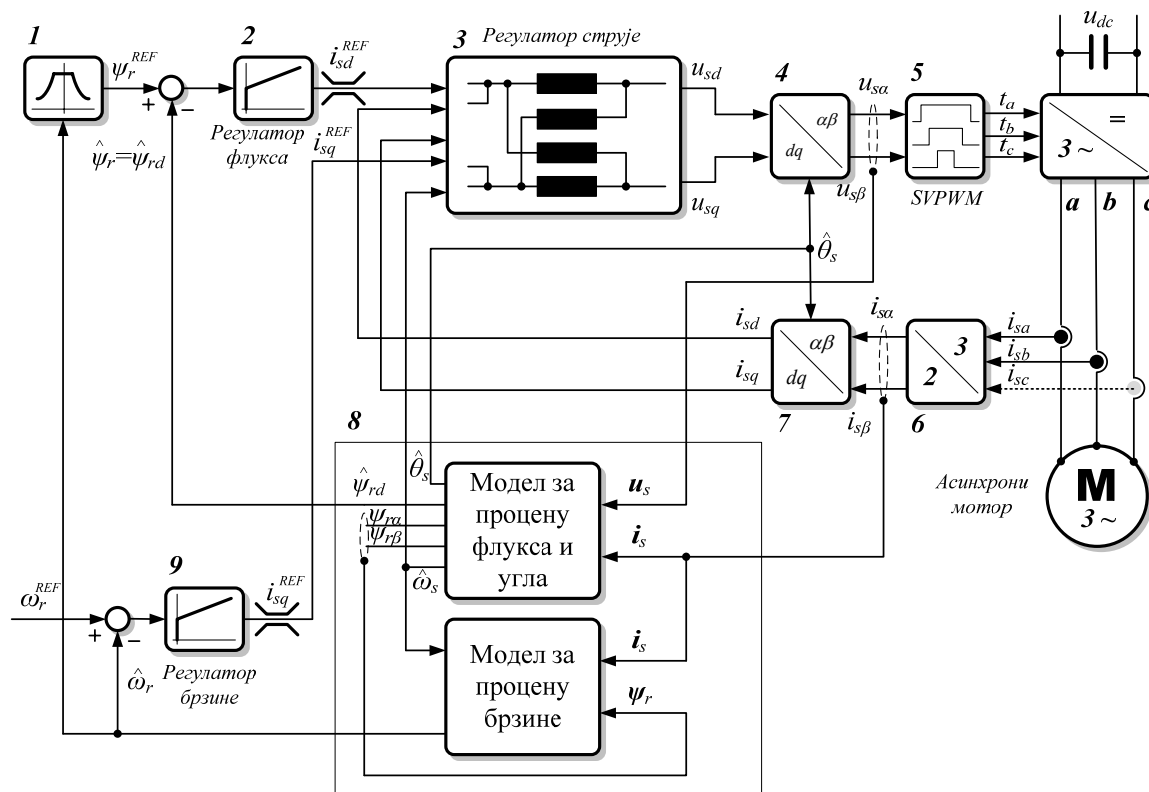
$$K_{i\omega} = 0,03512 \frac{2J}{T_\omega} \frac{\omega_b}{K_m}$$

2.3 PLL МЕТОДА ОРИЈЕНТАЦИЈЕ ПРЕМА ПОЛОЖАЈУ РОТОРСКОГ ФЛУКСА И ДИРЕКТНА ЕСТИМАЦИЈА БРЗИНЕ У ОТВОРЕНОЈ ПЕТЉИ

Сензор брзине на вратилу машине је потребно елиминисати како би се умањила цена и пре свега повећала поузданост рада целокупног погона. Поузданост електричног погона без сензора брзине на вратилу је повећана услед елиминисања осетљивих галванских веза између сензора и контролера (каблова и прилагодне електронике) па не постоји могућност његовог отказа нити постоји потреба за сервисирање.

Због предности у базном опсегу брзине, у односу на оријентацију према вектору флукса статора, у овом раду је коришћено векторско управљање без сензора брзине са оријентацијом према флуксу ротора. Такође методе без сензора брзине са оријентацијом према вектору флукса ротора је лакше интегрисати у целокупну управљачку структуру погона високих перформанси која је описана у претходном поглављу. На тај начин је могуће лакше и меродавније упоредити два реализована управљачка алгоритма: са и без сензора. Предности управљања са оријентацијом према вектору флукса статора долазе тек до изражаја у подручју веома великих брзина, дубоко у подручју слабљења поља које се не разматра посебно у овом раду.

У овом раду је коришћена метода естимације брзине ротора у отвореној петљи са напредним алгоритмом за естимацију флукса. Алгоритам за естимацију флукса машине при томе отклања познате недостатке процене брзине ротора у отвореној петљи у опсегу малих брзина услед непознавања тачних вредности параметара машине и осталих непожељних појава које ће детаљно бити изложене у наредном тексту. Слика 2.11 приказује блок дијаграм коришћеног алгоритма управљања без сензора брзине ротора. Кључни делови су блокови за естимацију флукса и брзине обртања мотора. На основу терминалних вредности напона и струје естимира се амплитуда, положај и брзина роторског флукса применом робусне PLL технике. Модел за процену брзине на основу естимираних учестаности роторског флукса и директно израчунатог клизања на основу терминалних струја и компоненти роторског флукса, даје на свом излазу брзину ротора. Естимирана брзина ротора се даље користи за регулацију брзине. Блок за одређивање референтне вредности и регулатор амплитуде флукса нису имплементирани јер није разматран рад погона у опсегу слабљења поља. Референтна вредност струје по d оси је одржавана на константној вредности.



Слика 2.11 Блок дијаграм управљања без сензора на вратилу машине са оријентацијом према вектору флукса ротора. Алгоритам користи мерене фазне струје мотора.

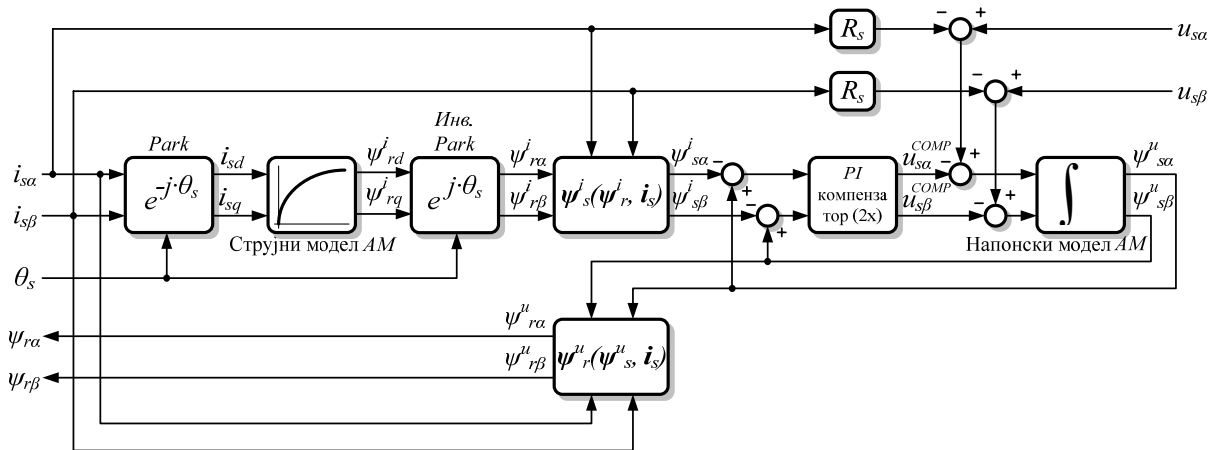
2.3.1 ЕСТИМАЦИЈА КОМПОНЕНТИ ФЛУКСА РОТОРА

Анализа основног облика једначина напонске равнотеже у произвољно ротирајућем референтном систему:

$$\begin{aligned}
 u_{sd}^e &= R_s i_{sd}^e + \frac{d\psi_{sd}^e}{dt} - \omega_e \psi_{sq}^e & u_{sq}^e &= R_s i_{sq}^e + \frac{d\psi_{sq}^e}{dt} + \omega_e \psi_{sd}^e \\
 0 &= R_r i_{rd}^e + \frac{d\psi_{rd}^e}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \psi_{rq}^e & 0 &= R_r i_{rq}^e + \frac{d\psi_{rq}^e}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \psi_{rd}^e
 \end{aligned}
 \tag{2.56}$$

указује на различите могућности рачунања или естимације вектора флуksа ротора. Приступ том проблему се разликује по коришћеном референтном систему и мереним величинама које представљају улазе естиматора. Најчешћи приступ у пракси је да се компоненте флуksа ротора испрва рачунају у стационарном статорском референтном систему, а да се у наредном кораку рачунају амплитуда и положај (фазни угао) у оквиру синхронно-ротирајућег референтног система. Такав приступ је и овде примењен.

Коришћени естиматор флуksа спада у класу сложених и напредних естиматора који покривају широк опсег брзина. Приказан је на слици 2.12. Садржи два модела: једноставни струјни $i_s - \omega_r$ модел у отвореној петљи који треба да обезбеди тачну процену компоненти роторског флуksа нарочито при малим брзинама обртања ротора, и адаптивни $u_s - i_s$ модел за тачну процену роторског флуksа у широком опсегу брзина.



Слика 2.12 Блок дијаграм алгоритма за процену роторског флуksа.

Струјни модел естиматора флуksа ротора се може извести на основу напонске једначине (2.23) и једначине флуksних обухвата ротора (2.24) које важе у синхронно-ротирајућем координатном систему везаном за флуks ротора, при чему се као улазна променљива користи струја статора:

$$\begin{aligned}
 \frac{d\psi_{rd}^i}{dt} &= \frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \psi_{rd}^i + (\omega_s - \omega_r) \psi_{rq}^i \\
 \frac{d\psi_{rq}^i}{dt} &= \frac{L_m}{T_r} i_{sq} - \frac{1}{T_r} \psi_{rq}^i - (\omega_s - \omega_r) \psi_{rd}^i
 \end{aligned}
 \tag{2.57}$$

Написник i у ознакама за флуks ротора указује на вредност флуksа ротора из струјног модела. Уколико је ротирајући координатни систем везан за флуks ротора, односно d – оса координатног система поравната са вектором флуksа ротора, важи да је:

$$\begin{aligned}\psi_{rd}^i &= |\Psi_r^i| \\ \psi_{rq}^i &= 0\end{aligned}\tag{2.58}$$

Уврштавањем (2.58) у (2.57) добија се:

$$\begin{aligned}\frac{d\psi_{rd}^i}{dt} &= \frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \psi_{rd}^i \\ \psi_{rq}^i &= 0\end{aligned}\tag{2.59}$$

Једначине (2.59) представљају карактеристичне једначине за векторско управљање. Овако одређене компоненте флуksа ротора потребно је трансформисати у стационарни статорски референтни систем применом инверзне Паркове трансформације, како би се извршила корекција адаптивног напонског модела естиматора који је изведен у статорским координатама:

$$\begin{aligned}\psi_{r\alpha}^i &= \psi_{rd}^i \cos(\theta_s) - \psi_{rq}^i \sin(\theta_s) = \psi_{rd}^i \cos(\theta_s) \\ \psi_{r\beta}^i &= \psi_{rd}^i \sin(\theta_s) + \psi_{rq}^i \cos(\theta_s) = \psi_{rd}^i \sin(\theta_s)\end{aligned}\tag{2.60}$$

где је θ_s положај роторског флуksа, односно положај синхроно-ротирајућег референтног система. Излаз струјног модела естиматора флуksа у отвореној петљи су компоненте статорског флуksа у стационарном референтном систему које се добијају на основу једначина флуksних обухвата статора (2.22):

$$\begin{aligned}\psi_{s\alpha}^i &= \frac{L_m}{L_r} \psi_{r\alpha}^i + L_\sigma i_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta}^i &= \frac{L_m}{L_r} \psi_{r\beta}^i + L_\sigma i_{s\beta}\end{aligned}\tag{2.61}$$

Напонски модел естиматора флуksа ротора заснива се на једначини напонске равнотеже статора у стационарном референтном систему, одакле је једноставно наћи флуks статора као интеграл индуковане електромоторне силе статора:

$$\begin{aligned}\frac{d\psi_{s\alpha}^u}{dt} &= u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} \Rightarrow \psi_{s\alpha}^u = \int (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt = \int e_{s\alpha} dt \\ \frac{d\psi_{s\beta}^u}{dt} &= u_{s\beta} - R_s i_{s\beta} \Rightarrow \psi_{s\beta}^u = \int (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt = \int e_{s\beta} dt\end{aligned}\tag{2.62}$$

Улазне променљиве за напонски модел естиматора су напон и струја статора. При томе се напон статора у највећем броју случајева не мери директно, већ се процењује на основу мерене вредности напона једносмерног међукола и познавања прекидачких стања инвертора. На основу (2.62) се може закључити да тачност напонског модела строго зависи од тачности познавања статорске отпорности. Овај утицај је нарочито изражен у области малих брзина обртања. Такође се може запазити да услед чисте интеграције улазних променљивих, напона и струје статора, недостаје механизам за елиминацију њихове грешке у виду офсета, погрешних почетних вредности или поремећаја. У једном делу литературе се као неопходан механизам предлаже увођење тзв. квази-интегратора облика $1/(s + \omega_c)$ у реализацији естиматора. У овом раду је за корекцију естимираних вредности флукса статора, и за компензацију грешке услед чисте интеграције и тачног непознавања статорске отпорности R_s , напонски модел естиматора адаптиран на следећи начин:

$$\begin{aligned}\psi_{s\alpha}^u &= \int (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - u_{\alpha}^{comp}) dt \\ \psi_{s\beta}^u &= \int (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - u_{\beta}^{comp}) dt\end{aligned}\quad (2.63)$$

Компензациони чланови u_{α}^{comp} и u_{β}^{comp} представљају излазе PI регулатора који теже да елиминишу грешку између тачног струјног модела и напонског модела флукса статора:

$$\begin{aligned}u_{\alpha}^{comp} &= K_{pf}(\psi_{s\alpha}^u - \psi_{s\alpha}^i) + K_{if} \int (\psi_{s\alpha}^u - \psi_{s\alpha}^i) dt \\ u_{\beta}^{comp} &= K_{pf}(\psi_{s\beta}^u - \psi_{s\beta}^i) + K_{if} \int (\psi_{s\beta}^u - \psi_{s\beta}^i) dt\end{aligned}\quad (2.64)$$

Коефицијенте K_{pf} и K_{if} је потребно одредити тако да у адаптивном моделу флукса статора преовладава струјни модел у области малих учестаности поља, док у области великих учестаности постаје доминантан напонски модел:

$$K_{pf} = \omega_1 + \omega_2 \quad K_{if} = \omega_1 \cdot \omega_2 \quad (2.65)$$

Вредности $\omega_1 = 2 - 5 [rad/s]$ и $\omega_2 = 20 - 30 [rad/s]$ за полове функције спрегнутог преноса естиматора флукса обезбеђују благ прелаз између два модела [A16].

Након рачуна флукса статора (2.63) могу се одредити компоненте флукса ротора на основу једначина флуксних обухвата у стационарном координатном систему (2.22):

$$\begin{aligned}\psi_{rd}^u &= \frac{L_r}{L_m} (\psi_{sd}^u - L_{\sigma} i_{sd}) \\ \psi_{rq}^u &= \frac{L_r}{L_m} (\psi_{sq}^u - L_{\sigma} i_{sq})\end{aligned}\quad (2.66)$$

Овако одређене компоненте флуksа ротора из адаптивног напонског модела представљају коначне излазне величине естиматора флуksа које се касније користе за естимацију положаја вектора флуksа ротора и брзине обртања машине.

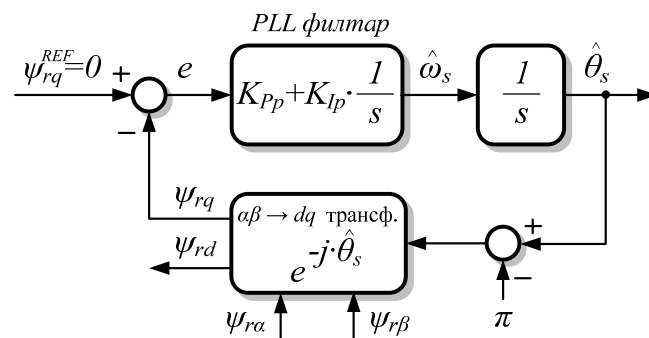
2.3.2 ЕСТИМАЦИЈА ПОЛОЖАЈА ФЛУКСА РОТОРА

Након што се одреде компоненте вектора флуksа ротора у стационарном координатном систему могуће је одредити и његов положај. За одређивање положаја флуksа ротора односно оријентацију поља у оквиру управљачке структуре асинхроне машине, познате су различите методе. Тачно познавање фазног угла флуksа ротора је неопходно за тачну и исправну трансформацију свих мерених величина у синхроноротирајући координатни систем где је реализовано управљање. Решење овог проблема углавном одређује квалитет целокупног управљања, јер грешка у одређивању положаја флуksа ротора има значајан негативан утицај на распрегнута управљање dq координатама струје.

На основу одређених компоненти флуksа ротора у стационарном координатном систему може се једноставно одредити положај векторског репрезента користећи израз:

$$\theta_s = \arctg\left(\frac{\psi_{r\beta}}{\psi_{r\alpha}}\right) \tag{2.67}$$

У свом основном облику израз (2.67) се ретко користи у пракси због изражене осетљивости на присуство шума и поремећаја у естимираним компонентама флуksа ротора. Једна од стандардних и напредних метода за одређивање положаја флуksа је фазно-затворена петља (*PLL Phase Locked Loop*) реализована у dq синхроноротирајућем референтном систему. Блок дијаграм *PLL* алгоритма је приказан на слици 2.13.



Слика 2.13 Блок дијаграм континуалног *PLL*-а у dq - референтном систему.

Принцип рада *PLL*-а у $d - q$ систему се може објаснити у неколико следећих корака:

- Као улазне променљиве PLL -а се користе претходно одређене компоненте флуksа ротора у стационарном координатном систему. Ако са θ_s означимо стварни положај вектора флуksа ротора, а са ψ_r његову амплитуду, важи:

$$\begin{aligned}\psi_{r\alpha} &= \psi_r \cos(\theta_s) \\ \psi_{r\beta} &= \psi_r \sin(\theta_s)\end{aligned}\tag{2.68}$$

- Стационарне компоненте флуksа ротора се трансформишу у dq координатни систем, користећи Парк-ову трансформацију ротације са естимираним положајем флуksа ротора $\hat{\theta}_s$ који се добија на излазу PLL -а. Добијају се dq компоненте флуksа ротора, ψ_{rd} и ψ_{rq} . При томе се као улазни угао у трансформацију ротације узима коригован угао флуksа за вредност $-\pi$ радијана уколико се жели на излазу PLL -а и амплитуда флуksа ротора као позитивна вредност која ће бити представљена d -компонентом флуksа ψ_{rd} у устаљеним стањима. Након примене трансформације добија се:

$$\begin{bmatrix} \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s - \pi) & \sin(\theta_s - \pi) \\ -\sin(\theta_s - \pi) & \cos(\theta_s - \pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) \\ -\sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix}\tag{2.69}$$

$$\begin{aligned}\psi_{rd} &= \psi_r \cos(\hat{\theta}_s - \theta_s) \\ \psi_{rq} &= \psi_r \sin(\hat{\theta}_s - \theta_s)\end{aligned}\tag{2.70}$$

- Формира се сигнал грешке e као разлика референце флуksа по q -оси ψ_{rq}^{ref} и добијене q -компоненте флуksа ротора ψ_{rq} , који се доводи на улаз PI регулатора. Управо постављање референце ψ_{rq}^{ref} на нулту вредност доводи до праћења фазног угла вектора флуksа ротора. PI регулатор ће деловати са циљем да смањи сигнал грешке на нулту вредност:

$$\begin{aligned}e &= \psi_{rq}^{ref} - \psi_{rq} = 0 - \psi_{rq} = \psi_r \sin(\theta_s - \hat{\theta}_s) \\ e = 0 &\Rightarrow \hat{\theta}_s = \theta_s\end{aligned}\tag{2.71}$$

што доводи да у стационарном стању естимирани положај вектора флуksа ротора $\hat{\theta}_s$ буде једнак стварном θ_s . Као филтар се бира PI регулатор, јер је тада сигнал грешке у устаљеном стању једнак нули за скоковите промене фазног угла флуksа ротора, али и за скоковите промене учестаности (референца угла по рампи) које се имају након задавања нове референце вредности брзине или при наглим променама оптерећења. Близу устаљеног стања, при малој разлици стварног и естимираниг положаја, сигнал грешке можемо линеаризовати у циљу добијања погодног модела за прорачун параметара PI регулатора у оквиру PLL -а:

$$e \approx \psi_r (\theta_s - \hat{\theta}_s) \tag{2.72}$$

- *PI* регулатор израчунава потребну угаону учестаност ротације $\hat{\omega}_s$ како би испратио вектор флукса ротора, што се у континуалном домену може представити са изразом:

$$\hat{\omega}_s(s) = \left(K_{pp} + \frac{K_{ip}}{s} \right) e(s) \tag{2.73}$$

На тај начин се добија естимирана вредност угаоне учестаности флукса ротора $\hat{\omega}_s$.

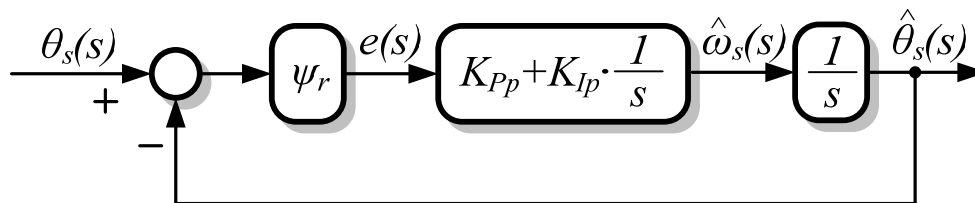
- Интеграљењем естимиране угаоне учестаности по времену добија се естимирани фазни угао вектора флукса ротора:

$$\hat{\theta}_s(s) = \frac{1}{s} \hat{\omega}_s(s) \tag{2.74}$$

- Естимирани угао се користи за израчунавање *dq* компоненти флукса ротора, и у оквиру *PLL* петље се мења све док се *q* – компонента флукса ротора не елиминише, а *d* – компонента не постане једнака амплитуди флукса у устаљеном стању.

На основу изложеног се може извести линеаризовани модел *PLL*-а у континуалном домену, приказан на слици 2.14. Преносна функција *PLL* система са затвореном повратном спрегом је другог реда са једном нулом и може се записати у општем облику као:

$$H_{cpll}(s) = \frac{\hat{\theta}_s(s)}{\theta_s(s)} = \frac{s - \psi_r K_{pp} + \psi_r K_{ip}}{s^2 + s - \psi_r K_{pp} + \psi_r K_{ip}} = \frac{s - 2\xi\omega_n + \omega_n^2}{s^2 + s - 2\xi\omega_n + \omega_n^2} \tag{2.75}$$

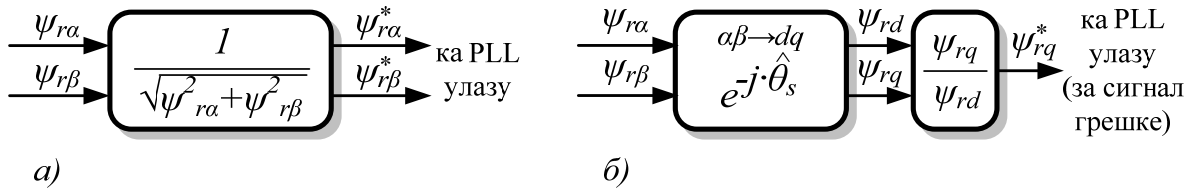


Слика 2.14 Линеаризовани модел *PLL*-а у континуалном домену.

где су: ξ - релативни коефицијент пригушења, и ω_n - сопствена непригушена учестаност *PLL* система. Управо величине ξ и ω_n карактеришу рад система у прелазном режиму у временском домену. Из облика преносне функције закључујемо да се жељени карактер одзива *PLL*-а постиже подешавањем параметара *PI* регулатора, K_{pp} и K_{ip} :

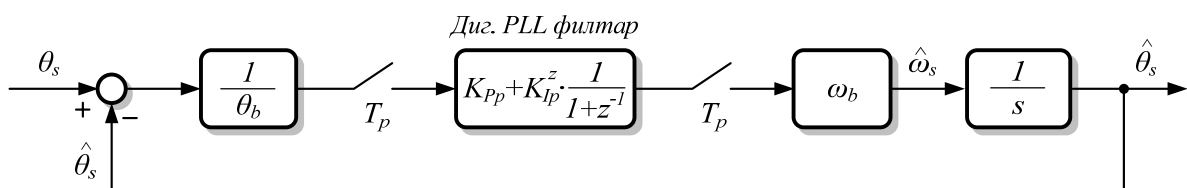
$$\omega_n = \sqrt{\psi_r K_{ip}} \quad \xi = \frac{K_{pp}}{2} \sqrt{\frac{\psi_r}{K_{ip}}} \quad (2.76)$$

Пре одређивања параметара регулатора згодно је уочити да се у преносној функцији PLL -а појављује амплитуда флукса ротора ψ_r , као појачање у директној грани. Из тога је јасно да ће слабљење флукса у опсегу већих брзина проузроковати губитак појачања, што доводи до тога да одзив буде спорији у односу на пројектовани, а такође непредвиђено може доћи до угрожавања границе стабилности. Овај ефекат се може избећи нормализацијом улазних $\alpha\beta$ компоненти или dq компоненти флукса ротора (слика 2.15). У овом раду је коришћен поступак нормализације у стационарном координатном систему, приказан на слици 2.15а. Тада у преносној функцији PLL -а можемо избацити појачање ψ_r , из разматрања (постаје јединично појачање).



Слика 2.15 Нормализација улазних компоненти флукса ротора за PLL .

Поред тога треба имати у виду да микроконтролер рачуна са релативним вредностима величина, и да вредности параметра регулатора треба прилагодити дигиталној форми. Сходно томе, на слици 2.16 је илустрован блок дијаграм линеаризоване PLL структуре какву види контролер у реалном погону. У практичној реализацији, информација о углу је нормализована у односу на θ_b тако да се у директној грани уводи појачање $1/\theta_b$. Надаље, PI регулатор у оквиру PLL -а на свом излазу даје релативну вредност естимиране учестаности поља ω_s^* , нормализовану у односу на усвојену базну вредност ω_b . Да би се добила укупна контролна структура једнака оној са слике 2.14, односно на излазу учестаност у основним јединицама (rad), потребно је у прилагођену структуру увести појачање ω_b . Уколико се за базну вредност угла усвоји $\theta_b = 2\pi [rad]$, а за базну вредност угаоне учестаности $\omega_b = 2\pi f_b$, крајњи резултат је да се у директној грани PLL регулационе структуре јавља појачање једнако усвојеној базној вредности за фреквенцију f_b .



Слика 2.16 Блок дијаграм скалиране регулационе структуре PLL -а.

Познато је да се за општи случај одскочног одзива система другог реда, дефинишу време смирења T_{set} и прескок P , који карактеришу рад система у прелазном режиму у временском домену. Њихова релација са коефицијентом пригушења, ξ , и сопственом учестаношћу, ω_n , је дата са:

$$\xi = \sqrt{\frac{(\ln P / \pi)^2}{1 + (\ln P / \pi)^2}} \quad \omega_n = \frac{4,6}{\xi T_{set}} \quad (2.77)$$

где је T_{set} време потребно да одзив у прелазном режиму уђе у појас ширине $\pm 1\%$ око вредности у устаљеном стању. Релације (2.76) и (2.77) омогућавају да се на основу унапред задатог времена смирења T_{set} и прескока P одреде потребна појачања регулатора у оквиру PLL -а. Као улазни параметар током пројектовања регулатора можемо уместо времена смирења искористити пресечну учестаност система, односно пропусни опсег ω_{bw} . У грубој апроксимацији за систем другог реда важи да је пресечна учестаност једнака сопственој учестаности ω_n , или тачније важи релација која их повезује:

$$\omega_{bw} = \omega_n \sqrt{|2\xi^2 - 1| + \sqrt{|\xi^4 - 4\xi^2 + 2|}} \quad (2.78)$$

Пожељно је да одзив PLL -а буде без већег прескока и без осцилација како би се избегле осцилације положаја синхро-ротирајућег координатног система, а тиме и осцилације момента и флуksа машине. Сматра се да је одзив са прескоком мањим од 5% добро пригушен, па коефицијент пригушења ξ треба да је већи од $0,7$. За апериодичан одзив $\xi = 1$, на основу датих једначина (2.76) и (2.78) и узимајући у обзир појачање у директној грани петље f_b , произилази да параметре филтра у оквиру PLL -а треба подесити на вредност:

$$K_{pp} = \frac{\sqrt{2}}{f_b} \omega_{bw} \quad K_{ip} = \frac{1}{2f_b} \omega_{bw}^2 \quad K_{ip}^z = K_{ip} T_p \quad (2.79)$$

У дигиталној имплементацији регулатора интегрално појачање треба помножити са периодом одабирања PLL петље T_p како би се добило прилагођено појачање K_{ip}^z .

2.3.3 ДИРЕКТНА ЕСТИМАЦИЈА БРЗИНЕ РОТОРА НА ОСНОВУ ВЕКТОРА ФЛУКСА РОТОРА

На основу познатих компоненти вектора флуksа ротора се може израчунати амплитуда и фазни угао вектора флуksа ротора:

$$\psi_r = \sqrt{\psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2}$$

$$\theta_s = \arctg\left(\frac{\psi_{r\beta}}{\psi_{r\alpha}}\right)$$
(2.80)

Угаона учестаност флукса ротора представља извод фазног угла флукса ротора, па важи:

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\left(\arctg\left(\frac{\psi_{r\beta}}{\psi_{r\alpha}}\right)\right)}{dt} = \frac{\psi_{r\alpha} \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \psi_{r\beta} \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt}}{\psi_{r\alpha}^2}$$
(2.81)

Динамика компоненти флукса ротора у стационарном координатном систему се може приказати системом једначина:

$$\frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \psi_{r\alpha} + \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} - \omega_r \psi_{r\beta}$$

$$\frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = \frac{1}{T_r} \psi_{r\beta} + \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} + \omega_r \psi_{r\alpha}$$
(2.82)

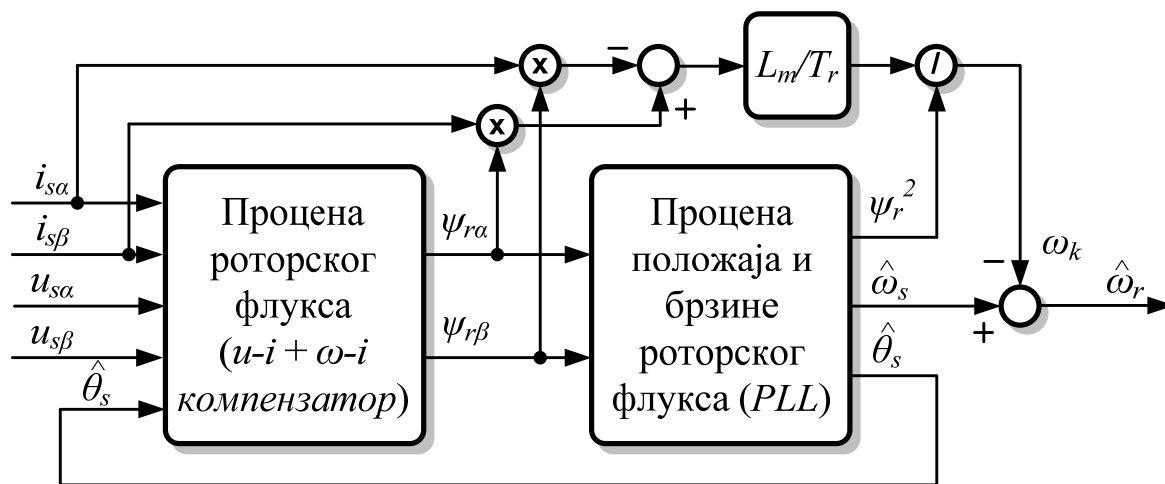
Претходни израз се добија елиминисањем струја ротора из једначина флуксних обухвата ротора (2.22) и на основу једначина напонске равнотеже роторског намотаја (2.21) у стационарном координатном систему. Сменом (2.82) у (2.81) и након краћег сређивања добија се угаона учестаност флукса ротора у облику:

$$\omega_s = \omega_r + \frac{1}{\psi_r^2} \frac{L_m}{T_r} (\psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha}) = \omega_r + \omega_k$$
(2.83)

Десни члан израза (2.83) представља учестаност клизања ω_k . Поредџи изразе (2.83) и (2.26) уочава се да постоји директна пропорционалност између учестаности клизања и електромагнетног момента које развија асинхрона машина под претпоставком да се флукс ротора држи на константној вредности. Брзина ротора се стога може одредити као:

$$\omega_r = \omega_s - \omega_k = \omega_s - \frac{1}{\psi_r^2} \frac{L_m}{T_r} (\psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha})$$
(2.83)

На основу (2.83) је естимирана брзина обртања мотора и затворена регулациона спрега по брзини користећи улазне информације о естимираном флуксу ротора и струји статора. Блок дијаграм естимације брзине ротора је приказан на слици 2.17. Метода је осетљива на промену роторске временске константе, пре свега на промену роторске отпорности услед промене радне температуре, али у истој мери као и описани погон са сензором брзине на вратилу машине.



Слика 2.17 Директна процена брзине ротора на основу вектора флукса ротора.

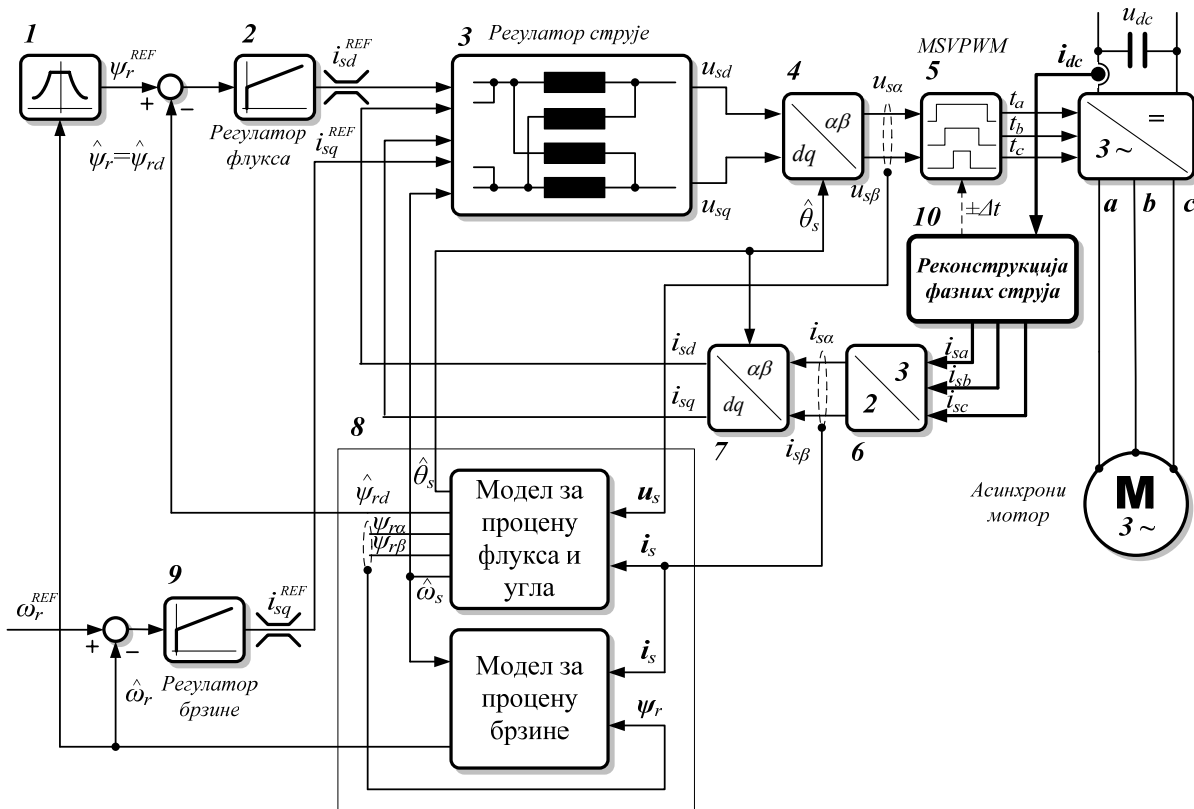
3 ПОГОН АСИНХРОНОГ МОТОРА СА РЕКОНСТРУКЦИЈОМ СТРУЈА МОТОРА

У претходном поглављу је приказана ефикасна и поуздана метода регулације брзине обртања асинхроног мотора без давача на вратилу мотора. При томе је брзина обртања процењена на основу мерених терминалних струја и напона мотора, што важи и у општем случају погона без сензора брзине. Улазне фазне вредности струја у алгоритму управљања се одређују на основу мерених терминалних струја и познавања спреге намотаја статора, док се улазне вредности напона статора добијају мерењем напона једносмерног међукола и на основу познавања задатих вредности напона или прекидачких стања погонског инвертора. При томе је у пракси најчешћи приступ да се директно мере три или две линијске струје мотора или да се користе три сензора струје постављених код доњих прекидача у гранама инвертора.

Константан захтев за смањењем цене и повећањем поузданости погона потакао је истраживања са циљем да се број сензора смањи на неопходан минимум. Истраживања су показала да је могуће број сензора струје у трофазном наизменичном погону смањити и свести на један сензор у једносмерном међуколу погонског инвертора. Блок дијаграм управљачке структуре таквог погона је приказан на слици 3.1. Поред делова претходно описаних управљачких структура, срж управљања овде чини блок за реконструкцију фазних струја мотора. Наиме, захваљујући топологији трофазног напонског инвертора и одговарајуће одабраној модулацији припадајућих прекидача, могуће је реконструисати фазне струје мотора из мереног сигнала струје међукола. У свакој прекидачкој периоди инвертора је у струји међукола садржана информација о две линијске струје мотора док се трећа може реконструисати имајући у виду да је код уравнотежене асинхоне машине збир линијских струја једнак нули.

У појединим радним режимима је немогуће тачно и поуздано реконструисати фазне струје мотора само на основу читања струје међукола, што је у раним годинама развоја погона са минималним бројем сензора довело до примене ове методе искључиво у погонима слабијег или средњег квалитета. Да би се задовољили постављени строги

стандарди који одређују погоне високих перформанси, оправдано је применити методу за реконструкцију фазних струја мотора уколико може да обезбеди робусан, сигуран и квалитетан погон практично у свим радним режимима. Квалитетно управљање подразумева налажење механизма за поуздано и сигурно читање струје међукола, као и за обезбеђивање облика реконструисаних сигнала који одговарају стварним сигнаlima фазних струја мотора.



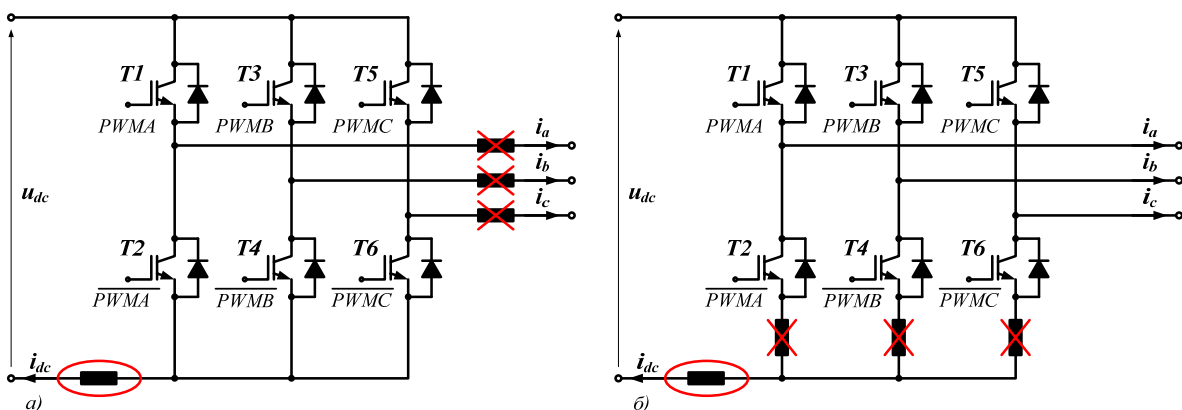
Слика 3.1 Векторско управљање погоном асинхроног мотора са давачем струје у међуколу и без давача брзине на вратилу.

У овом поглављу је изложен проблем управљања асинхроним мотором у условима када је број сензора за обезбеђивање повратне спреге у управљачкој структури сведен на само један сензор који мери струју једносмерног међукола погонског инвертора. Посебно су размотрени проблеми поузданог читања струје међукола са становишта реконструкције фазних струја. Поред тога је указано на присуство изобличења таласних облика реконструисаних фазних струја која су последица до сада предложених метода, а негативно утичу на квалитет и перформансе погона. Лошији квалитет погона се огледа у виду повећања виших хармоника струја, и повећања осцилација момента и брзине мотора које доводе до непоузданог и нестабилног рада погона. Резултат тога је да се релативно велике вредности параметара регулатора струје и брзине који одређују оптималан одзив код погона са давачима брзине и струја мотора (приказан у претходном поглављу) морају ослабити, а управљачки алгоритам надоградити струјним филтрима у циљу очувања стабилности погона. Стога су предложена два ефикасна и поуздана решења за превазилажење ових проблема који нису озбиљније разматрани у досадашњој литератури. Примена ових механизма значајно побољшава квалитет управљања што ће

бити приказано експерименталним резултатима у поређењу са конвенционалним управљачким методама за реконструкцију фазних струја мотора, као и у поређењу са методама које користе мерене струје мотора.

3.1 РЕКОНСТРУКЦИЈА СТРУЈА МОТОРА СА ЈЕДНИМ СЕНЗОРОМ СТРУЈЕ ЈЕДНОСМЕРНОГ МЕЂУКОЛА ПОГОНСКОГ ИНВЕРТОРА

Стандардни приступ одређивања фазних струја мотора подразумева примену струјних трансформатора или Хол-ових сензора струје који се постављају директно на везу између излаза погонског претварача и мотора (слика 3.2а). Такође је честа употреба отпорничких сензора струје у колу доњих прекидача све три гране погонског инвертора у применама где је ниска цена приоритет [Ц1, Ц2] (слика 3.2б). Међутим, најекономичнији и најпоузданији начин за одређивање фазних струја подразумева употребу само једног сензора струје постављеног у једносмерно међуколо. У овом поглављу ће бити описан принцип реконструкције фазних струја мотора као полазне основе за касније затварање регулационе структуре где је једина повратна веза по струји међукола.



Слика 3.2 Трофазни инвертор са сензором струје у међуколу.

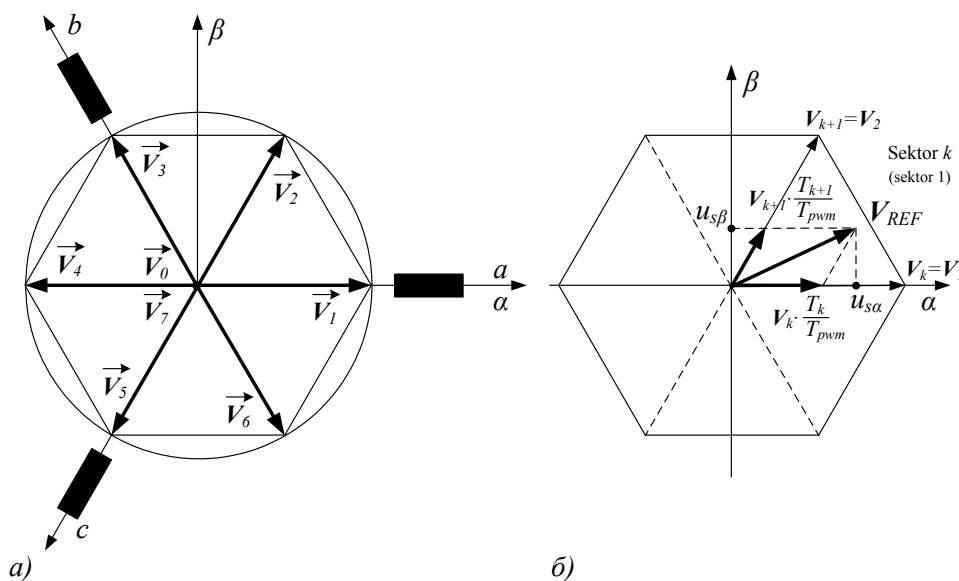
3.1.1 ВЕКТОРСКА МОДУЛАЦИЈА (SVPWM)

Стања прекидача инвертора $T_1 - T_6$ одређују начин на који се линијске струје инвертора (i_a, i_b и i_c), што су уједно и фазне струје мотора (i_{sa}, i_{sb} и i_{sc}) када је намотај статора повезан у спрегу звезда, пресликавају у струју једносмерног међукола i_{dc} . Код трофазног инвертора постоји укупно осам прекидачких стања која се користе за генерисање простопериодичног излазног напона за напајање наизменичног асинхроног мотора. Сваком од осам прекидачких стања одговара по један векторски репрезент напона у стационарном координатном систему. Од тога шест прекидачких комбинација

дају активан вектор напона различит од нуле ($V_1 - V_6$), док две генеришу напонске векторе чије су амплитуде једнаке нули ($V_0 = V_7$). Табела 3.1 даје укупан преглед прекидачких стања и фазних напона мотора трансформисаних у координате стационарног референтног система. У складу са комплементарним начином управљања прекидача у истој грани инвертора, напонски вектори су одређени прекидачким стањима горњих прекидача (T_1, T_3, T_5). При томе стање 1 означава да је горњи прекидач укључен, а доњи искључен, док стање 0 означава супротно, када је горњи прекидач искључен, а доњи укључен. Тако су на пример вектори V_0 и V_7 одређени прекидачким стањима $(T_1, T_3, T_5) = (0, 0, 0)$ и $(T_1, T_3, T_5) = (1, 1, 1)$, при којима су укључени сви доњи или сви горњи прекидачи. На основу дате табеле се амплитуда и оријентација сваког од осам напонских вектора може приказати у оквиру шестоугла датог на слици 3.3а.

Табела 3.1 Прекидачка стања и елементарни просторни вектори напона инвертора.

Vektor	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}	V_{AY}	V_{BY}	V_{CY}	V_α	V_β	Prostorni vektor
V_1	1	0	0	2/3	-1/3	-1/3	2/3	0	$(2/3) \cdot e^{j \cdot 0}$
V_2	1	1	0	1/3	1/3	-2/3	1/3	$1/\sqrt{3}$	$(2/3) \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \pi / 3}$
V_3	0	1	0	-1/3	2/3	-1/3	-1/3	$1/\sqrt{3}$	$(2/3) \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \pi / 3}$
V_4	0	1	1	-2/3	1/3	1/3	-2/3	0	$(2/3) \cdot e^{j \cdot 3 \cdot \pi / 3}$
V_5	0	0	1	-1/3	-1/3	2/3	-1/3	$-1/\sqrt{3}$	$(2/3) \cdot e^{j \cdot 4 \cdot \pi / 3}$
V_6	1	0	1	1/3	-2/3	1/3	1/3	$-1/\sqrt{3}$	$(2/3) \cdot e^{j \cdot 5 \cdot \pi / 3}$
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0



Слика 3.3 а) Амплитуда и оријентација напонских вектора инвертора. б) Референтни вектор у првом сектору као средња вредност комбинације два активна вектора $V_k = V_1$ и $V_{k+1} = V_2$, и два нулта вектора V_0 и V_7 .

Циљ технике модулације просторног вектора напона је да се применом елементарних стања инвертора добије вектор напона жељене амплитуде и просторне оријентације унутар уписане кружнице у приказаном шестоуглу (линеарна модулација). Произвољни вектор напона у неком сектору шестоугла се добија као средња вредност комбинације два суседна активна напонска вектора V_k и V_{k+1} који чине посматрани сектор k , и два нулта вектора V_0 и V_7 (слика 3.3б). При томе се потребна секвенца вектора напона намеће у оквиру једне прекидачке периоде инвертора T_{pwm} . Главни задатак модулятора просторног вектора је да на основу задатог вектора напона одреди времена трајања активних и нултих вектора у оквиру прекидачке периоде. Блок дијаграм модулятора просторног вектора напона је приказан на слици 3.4. Улази у *SVPWM* блок су референтне вредности стационарних компоненти излазног вектора напона инвертора, $u_{s\alpha}$ и $u_{s\beta}$, који се у управљачкој структури добијају на излазу регулатора струје статора мотора. Излази *SVPWM* модулятора су потребна времена трајања елементарних вектора напона у оквиру секвенце прекидачког циклуса ($T_0 = T_7$, T_k , T_{k+1}), који дефинишу факторе испуне управљачких *PWM* сигнала по гранама инвертора. Општа релација која повезује задате улазне вредности $u_{s\alpha}$ и $u_{s\beta}$, и времена трајања елементарних вектора је дата са:

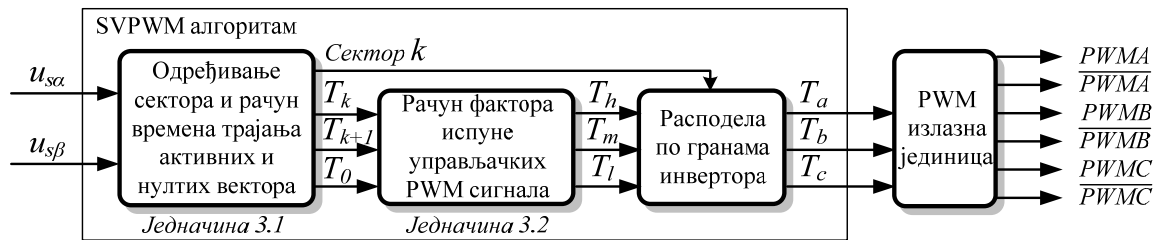
$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \sqrt{3} \frac{(T_{pwm}/2)}{u_{dc}} \begin{bmatrix} \sin\left(k \frac{\pi}{3}\right) & \cos\left(k \frac{\pi}{3}\right) \\ \sin\left((k-1) \frac{\pi}{3}\right) & \cos\left((k-1) \frac{\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$T_0 = \frac{T_{pwm}}{2} - T_k - T_{k+1}$$

Израз (3.1) даје времена трајања елементарних вектора у оквиру једне полупериоде прекидачког циклуса ($T_{pwm}/2$) из практичних разлога. Наиме, у имплементацији алгоритма за реконструкцију струја је потребно обновити садржај фактора испуне два пута у прекидачком циклусу како би постојала могућност генерисања асиметричних *PWM* сигнала. О овоме ће више бити речи касније. Време T_0 у изразу (3.1) треба поделити на оба нулта вектора V_0 и V_7 у истом износу. Крајњи задатак *SVPWM* блока је да израчуна факторе испуне управљачких *PWM* сигнала (T_h, T_m, T_l) и да их расподелити по гранама инвертора (T_a, T_b, T_c) у зависности од сектора k референтног вектора:

$$\left. \begin{array}{l} T_h = \frac{T_0}{2} + T_k + T_{k+1} \\ T_m = \frac{T_0}{2} + T_{k+1} \\ T_l = \frac{T_0}{2} \end{array} \right\} \xrightarrow{k} \left. \begin{array}{l} T_a \\ T_b \\ T_c \end{array} \right\} \quad (3.2)$$

При томе се у прекидачкој шеми трофазног *SVPWM* модулятора унутар сваке периоде T_{pwm} могу уочити *PWM* сигнали са највећом средњом вредношћу V_h и трајањем T_h , са средњом вредношћу напона V_m и трајањем T_m и најмањом средњом вредношћу напона V_l и трајањем T_l .

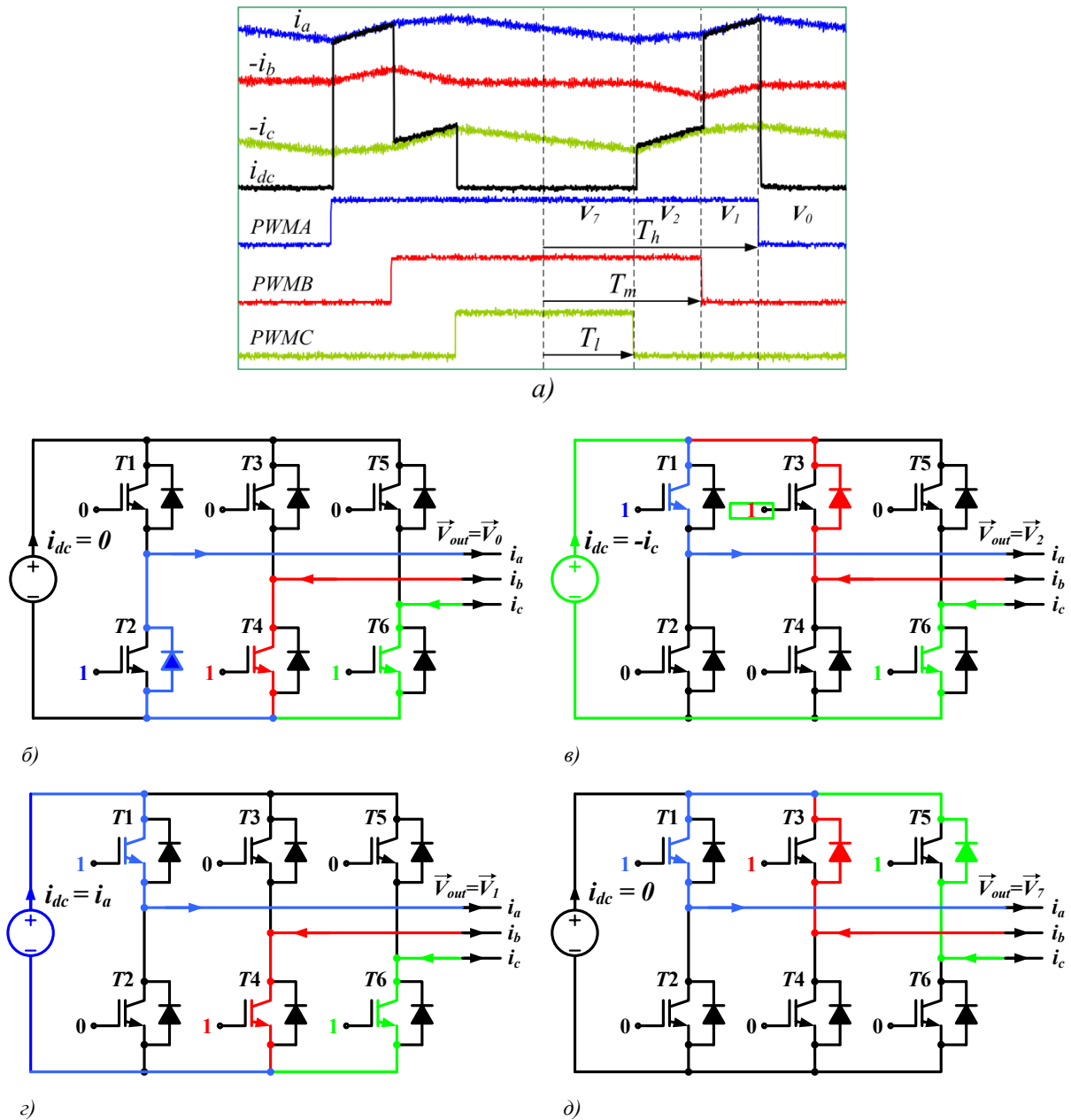


Слика 3.4 Блок дијаграм *SVPWM* модулятора.

Да би се постигла минимална прекидачка фреквенција инвертора и оптималне перформансе у погледу валовитости остварених струја и осцилација момента машине, *SVPWM* модулар формира секвенцу која обезбеђује промену стања само једног прекидача током транзиције између елементарних вектора напона. Стога, прекидачка периода започиње са једним нултим вектором, којој следи примена два активна вектора, да би се до половине периоде завршило другим неискоришћеним нултим вектором. До краја прекидачког циклуса је потребно применити исту секвенцу али обрнутим редоследом, завршавајући са нултим вектором с почетка циклуса. На пример, за задати вектор напона који лежи у првом сектору, у оквиру прекидачке периоде треба применити секвенцу вектора напона $V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_2 \rightarrow V_7 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0$ (слика 3.5а).

3.1.2 ПРИНЦИП РАДА МЕТОДЕ ЗА РЕКОНСТРУКЦИЈУ ФАЗНИХ СТРУЈА

На слици 3.5а је приказана типична *PWM* периода са одговарајућом секвенцом вектора и *PWM* сигнала за случај референтног вектора напона у првом сектору. Када се примене нулти вектори V_0 и V_7 не постоји струја у међуколу. То се јасно уочава на сликама 3.5б и 3.5д где је приказан трофазни инвертор са одговарајућим прекидачким стањима и смеровима линијских струја. До истог закључка се долази посматрањем доњег дела слике 3.5а, где је приказан однос струје међукола и линијских струја инвертора. Кључно је запазити да струја међукола носи информацију о две линијске струје током примене два различита активна вектора. Када је активан вектор V_1 читањем струје међукола i_{dc} се може добити линијска струја i_a . Током примене другог активног вектора V_2 читањем струје међукола i_{dc} добија се инвертована вредност линијске струје i_c , тј. $-i_c$. Те ситуације су посебно назначене на сликама 3.5в и 3.5г. Имајући у виду околност да је збир линијских струја инвертора за уравнотежен потрошач једнак нули, може се закључити да се трећа струја i_b добија као негативна вредност збира реконструисаних струја i_a и i_c .



Слика 3.5 а) Поворка PWM сигнала када референтни вектор лежи у првом сектору ($k=1$) и однос струје међукола и линијских струја инвертора. б) Ток струја када је примењен вектор V_0 . в) Ток струја када је примењен вектор V_1 . г) Ток струја када је примењен вектор V_2 . д) ток струја када је примењен вектор V_7 .

Слична анализа се може извршити за преостала прекидачка стања инвертора. Добија се Табела 3.2 која приказује вредности струје међукола у терминима линијских струја за свих осам могућих прекидачких стања напонског инвертора. Јасно је да се читањем струје међукола бар два пута током примене различитих активних вектора у оквиру прекидачког циклуса и усвајајући $i_a + i_b + i_c = 0$ могу реконструисати фазне струје мотора неопходне за реализацију управљачког алгоритма са слике 3.1.

Табела 3.2 Веза струје међукола и линијских струја за свих осам могућих прекидачких стања (вектора) инвертора.

$V_0 = 000 \rightarrow i_{dc} = 0$	$V_4 = 011 \rightarrow i_{dc} = -i_a$
$V_1 = 100 \rightarrow i_{dc} = +i_a$	$V_5 = 001 \rightarrow i_{dc} = +i_c$
$V_2 = 110 \rightarrow i_{dc} = -i_c$	$V_6 = 101 \rightarrow i_{dc} = -i_b$
$V_3 = 010 \rightarrow i_{dc} = +i_b$	$V_7 = 111 \rightarrow i_{dc} = 0$

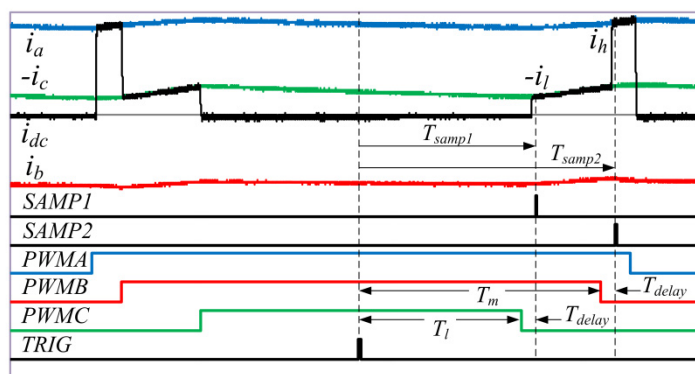
Слике 3.5а и 3.6 јасно указују да тренуци одабирања струје међукола инвертора морају да буду строго синхронизовани у односу на *PWM* сигнале. Савремени микроконтролери подржавају овај захтев, нудећи могућност синхронизације између периферија за генерисање *PWM* сигнала и аналогно-дигиталну конверзију. При томе је могуће произвољно синхронизовати тренутак одабирања аналогних улаза контролера унутар прекидачке периоде *PWM* јединице. У складу са сликом 3.6 оптималне тренутке одабирања треба израчунати релативно у односу на тренутке примене (почетке) активних вектора:

$$T_{samp1} = T_l + T_{delay} \tag{3.3}$$

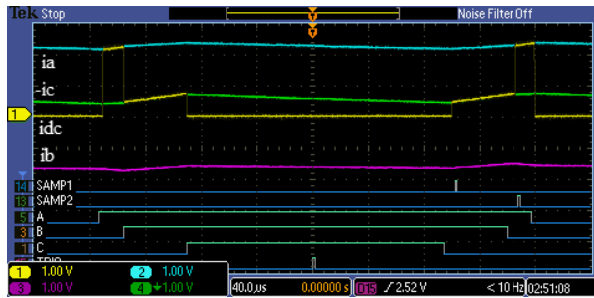
$$T_{samp2} = T_m + T_{delay}$$

У литератури [A38] се још наводе могућности одабирања на средини или завршецима активних вектора. Такође се произвољно може изабрати полупериода прекидачког циклуса у којој ће се мерити струја међукола. У овом раду је као референтни почетак за времена одабирања, одабрана средина прекидачког циклуса, док се струја међукола мери у другој (десној) полупериоди. Временско кашњење T_{delay} је неопходно укључити у рачун (3.3) како би се струја међукола у оквиру примене активних вектора могла поуздано очитати. Мртво време у комплементарним *PWM* сигнаlima T_{dt} , време укључења прекидача инвертора T_{on} и време успостављања мерног сигнала струје међукола T_{set} резултују чињеницом да је струја међукола доступна за читање тек након времена (слика 3.8):

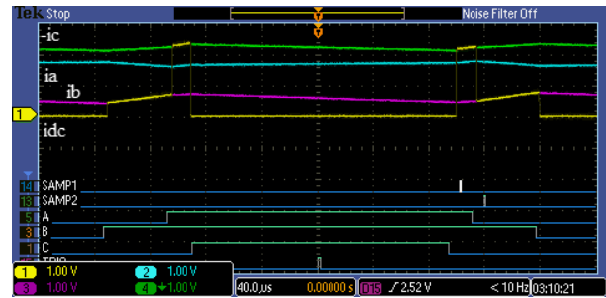
$$T_{delay} = T_{dt} + T_{on} + T_{set} \tag{3.4}$$



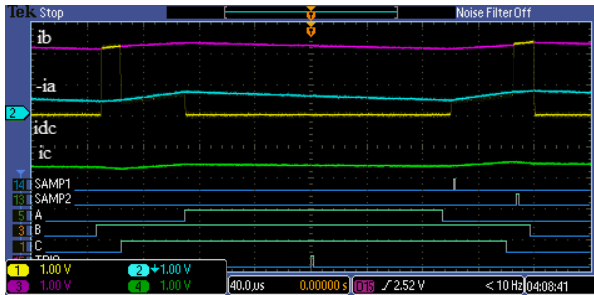
а) Принцип одабирања струје међукола - конвенционална реконструкција линијских струја.



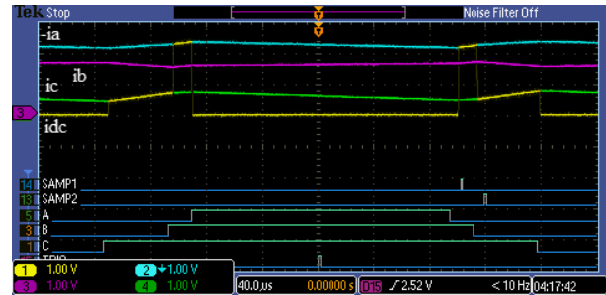
б) Реконструкција у првом сектору.



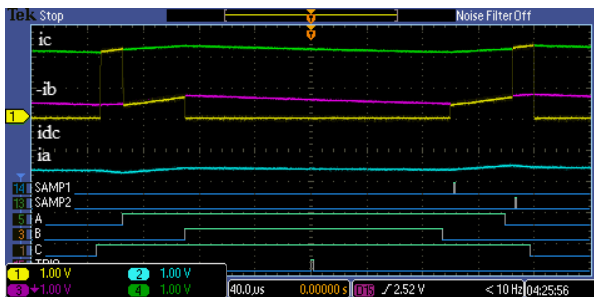
в) Реконструкција у другом сектору.



з) Реконструкција у трећем сектору.



д) Реконструкција у четвртном сектору.



ђ) Реконструкција у петом сектору.



е) Реконструкција у шестом сектору.

Слика 3.6 Одабирање струје међукола и реконструкција линијских струја у свим секторима референтног вектора напона – конвенционална метода.

На основу изложеног се коначно може дати Табела 3.3 која даје алгоритам за реконструкцију линијских струја на основу улазне информације о сектору k у којем лежи референтни вектор напона и примењеног активног вектора. Одбирок струје током активног вектора са само једним укљученим горњим прекидачем је означен са i_h , док је одбирок струје током активног вектора са укључена два горња прекидача означен са $-i_l$. Негативни предзнак одбирка струје i_l означава мерење инвертоване вредности одређене линијске струје рефлектоване у струји међукола. Уколико је мерење струје међукола извршено унутар друге полупериоде, први одбирок након T_{samp1} представља линијску струју $-i_l$, док други одбирок након T_{samp2} представља линијску струју i_h . Трећа немерљива струја се увек добија као негативна вредност збира $-(i_h + i_l)$.

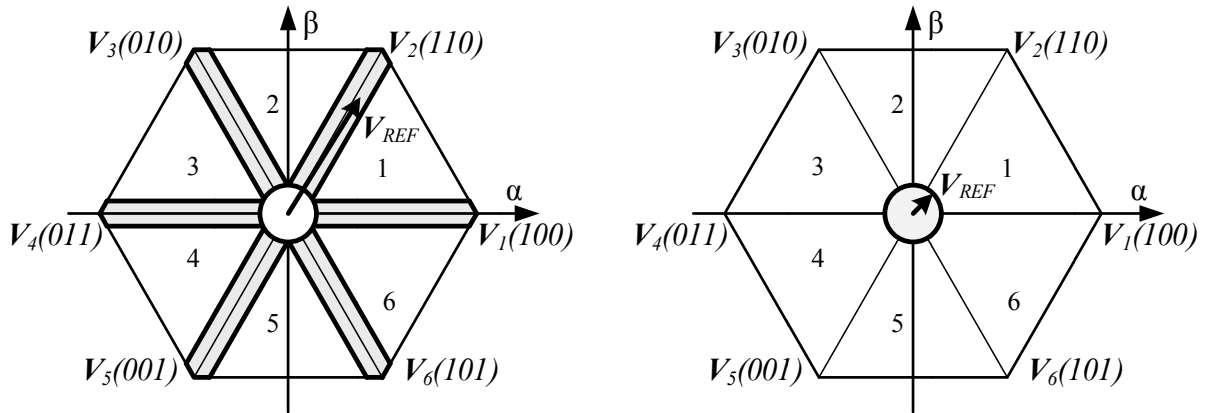
Табела 3.3 Алгоритам за реконструкцију линијских струја на основу читања струје међукола током активних вектора за референтни вектор напона у сектору k .

Сектор	Прекидачко стање инвертора (S_a, S_b, S_c)	i_a	i_b	i_c
I	$V_1 = (1, 0, 0)$ $V_2 = (1, 1, 0)$	i_h	$-(i_h + i_l)$	$-i_l$
II	$V_2 = (1, 1, 0)$ $V_3 = (0, 1, 0)$	$-(i_h + i_l)$	i_h	$-i_l$
III	$V_3 = (0, 1, 0)$ $V_4 = (0, 1, 1)$	$-i_l$	i_h	$-(i_h + i_l)$
IV	$V_4 = (0, 1, 1)$ $V_5 = (0, 0, 1)$	$-i_l$	$-(i_h + i_l)$	i_h
V	$V_5 = (0, 0, 1)$ $V_6 = (1, 0, 1)$	$-(i_h + i_l)$	$-i_l$	i_h
VI	$V_6 = (1, 0, 1)$ $V_1 = (1, 0, 0)$	i_h	$-i_l$	$-(i_h + i_l)$

3.2 ПРОБЛЕМ ПОУЗДАНОГ МЕРЕЊА СТРУЈЕ МЕЂУКОЛА

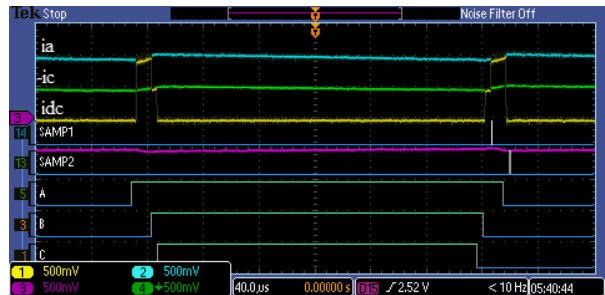
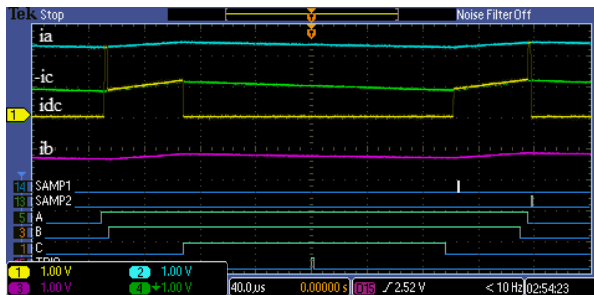
Практични проблеми са мерењем струје међукола наступају када прекидачки циклус садржи активне векторе кратког трајања. Ова ситуација се јавља у два случаја. Први проблематични случај подразумева прелазак референтног вектора између сектора, када су фактори испуне две гране инвертора блиски по вредности и када постоји само један напонски вектор инвертора у оквиру којег је могуће поуздано измерити струју међукола. У таквим ситуацијама је могуће реконструисати само једну линијску струју мотора. Ова ситуација постоји увек у нормалној примени када референтни вектор ротира и када је близак граници између било која два сектора шестоугла, независно од индекса модуларације (слика 3.7а). На слици 3.7в је дат пример када се референтни вектор налази у зони преласка из првог у други сектор. Тада нема довољно времена за прибављање другог одбирка ($SAMP2$) струје међукола. Други проблематични случај постоји при малим задатим вредностима амплитуде референтног вектора, односно при малим индексима модуларације (слика 3.7б). Ова ситуација се јавља када је задата мала референтна брзина или када је мотор неоптерећен. Фактори испуне PWM сигнала за све три гране су тада веома блиски и крећу се око вредности 50 %. Временски прозор у оквиру интервала трајања оба активна вектора није довољан за мерење струје међукола, те није могуће поуздано прибавити информацију о линијским струјама мотора. Слика 3.7г приказује случај када се референтни вектор напона мале амплитуде налази у првом

сектору. Јасно се уочава да први сигнал одабирања *SAMP1* прибавља струју i_a уместо $-i_c$, док други сигнал одабирања *SAMP2* читава нулту вредност уместо струје i_a .



а) Прелазак између сектора.

б) Мали индекс модулације.



в) Пример: прелазак из првог у други сектор.

з) Пример: мали индекс модулације, сектор 1.

Слика 3.7 Критични случајеви за методу реконструкције фазних струја мотора.

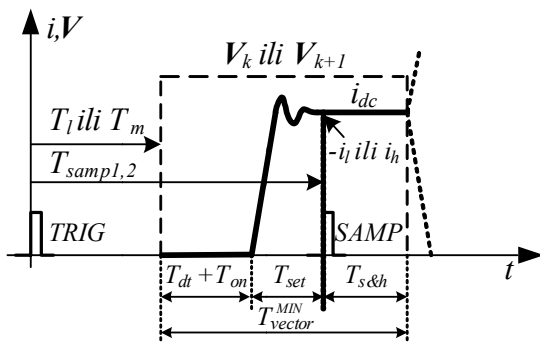
Из претходних разлога је пожељно применити један од предложених механизма за поуздано мерење струје међукола применом асиметричних *PWM* сигнала. Ове методе на различите начине модификују *PWM* сигнале инвертора у интервалима прекидачког циклуса када активни вектори нису довољне ширине, са циљем да се поуздано читају две различите линијске струје у струји међукола. Други начин за превазилажење проблема са поузданом реконструкцијом струја подразумева примену неизмењених симетричних *PWM* сигнала уз естимацију струја на основу математичког модела машине и коришћење информације о референтном напонском вектору. Генерално, методе за естимацију стања машине су осетљиве на промену и непознавање тачних параметара, па је у овом раду коришћена широко распрострањена метода која мења прекидачку шему инвертора.

Код метода које мењају *PWM* сигнале је пожељно извршити одабирање струје међукола у првом тренутку пошто постане доступна. Одабирањем струје на почетку активних вектора кратког трајања најмање се утиче на оригиналну шему симетричних *PWM* сигнала. Резултат тога је да се кратки вектори проширују за најмањи износ, што у односу на одабирање на средини или завршетку активних вектора има мањи утицај на валовитост струја, изобличење и генерисање шума у чујном опсегу. Разлог томе је

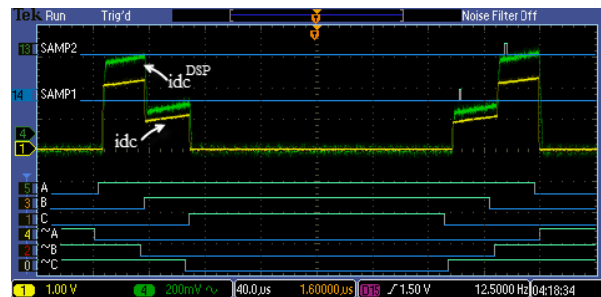
увођење додатног времена $T_{s\&h}$ у рачуну за минимално трајање активног вектора неопходног за одабирање струје међукола. У поступку рада ADC јединице се мерени сигнал држи на улазу кола са задршком током времена $T_{s\&h}$ како би се у неповољним условима рада инвертора и мотора поузданије очитале аналогне вредности. Време задршке и одабирања аналогног улаза $T_{s\&h}$ представља стандардну опцију свих микроконтролера намењених за примену у уређајима енергетске електронике. $T_{s\&h}$ може узети значајне вредности у односу на прекидачку периоду PWM сигнала, поготово при примени високих прекидачких учестаности инвертора или филтра струје са релативно ниским пропусним опсегом ради ефикасног отклањања сметњи.

Сва кашњења укључена у процес одабирања струје међукола која треба размотрити за дефинисање минималне ширине активних вектора и поуздану реконструкцију фазних струја, су приказана на слици 3.8. Минимално трајање активних вектора треба да је:

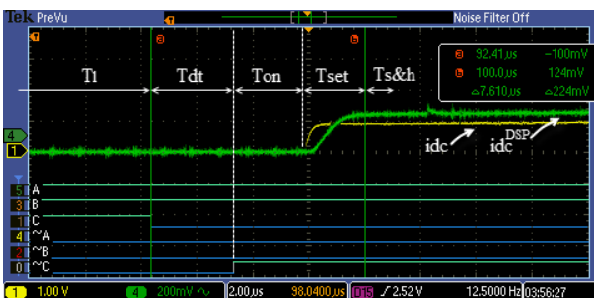
$$T_{vector}^{min} = T_{delay} + T_{s\&h} \tag{3.5}$$



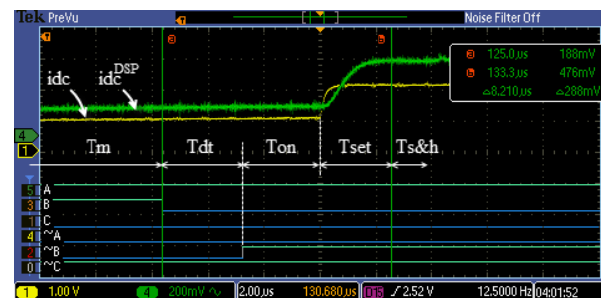
а) Принципска шема одабирања.



б) Однос мерене и стварне струје међукола i_{dc} .



в) Мерена и стварна струја i_{dc} – први вектор.

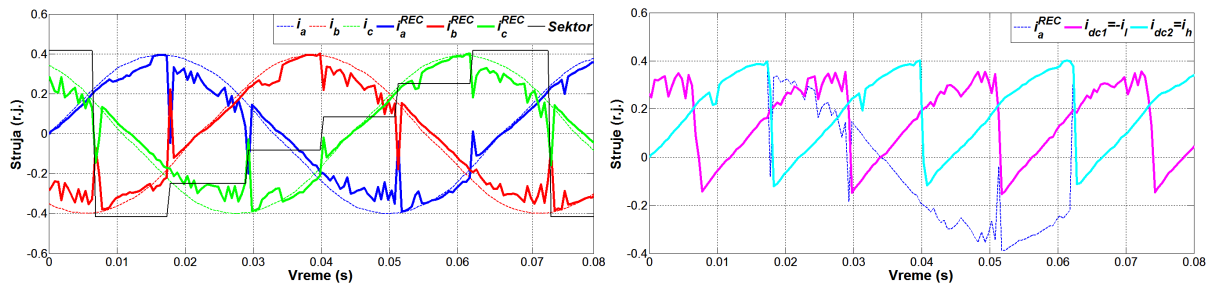


з) Мерена и стварна струја i_{dc} – други вектор.

Слика 3.8 Времена кашњења која треба укључити у процес прецизног одабирања струје међукола.

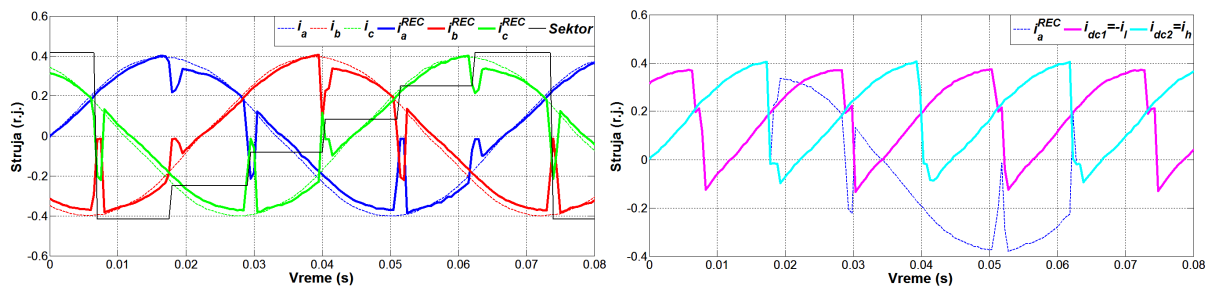
Уколико се реконструкција струја изврши применом оригиналне прекидачке шеме без механизма за остваривање минималне ширине активних вектора и игнорисањем чињенице да се у појединим интервалима фазне струје не могу реконструисати, резултат су трофазне струје приказане на слици 3.9. Може се уочити значајна изобличеност реконструисаних струја (i_a^{REC} , i_b^{REC} и i_c^{REC}) током критичних интервала, које су

неупотребљиве и не омогућавају да се оствари векторско управљање само са мерењем струје међукола.



а) i_{abc}^{REC} при недовољном кашњењу T_{delay} .

б) i_h и $-i_l$ при недовољном кашњењу T_{delay} .



в) i_{abc}^{REC} при довољном кашњењу T_{delay} .

г) i_h и $-i_l$ при довољном кашњењу T_{delay} .

Слика 3.9 Резултат реконструкције трофазних струја инвертора без измене прекидачке PWM шеме за лоше и добро изабрано кашњење T_{delay} .

3.2.1 ПРОБЛЕМ И РЕШЕЊЕ РЕКОНСТРУКЦИЈЕ СТРУЈА МОТОРА ПРИ ПРЕЛАСКУ ВЕКТОРА НАПОНА ИЗМЕЂУ СЕКТОРА

Приликом преласка референтног вектора из једног сектора шестоугла у други јавља се само један активан вектор довољне ширине за поуздано читање струје међукола, па се може реконструисати само једна линијска струја инвертора. Са циљем реконструкције струја потребно је модификовати одређене PWM сигнале како би се формирао и други активан вектор минималног трајања. У овом делу ће се детаљније изнети проблем и његово решење. Примењено решење је слично предложеном у раду [A41], у нешто измењеном облику који је овде приказан.

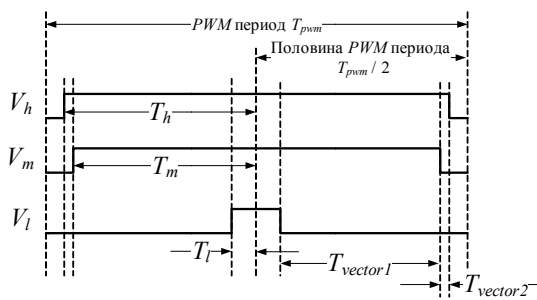
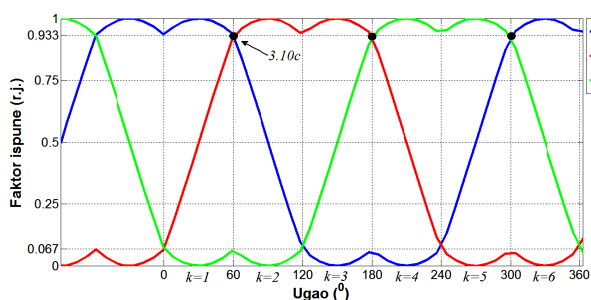
Проблем се може објаснити у контексту слика 3.10 и 3.11. При томе је размотрен најгори могући случај када инвертор на свом излазу генерише напон највеће амплитуде у линеарној области рада SVPWM модулятора, односно када је индекс модулације једнак јединици. Наведени закључци при томе важе и у општијем случају за мање индексе модулације од јединице. Веома мали индекс модулације и припадајући проблеми са реконструкцијом струја представља посебан проблем који је размотрен у следећем делу поглавља.

Слике 3.10а и 3.11а илуструју факторе испуне по фазама инвертора у зависности од фазног угла референтног вектора напона. Референтни вектор напона прелази из једног

сектора шестоугла у други сектор при угловима $\pi/3, 2\pi/3, \pi, 4\pi/3, 5\pi/3, 2\pi$, када фактори испуне за две фазе инвертора имају блиске вредности око 93,3 % или 6,7 %. За индекс модулације једнак јединици и при преласку референтног вектора из непарног у парни сектор (посматрано са становишта ротирања референтног вектора у позитивном математичком смеру), појављују се два *PWM* сигнала са фактором испуне блиским, али не већим од 93,3 %. Одговарајућа ситуација која се увек има при прелазима између сектора $1 \leftrightarrow 2$, $3 \leftrightarrow 4$, и $5 \leftrightarrow 6$ је приказана на слици 3.10б. Слика 3.10в илуструје конкретан пример при преласку референтног вектора напона из првог у други сектор. Са слике се јасно уочава да не постоји активан вектор V_k довољног трајања $T_{vector2}$ који одговара прекидачком стању инвертора када је укључен само један горњи прекидач:

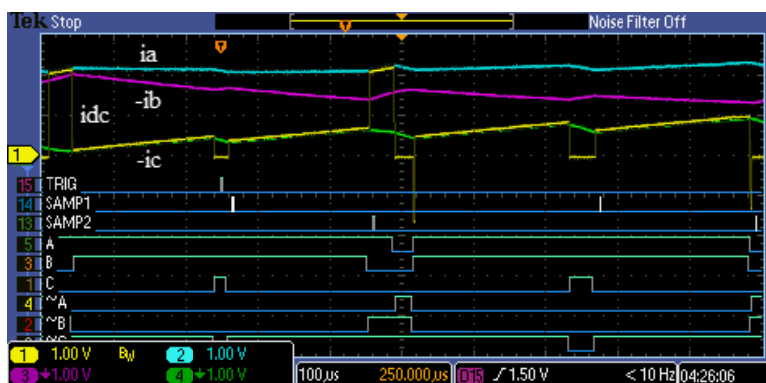
$$T_{vector2} = T_h - T_m < T_{vector}^{MIN} \tag{3.6}$$

То значи да је немогуће поуздано прибавити други одбирак струје међукола i_h . При томе не постоји ограничење за прибављање првог одбирка струје $-i_l$ током трајања активног вектора V_{k+1} са два укључена горња прекидача.



а) Фактори испуне за индекс модулације $m = 1$.

б) Одговарајућа поворка *PWM* сигнала.



в) Пример преласка референтног вектора напона ($m = 1$) из првог у други сектор.

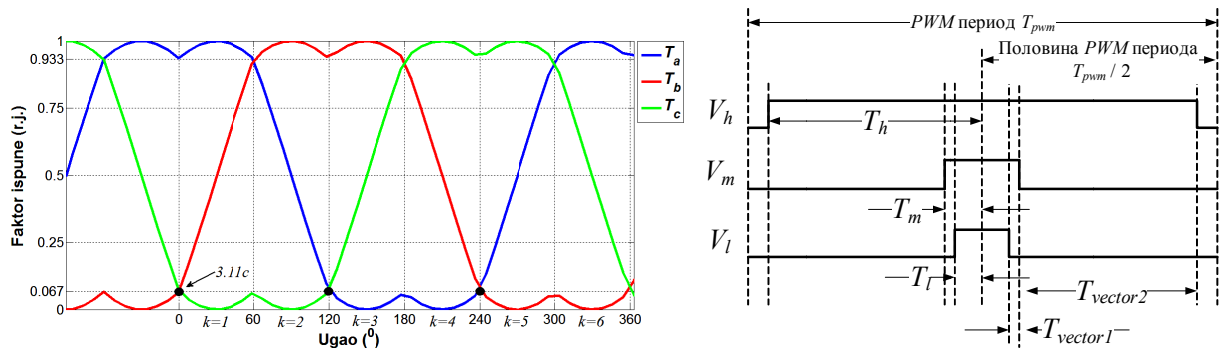
Слика 3.10 Критично одабирање при преласку референтног вектора напона између сектора $1 \leftrightarrow 2$, $3 \leftrightarrow 4$, и $5 \leftrightarrow 6$.

Слично, слика 3.11б приказује случај при прелазима референтног вектора напона између сектора $2 \leftrightarrow 3$, $4 \leftrightarrow 5$, и $6 \leftrightarrow 1$. Тада се у прекидачкој шеми инвертора појављују два *PWM* сигнала са мањим и блиским факторима испуне. За најгори случај и индекс модулације једнак јединици, фактори испуне два слична *PWM* сигнала износе око 6,7%.

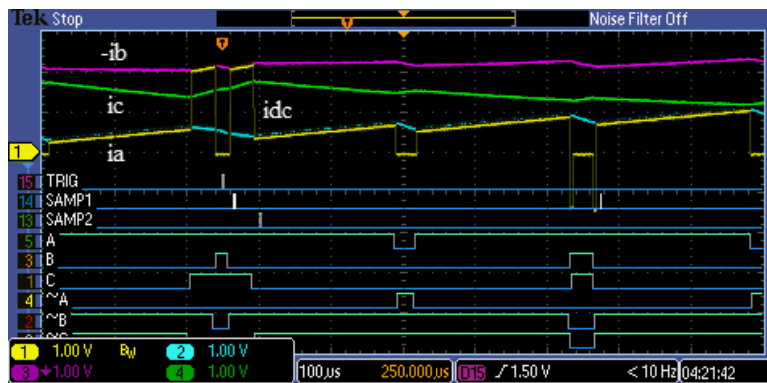
Не постоји активан вектор V_{k+1} довољне ширине $T_{vector1}$ који одговара прекидачком стању са два укључена горња прекидача:

$$T_{vector1} = T_m - T_l < T_{vector}^{MIN} \quad (3.7)$$

па је немогуће поуздано прибавити први одбирак струје $-i_l$. У овом случају се може реконструисати само линијска струја i_h .



а) Фактори испуне за индекс модулације $m = 1$. б) Одговарајућа поворка PWM сигнала.



в) Пример преласка референтног вектора напона ($m = 1$) из шестог у први сектор.

Слика 3.11 Критично одабирање при преласку референтног вектора напона између сектора $2 \leftrightarrow 3$, $4 \leftrightarrow 5$, и $6 \leftrightarrow 1$.

Да би поуздано прибавили оба одбирка струје међукола и успешно реконструисали линијске струје инвертора, односно касније фазне струје мотора, потребно је проширити времена трајања кратких активних вектора. Предложена прекидачка шема након детекције услова датих једначинама (3.6) и (3.7) је приказана на сликама 3.12 и 3.13. Када је други активан вектор трајања $T_{vector2}$ краћи од минималног T_{vector}^{MIN} , PWM сигнал са највећом средњом вредношћу V_h у оквиру прекидачког циклуса проширује се у другој полупериоди за потребан износ:

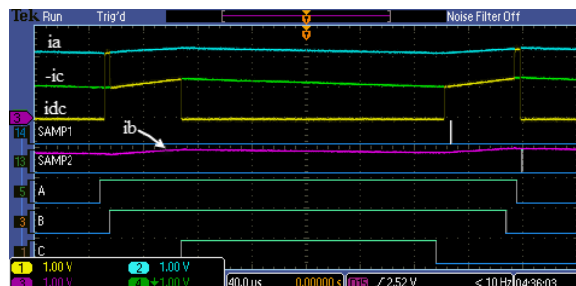
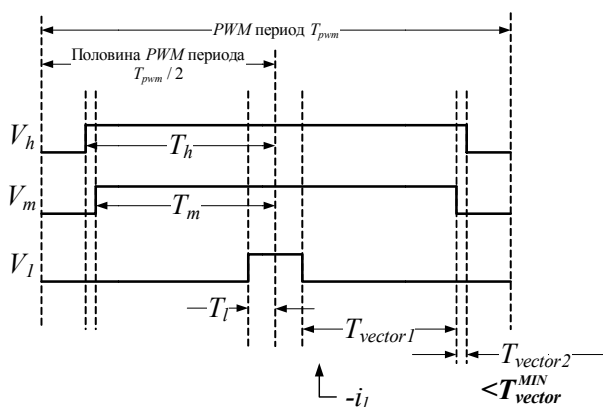
$$\Delta T_{vector2} = T_{vector}^{MIN} - (T_h - T_l) \quad (3.7)$$

Ново време T_{h2} које дефинише фактор испуне PWM сигнала V_h у другој прекидачкој полупериоди треба прерачунати на основу:

$$T_{h2} = T_h + \Delta T_{vector2} \tag{3.8}$$

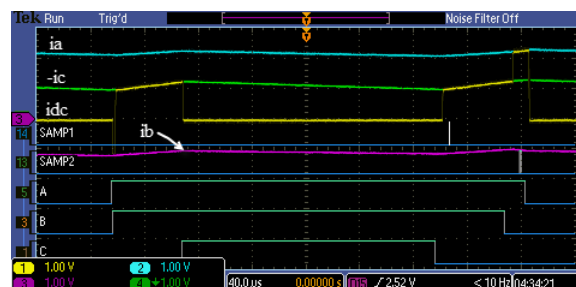
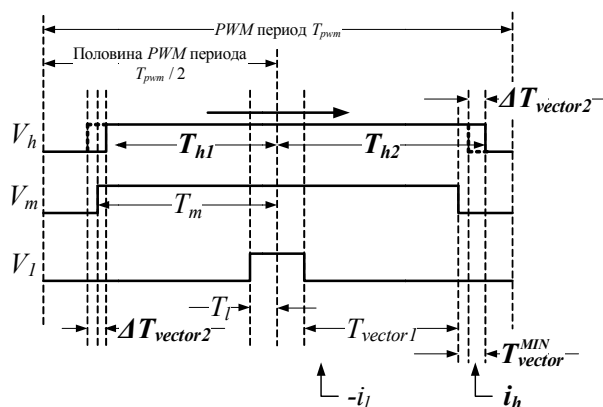
Да би средња вредност напона на излазу те гране инвертора, наметнута струјним регулаторима, остала непромењена треба смањити време трајања PWM сигнала V_h у првој (левој) полупериоди за исти износ. Да би се у тим ситуацијама елиминисао поремећај у регулационој структури, време T_{h1} које дефинише фактор испуне PWM сигнала V_h у првој полупериоди истог прекидачког циклуса треба прерачунати на основу:

$$T_{h1} = T_h - \Delta T_{vector2} \tag{3.9}$$



а) Симетрична поворка PWM сигнала.

б) Оригинални прелазак из првог у други сектор.



в) Асиметрична поворка PWM сигнала.

г) Измењени прелазак из првог у други сектор.

Слика 3.12 Модификација поворке PWM сигнала при прелазима између сектора $1 \leftrightarrow 2$, $3 \leftrightarrow 4$, и $5 \leftrightarrow 6$.

Слично, у условима (3.7) када је први активан вектор трајања $T_{vector1}$ краћи од минималног T_{vector}^{MIN} , PWM сигнал са средњом вредношћу напона V_m треба проширити у другој полупериоди за потребан износ:

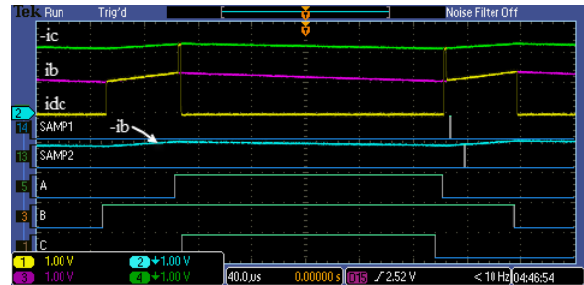
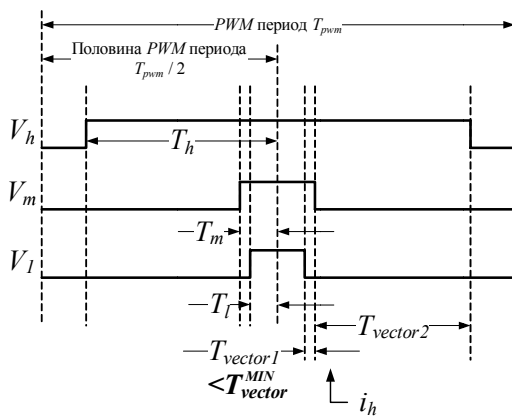
$$\Delta T_{vector1} = T_{vector}^{min} - (T_m - T_l) \tag{3.10}$$

Ново време T_{m2} које дефинише фактор испуне PWM сигнала V_m у другој полупериоди прекидачког циклуса треба прерачунати на основу:

$$T_{m2} = T_h + \Delta T_{vector1} \quad (3.11)$$

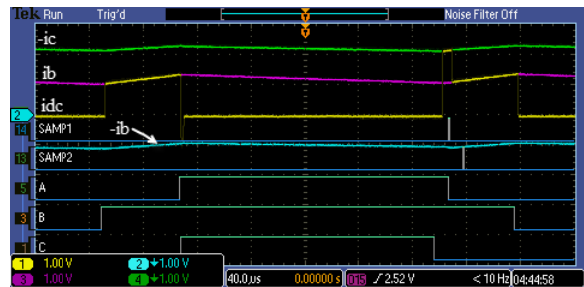
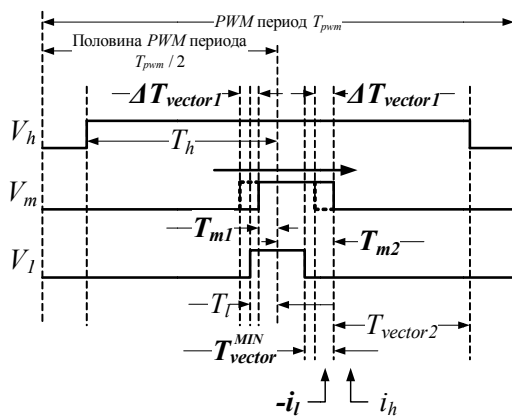
Да би средња вредност напона на излазу те гране инвертора остала иста, у циљу елиминисања поремећаја у регулационој структури треба смањити време трајања PWM сигнала V_m у првој полупериоди за исти износ. Преостали PWM сигнали, V_h и V_l , остају непромењени. Време T_{m1} које дефинише фактор испуне PWM сигнала V_m у првој полупериоди истог прекидачког циклуса треба прерачунати на основу:

$$T_{m1} = T_m - \Delta T_{vector1} \quad (3.12)$$



а) Симетрична поворка PWM сигнала.

б) Оригинални прелазак из другог у трећи сектор.



в) Асиметрична поворка PWM сигнала.

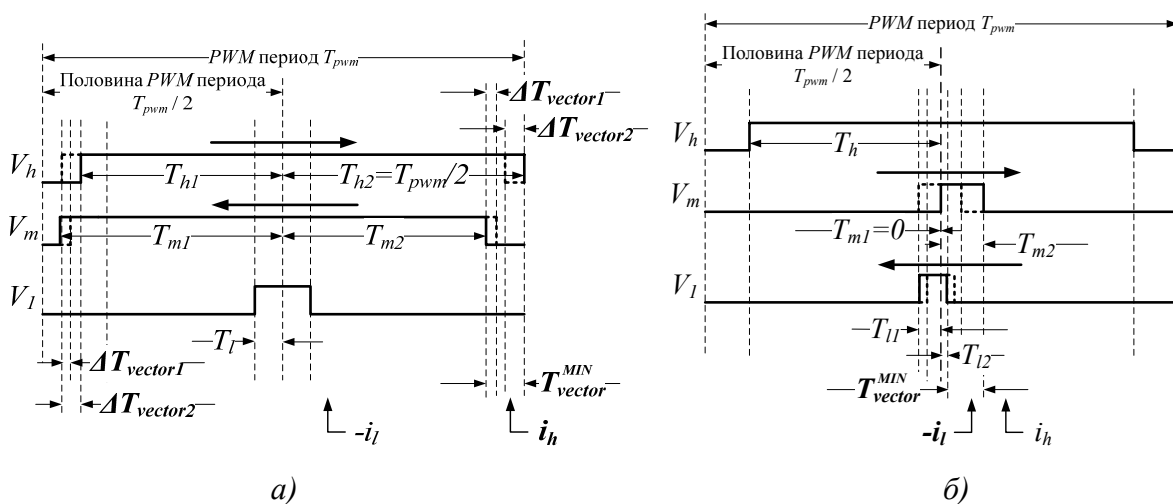
г) Измењени прелазак из другог у трећи сектор.

Слика 3.13 Модификација поворке PWM сигнала при прелазима између сектора $2 \leftrightarrow 3$, $4 \leftrightarrow 5$, и $6 \leftrightarrow 1$.

Због начина на који су модификовани PWM сигнали је јасно зашто случај са индексом модулације једнаким јединици представља најгори посматрани случај. Наиме, тада једнаки фактори испуне узимају највеће (93,3%) или најмање (6,7%) вредности па се може догодити да PWM сигнале није могуће проширити, односно скратити за потребан износ дат једначинама (3.8) и (3.12). Уколико је вектор минималне ширине трајања:

$$T_{vector}^{MIN} > 0,067 \frac{T_{pwm}}{2} \tag{3.13}$$

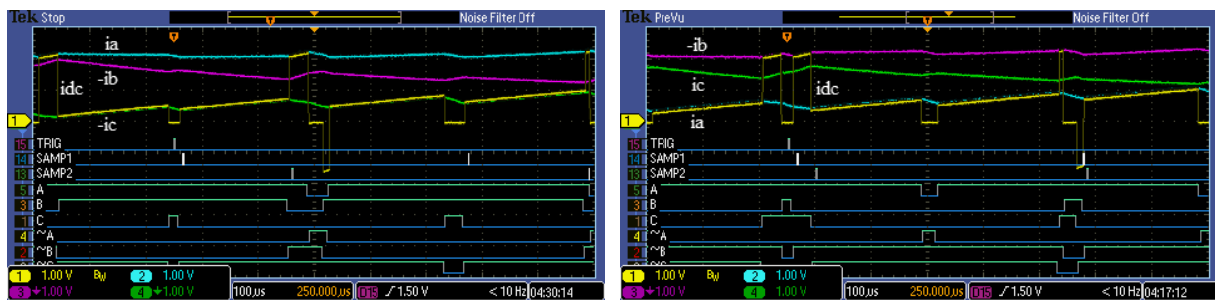
PWM сигнал V_h није могуће проширити у другој полупериоди како је предложено на слици 3.12а, јер тада узима максималну вредност испуне од 100 %. Слично, *PWM* сигнал V_m није могуће скратити у првој полупериоди на предложени начин (слика 3.13а), јер у условима при којима је испуњена релација (3.13) фактор испуне узима минималну вредност од 0 %. Једини начин да се у тим ситуацијама формира активан вектор минималне ширине за поуздано читање струје међукола је да се истовремено модификују два одговарајућа *PWM* сигнала. За разлику од претходно предложене методе, померање *PWM* сигнала је потребно извршити у оба смера како је илустровано сликом 3.14. На слици 3.14а се уочава да се *PWM* сигнал V_h помера удесно до максималне вредности фактора испуне у другој полупериоди од 100 %. При томе је додатно потребно померити *PWM* сигнал V_m улево за износ који ће осигурати да активан вектор V_k буде минималне ширине T_{vector}^{MIN} . Слика 3.14б указује да је у датој ситуацији са две блиске и мале вредности фазних индекса модулације потребно померити *PWM* сигнал V_m удесно за износ који даје минимални фактор испуне од 0 % у првој полупериоди прекидачког циклуса. Истовремено се *PWM* сигнал V_l помера улево за неопходан износ који формира активан вектор V_{k+1} минималног трајања T_{vector}^{MIN} .



Слика 3.14 Истовремена модификација два *PWM* сигнала када је минимална ширина активних вектора велика и задовољава услов (3.13).

Предложена метода модификације *PWM* сигнала илустрована сликама 3.12 и 3.13 је оправдана, јер услов дат са релацијом (3.13) није испуњен у посматраној реализацији. Мртво време у *PWM* сигналима, време укључења прекидача инвертора, време стабилизације струје међукола након промене прекидачког стања инвертора и време одабирања аналогних сигнала у контролеру, која дефинишу минимални временски прозор за читање струје међукола износе $10 \mu s$ и збирно су мањи од $0,067 \cdot T_{pwm} / 2 = 16,75 \mu s$. Стога је довољно извршити померање једног управљачког *PWM* сигнала. У већини случајева услов (3.13) није испуњен, осим у примени код

погона где је веома ниска цена приоритет. Зато предложена метода модификације PWM сигнала остварује поуздано и тачно одабирање струје међукола и у случају када је индекс модулације вектора напона највећи и једнак јединици (разматра се линеаран режим рада модулятора). Слика 3.15а илуструје тај случај на примеру преласка референтног вектора напона између сектора 1 и 2, док слика 3.15б важи за прелазак између сектора 6 и 1. Резултати дати на слици 3.15а су снимљени у тренутку када су фактори испуне управљачких сигнала $PWMA$ и $PWMB$ били велики и блиски вредности 93,3% (оригинални сигнали на слици 3.10в). При томе се уочава да је било довољно померити сигнал са највећим фактором испуне $PWMA$ удесно, без потребе за истовременим померањем сигнала $PWMB$ улево, како би се формирао вектор V_1 минималне ширине T_{vector}^{MIN} за одабирање струје i_a . Слично резултати дати на слици 3.15б су снимљени у тренутку када су фактори испуне управљачких сигнала били мали и блиски вредности 6,7% (оригинални сигнали на слици 3.11в). При томе се уочава да је било довољно померити сигнал са средњим фактором испуне $PWMB$ удесно, без потребе за истовременим померањем $PWMC$ сигнала улево, како би се формирао вектор V_2 минималног трајања T_{vector}^{MIN} за одабирање струје i_c .

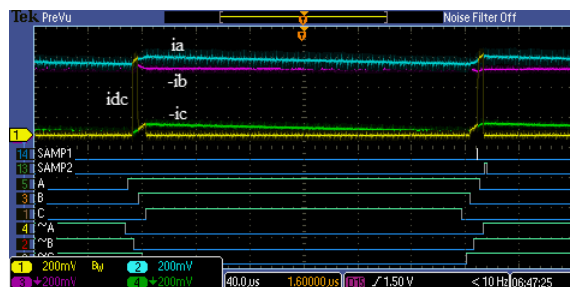
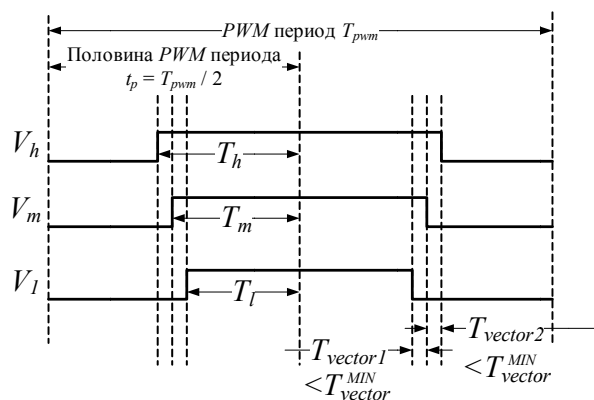


а) Слични велики фактори испуне ($PWM AB$) б) Слични мали фактори испуне ($PWM BC$)

Слика 3.15 Модификовање PWM сигнала при преласку референтног вектора напона између сектора када је фактор модулације максималан (у линеарном режиму рада) и једнак јединици.

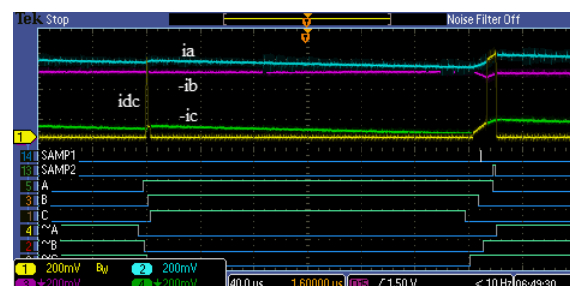
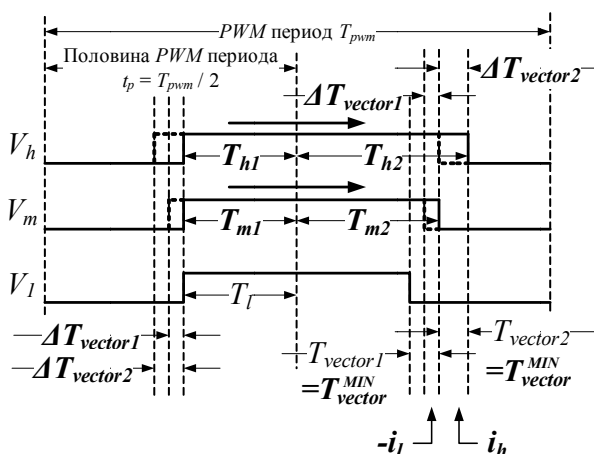
3.2.2 ПРОБЛЕМ И РЕШЕЊЕ РЕКОНСТРУКЦИЈЕ СТРУЈА МОТОРА ПРИ МАЛИМ ИНДЕКСИМА МОДУЛАЦИЈЕ

За мале референтне вредности индекса модулације на улазу $SVPWM$ модулятора, генеришу се приближно исте вредности фактора испуне око 50 % за све три гране инвертора, што је илустровано сликом 3.16а. PWM сигнали V_h , V_m и V_l не формирају активне векторе V_k и V_{k+1} довољног трајања за поуздано читање струје међукола. У овим ситуацијама није могуће реконструисати линијске струје инвертора, па је потребно модификовати PWM сигнале. Предложена метода модификује PWM сигнале V_m и V_h , редом, померајући их у истом смеру удесно за потребан износ како би се формирали активни вектори минималног трајања T_{vector}^{MIN} за читање струје међукола (слика 3.15б).



а) Оригинална поворка *PWM* сигнала.

б) Оригинални прелазак из првог у други сектор.



в) Измењена поворка *PWM* сигнала.

г) Измењени прелазак из првог у други сектор.

Слика 3.16 Модификација *PWM* сигнала у случајевима малог индекса модулације референтног вектора напона, независно од његове оријентације.

Имајући у виду претходно дате механизме за превазилажење проблематичних случајева за сигурно и тачно читање струје међукола (слике 3.12, 3.13 и 3.15) може се извести закључак да се могу свести под исти алгоритам. Блок дијаграм коначног алгоритма је дат на слици 3.17. Најпре се модификује *PWM* сигнал V_m који се помера удесно ради формирања активног вектора V_{k+1} минималног трајања T_{vector}^{MIN} . Када се током генерисања *PWM* сигнала у оквиру *SVPWM* модулятора детектује услов:

$$T_{vector1} = T_m - T_l < T_{vector}^{MIN} \tag{3.14}$$

време трајања *PWM* сигнала V_m током друге полупериоде треба продужити за износ:

$$\Delta T_{vector1} = T_{vector}^{MIN} - (T_m - T_l) \tag{3.15}$$

Време трајања *PWM* сигнала V_m током друге полупериоде треба у оквиру јединице за генерисање *PWM* сигнала освежити на нову вредност:

$$T_{m2} = T_m + \Delta T_{vector1} \quad (3.16)$$

Истовремено је неопходно у циљу одржавања средње вредности, трајање PWM сигнала V_m у првој полупериоди прекидачког циклуса смањити на вредност:

$$T_{m1} = T_m - \Delta T_{vector1} \quad (3.17)$$

У случајевима када услов (3.14) није испуњен и када је ширина првог активног вектора $T_{vector1}$ довољна за поуздано читање струје међукола, PWM сигнал V_m треба да остане непромењен:

$$T_{m1} = T_{m2} = T_m \quad (3.18)$$

Након тога, користећи (3.16) треба одредити време трајања $T_{vector2}$ другог активног вектора V_k . У ситуацијама када се детектује услов:

$$T_{vector2} = T_h - T_{m2} < T_{vector}^{MIN} \quad (3.19)$$

потребно је модификовати и PWM сигнал V_h померањем удесно. Време трајања PWM сигнала V_h током друге полупериоде треба продужити за износ:

$$\Delta T_{vector2} = T_{vector}^{MIN} - (T_h - T_{m2}) \quad (3.20)$$

односно у оквиру PWM јединице контролера треба користити прерачунато време T_{h2} за дефинисање фактора испуне V_h у другој полупериоди прекидачког циклуса:

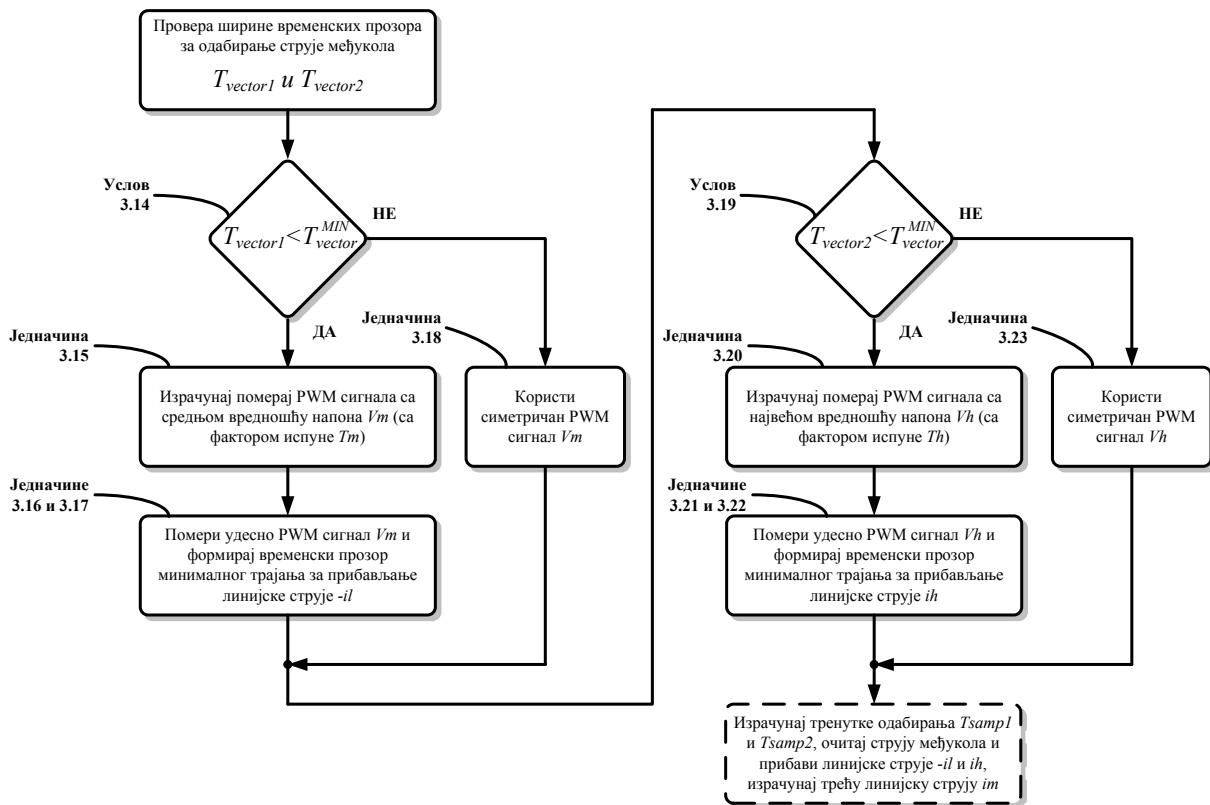
$$T_{h2} = T_h + \Delta T_{vector2} \quad (3.21)$$

Услов (3.19) и корекција дата са (3.20) важе и у случају када је $T_h > T_{m2}$, и у случају $T_{m2} > T_h$ који је карактеристичан за веома мале индексе модулације. Истовремено, у циљу одржавања средње вредности задатог напона, време трајања PWM сигнала V_h у оквиру прве полупериоде прекидачког циклуса треба прерачунати на вредност:

$$T_{h1} = T_h - \Delta T_{vector2} \quad (3.22)$$

У случајеви када услов (3.19) није испуњен, није потребно користити асиметричан PWM сигнал V_h , односно треба да важи:

$$T_{h1} = T_{h2} = T_h \quad (3.23)$$



Слика 3.17 Ток дијаграм алгоритма за модификацију PWM сигнала.

Предложени алгоритам ће у случајевима веома малог индекса модулације детектовати услове (3.14) и (3.19) па ће се промена одразити у оба PWM сигнала, V_m и V_h , унутар истог прекидачког циклуса. У случајевима средњег или великог индекса модулације при преласку референтног вектора из једног сектора шестоугла у други, детектоваће се услови (3.14) или (3.19) увек у различитим прекидачким циклусима, па ће се промена одразити само у једном од PWM сигнала, V_m или V_h .

3.3 ГРЕШКА У РЕКОНСТРУИСАНОМ ОБЛИКУ ТРОФАЗНИХ СТРУЈА МОТОРА

Без обзира на изабрану технику реконструкције линијских струја само на основу читања струје међукола погонског инвертора, крајњи резултат нису истовремени одбирци струја са средине прекидачког циклуса. Линијске струје рефлектоване у струји међукола се никада не могу измерити истовремено, већ се прибављају у одређеним временским размацима како постају доступне током наметнутих напонских вектора инвертора. Резултат тога је уношење фазног помераја одбирака струја у односу на њихове средње вредности које се имају на средини PWM циклуса. Комбинација фазног помераја и валовитости линијских струја на нивоу прекидачке учестаности инвертора доводи до специфичне грешке у облику реконструисаних струја која у досадашњој литератури није детаљније истражена. Откривена грешка у реконструисаним струјама

има негативан утицај на понашање целокупне управљачке структуре у виду повећаног хармонијског садржаја на вишим фреквенцијама и одступања средње вредности (*offset*), па су у овом поглављу предложена два решења за њено ефикасно уклањање.

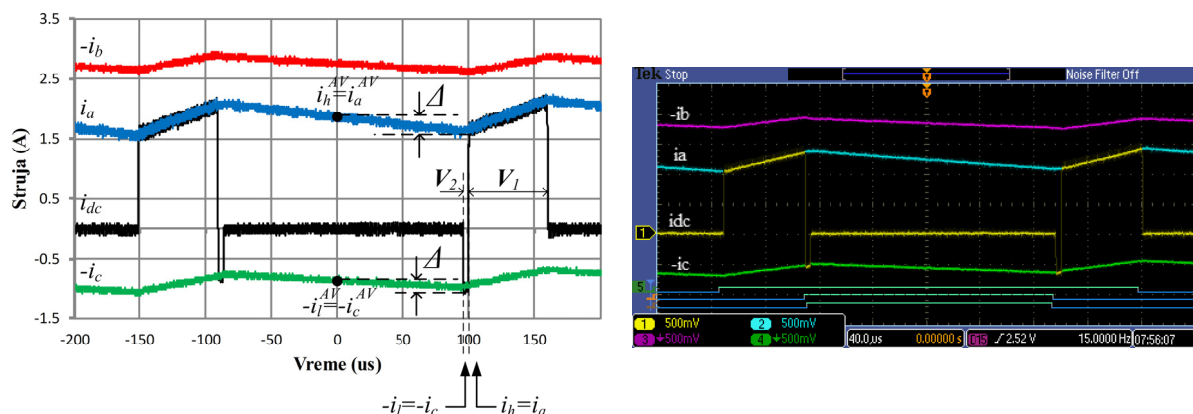
Наредна анализа облика реконструисаних струја разматра одабирање струје међукола на почетку активних вектора у другој полупериоди прекидачког циклуса (слика 3.6). Међутим, изведени закључци у погледу изобличености облика реконструисаних струја и њеног утицаја се могу извести и за случајеве када се одабирање струје међукола врши на средини или завршецима активних вектора, као и за одабирање струја у оквиру прве полупериоде прекидачког циклуса.

3.3.1 ГРЕШКА У РЕКОНСТРУИСАНИМ СТРУЈАМА - НЕПАРНИ СЕКТОРИ

У овом делу се разматра квалитативна разлика између средње вредности линијских струја са средине *PWM* циклуса и њихових тренутних вредности које се прибављају мерењем струје међукола. Сlike 3.18-3.20 приказују три различита прекидачка циклуса када се референтни вектор напона налази у непарним секторима шестоугла. Посматрано са становишта ротирања референтног вектора напона у позитивном математичком смеру, слика 3.18 илуструје типичан изглед *PWM* периоде на почетку непарних сектора, слика 3.19 важи за вектор на средини сектора, док слика 3.20 даје типичан изглед *PWM* периоде за референтни вектор напона на крају сектора.

Са слика 3.18-3.20 је јасно да кроз читав сектор увек постоје два активна вектора \mathbf{V}_k и \mathbf{V}_{k+1} , и да је могуће прибавити линијске струје инвертора i_h и $-i_l$. На пример, у првом сектору су активни вектори $\mathbf{V}_k = \mathbf{V}_1$ и $\mathbf{V}_{k+1} = \mathbf{V}_2$ при којима је у струји међукола могуће прочитати линијске струје $i_h = i_a$ и $-i_l = -i_c$. При ротацији и уласку у непарни сектор, референтни вектор почиње од активног вектора \mathbf{V}_k па је унутар прекидачке секвенце више заступљен у односу на активан вектор \mathbf{V}_{k+1} . На слици 3.17 се уочава да је вектор \mathbf{V}_{k+1} кратког трајања и да се други одбирак струје међукола i_h прибавља одмах након првог одбирка $-i_l$. Временски размак између одбирака струје међукола је мали и износи приближно T_{vector}^{MIN} . Како вектор напона \mathbf{V}_{k+1} дефинише валовитост струје i_h у временском интервалу док је активан, и како је кратког трајања, може се запазити да се други одбирак струје међукола прибавља у тренуцима када линијска струја i_h узима ниже вредности у односу на средњу вредност i_h^{AV} услед њене валовитости. Уколико са Δ квалитативно оценимо одступање измерене струје i_h у односу на њену вредност са средине прекидачког циклуса i_h^{AV} , важи:

$$i_h = i_{dc}(T_{samp2}) = i_h^{AV} - \Delta \quad (3.24)$$



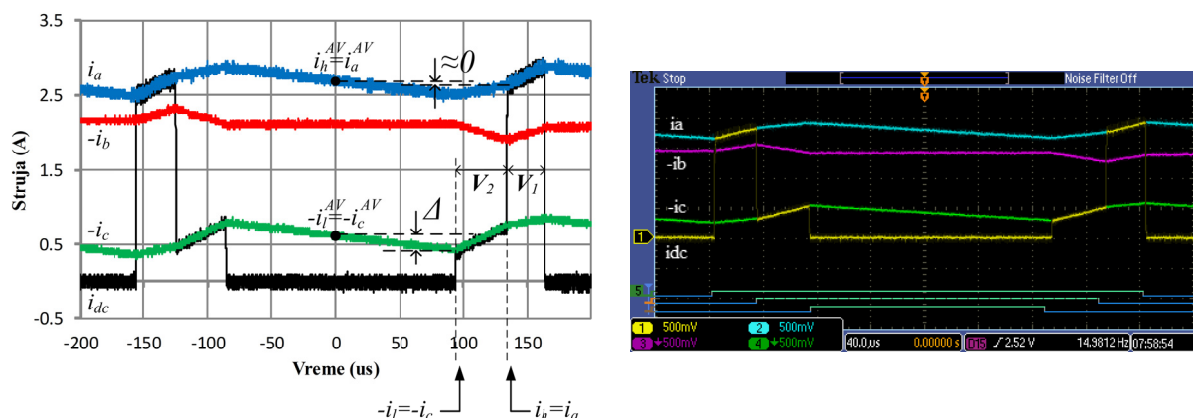
а) Назначена грешка Δ при одабирању. б) Пример: однос струја на почетку сектора I .

Слика 3.18 Одабирање линијских струја у струји међукола и резултујућа грешка одбирака у односу на средње вредности, за случај када се референтни вектор напона налази на почетку непарних сектора.

На средини сектора су времена трајања наметнутих активних вектора приближно иста (слика 3.19) па је очитана струја i_h приближно једнака њеној средњој вредности:

$$i_h = i_{dc}(T_{samp2}) = i_h^{AV} \tag{3.25}$$

Наиме, овде се у првој апроксимацији може претпоставити да је одступање Δ приближно једнако нули, јер позитивни пораст струје i_h током трајања V_{k+1} компензује негативан пораст током трајања нултог вектора V_7 . У сваком случају, одступање Δ је сада мање у односу на претходну ситуацију када се референтни вектор налази на почетку сектора што се квалитативно може изразити са (3.24-3.25).



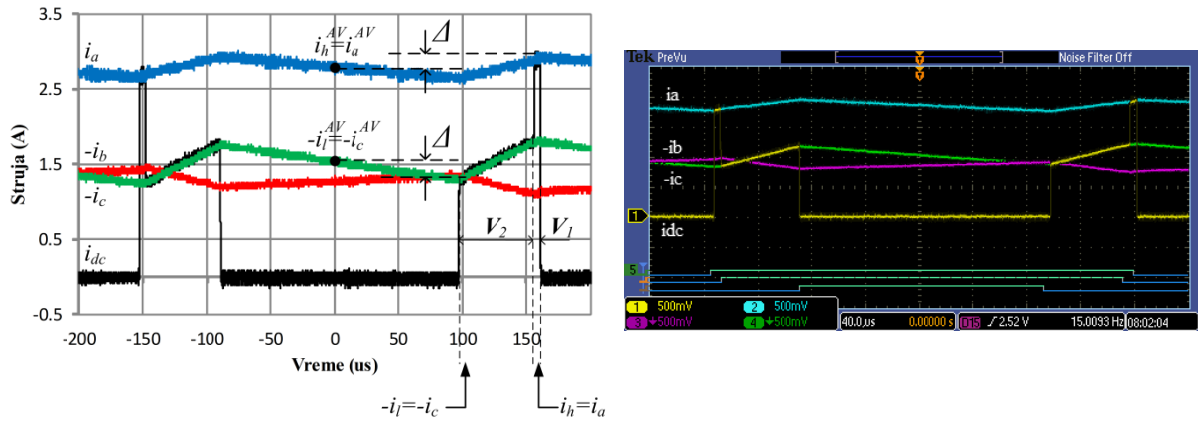
а) Назначена грешка Δ при одабирању. б) Пример: однос струја на средини сектора I .

Слика 3.19 Одабирање линијских струја у струји међукола и резултујућа грешка одбирака у односу на средње вредности, за случај када се референтни вектор напона налази на средини непарних сектора шестоугла.

На крају сектора је вектор V_{k+1} доминантан у односу на активан вектор V_k , па прибављање другог одбирка струје међукола i_h наступа најкасније у односу на први одбирак $-i_l$ (слика 3.20). Значајно трајање активног вектора V_{k+1} и занемариво трајање

вектора V_k доводи до прибављања струје i_h у тренуцима када узима максималне вредности услед валовитости на нивоу прекидачке учестаности. Имајући у виду (3.24) и (3.25) реконструисана струја i_h се може изразити са:

$$i_h = i_{dc}(T_{samp2}) = i_h^{AV} + \Delta \quad (3.26)$$



а) Назначена грешка Δ при одабирању. б) Пример: однос струја на крају сектора I .

Слика 3.20 Одабирање линијских струја у струји међукола и резултујућа грешка одбирака у односу на средње вредности, за случај када се референтни вектор напона налази на крају непарних сектора.

Природа грешке у првом одбирку струје међукола $-i_l$ (нпр. $-i_c$ у првом сектору) је увек иста и независна од сектора и позиције референтног вектора напона унутар сектора (слике 3.18-3.20). Први одбирак струје међукола се увек прибавља на почетку првог активног вектора V_{k+1} , односно на крају нултог вектора V_7 када очитана линијска струја $-i_l$ узима минималне вредности услед њене валовитости на нивоу прекидачке учестаности. Стога, реконструисана струја i_l увек има веће вредности у односу на њену средњу вредност i_l^{AV} са средине прекидачког циклуса:

$$-i_l = i_{dc}(T_{samp1}) = -i_l^{AV} - \Delta \Rightarrow i_l = i_l^{AV} + \Delta \quad (3.27)$$

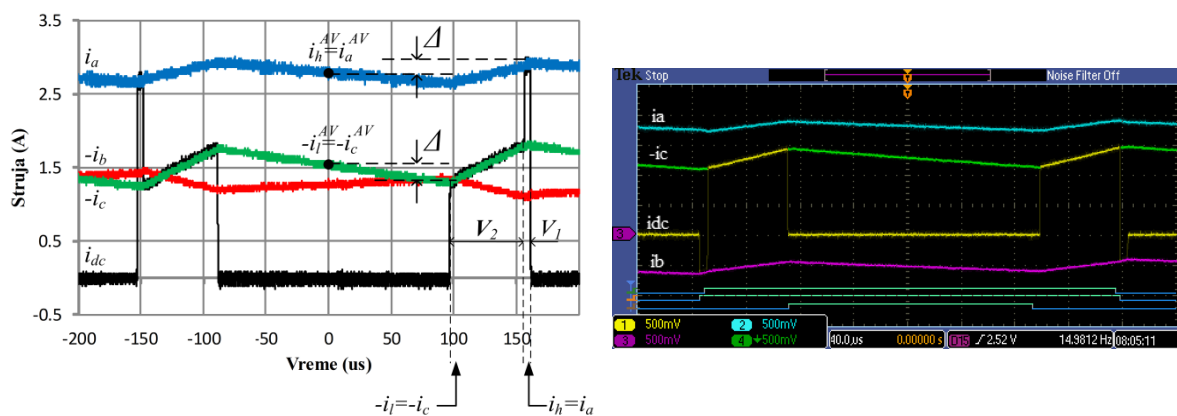
Јасно је да пораст струје Δ током нултих и различитих активних вектора нису исти, али експериментални резултати показују да анализа дата изразима (3.24-3.27) представља адекватно објашњење грешке у таласном облику реконструисаних струја.

3.3.2 ГРЕШКА У РЕКОНСТРУИСАНИМ СТРУЈАМА - ПАРНИ СЕКТОРИ

Претходна анализа грешке у таласним облицима реконструисаних струја важи у случају када се референтни вектор напона налази у непарним секторима шестоугла, односно секторима 1, 3 и 5. Слична анализа се може извести и за случајеве када

референтни вектор напона напредује кроз парне секторе шестоугла: 2, 4 и 6. Сlike (3.21)-(3.23) илуструју типичан однос линијских струја и струје међукола у оквиру једног прекидачког циклуса када се референтни вектор напона креће у парним секторима напонског шестоугла. И овде се претпоставља да је примењен претходно описан механизам који обезбеђује да у сваком прекидачком циклусу постоје два активна вектора V_k и V_{k+1} и да је могуће у струји међукола прочитати две линијске струје i_h и $-i_l$. На пример, за референтни вектор напона унутар другог сектора су активни вектори напона инвертора V_2 и V_3 и у струји међукола се могу прочитати линијске струје $-i_c$ и i_b .

Поново се први одбирок струје међукола на почетку првог активног вектора V_{k+1} прибавља у тренуцима када одговарајућа линијска струја $-i_l$ рефлектована у струји међукола узима минималне вредности услед њене валовитости на нивоу прекидачке учестаности. Са слика (3.21)-(3.23) је јасно да закључак и релација (3.27) важи и за реконструкцију у оквиру парних сектора независно од положаја референтног вектора напона (почетак, средина или крај сектора).



а) Назначена грешка Δ при одабирању. б) Пример: однос струја на почетку сектора 2.

Слика 3.21 Одабирање линијских струја у струји међукола и резултујућа грешка одбирака у односу на средње вредности, за случај када се референтни вектор напона налази на почетку парних сектора.

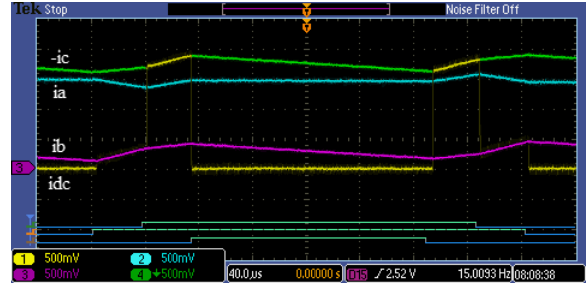
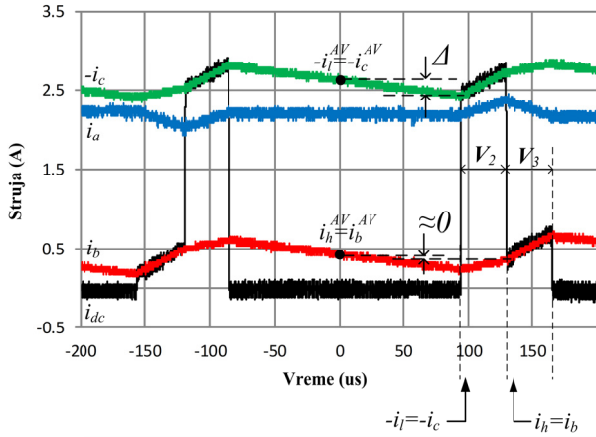
За други одбирок струје међукола i_h (нпр. i_b у другом сектору) се посматрана грешка услед валовитости струја и варијације тренутка одабирања током напредовања референтног вектора кроз парне секторе, разликује у односу на ситуацију која се има при непарним секторима. На почетку парних сектора је први вектор V_{k+1} , који дефинише промену мерљиве линијске струје i_h , најдужег трајања па се прибавља у тренуцима када линијска струја узима максималне вредности услед валовитости:

$$i_h = i_{dc}(T_{samp2}) = i_h^{AV} + \Delta \tag{3.28}$$

Када референтни вектор напона лежи на средини парних сектора (слика 3.22) и када су активни вектори V_k и V_{k+1} приближно истог трајања, може се уочити да позитивни пораст струје i_h током примене активног вектора V_{k+1} компензује негативан

пораст током примене нултог вектора V_7 . У сваком случају измерена струја i_h има ниже вредности у односу на случај када је референтни вектор на почетку сектора, што се квалитативно може изразити са:

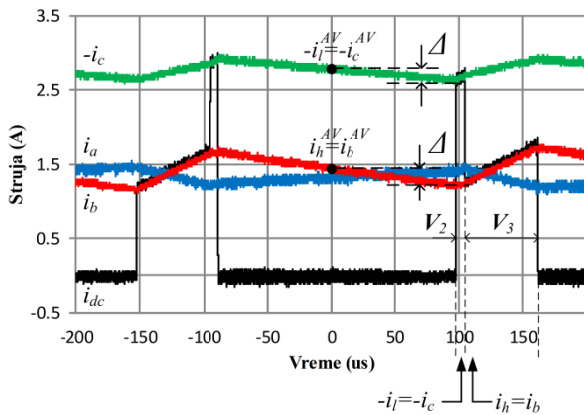
$$i_h = i_{dc}(T_{smp2}) = i_h^{AV} \quad (3.29)$$



а) Назначена грешка Δ при одабирању.

б) Пример: однос струја на средини сектора 2.

Слика 3.22 Одабирање линијских струја у струји међукола и резултујућа грешка одбирака у односу на средње вредности, за случај када се референтни вектор напона налази на средини парних сектора.



а) Назначена грешка Δ при одабирању.

б) Пример: однос струја на крају сектора 2.

Слика 3.23 Одабирање линијских струја у струји међукола и резултујућа грешка одбирака у односу на средње вредности, за случај када се референтни вектор напона налази на крају парних сектора.

На завршетку парних сектора се референтни вектор налази близу активног вектора V_k па је заступљенији у прекидачкој секвенци у односу на активан вектор V_{k+1} . Трајање активног вектора V_{k+1} је занемариво у односу на трајање вектора V_k , па се може уочити да се други одбирок струје међукола прибавља у тренуцима када линијска струја i_h узима минималне вредности услед њене валовитости на нивоу прекидачке учестаности:

$$i_h = i_{dc}(T_{smp2}) = i_h^{AV} - \Delta \quad (3.30)$$

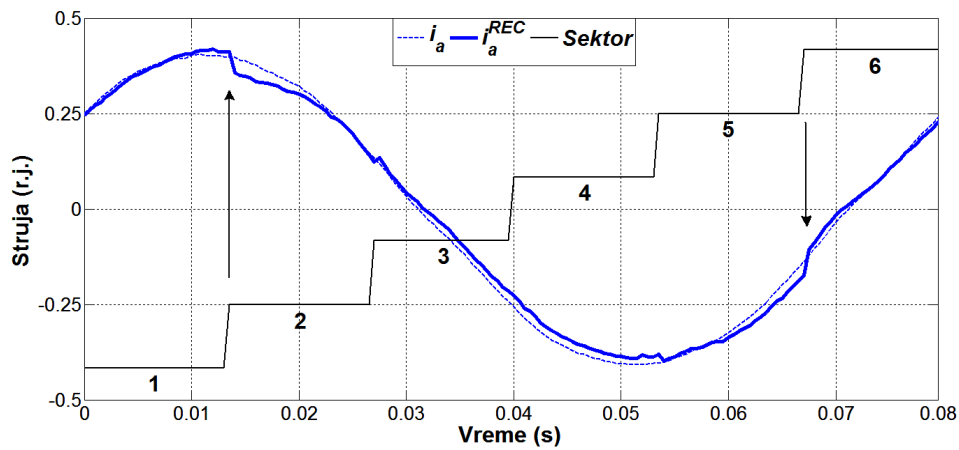
3.3.3 УКУПАН ПРЕГЛЕД ГРЕШКЕ У РЕКОНСТРУКЦИЈИ ТАЛАСНИХ ОБЛИКА ЛИНИЈСКИХ СТРУЈА

У претходном делу поглавља је показно променљиво понашање грешке у реконструисаним облицима две мерљиве линијске струје, а која је последица комбинације принципа рада алгоритма за реконструкцију струја и валовитости струја на нивоу прекидачке учестаности. На основу дате анализе је очекивано да се у обе реконструисане струје јави нагла промена грешке у таласном облику, не само приликом промене сектора референтног вектора напона већ и унутар самих сектора. Поред тога, комбинација две грешке у измереним линијским струјама i_h и $-i_l$ на основу одабирања струје међукола се рефлектују и у трећој израчунатој линијској струји $i_m = -(i_h + i_l)$.

Табеле 3.4-3.6 и слике 3.24-3.26 дају укупан преглед сложене грешке у таласним облицима реконструисаних линијских струја i_a , i_b и i_c , редом. Квалитативна оцена грешке је дата за сваки сектор, посебно на почетку, средини и завршетку сектора. Уочљиво је да се у реконструисаном сигналу линијских струја јављају две нагле промене (скока) вредности у оквиру основне периоде референтног напона инвертора. Нагли скокови, грешке амплитуде 3Δ , се јављају два пута у основној периоди и практично уносе сегменте у реконструисаном сигналу струје са израженим одступањем од средње вредности (офсетом). За линијску струју i_a посматрани ефекат је уочљив приликом преласка између сектора $1 \leftrightarrow 2$ и $5 \leftrightarrow 6$. У реконструисаној линијској струји i_b дати ефекат се уочава приликом проласка референтног вектора напона између сектора $1 \leftrightarrow 2$ и $3 \leftrightarrow 4$, док се у струји i_c слично дешава при прелазима $3 \leftrightarrow 4$ и $5 \leftrightarrow 6$. Свеукупно, крајњи резултат је појава значајнијег одступања све три линијске струје од њихових средњих вредности у два одређена сектора вектора напона, што ће се одразити и на реконструисане компоненте струје статора мотора у стационарном и ротирајућем координатном систему. Поред тога, услед нагле промене грешке три пута унутар основне периоде (посматрајући све три линијске струје) током проласка вектора напона кроз секторе $1 \leftrightarrow 2$, $3 \leftrightarrow 4$, и $5 \leftrightarrow 6$, у реконструисаним компонентама струје статора мотора у ротирајућем dq координатном систему појавиће се трећи хармоник. Како се у оригиналном фазном домену струја у реконструисаним таласним облицима јављају и две мање промене грешке амплитуде Δ , на различитим позицијама у односу на скокове грешке амплитуде 3Δ , у dq координатном систему ће компоненте струје статора садржати и шести хармоник. Појава хармоника у dq струјама које у устаљеном стању треба да узимају константне вредности има негативан утицај на укупне перформансе погона и слична је описаној појави у великом броју радова који разматрају индуквану грешку у струјама када напон узима нулте вредности (тзв. *zero – crossing* проблем) [Ц3-Ц6]. Одступање од средње вредности и хармоници у реконструисаним струјама доводе до лошије естимације стања машине: флуksа и брзине мотора [Ц7]. Поред тога, регулатори струја који су пројектовани за константне устаљене вредности dq струја у овом случају доводе до непожељних појава осцилација развијеног електромагнетног момента и брзине мотора [Ц8-Ц10].

Табела 3.4 Грешка услед валовитости струја у реконструисаној линијској струји i_a^{REC} .

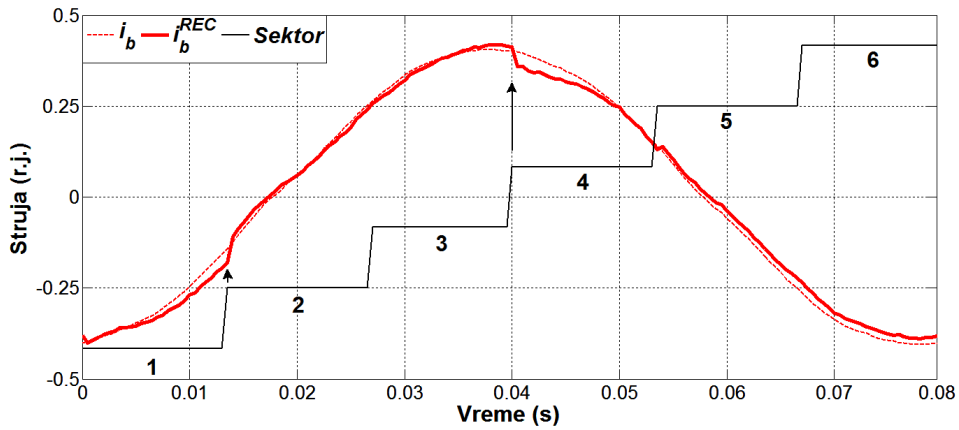
Сектор	Део сектора			Одступање (скок)
	Почетак	Средина	Завршетак	
1	$i_a^{AV} - \Delta$	i_a^{AV}	$i_a^{AV} + \Delta$	$-3 \cdot \Delta$
2	$i_a^{AV} - 2 \cdot \Delta$	$i_a^{AV} - \Delta$	i_a^{AV}	Δ
3	$i_a^{AV} + \Delta$	$i_a^{AV} + \Delta$	$i_a^{AV} + \Delta$	0
4	$i_a^{AV} + \Delta$	$i_a^{AV} + \Delta$	$i_a^{AV} + \Delta$	$-\Delta$
5	i_a^{AV}	$i_a^{AV} - \Delta$	$i_a^{AV} - 2 \cdot \Delta$	$3 \cdot \Delta$
6	$i_a^{AV} + \Delta$	i_a^{AV}	$i_a^{AV} - \Delta$	0



Слика 3.24 Реконструисана струја i_a^{REC} у поређењу са мереном струјом i_a .

Табела 3.5 Грешка услед валовитости струја у реконструисаној линијској струји i_b^{REC} .

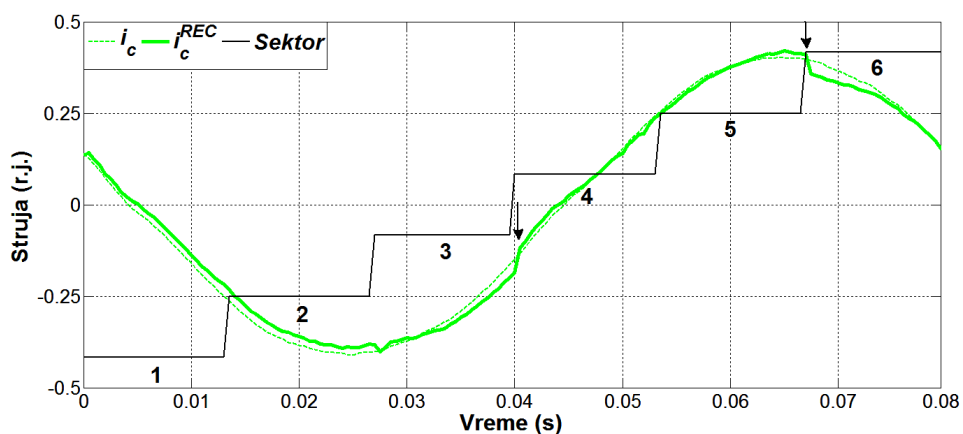
Сектор	Део сектора			Одступање (скок)
	Почетак	Средина	Завршетак	
1	i_b^{AV}	$i_b^{AV} - \Delta$	$i_b^{AV} - 2 \cdot \Delta$	$3 \cdot \Delta$
2	$i_b^{AV} + \Delta$	i_b^{AV}	$i_b^{AV} - \Delta$	0
3	$i_b^{AV} - \Delta$	i_b^{AV}	$i_b^{AV} + \Delta$	$-3 \cdot \Delta$
4	$i_b^{AV} - 2 \cdot \Delta$	$i_b^{AV} - \Delta$	i_b^{AV}	Δ
5	$i_b^{AV} + \Delta$	$i_b^{AV} + \Delta$	$i_b^{AV} + \Delta$	0
6	$i_b^{AV} + \Delta$	$i_b^{AV} + \Delta$	$i_b^{AV} + \Delta$	$-\Delta$



Слика 3.25 Реконструисана струја i_b^{REC} у поређењу са мереном струјом i_b .

Табела 3.6 Грешка услед валовитости струја у реконструисаној линијској струји i_c^{REC} .

Сектор	Део сектора			Одступање (скок)
	Почетак	Средина	Завршетак	
1	$i_c^{AV} + \Delta$	$i_c^{AV} + \Delta$	$i_c^{AV} + \Delta$	0
2	$i_c^{AV} + \Delta$	$i_c^{AV} + \Delta$	$i_c^{AV} + \Delta$	$-\Delta$
3	i_c^{AV}	$i_c^{AV} - \Delta$	$i_c^{AV} - 2 \cdot \Delta$	$3 \cdot \Delta$
4	$i_c^{AV} + \Delta$	i_c^{AV}	$i_c^{AV} - \Delta$	0
5	$i_c^{AV} - 2 \cdot \Delta$	$i_c^{AV} - \Delta$	i_c^{AV}	$-3 \cdot \Delta$
6	$u_{a_av} + \Delta$	u_{a_av}	$u_{a_av} - \Delta$	Δ



Слика 3.26 Реконструисана струја i_c^{REC} у поређењу са мереном струјом i_c .

3.4 ПОБОЉШАНЕ МЕТОДЕ РЕКОНСТРУКЦИЈЕ СТРУЈА МОТОРА

У овом поглављу биће представљене две побољшане технике за реконструкцију линијских струја инвертора, у овом случају уједно фазних струја мотора. У уводном поглављу је дат преглед до сада коришћених техника реконструкције. Прегледом постојеће литературе је утврђено да углавном разматрају реконструкцију трофазних струја са становишта проблема поузданог мерења струје међукола у случајевима када не садржи информацију о две линијске струје. У овом раду је тај проблем описан и решен на начин приказан у поглављу 3.2. При томе, описани проблем грешке у таласним облицима реконструисаних линијских струја није детаљније анализиран. Уз већ приказану модификацију прекидачке *PWM* шеме, прво решење коригује грешку у таласним облицима проценом пораста линијских струја у односу на њихову средњу вредност. Процена пораста струје се врши на основу математичког модела машине. Ова техника је осетљива на промену и непознавање тачних параметара математичког модела, али даје боље резултате у односу на случај када корекција не постоји чак и у случајевима велике раздешености параметара. Стога је предложено друго, робусније решење које није рачунски захтевно али примењује сложенију прекидачку шему и технику одабирања струје међукола. У оквиру друге технике струја међукола се мери четири пута унутар две суседне прекидачке периоде. Усредњавају се по два одговарајућа одбирка како би се добиле реконструисане струје једнаке средњој вредности линијских струја. У циљу елиминисања грешке у таласним облицима неопходно је унапредити прекидачку шему која на различит начин помера *PWM* сигнале унутар суседних *PWM* циклуса како би се одбирци струје сигурно прибавили. Допринос предложених метода бољим перформансама укупног погона је потврђен експерименталним резултатима.

3.4.1 УНАПРЕЂЕНА МЕТОДА РЕКОНСТРУКЦИЈЕ СА ПРОЦЕНОМ И ЕЛИМИНАЦИЈОМ ГРЕШКЕ У ТАЛАСНИМ ОБЛИЦИМА РЕКОНСТРУИСАНИХ СТРУЈА

Квалитативна анализа дата у претходном поглављу открива необичну али препознатљиву грешку у таласним облицима реконструисаних линијских струја, која је потврђена симулационим и експерименталним резултатима. Један од могућих начина да се квантитативно опише промена линијских струја унутар прекидачке периоде је да се искористи математички модел посматране асинхроне машине у стационарном координатном систему. Примена стационарног референтног система је природна за векторски управљане погоне, па не представља додатни задатак. Штавише, у погонима без давача на вратилу су променљиве стања, као што су флуks ротора и брзина обртања машине, већ доступне и није их потребно додатно рачунати.

Уколико се у математичком моделу у стационарном референтном систему елиминише струја ротора јер представља немерљиву величину која није од интереса са становишта приказаног управљања, тако што се на основу (2.22) изрази:

$$i_{r\alpha} = \frac{1}{L_r}(\psi_{r\alpha} - L_m i_{s\alpha}) \quad i_{r\beta} = \frac{1}{L_r}(\psi_{r\beta} - L_m i_{s\beta}) \quad (3.31)$$

замене у напонске једначине статора, добија се:

$$u_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + L_\sigma \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} \quad (3.32)$$

$$u_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + L_\sigma \frac{di_{s\beta}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_{r\beta}}{dt}$$

У (3.32) L_σ представља еквивалентну индуктивност расипања статорског намотаја дефинисану изразом (2.37). На основу напонских једначина ротора из (2.21) и роторских струја (3.31) може се изразити промена роторског флукса у времену у виду алгебарских релација на следећи начин:

$$\frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \psi_{r\alpha} - \omega_r \psi_{r\beta} \quad (3.33)$$

$$\frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \psi_{r\beta} + \omega_r \psi_{r\alpha}$$

Комбиновањем (3.32) и (3.33) и након краћег сређивања добија се израз за процену брзине промене струје статора:

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = \frac{1}{L_\sigma} \left(u_{s\alpha} - R_\sigma i_{s\alpha} + \frac{L_m}{L_r T_r} \psi_{r\alpha} + \frac{L_m}{L_r} \omega_r \psi_{r\beta} \right) \quad (3.34)$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = \frac{1}{L_\sigma} \left(u_{s\beta} - R_\sigma i_{s\beta} + \frac{L_m}{L_r T_r} \psi_{r\beta} - \frac{L_m}{L_r} \omega_r \psi_{r\alpha} \right)$$

где R_σ представља еквивалентну отпорност статорског намотаја дефинисану са (2.37). Израз (3.33) се може искористити за рачун брзине промене струје статора на основу дате команде напона мотора и естимиране вредности флукса ротора. Када је примењен нулти вектор напона, компоненте u_{sa0} и u_{sb0} имају вредност нула и промена струје статора у времену узима вредности di_{sa0}/dt . Током првог активног вектора (\mathbf{V}_{k+1}) у секвенци напона друге полупериоде прекидачког циклуса, фазне вредности компоненти напона u_{sa1} и u_{sb1} зависе од сектора референтног вектора напона и начина спреге намотаја статора мотора. Брзина промене струје статора тада узима вредности di_{sa1}/dt . Зависност вредности компоненти вектора напона током првог активног вектора,

u_{sa1} и u_{sb1} , се може добити детаљном анализом прекидачке секвенце у свим секторима напонског шестоугла и на основу релација која повезује фазне напоне мотора и излазне напоне инвертора. Сумарно је дата у оквиру табеле 3.7.

Табела 3.7 Зависност компоненти напона првог активног вектора за све секторе.

Сектор	Спрега звезда		Спрега троугао	
	u_{sa1}	u_{sb1}	u_{sa1}	u_{sb1}
1 и 2	$1/3 \cdot u_{dc}$	$1/\sqrt{3} \cdot u_{dc}$	0	$2/\sqrt{3} \cdot u_{dc}$
3 и 4	$-2/3 \cdot u_{dc}$	0	$-u_{dc}$	$-1/\sqrt{3} \cdot u_{dc}$
5 и 6	$1/3 \cdot u_{dc}$	$-1/\sqrt{3} \cdot u_{dc}$	u_{dc}	$-1/\sqrt{3} \cdot u_{dc}$

Брзина промене струје статора се може наћи у оригиналном фазном домену, трансформацијом израза (3.33) из стационарног референтног система применом инверзне Кларкине трансформације \mathbf{C}^{-1} :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa0} \\ i_{sb0} \\ i_{sc0} \end{bmatrix} = \mathbf{C}^{-1} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha 0} \\ i_{s\beta 0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha 0} \\ i_{s\beta 0} \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa1} \\ i_{sb1} \\ i_{sc1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha 1} \\ i_{s\beta 1} \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

Степен промене струје статора di_{sa0}/dt важи када је наметнут нулти вектор напона на мотору, док промена струје статора di_{sa1}/dt важи током првог активног вектора напона задатог својим компонентама u_{sa1} и u_{sb1} . Уколико је намотај статора мотора везан у спрегу звезда важи једнакост фазних струја мотора, i_{sa} , i_{sb} и i_{sc} , и линијских струја инвертора i_a , i_b и i_c . Зато за случај везе намотаја статора у звезди важи да је:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{a0} \\ i_{b0} \\ i_{c0} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa0} \\ i_{sb0} \\ i_{sc0} \end{bmatrix} \quad \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa1} \\ i_{sb1} \\ i_{sc1} \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

За случај спреге намотаја статора у троуглу треба прерачунати степен пораста фазних струја статора у степен пораст линијских струја инвертора:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{a0} \\ i_{b0} \\ i_{c0} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa0} \\ i_{sb0} \\ i_{sc0} \end{bmatrix} - \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sc0} \\ i_{sa0} \\ i_{sb0} \end{bmatrix} \quad \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa1} \\ i_{sb1} \\ i_{sc1} \end{bmatrix} - \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sc1} \\ i_{sa1} \\ i_{sb1} \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

Са слика 3.18-3.23 је јасно да на основу израчунате брзине промене линијских струја инвертора (3.38) и познавања времена трајања напонских вектора унутар прекидачке секвенце инвертора можемо израчунати одступања првог и другог одбирка струје међукола од одговарајућих средњих вредности линијских струја са средине *PWM* циклуса. Трајања напонских вектора унутар прекидачког циклуса се могу добити на основу излазних вредности фактора испуне модификованог модулятора просторног вектора (који уважава потребу за поузданим мерењем струје међукола). Предпостављајући да се струја међукола прибавља на почетку активних вектора и занемарујући релативно мало кашњење T_{delay} , одступања линијских струја у тренуцима одабирања у односу на вредност на средини прекидачког циклуса могу се израчунати на основу:

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{a1} \\ \Delta i_{b1} \\ \Delta i_{c1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} di_{a0}/dt \\ di_{b0}/dt \\ di_{c0}/dt \end{bmatrix} \cdot T_l \tag{3.39}$$

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{a2} \\ \Delta i_{b2} \\ \Delta i_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta i_{a1} \\ \Delta i_{b1} \\ \Delta i_{c1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} di_{a1}/dt \\ di_{b1}/dt \\ di_{c1}/dt \end{bmatrix} \cdot (T_{m2} - T_l) \tag{3.40}$$

Процењене грешке линијских струја дате изразима (3.39) и (3.40) се коначно могу искористити за корекцију реконструисаних вредности на основу два одбирка струје међукола i_h и $-i_l$. У зависности од сектора у којем лежи референтни вектор напона инвертора и користећи табелу 3.8 треба извршити корекцију одбирака струје међукола са циљем елиминисања грешке у таласним облицима реконструисаних струја.

Табела 3.8 Корекција одбирака струје међукола у зависности од сектора референтног вектора напона.

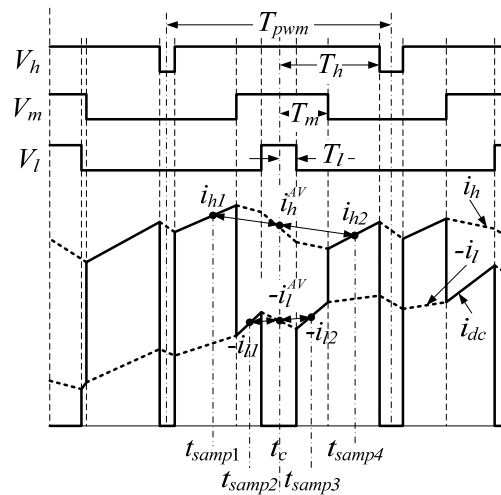
Sektor	i_{sa}	i_{sb}	i_{sc}
1	$i_h - \Delta i_{a2}$	$-(i_{sa} + i_{sc})$	$-i_l - \Delta i_{c1}$
2	$-(i_{sb} + i_{sc})$	$i_h - \Delta i_{b2}$	$-i_l - \Delta i_{c1}$
3	$-i_l - \Delta i_{a1}$	$i_h - \Delta i_{b2}$	$-(i_{sa} + i_{sb})$
4	$-i_l - \Delta i_{a1}$	$-(i_{sa} + i_{sc})$	$i_h - \Delta i_{c2}$
5	$-(i_{sb} + i_{sc})$	$-i_l - \Delta i_{b1}$	$i_h - \Delta i_{c2}$
6	$i_h - \Delta i_{a2}$	$-i_l - \Delta i_{b1}$	$-(i_{sa} + i_{sb})$

Ефикасност предложене технике за корекцију реконструисаних струја на основу процене валовитости струје статора и математичког модела асинхроне машине је потврђена у експерименталним резултатима. Посебно ће бити размотрен утицај раздешености контролних параметара модела и стварне машине на перформансе погона.

3.4.2 УНАПРЕЂЕНА МЕТОДА РЕКОНСТРУКЦИЈЕ СА УСРЕДЊАВАЊЕМ ЧЕТИРИ ОДБИРКА СТРУЈЕ МЕЋУКОЛА И МОДИФИКОВАНОМ ПРЕКИДАЧКОМ ШЕМОМ

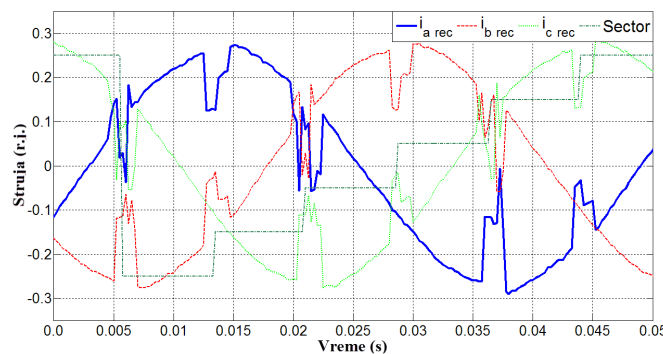
Стандардно се струје мотора реконструишу користећи два одбирка струје међукола у једној полупериоди истог прекидачког циклуса у различитим временским тренуцима у односу на средину периоде, где линијске струје узимају средње вредности. Резултат тога је појава две секције у оквиру основне периоде реконструисаних линијских струја са значајним одступањем од средње вредности (*offset* – ом). Појава се рефлектује у $\alpha\beta$ струјама и додатно доводи до повећања трећег и шестог хармоника у dq струјама. Процењена грешка прибављених одбирака струје међукола, описана у претходном поглављу, може се искористити за свођење реконструисаних вредности на исти временски тренутак који одговара средини прекидачког циклуса. Међутим, у овом делу је предложена једноставнија и робуснија метода за корекцију која надомешћује недостатке претходне методе засноване на естимацији стања и математичком моделу машине.

Предложена метода представља побољшање оригиналне методе изложене у раду [А38], која за реконструкцију линијских струја инвертора (мотора) користи мерење струје међукола у обе половине природно симетричних *PWM* сигнала. Механизам предложен у [А38] прибавља струју међукола на средини активних напонских вектора укупно четири пута у оквиру истог прекидачког циклуса (слика 3.27). Усредњавањем вредности два одбирка струје међукола прибављених током истих активних вектора, а у две различите *PWM* полупериоде, рачунају се средње вредности две доступне линијске струје. Трећа линијска струја се рачуна као негативна вредност збира реконструисаних струја, исто као у случају када су прибављана само два одбирка струје међукола. Овај механизам своди мерење линијских струја инвертора на исти тренутак, и то управо на средину прекидачког циклуса где струје узимају средње вредности. Ефикасно поништава грешку у таласном облику реконструисаних струја узроковану валовитошћу на нивоу прекидачке учестаности и елиминише фазни померај између одбирака линијских струја. Осим своје једноставности, предложени механизам је у потпуности неостељив на варијацију параметара машине за разлику од сложенијих метода заснованих на математичком моделу машине (нпр. делимично механизам дат у претходном поглављу).



Слика 3.27 Реконструкција линијских струја одабирањем струје међукола четири пута у оквиру истог прекидачког циклуса и усредњавањем одговарајућих парова одбирака.

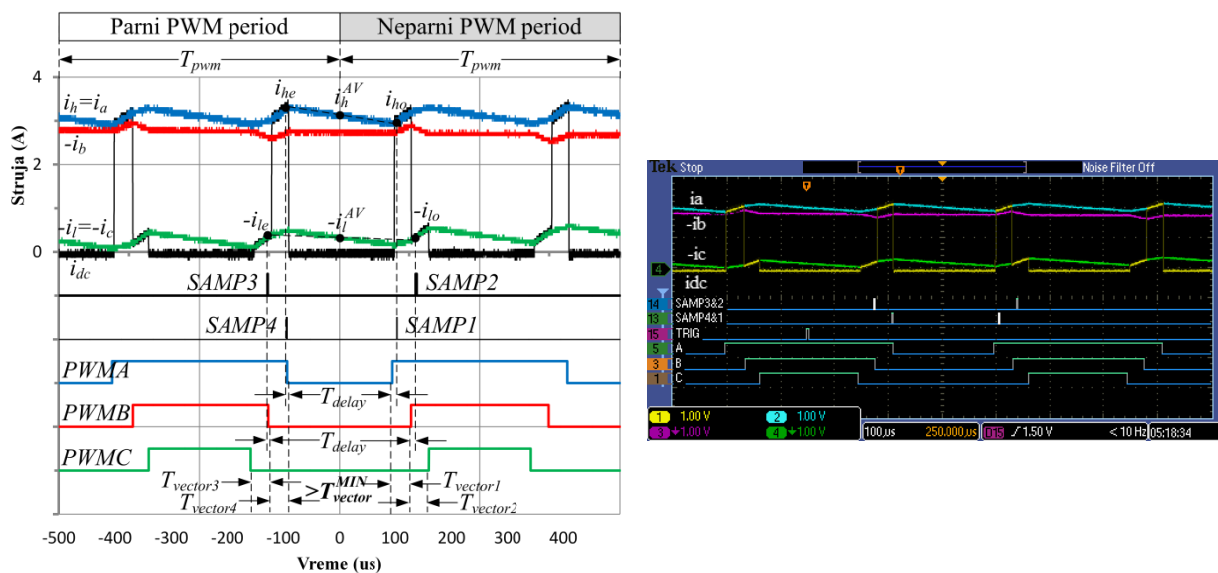
Међутим, дати механизам не разматра и занемарује критичне случајеве у реконструкцији линијских струја када референтни напонски вектор прелази из једног сектора у други сектор напонског шестоугла инвертора, и такође када је задат мали индекс модулације. Аутори у [A39, A40] јасно истичу да је у тим случајевима и када се користи модификована *PWM* шема (асиметрични *PWM* сигнали), немогуће добити истовремене вредности линијских струја са средине прекидачког циклуса. Уколико се примени модификована *PWM* шема дата у претходном поглављу 3.4.1 заједно са прибављањем четири одбирка струје међукола у оквиру исте прекидачке периоде на начин како је оригинално изложено у [A38], добијају се реконструисане линијске струје илустроване на слици 3.28. Добијени резултати јасно указују да је потребно надоградити механизам ради поузданијег и тачнијег мерења линијских струја, задржавајући при томе једноставност реализације.



Слика 3.28 Реконструисане линијске струје по методи [A38]. Реконструисане струје нису једнаке стварним линијским струјама у критичним случајевима.

Са становишта високе прекидачке учестаности (реда неколико *kHz*) и електричних параметара мотора који се стандардно користе у регулисаним електромоторним погонима, може се закључити да није неопходно да периода одабирања струјне регулационе петље буде минимална и једнака *PWM* периоди. Није редак случај да се због рачунске захтевности алгоритма управљања у погонима високих преформанси, у имплементацији струјна петља извршава у току сваке друге *PWM* периоде, односно на 80

двоструко нижој учестаности у односу на прекидачку учестаност. Ова чињеница омогућава да се информација о линијским струјама прибави током друге полупериоде прекидачког циклуса на описани начин у поглављу 3.4.1, и да се затим прибаве нова два одбирка струје међукола током прве полупериоде наредног *PWM* циклуса (слика 3.29). На тај начин се прибављају укупно четири вредности струје међукола у оквиру два суседна прекидачка циклуса. У првом прекидачком циклусу одбирци ($-i_{le}$ и i_{he}) се прибављају на крајевима активних вектора у другој полупериоди, док се у суседном прекидачком циклусу одбирци ($-i_{lo}$ и i_{ho}) прибављају на почацима активних вектора у првој полупериоди, узимајући у обзир неопходно кашњење T_{delay} . Вредност рефлектованих линијских струја се једноставно рачуна усредњавањем одговарајућих парова одбирака струје међукола, што своди све три реконструисане струје на исти тренутак када узимају средњу вредност у оквиру два суседна *PWM* циклуса.



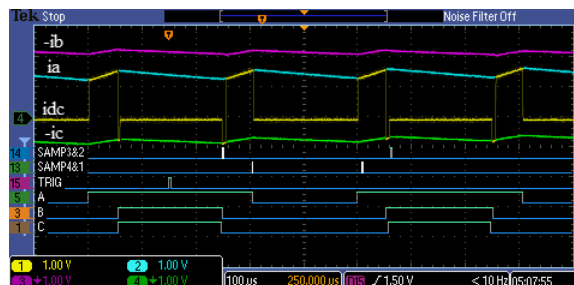
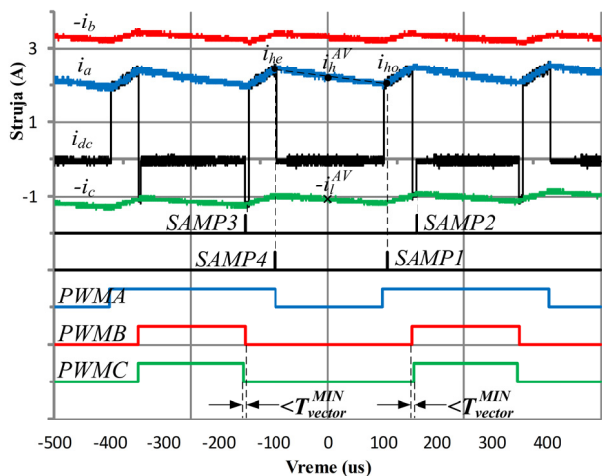
а) Принципска шема одабирања.

б) Пример када не треба модификовати *PWM*.

Слика 3.29 Предложена метода одабирања струје међукола.

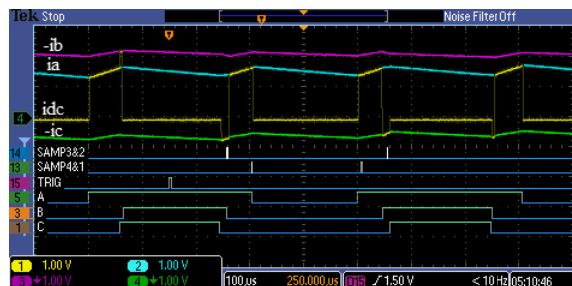
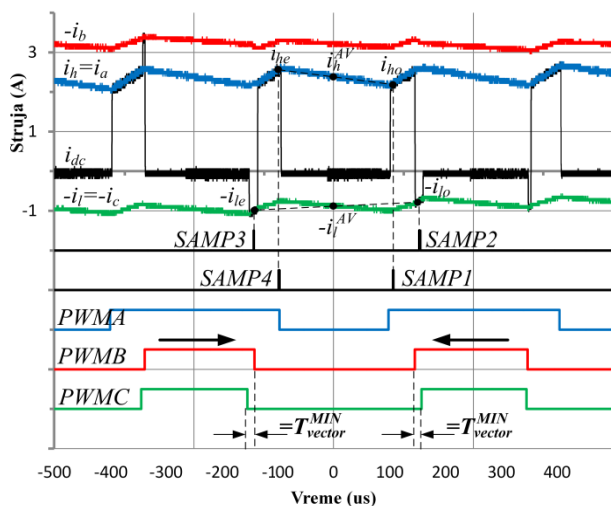
Предложена метода одабирања струје међукола сада омогућава да се примени асиметрична *PWM* шема изложена у поглављу 3.1 у проширеној форми која обухвата критичне случајеве сигурног читања струје међукола. При томе унапређена *PWM* шема узима у обзир да се мерење струје међукола врши у суседним полупериодама два различита прекидачка циклуса. Принципи рада унапређене модификоване *PWM* шеме је илустрован сликама 3.30 и 3.31. Слика 3.30 приказује критичан случај када је потребно модификовати само један *PWM* сигнал (референтни напонски вектор прелази из једног сектора у други), док слика 3.31 приказује критичан случај када је потребно модификовати два *PWM* сигнала (мала вредност задатог индекса модулације напонског вектора инвертора). Детаљи реализације су идентични оним датим у поглављу 3.1, са том разликом да се *PWM* сигнали у првом прекидачком циклусу (када се одбирци прибављају у другој полупериоди) померају у десну страну, док се *PWM* сигнали у суседном прекидачком циклусу (када се одбирци прибављају у првој полупериоди) померају у супротну леву страну ради обезбеђивања временског интервала довољне

ширине T_{vector}^{MIN} за сигурно читање струје међукола. Дате принципске шеме (3.29а-3.31а) су праћене снимљеним експерименталним примерима који потврђују њихову реализацију (3.29бг-3.31бг).



а) Оригинална прекидачка шема.

б) Пример: $SAMP3 \ \& \ 2$ не прибављају $-i_c$.



в) Измењена прекидачка шема.

д) Пример: $SAMP3 \ \& \ 2$ поуздано мере $-i_c$.

Слика 3.30 Предложена метода модификације PWM шеме прилагођена изабраној методи одабирања струје међукола. Случај када референтни напонски вектор прелази из једног сектора напонског шестоугла инвертора у други.

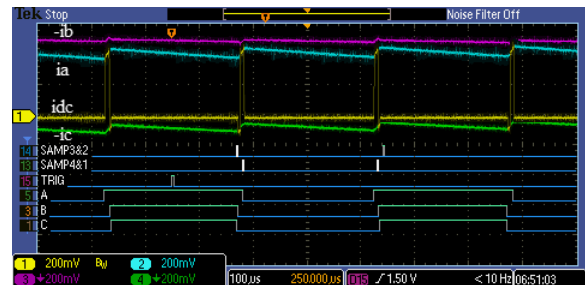
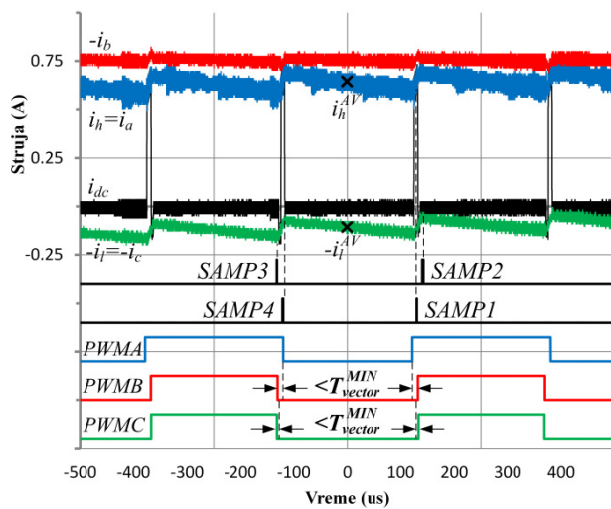
Слика 3.29 приказује струју међукола током две суседне PWM периоде и детаље везане за предложени механизам реконструкције линијских струја. Средње вредности линијских струја рефлектованих у струји међукола i_h^{AV} и $-i_l^{AV}$, на граници између две суседне PWM периоде, могу се добити једноставним рачуном:

$$i_l^{AV} = -\frac{i_{dc}(SAMP2) + i_{dc}(SAMP3)}{2} = -\frac{i_{lo} + i_{le}}{2} \tag{3.41}$$

$$i_h^{AV} = \frac{i_{dc}(SAMP1) + i_{dc}(SAMP4)}{2} = \frac{i_{ho} + i_{he}}{2}$$

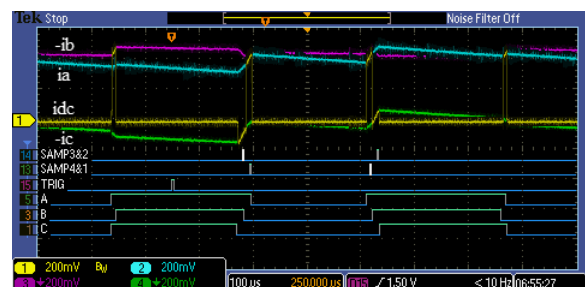
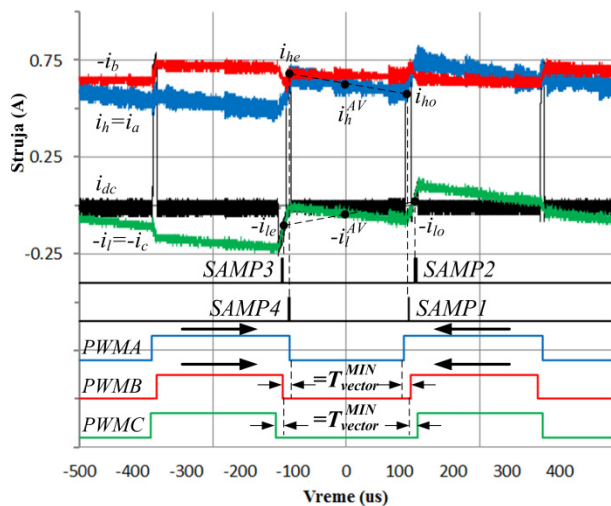
$$i_m^{AV} = -(i_l^{AV} + i_h^{AV})$$

Преостаје да се резултујуће струје i_l^{AV} , i_m^{AV} и i_h^{AV} доделе реконструисаним линијским струјама мотора i_a , i_b и i_c у зависности од тренутне позиције, односно сектора референтног вектора напона инвертора (Табела 3.3). Предложена метода реконструкције линијских струја даје боље резултате у односу на стандардну методу, што ће се показати у оквиру експерименталних резултата датих за управљање мотором у отвореној и у затвореној регулационој петљи по брзини.



а) Оригинална прекидачка шема.

б) Пример: сигнали одабирања не мере $-i_c$ и i_a .



в) Измењена прекидачка шема.

з) Пример: поуздано и тачно мерење $-i_c$ и i_a .

Слика 3.31 Предложена метода модифкације *PWM* шеме прилагођена изабраној методи одабирања струје међукола. Случај када је задата мала вредност индекса модулације референтног напонског вектора.

4 ЕКСПЕРИМЕНТАЛНА ПОСТАВКА

У овом поглављу су изложени детаљи реализације експерименталне поставке која је коришћена за добијање резултата и проверу предложених алгоритама управљања асинхроним мотором.

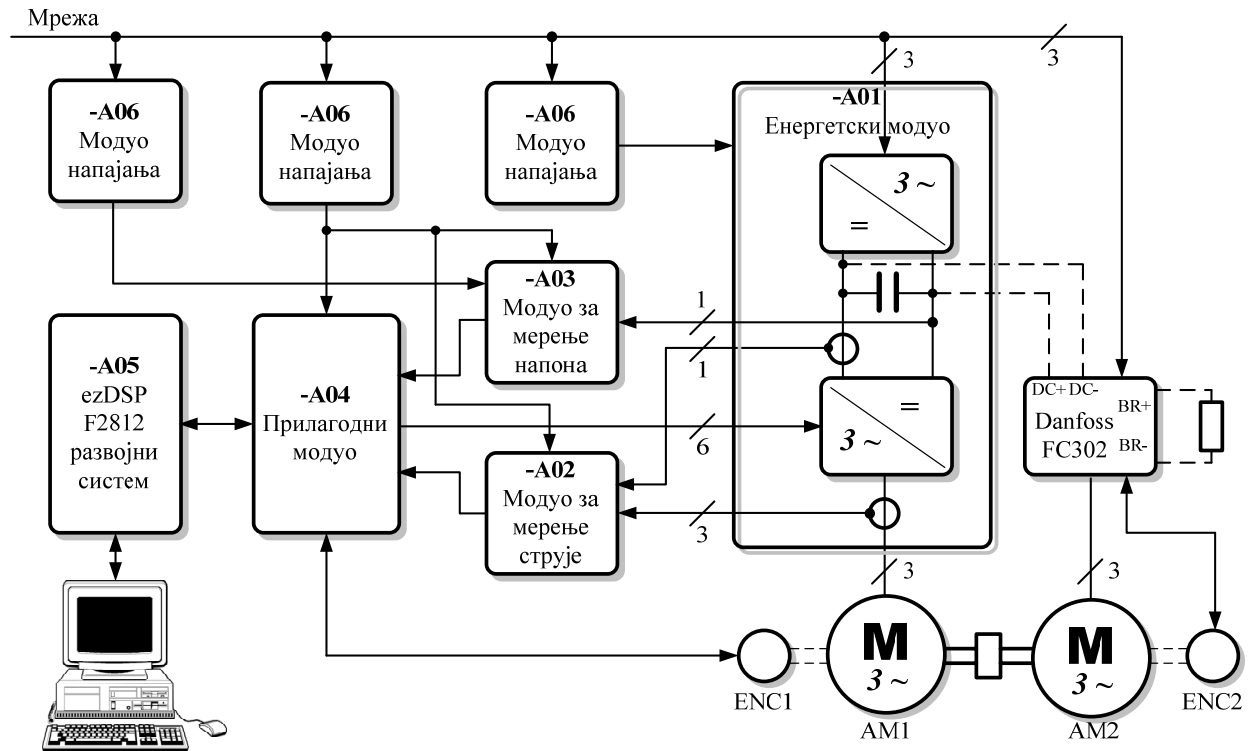
4.1 ЛАБОРАТОРИЈСКИ МОДЕЛ НАПОНСКОГ ПРЕТВАРАЧА ЗА ПОГОН АСИНХРОНОГ МОТОРА

У овом поглављу је описан лабораторијски модел напонског претварача са ширинско импулсном модулацијом за напајање и регулацију брзине обртања трофазног асинхроног мотора, на којем су експериментално проверени алгоритми управљања презентирани у претходним поглављима. Функције претварача су подељене између појединачних модула, што обезбеђује њихову примену и у лабораторијским моделима са другима конфигурацијама енергетских претварача. Тиме се постигло да се са направљеним модулима, само уз измену специфичног енергетског дела, може конфигурисати читав низ других претварача, од класичних монофазних и трофазних тиристорских исправљача, транзисторских чопера, матричних претварача до двоструких претварача повезаних на мрежу и сличних.

На слици 4.1 је приказана функционална шема, а на слици 4.2 изглед лабораторијског модела реализованог претварача и погона асинхроног мотора, на којима се уочавају следеће функционалне целине:

- Модуо енергетског дела – А01;
- Модуо за мерење струја – А02;
- Модуо за мерење напона – А03;
- Модуо *DSP* прилагођења – А04;

- *DSP* модуло – A05;
- Модуло за напајање – A06;
- Испитивани асинхронни мотор *AM1*, мотор за оптерећивање *AM2*, индустријски претварач *VLT FC302* за управљање оптеретним мотором.



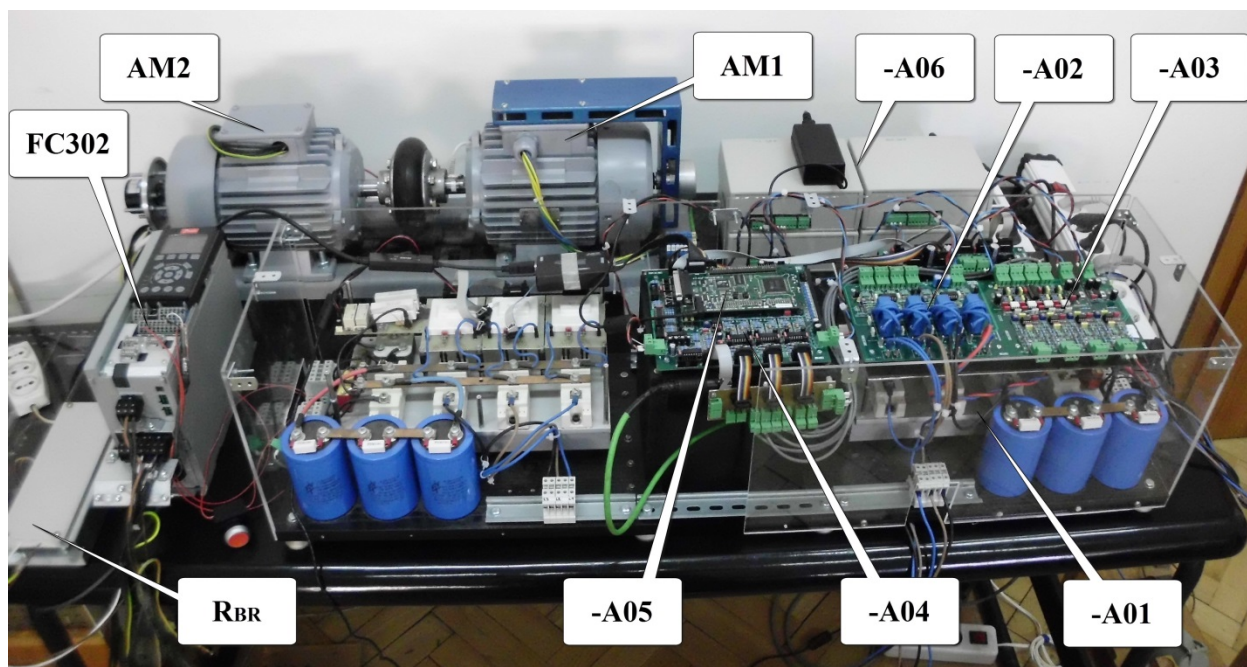
Слика 4.1 Блок дијаграм поставке за експерименталну проверу алгоритма управљања асинхроним мотором.

Реализовани модел претварача је обезбедио могућност експериментисања на приступачном асинхронном мотору (*AM1*) релативно мале снаге са подацима датим у табели 4.1. У табели су делом дати називни подаци са натписне плочице мотора, док су у другом делу дати каталожки параметри пофазне еквиваленте шеме који су потврђени огледима празног хода и кратког споја, као и аутоматском идентификацијом помоћу индустријског претварача. За оптерећивање испитиваног мотора је коришћена асинхрона машина *AM2* са истим подацима, управљана у моментном режиму рада индустријским претварачем *VLT FC302* произвођача *Danfoss*. Претварач *VLT FC302* је обезбедио задавање и регулисање момента оптерећења испитиваног мотора у широком опсегу од празног хода до номиналне вредности. За мале вредности оптерећења испод 30% номиналног момента, контролисани претварач је за потрошњу генерисане енергије користио отпорник за кочење (на слици означен са R_{BR} између прикључака претварача $BR+$ и $BR-$). Тиме је искључен могући утицај претварача за управљање оптеретним мотором на рад претварача за управљање испитиваним мотором. Претварачи тада нису међусобно спојени преко заједничког једносмерног међукола. Да би се избегло прегревање отпорника за кочење, за веће вредности потребног момента

оптерећења је коришћена веза два претварача преко једносмерног међукола (прикључци $DC+$ и $DC-$). Тиме је обезбеђен рекуперативни рад, у смислу да се енергија коју троши испитивани мотор $AM1$ враћа назад у заједничко једносмерно међуколо путем оптеретне машине $AM2$ која ради у генераторском режиму и припадајућег претварача $VLT FC302$ који ради у исправљачком режиму.

Табела 4.1 Подаци о коришћеном асинхроном мотору.

Величина:	Вредност:
Називна снага:	1,1 kW
Број полова:	4
Називна фреквенција:	50 Hz
Називна брзина:	1410 ob/min
Номинални напон:	380 V
Номинална струја:	2,9 A
Спрега фазних намотаја:	Y (zvezda)
Момент инерције ротора:	0,00247 kgm ²
Отпорност статора:	9,137 Ω
Отпорност ротора:	6,422 Ω
Индуктивност расипања статора:	18,89 mH
Индуктивност расипања ротора:	17,28 mH
Индуктивност магнећења:	320,3 mH

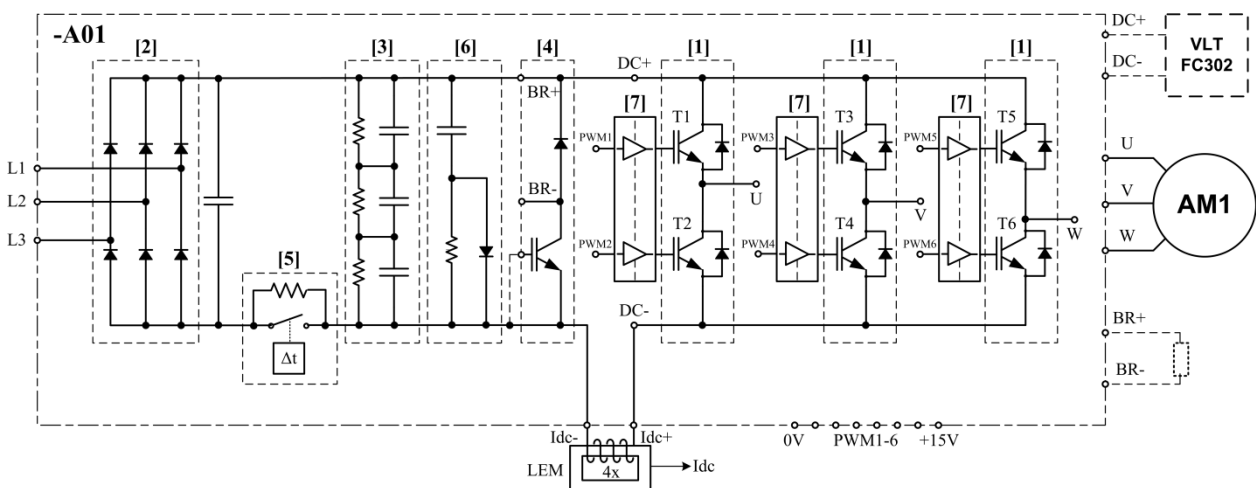


Слика 4.2 Блок дијаграм поставке за експерименталну проверу алгоритма управљања асинхроним мотором са повратном спрегом само по струји међукола погонског претварача.

У даљем тексту су у кратким цртама описане техничке карактеристике и специфичности појединачних делова датих у наведеном списку.

4.1.1 МОДУО ЕНЕРГЕТСКОГ ДЕЛА

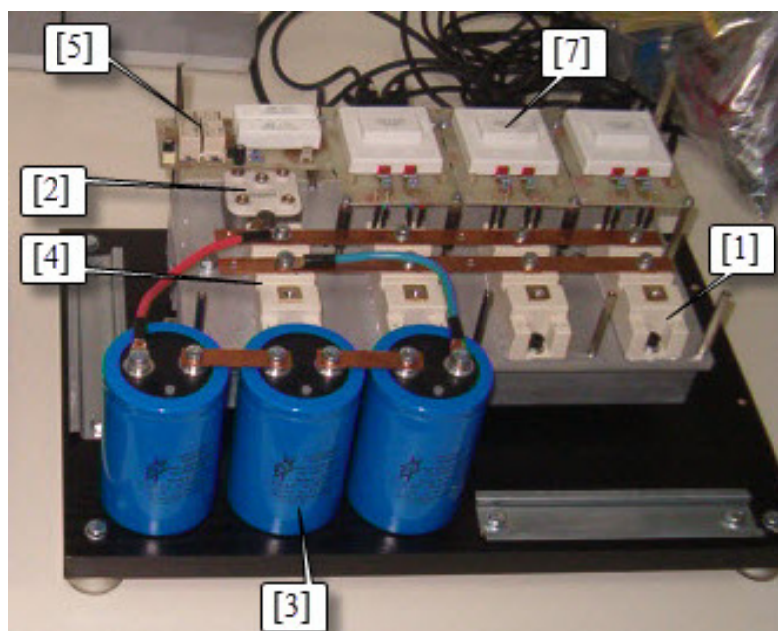
Принципијелна блок шема и сам енергетски део реализованог напонског претварача ($-A01$) приказани су на сликама 4.3 и 4.4. Енергетски део лабораторијског модела у принципу садржи све делове карактеристичне за индустријске претвараче фреквенције: излазни инверторски мост ($-A01-1$), улазни диодни исправљач ($-A01-2$), кондензаторе за филтрирање напона једносмерног међукола ($-A01-3$), коло за отпорничко кочење ($-A01-4$), коло за претпуњење кондензатора ($-A01-5$) и RCD чланове за заштиту елемената снаге од пренапона ($-A01-6$). Састављање трофазног инверторског моста поједностављено је применом $IGBT$ модула који у себи обједињују целу грану инвертора, односно два $IGBT$ транзистора. Примењени тип $IGBT$ модула је са ознаком $SKM50GB123D$ [Д1], који поседује могућност прекидања струја до 50 A (наравно уз одговарајуће услове хлађења) и блокирања напона до 1200 V , што је више него довољно да задовољи услове које захтева погон са коришћеним мотором. Примењени трофазни исправљачки модул носи ознаку $SKD30/12$ [Д1], а димензионисан је за струју 30 A и напон 1200 V . Еквивалентни капацитет филтарског кондензатора у једносмерном међуколу износи $1100\text{ }\mu\text{F}$ (пробојни напон 1200 V), што обезбеђује релативно ниску вредност валовитости једносмерног напона при раду претварача.



Слика 4.3 Блок шема модула енергетског дела реализованог напонског претварача.

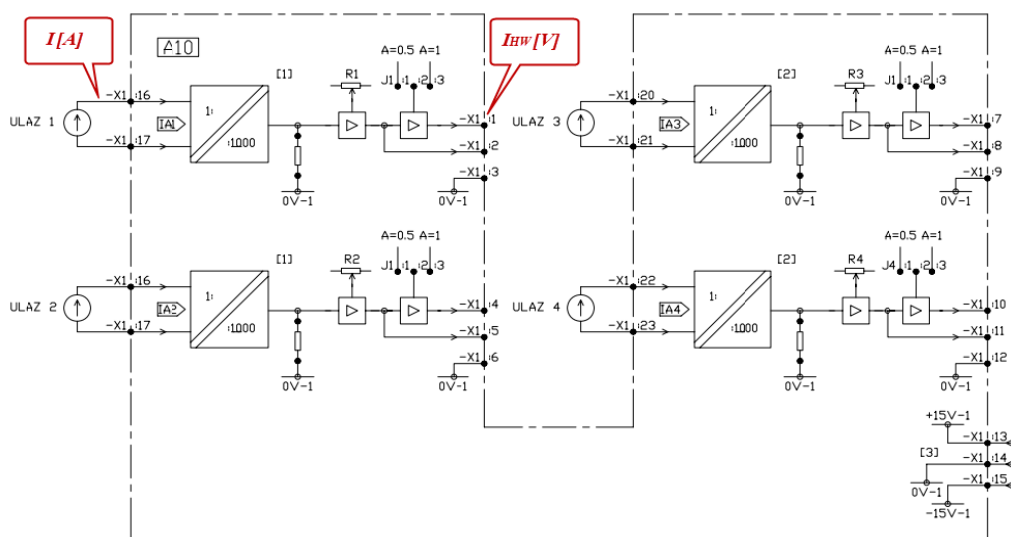
Модуо енергетског дела претварача сем елемената снаге садржи и три интегрисана интелигентна модула за паљење ($-A01-7$), односно генерисање управљачких сигнала појединачних енергетских $IGBT$ модула. Сви неопходни делови за управљање $IGBT$ транзисторима као што су погонско коло, добијање изолованог напона напајања за

погонско коло, надзор грешке у систему и потенцијално одвајање управљачких сигнала од енергетске стране, интегрисани су у коришћеном драјверском колу произвођача *Semikron* са ознаком *SKHI22AH4* [Д2]. Модуо за паљење транзистора садржи и коло за потискивање кратких импулса услед високо-фреквентних сметњи, а и коло за обликовање импулса за паљење транзистора у смислу генерисања мртвог времена и благог искључивања транзистора при детекцији прекострује. Тиме примењени модуо за паљење нуди довољан ниво заштите за сигуран и поуздан рад претварача током експериментисања.



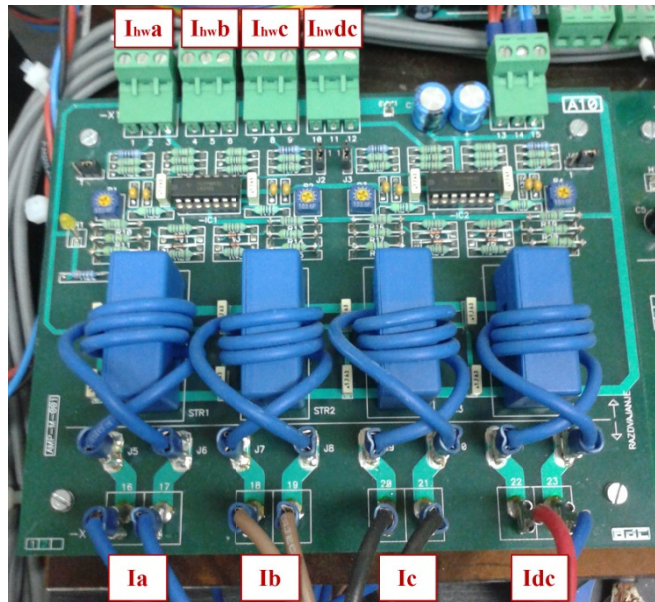
Слика 4.4 Модуо енергетског дела реализованог напонског претварача.

4.1.2 МОДУО ЗА МЕРЕЊЕ СТРУЈА

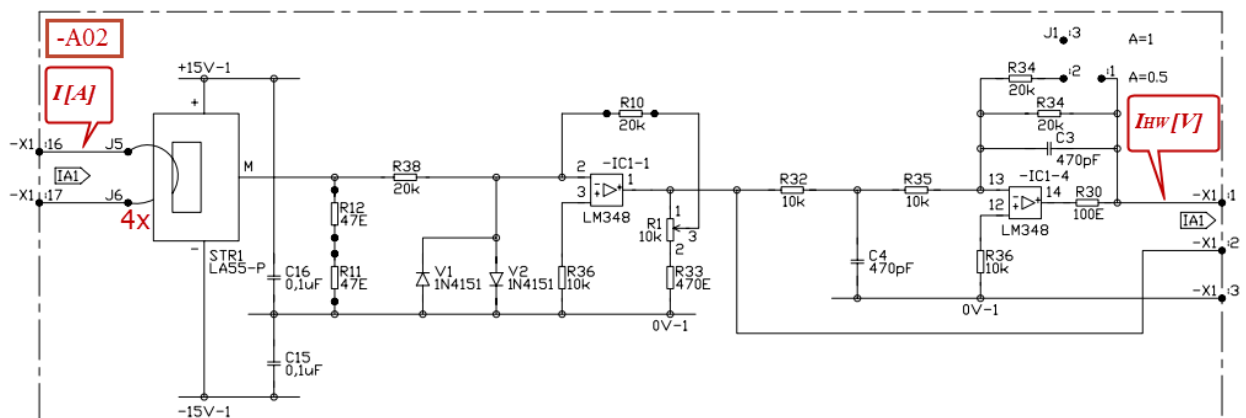


Слика 4.5 Блок шема модула за мерење струја.

Блок шема и изглед модула за мерење струја (– A02) су приказани на сликама 4.5 и 4.6. Модуо садржи четири у потпуности једнака потенцијално одвојена канала за мерење струја, од којих се три користе за мерење фазних струја инвертора (мотора), а четврти за мерење струје у једносмерном међуколу. У коначном облику алгоритам управљања као сигнал повратне спреге користи само мерену вредност струје међукола, док мерене вредности фазних струја користи за упоређивање са реконструисаним фазним струјама.



Слика 4.6 Изглед реализованог модула за мерење струја.



Слика 4.7 Електрична шема једног канала за мерење струје.

На слици 4.7 је приказана електрична шема једног канала за мерење струје. Струја се мери трансдуктором на бази Холовог ефекта типа LA55–P [Д3], који мерену величину струје даје као напон на отпорнику са којим је оптерећен. Прилагођење вредности напона на излазу трансдуктора на стандардни напонски ниво од -10 V до $+10\text{ V}$ је изведено са два операциона појачавача. Слично као и код модула за мерење напона, краткоспајачем у повраној грани другог појачавача се може појачање канала смањити два пута, односно излазни опсег смањити на $\pm 5\text{ V}$. Фино подешавање појачања се може извести предвиђеним потенциометром. Грубо се преносни однос може

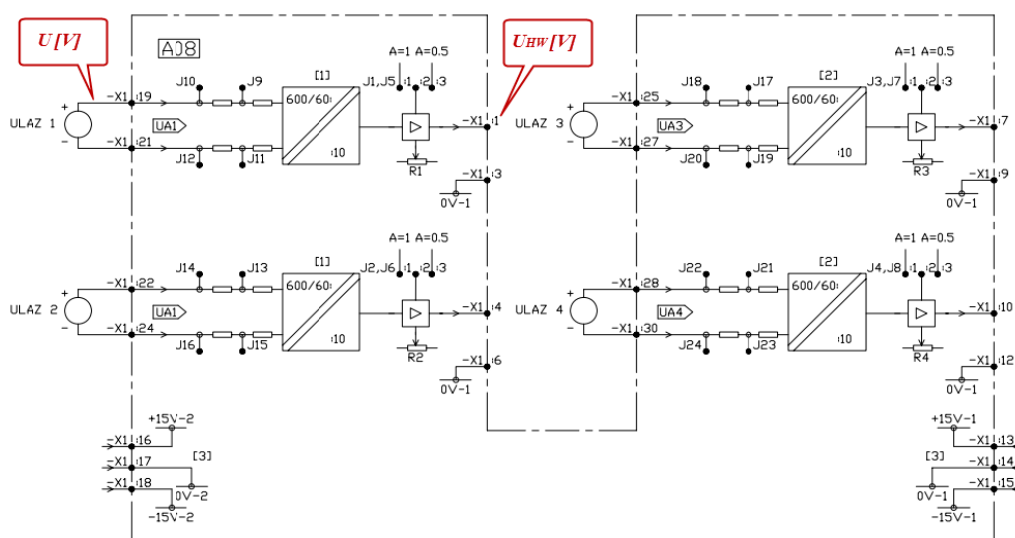
променити бројем навојака проводника провученог кроз отвор трансдуктора. У раду су проводници са фазним струјама мотора и струјом међукола провучени укупно четири пута кроз отвор и преносни однос модула за мерење фино подешен на вредност $10 \text{ A} / 10 \text{ V}$. На тај начин је мерена вредност струје на излазу I_{HW} за одређену струју I дефинисана изразом:

$$I_{HW} [V] = I [A] * A_{HW} = I [A] * \frac{10[V]}{10[A]} \tag{4.1}$$

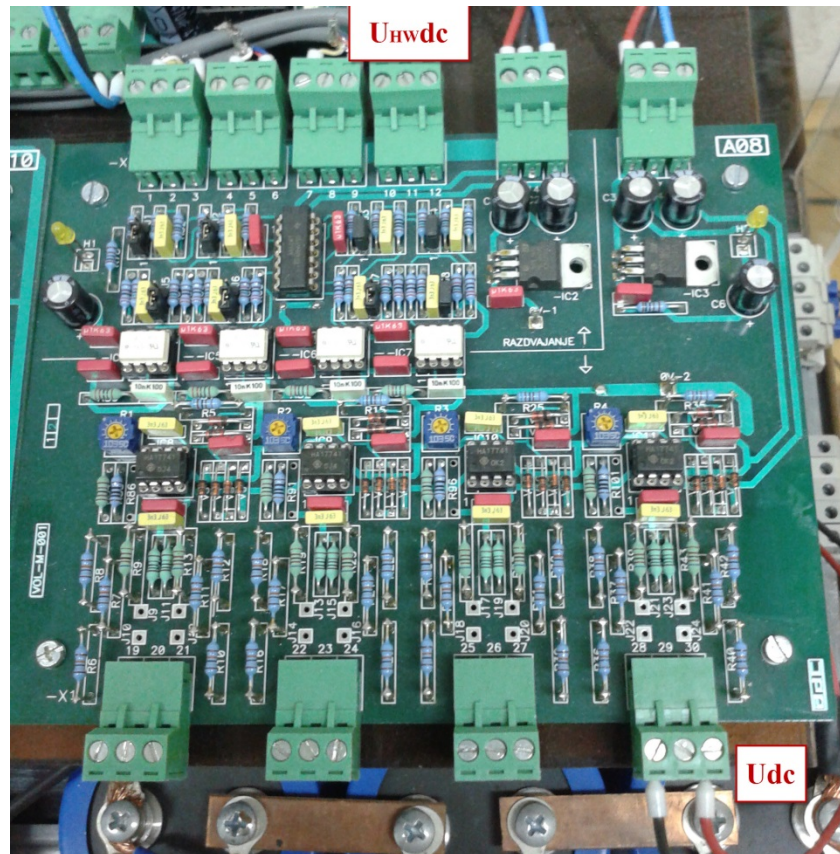
Израз (4.1) је битан за одређивање укупног појачања према аналогном улазу микроконтролера и одређивање базне вредности за струју неопходне за реализацију алгоритма управљања.

4.1.3 МОДУО ЗА МЕРЕЊЕ НАПОНА

Блок шема и изглед реализованог модула за мерење напона ($-A03$) приказани су на слици 4.8. Модуо садржи четири у потпуности једнака галвански одвојена канала за мерење напона, са преносним односом $600 \text{ V} / 10 \text{ V}$. Изабрана вредност преносног односа омогућава мерење фазних или линијских напона у стандардној нисконапонској мрежи $3 \times 230 / 400 \text{ V}$ и мерење напона једносмерног међукола на излазу монофазног или трофазног исправљача повезаног на ту мрежу. То чини могућност примене овог модула у лабораторијским уређајима енергетске електронике универзалном. У овом раду је било потребно мерити само напон једносмерног међукола, ради компензације његове промене у условима оптерећења инвертора, корекције напонског модулятора и генерисања тачних референтних вредности напона на излазу инвертора.



Слика 4.8 Блок шема модула за мерење напона.



Слика 4.9 Изглед реализованог модула за мерење напона.

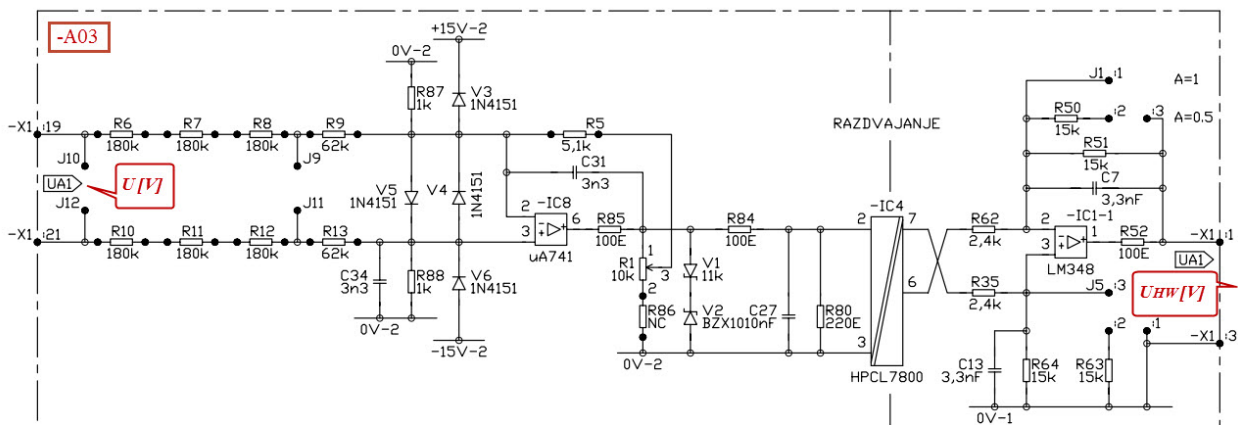
На слици 4.10 је приказана електрична шема једног канала модула за мерење напона. Мерни канал садржи два диференцијална појачавача спрегнута међусобно преко изолационог појачавача тип *HPCL-7800A* [Д4]. Овај тип изолационог појачавача је предвиђен за пренос напонских сигнала у опсегу -200 mV до $+200\text{ mV}$ уз појачање 8. Излазни појачавач прилагођава тај напон на стандардни опсег од -10 V до $+10\text{ V}$. Функција галванског одвајања изолационог појачавача је извршена напонско / фреквентним претварачем, оптокаплерским раздвајањем, а реконструкција мерене вредности инверзним фреквентно / напонским претварачем. Ово обезбеђује висок ниво заштите и тачно мерење у задрљаној средини са великом присутношћу електромагнетних сметњи које генерише инвертор при раду. Пропусни опсег изолационог појачавача је 85 kHz што у потпуности задовољава захтеве ове примене.

Први диференцијални појачавач има функцију слабљења улазног напона на вредност $\pm 200\text{ mV}$ коју прихвата изолациони појачавач, а други појачава излазни напон изолационог појачавача на потребан стандардни напонски опсег $\pm 10\text{ V}$. При томе се диференцијални појачавачи напајају из два засебна, такође галвански раздвојена извора за напајање што је назначено и раније на слици 4.1. Модуо за мерење напона нуди могућност грубог подешавања преносног односа првог диференцијалног појачавача са $600\text{ V} / 10\text{ V}$ на нижу вредност $60\text{ V} / 10\text{ V}$, уколико се модуо налази у примени за низак и безбедан напон. Грубо подешавање се изводи паром краткоспајача, назначених на електричној и блок шеми, којима се смањује улазна

отпорност. Калибрација и фино подешавање преносног односа се изводи предвиђеним потенциометром и у раду је подешен на вредност $600 \text{ V} / 10 \text{ V}$. На тај начин је мерена вредност напона на излазу U_{HW} за одређени улазни напон U , дефинисана изразом:

$$U_{HW}[V] = U[V] * A_{HW} = U[V] * \frac{10[V]}{600[V]} \tag{4.2}$$

Израз (4.2) је битан за одређивање укупног појачања према аналогном улазу микроконтролера и одређивање базне вредности за напон неопходне за реализацију алгоритма управљања са нормализованим вредностима и у аритметици са непокретним зарезом. Додатно се краткоспајачем у повратној грани другог диференцијалног појачавача може преносни однос повећати два пута, односно излазни напон снизити са $\pm 10 \text{ V}$ на опсег $\pm 5 \text{ V}$.



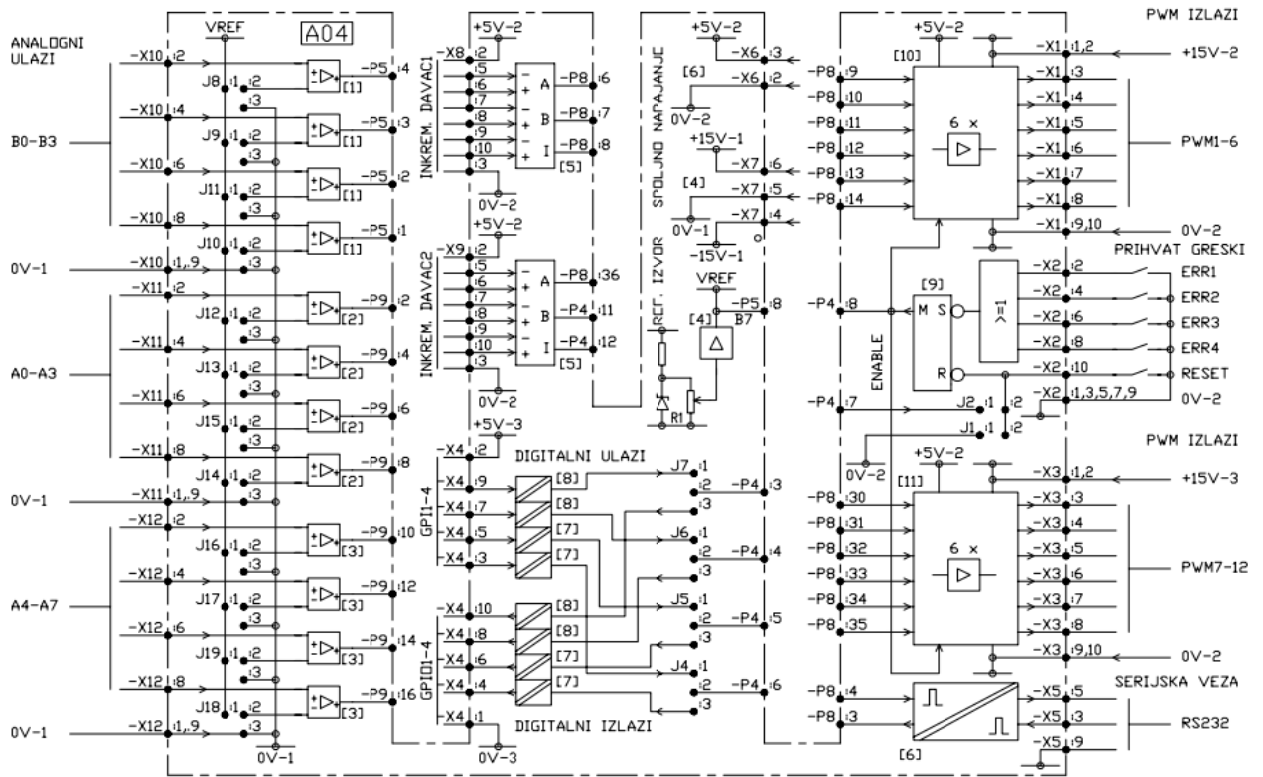
Слика 4.10 Електрична шема једног канала модула за мерење напона.

4.1.4 Модуо DSP ПРИЛАГОЂЕЊА

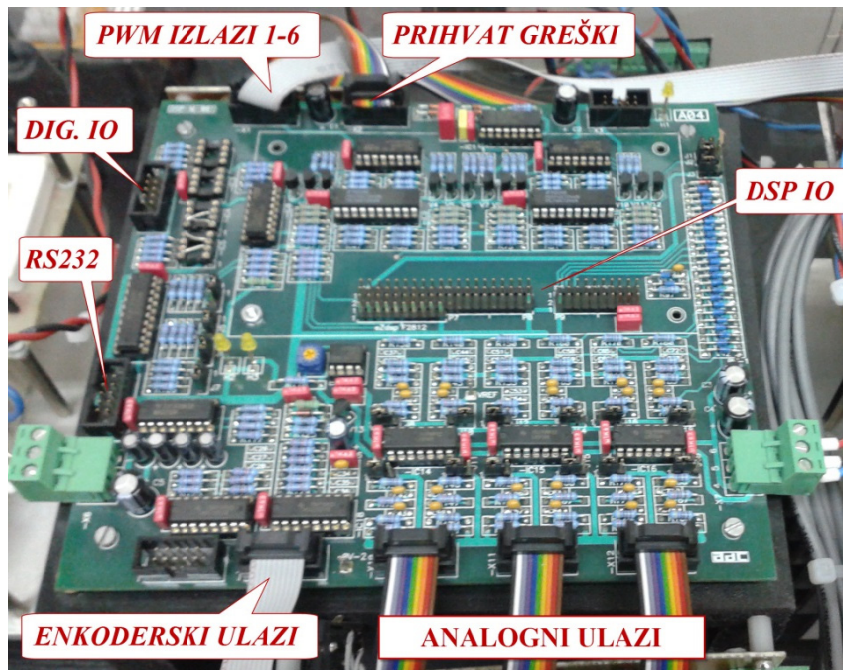
Модуо *DSP* прилагођења (– *A04*) садржи сва потребна кола за прилагођење напонских нивоа аналогних и дигиталних улаза и излаза на напонски ниво управљачког *ezDSP* развојног система. На сликама 4.11 и 4.12 су приказане принципијелна блок шема и начин повезивања модула са осталим деловима система. На слици 4.12 јасно се уочава једноставан начин повезивања *ezDSP* развојног система преко одговарајућих натичних конектора, а осталих делова лабораторијског модела са равним (*flat*) кабловима. На тај начин је смањен утицај спољашњих сметњи које настају због модуларне изведбе система, на што је могућу мању меру.

Модуо *DSP* прилагођења прихвата укупно дванаест аналогних сигнала униполарних вредности од 0 до +10 V или биполарних вредности у опсегу $\pm 10 \text{ V}$, дванаест *PWM* сигнала за управљање енергетским прекидачима претвараача напонских нивоа 15 V или 5 V, сигнале са два инкрементална давача за мерење брзине обртања

и позиције ротора мотора напонског нивоа 5 V , четири сигнала грешки за прекид генерисања PWM сигнала напонског нивоа 5 V , четири дигитална улаза или излаза напонских нивоа 5 V и сигнала серијске комуникације $RS232$.

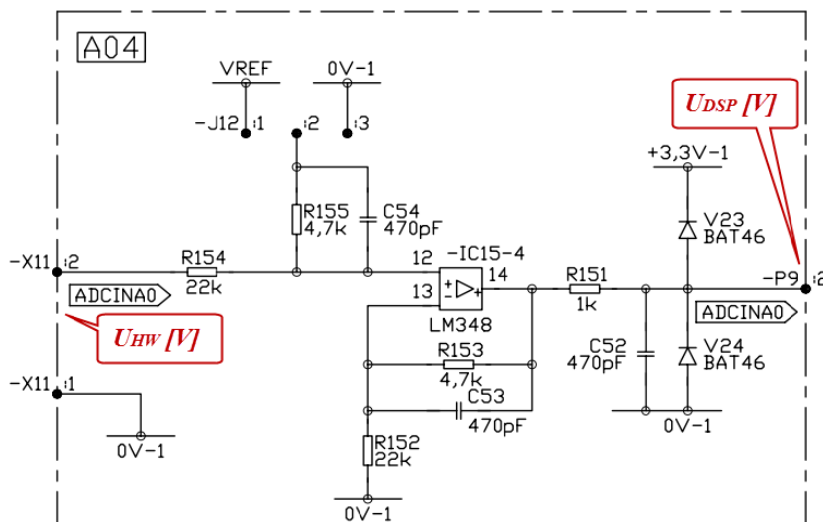


Слика 4.11 Блок шема модула DSP прилагођења.



Слика 4.12 Модуо DSP прилагођења и повезивање са осталим склоповима лабораторијског модела.

Развојни систем *ezDSP* подржава већи број улаза и излаза од предвиђених прилагодним модулом, али и овај број је практично довољан за универзалну примену током развоја претварача са различитом конфигурацијом. Модуло прилагођења је пројектован да обезбеди управљање са два трофазна енергетска претварача, од којих је један предвиђен да управља трофазним мотором наизменичне струје док је други предвиђен да управља разменом енергије према трофазној мрежи. Зато се на слици 4.2 уочавају два енергетска модула. У овом раду је искоришћен само део модула *DSP* прилагођења имајући у виду да се управља само једним претварачем и трофазним асинхроним мотором.



Слика 4.13 Коло за прилагођење напонског нивоа аналогних улаза.

На слици 4.13 је приказана електрична шема дела кола за прилагођење вредности аналогних сигнала вредности од 0 до +10 V или од -10 V до +10 V на ниво од 0 до +3 V који прихвата микроконтролер. Измена опсега улазног напона изводи се погодним избором елемената који обезбеђују прилагодно слањење од:

$$A_{PR} = \frac{R_{155}}{R_{154}} \cdot \left(1 + \frac{R_{153}}{R_{154}} \right) = \frac{4,7}{22} \cdot \left(1 + \frac{4,7}{22} \right) \approx \frac{1}{4} \quad (4.3)$$

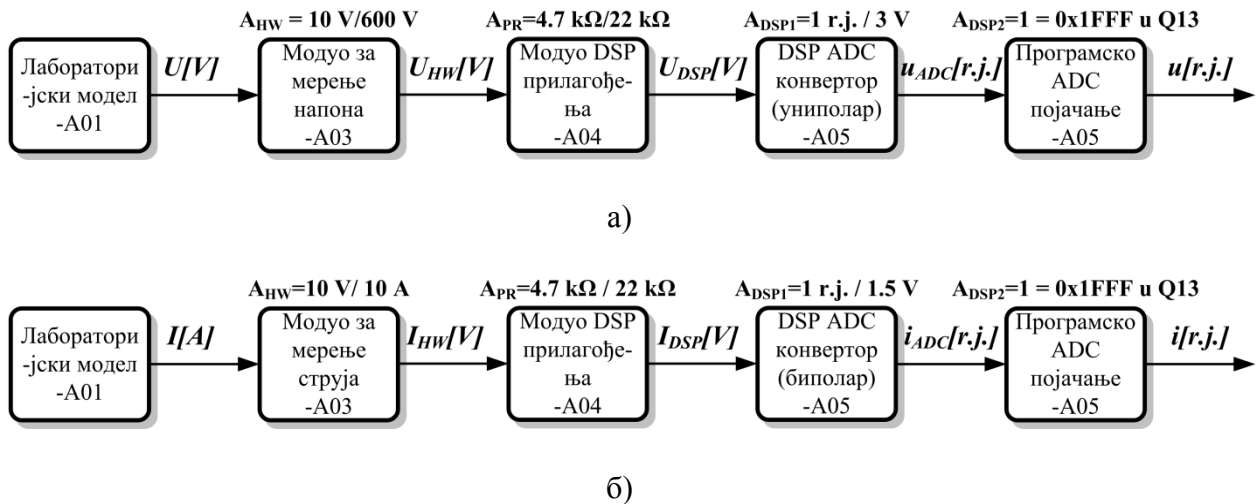
Посебним краткоспајачем може се засебно за сваки улаз одабрати опција избора прихвата униполарног или биполарног сигнала са модула за мерење струја и напона. У првом случају краткоспајач се везује на масу, те се сигнал са улаза прослеђује на излаз, односно важи:

$$U_{DSP} = A_{PR} \cdot U_{HW} \quad (4.4)$$

а у другом на референтни извор напона који издиже сигнал за $U_{REF} = 1,5 \text{ V}$, када важи:

$$U_{DSP} = U_{REF} + A_{PR} \cdot U_{HW} \quad (4.5)$$

Сада се могу одредити базне вредности за напоне и струје неопходних за реализацију алгорита управљања са нормализованим вредностима и у аритметици са непокретним зарезом. Прво ће се извести базна вредност напона, а потом базна вредност струје.



Слика 4.14 а) Конверзија напона једносмерног међукола лабораторијског модела у DSP променљиву; б) Конверзија струја лабораторијског модела у DSP променљиву.

Блок шема конверзије напона једносмерног међукола у релативну вредност која се користи у рачуну управљачког алгорита микроконтролера је приказана на слици 4.14а. Лабораторијски модел даје неку вредност напона U , на пример напона једносмерног међукола око 570 V (за трофазни диодни исправљач на улазу претварача). Напон U се доводи на улаз модула за мерење напона. Прилагодна електроника модула за мерење напона је подешена тако да за улазни напон од 600 V на свом излазу даје напон 10 V . Излазни напон U_{HW} се доводи на улаз следећег прилагодног степена који прилагођава напон аналогним улазима микроконтролера. Појачање прилагодног степена од улаза U_{HW} према излазу U_{DSP} износи $4,7/22$, што је претходно показано. Појачање је тако одабрано да за пун улазни напон 10 V добијемо нижу вредност од напонског опсега (лимита) аналогних улаза микроконтролера који износи 3 V . Напон U_{DSP} микроконтролер конвертује у релативну вредност u . Тај задатак обавља ADC периферија микроконтролера и део програмски модул за мерење. Програмски модул за мерење напона једносмерног међукола је подешен за мерење униполарног сигнала што одговара природи проблема. Тада програмски модул за пун напон U_{DSP} од 3 V на аналогном улазу, даје променљиву u_{ADC} која има релативну вредност једнаку јединици (1 r.j.). То се може представити појачањем $A_{DSP1} = 1 \text{ r.j.} / 3 \text{ V}$. Тиме се не завршава пут конверзије, јер у оквиру програмског модула за мерење аналогних сигнала постоји и корекционо појачање A_{DSP2} које је постављено на вредност 1 у случају мерења напона једносмерног међукола ($0x1FFF$ у $Q3.13$ формату реалних бројева у непокретном зарезу). Коначно се веза између напона U у лабораторијском моделу и

њеног релативног репрезента u у управљачком алгоритму микроконтролера може представити следећом једначином:

$$u[r.j.] = U[V] * A_{HW} * A_{PR} * A_{DSP1} * A_{DSP2} = U[V] * \frac{10[V]}{600[V]} * \frac{4.7[k\Omega]}{22[k\Omega]} * \frac{1[r.j.]}{3[V]} * 1 \quad (4.6)$$

Базна вредност напона U_B је она вредност за коју се у програму добија променљива са релативном вредношћу 1 $r.j.$. На основу изведене једначине (4.6) може се одредити базна вредност U_B :

$$U_B[V] = \frac{600[V]}{10[V]} * \frac{22[k\Omega]}{4.7[k\Omega]} * \frac{3[V]}{1[r.j.]} * \frac{1}{1} * 1[r.j.] = 842.55[V] \quad (4.7)$$

Слично се може одредити базна вредност за струје I_B која важи за променљиве струја у управљачком алгоритму микроконтролера. Блок дијаграм конверзије аналогне вредности струје лабораторијског модела у релативну вредност променљиве која се користи у рачуну микроконтролера је дат на слици 4.14б. Разлика у односу на претходни случај је што су аналогни улази микроконтролера за мерење струја конфигурисани за мерење биполарних сигнала, имајући у виду да струја међукола и фазне струје моду узети и позитивне и негативне вредности. Тада програмски модул за амплитуду напона I_{DSP} од 1,5 V на аналогном улазу, даје променљиву која има релативну вредност i_{ADC} једнаку 1 $r.j.$, јер треба имати у виду да је I_{DSP} сигнал додатно издигнут за вредност референтног напона $U_{REF} = 1,5 V$ ($1,5 V + 1,5 V = 3 V$, максимални напон ADC улаза). То значи да је појачање од аналогног улаза микроконтролера према релативној променљиви i_{ADC} одређено са $A_{DSP1} = 1 r.j. / 1,5 V$. Коначно се веза између струје I у лабораторијском моделу и њеног релативног репрезента i у управљачком алгоритму микроконтролера може представити следећом једначином:

$$i[r.j.] = I[A] * A_{HW} * A_{PR} * A_{DSP1} * A_{DSP2} = I[A] * \frac{10[V]}{10[A]} * \frac{4.7[k\Omega]}{22[k\Omega]} * \frac{1[r.j.]}{1.5[V]} * 1 \quad (4.8)$$

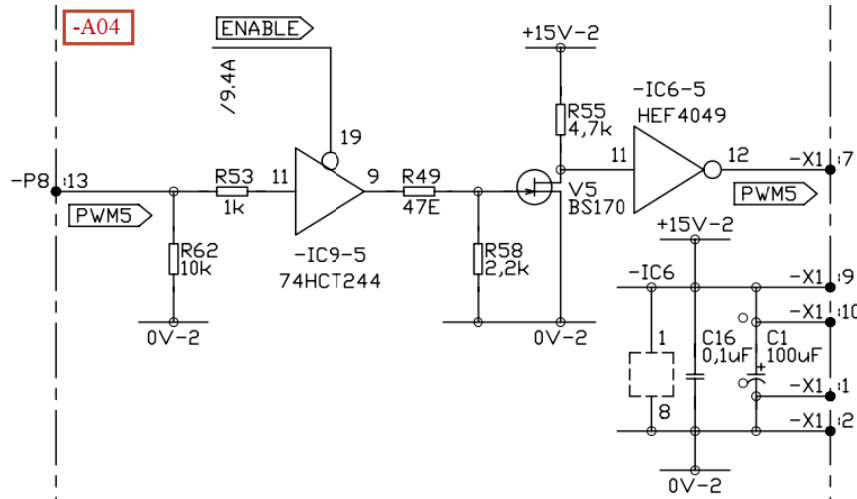
На основу једначине (4.8) се налази базна вредност струје I_B :

$$I_B[A] = \frac{10[A]}{10[V]} * \frac{22[k\Omega]}{4.7[k\Omega]} * \frac{1.5[V]}{1[r.j.]} * \frac{1}{1} * 1[r.j.] = 7,02[A] \quad (4.9)$$

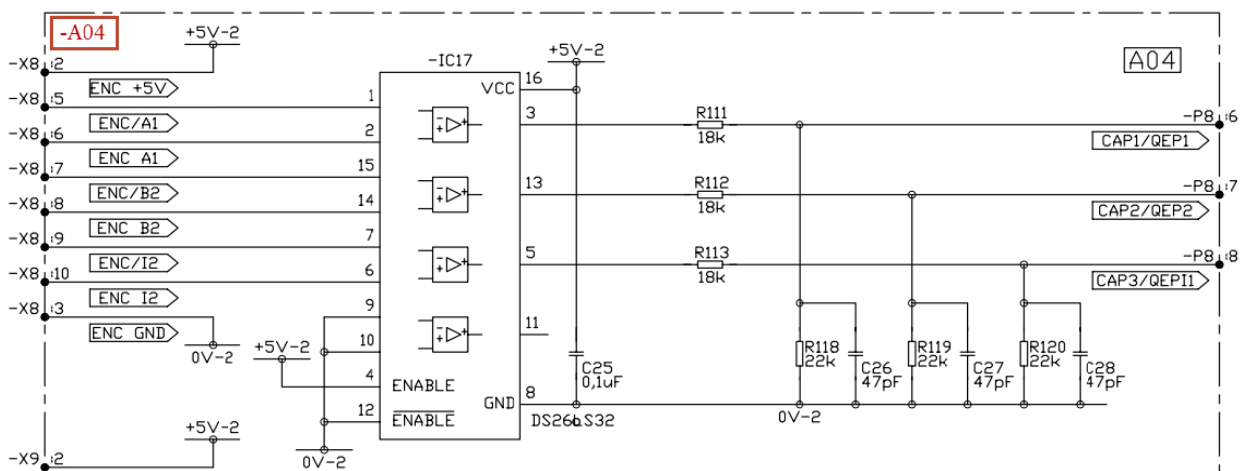
На тај начин су мерне картице и модуо DSP прилагођења одредили базну вредност напона $U_B = 842,55 V$ и базну вредност струје $I_B = 7,02 A$ које важе за променљиве управљачког алгоритма микроконтролера.

PWM сигнали са излазних ножица микроконтролера се подижу са нивоа 3,3 V на потребан напонски ниво помоћу кола приказаног на слици 4.15. Ниво излазног сигнала при томе може бити различит, зависно од вредности напона који долази као напајање

излазног инвертујућег бафера преко равног кабла, а максимално до вредности 15 V. Могућност широког опсега излазног напона је обезбеђена убацивањем брзог *FET* транзистора између улазних и излазних интегрисаних кола. У реализованом систему је излазни *PWM* сигнал прилагодног дела био напонског нивоа 15 V, с обзиром да примењена кола за паљење *IGBT* прекидача инвертора то захтевају.



Слика 4.15 Део кола за прилагођење *DSP PWM* сигнала модулима за паљење *IGBT* транзистора.

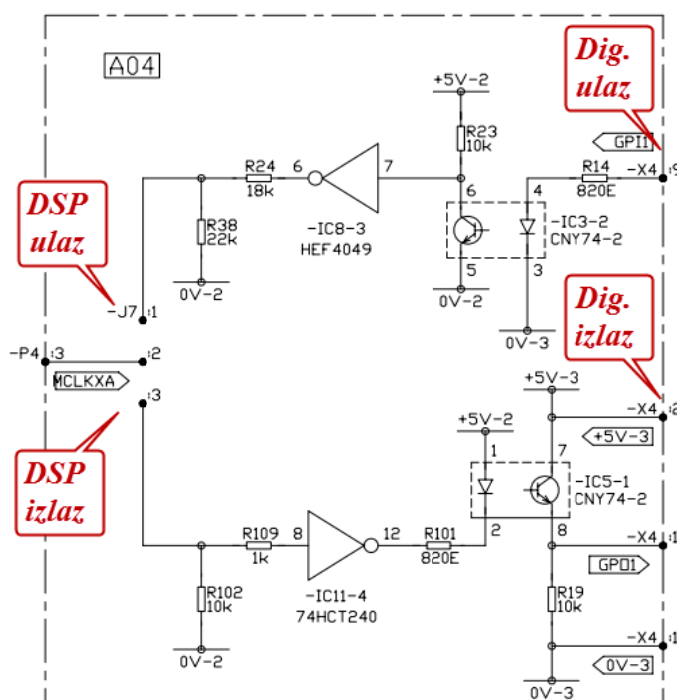


Слика 4.16 Коло за прихватање сигнала инкременталног давача.

Прихват сигнала квадратурних инкременталних давача је извршен помоћу кола диференцијалног линијског пријемника *DS26LS32*, приказаног на слици 4.16. На свом улазу коло прихвата квадратурне сигнале *A* и *B* међусобно померене за 90 степени, индекс сигнал и њихове инвертоване вредности, а на свом излазу генерише *A*, *B* и индекс сигнале напонског нивоа 3,3 V који се директно воде на *DSP* улазе *QEP* периферије за прихват енкодерских сигнала. Прихватањем и инвертованих вредности коло вишеструко смањује остелјивост на спољне сметње. Коло нуди могућност укључивања филтра за пригушење сметњи, са пресечном учестаношћу:

$$f_{LIM} = \frac{1}{2\pi (R_{124} \parallel R_{127}) C_{34}} \quad (4.10)$$

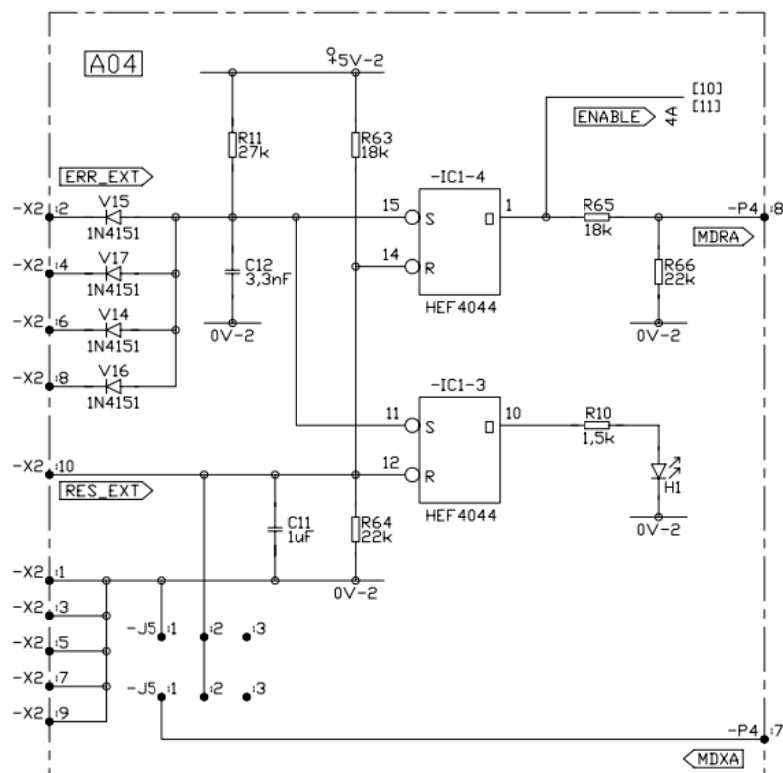
Међутим, у датом случају због великог броја инкремената примењеног енкодера (3600 *inc/ob*) и релативно велике брзине обртања (до 1500 *ob/min*) који дефинишу високу учестаност сигнала са енкодера (до 90 *kHz*) филтри нису коришћени, што се постигло изостављањем филтарских кондензатора. Ово је било неопходно како не би дошло до изобличења енкодерских сигнала (уношења кашњења), што је и у присуству сметњи релативно ниског интензитета омогућило правилно читање брзине и позиције ротора мотора.



Слика 4.17 Коло за прилагођење дигиталних улаза и излаза.

Дигитални улазно/излазни сигнали опште намене се на микроконтролер доводе преко галванског раздвајања изведеног оптокаплерима помоћу кола чија је конфигурација приказана на слици 4.17. Спољни дигитални сигнали при томе не морају бити напонског нивоа 5 *V* већ било ког не већег од 24 *V*, при чему је потребно код дигиталног улаза додавањем редне отпорности одржати улазну струју на истој вредности. Избор типа прикључка, односно дефинисање улаза или излаза, врши се помоћу краткоспајача и одговарајућом конфигурацијом ножица у програму микроконтролера. У раду је овај део кола коришћен у виду дигиталних излаза за посматрање сигнала за одабирање струје међукола у односу на генерисане *PWM* сигнале и струју међукола, како би се поуздано обавила реконструкција фазних струја мотора. У датом случају није било потребе за галванским одвајањем сигнала па је због релативно великог временског кашњења које уносе оптокаплери извршено одговарајуће преспајање улаза и излаза на њиховим подножјима.

Модуо *DSP* прилагођења садржи и коло за блокаду *PWM* сигнала у случају настанка спољне грешке. Сигнал грешке може да генерише нека од спољних јединица, на пример у овом случају модули за паљење *IGBT* транзистора при настанку превелике струје или пренапона, детектор превелике температуре расхладног тела и слични заштитни уређаји са дојавним контактом. Коло за блокаду, чија је конфигурација приказана на слици 4.18 прихвата ову грешку и меморише је, при чему блокира директно *PWM* сигнале са слике 4.15 (*ENABLE* сигнал), те врши дојаву грешке микроконтролеру (*MDRA*) чији програм зауставља генерисање *PWM* сигнала. Меморија грешке се после отклањања узрока грешке мора ресетовати или спољним сигналом (*RES_EXT*) или командом из микроконтролера (*MDXA*). На тај начин коло за блокаду обезбеђује још један ниво заштите при раду са лабораторијским моделом претварача.

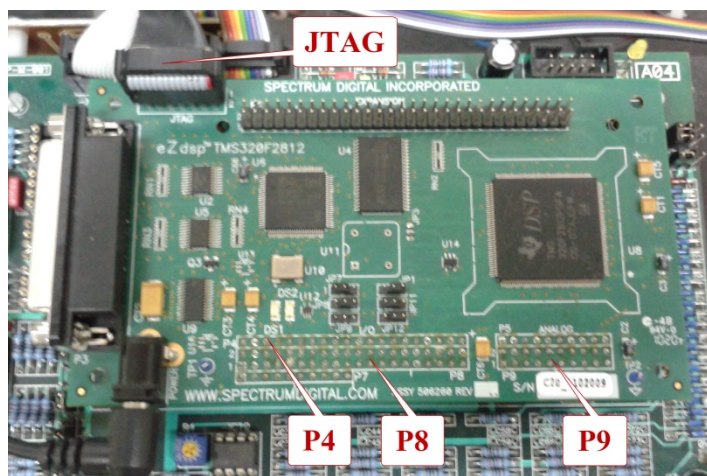


Слика 4.18 Коло за блокаду *PWM* сигнала у случају грешке.

4.1.5 *EZDSP* РАЗВОЈНИ СИСТЕМ

У лабораторијском моделу централно место заузима развојни систем типа *ezDSP F2812* (-A05) [Д5]. *ezDSP F2812* је намењен развоју и тестирању функционалности управљачког програма за микроконтролер типа *TMS32F2812* [Д6]. Конектори на *ezDSP* систему омогућавају једноставан приступ свим дигиталним и аналогним улазима и излазима, као и проширење меморије, а самим тим и једноставно прилагођење на лабораторијски модел са којим се управља.

Развојни систем *ezDSP* одликује присуство интегрисаног *JTAG* интерфејса за повезивање са рачунаром преко паралелног порта, што се показује кључно у фази развоја управљачког програма јер обезбеђује брзу међусобну комуникацију и прослеђивање програмских променљивих микроконтролера ка рачунару. Друга опција која је коришћена је да се преко предвиђеног натичног конектора и спољњег *JTAG* модула повеже на *USB* интерфејс рачунара. Та чињеница омогућава праћење динамичких промена и стационарних вредности битних управљачких променљивих, а тиме једноставан увид у функционисање испитиваног управљачког алгоритма. *Code Composer Studio* развојно окружење за *DSP* и микроконтролере произвођача *Texas Instrument* поседује снажне алате, који те променљиве може сачувати и представити у нумеричком или графичком облику.



Слика 4.19 *ezDSP F2812* развојни систем и његово повезивање на лабораторијски модел претварача.

На слици 4.19 је приказан *ezDSP F2812* развојни управљачки систем и начин његовог повезивања на лабораторијски модел. Повезивање лабораторијског модела претварача и персоналног рачунара са *ezDSP F2812* развојним модулом је изведено преко:

- *P9* конектора за аналогне сигнале, на који су доведени прилагођени мерени сигнали струје једносмерног међукола ($P9-2 = ADCINA0$ ножица *DSP*-а), три фазне струје инвертора/мотора ($P9-4$, $P9-6$ и $P9-8 = ADCINA1$, $ADCINA2$ и $ADCINA3$ редом) и напона једносмерног међукола ($P9-10 = ADCINA4$) са модула за мерење – *A02* и – *A03*,
- *P4* и *P8* конектора за дигиталне сигнале, са којег се према модулу за прилагођење – *A04* прослеђују *PWM* сигнали ($P8-9$ до $P8-14 = PWM1$ до $PWM6$ ножице *DSP*-а) и дигитални излази опште намене ($P4-3$ до $P4-6$), а прихватају сигнали са инкременталног давача ($P8-36 = QEP3$,

$P4-11 = QEP4$ и $P4-12 = QEPI2$) и дигитални улаз за сигнал грешке ($P4-8$) са енергетског модула – $A01$,

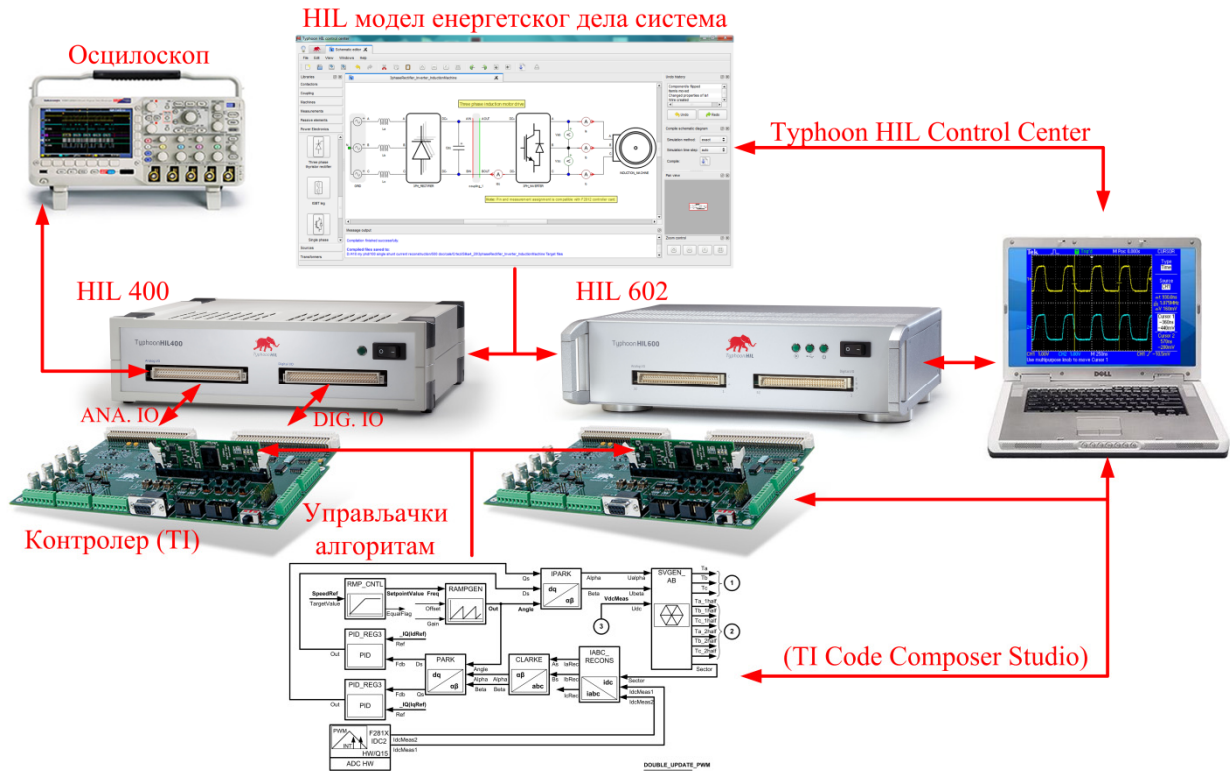
- и $P1$ *JTAG* интерфејс конектора, преко кога се на рачунар повезује путем спољњег *JTAG* модула, ради читавања, измене и провере програмског кода уз праћење промена управљачких променљивих. Присуство *JTAG* интерфејса у самом микроконтролеру омогућава брзу комуникацију и размену података, при чему је микроконтролер растерећен и обавља само главне регулационе задатаке.

Микроконтролер *TMS320F2812* (скраћено *F2812*) који се налази на *ezDSP* развојном систему припада фамилији *C28x*, првих у свету 32–битних микроконтролера за индустријску примену намењених за дигитално управљање електричним моторима и дигиталне изворе напајања. Микроконтролер садржи посебне хардверске јединице које одликују дигиталне сигнал процесоре (*DSP*) чији је задатак брже обављање софистицираних математичких операција у 32–битној аритметици са непокретним зарезом. Велика брзина извршавања инструкција од 150 *MIPS*–а (милиона инструкција у секунди) и велики капацитет репрограмабилне *Flash* (128 *Kb*) и *RAM* (18 *Kb*) меморије омогућава велики број инструкција за брзу обраду улазних података и генерисање излазних података у реалном времену. Периферни модули микроконтролера при томе подржавају решење управљања електромоторним погонима. Напредни управљачки алгоритми за електромоторне погоне захтевају рад у реалном времену и велики број операција, тако да микроконтролер *F2812* у овом случају представља прави избор. Три периферне јединице микроконтролера које захтевају посебну пажњу у овом пројекту су *PWM* (*Event Manager*, *EVM*), *ADC* и *PIE* (*Peripheral Interrupt Expansion*) јединица, па су због тога детаљније разматрани касније код описа реализације алгоритма управљања. *PIE* јединица [Д7] је у овом пројекту конфигурирана да обрађује различите *PWM* прекиде по приоритетима, у којима се обавља читање струје међукола као улазне променљиве алгоритма реконструкције фазних струја мотора. Рад *ADC* јединице [Д8] је строго синхронизован са *PWM* периферијом [Д9].

4.2 ОПИС ЕКСПЕРИМЕНТАЛНЕ ПОСТАВКЕ ЗА ВЕРИФИКАЦИЈУ АЛГОРИТМА УПРАВЉАЊА ПО ПРИНЦИПУ ХАРДВЕРА У ПЕТЉИ (*HIL*)

У оквиру овог рада примењена су два различита *HIL* емулятора за представљање енергетског дела посматраног погона асинхроног мотора и детаљно тестирање предложеног управљачког алгоритма. Пре него што се приступило провери алгоритма на претходно описаном лабораторијском моделу, алгоритам управљања који је развијан у оба случаја на истој контролној платформи детаљно је испитан у оквиру безбедног, а

показаће се довољно тачног за ову примену, *HIL* система. У иницијалној фази је коришћен једноставнији *HIL* 400 емулатор, док је у другој итерацији примењен напреднији *HIL* 602 емулатор који поседује осцилоскопску функцију и не захтева спољни осцилоскоп за посматрање вредности променљивих система [Д10] (слика 4.20).



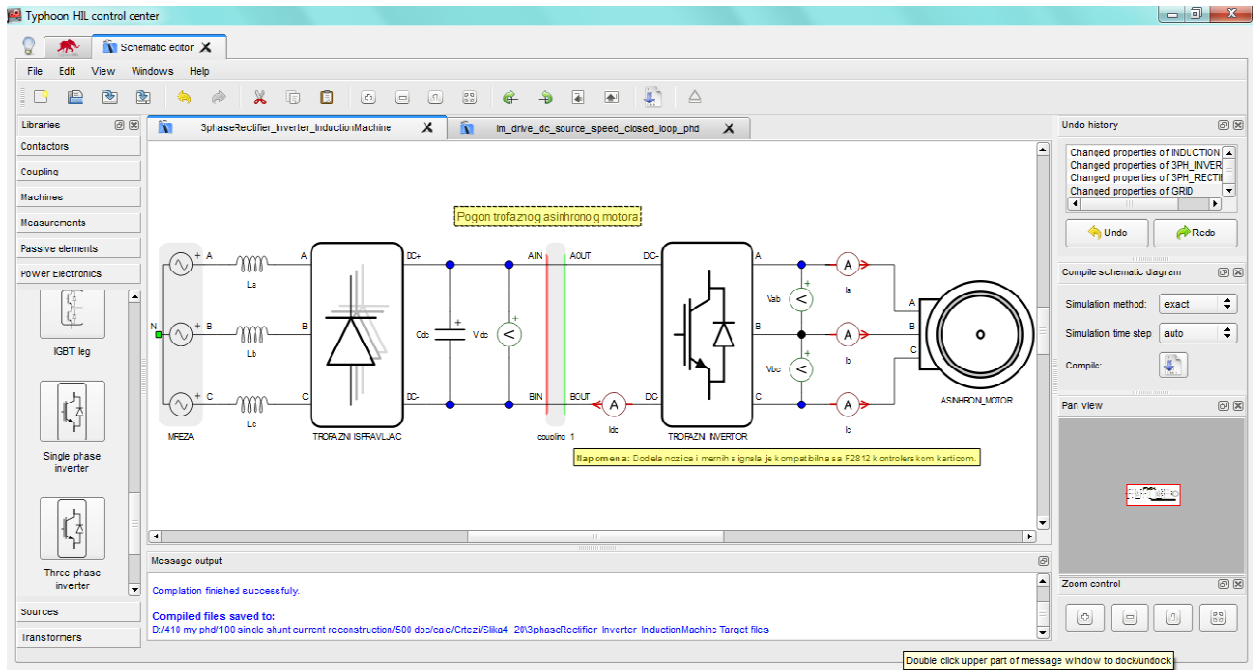
Слика 4.20 HIL400 и HIL602 системи за верификацију управљачког алгоритма.

Језгро *HIL* платоформи представљају софистициране *Xilinx Virtex 5* (*HIL* 400) и *Virtex 6* (*HIL* 602) *FPGA* плоче које служе за извршавање модела енергетског дела система у реалном времену са кораком симулације од $1 \mu s$. У оквиру *HIL* емулятора се налази улазно-излазна плоча која омогућава размену сигнала између контролера и емулятора, при чему уноси минимално кашњење у сигнаlima. Улазно-излазна плоча код *HIL* 602 емулятора поседује 32 аналогна излаза (*AO*), 16 аналогних улаза (*AI*), 32 дигитална излаза (*DO*) и 32 дигитална улаза (*DI*). Прилагођење сигнала на улазно-излазним конекторима *HIL*-а је извршено на напонски ниво $0 - 5 V$ када су у питању дигитални сигнали, односно напонски ниво $\pm 5 V$ што се тиче аналогних сигнала. Аналогни излази служе да обезбеде сигнале повратне спреге контролеру као што су у овом случају: струја и напон једносмерног међукола и фазне струје мотора. Поред овога, величине које се прослеђују на аналогне излазе могу да се искористе и за посматрање њихових вредности на спољњем осцилоскопу. Контролер прослеђује управљачке сигнале за паљење прекидача инвертора емулираног система преко одговарајућих дигиталних улаза *HIL* уређаја. На овај начин се затвара повратна спрега у систему: контролер на својој радној фреквенцији, како би радио и у стварном систему, мери управљачке величине емулираног система доступне на аналогним излазима *HIL*-а, обрађује их и шаље на дигиталне улазе *HIL*-а управљачке *PWM* сигнале. С друге

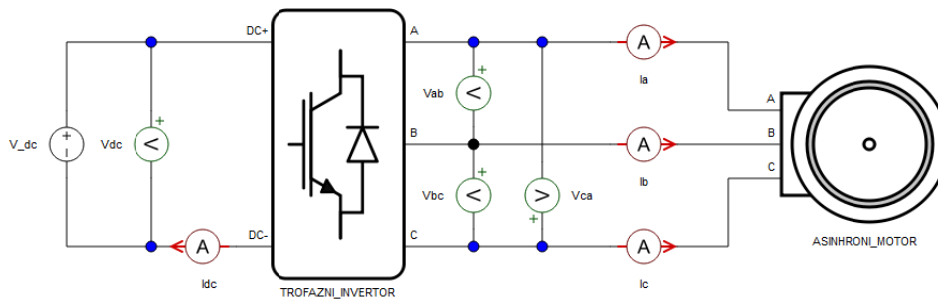
стране, *HIL* за одређену комбинацију управљачких сигнала, емулирани систем овде погон асинхроног мотора, представља као континуални систем, решава у оквиру $1 \mu s$ и на своје аналогне излазе избацује жељене величине. При томе се код *HIL* 602 уређаја, на коме је извршена већина експеримената, одабирање дигиталних сигнала врши са периодом $20 ns$ (на фреквенцији $50 MHz$) ради тачније симулације система и усредњавања у оквиру периода симулације од $1 \mu s$. Ова чињеница омогућава да радна фреквенција циклуса (*PWM* учестаност) контролера буде и до $100 kHz$, а да емулатор и даље представља верну слику реалног енергетског система. При томе контролер, у домену тачности емулираног модела, не види разлику да ли управља стварним или емулираним системом.

HIL емулатор комуницира са персоналним рачунаром на коме се извршава апликативни софтвер, путем *Ethernet* или *USB* интефејса. Наменски софтвер омогућава кориснику да на једноставан и интуитиван начин управља извршавањем симулације. *Typhoon HIL Control Center* [Д11] интегрише стандардне софтверске компоненте као што су: дефинисање новог модела коришћењем *Schematic Editor* -а [Д12], отварање већ постојећег модела, преводилац за превођење апстрактних графичких модела у форму погодну за прорачуне на наменском *FPGA* процесору, генератор таласних облика напонских и струјних извора модела итд.

Schematic Editor омогућава да се на једноставан начин, повезивањем блокова из богате библиотеке елемената, дефинише шема енергетског дела система. На слици 4.21 су приказани модели система који су коришћени у оквиру овог докторског рада. У првом случају, слика 4.21а, трофазни напонски извори који дефинишу мрежу повезани су преко спрежних индуктивности на улазни исправљач претварача за управљање асинхроном машином. Трофазни инвертор је повезан на излаз исправљача и филтарски кондензатор у једносмерном међуколу. Из одговарајуће подгрупе библиотеке са моделима електричних машина изабран је модел асинхроне машине, која је повезана на излаз инвертора. У моделу су постављени блокови за мерење, волтметри и амперметри, чиме су дефинисане променљиве које је могуће посматрати на излазном конектору *HIL* -а са аналогним сигнаlima. Оне су кључне за обезбеђивање сигнала повратне спреге тестираном контролеру. Модел са слике 4.21а је коришћен за коначну процену рада предложеног алгоритма управљања. Модел са слике 4.21б је сличан претходном моделу са разликом што је уклоњен улазни исправљачки степен и замењен константним напонским извором. Овај модел је коришћен у иницијалним фазама провере алгоритма управљања када је тестирана струјна и брзинска регулациона петља. Циљ је при томе био да се провери рад регулатора без утицаја промене (валовитости) напона једносмерног међукола, која за те регулационе структуре представља спољни поремећај. Тиме је илустрован један од начина на који *HIL* технологија омогућава једноставно поступно тестирање алгоритма управљања које за разлику од лабораторијског модела не захтева додатну опрему и превезивање елемената система.

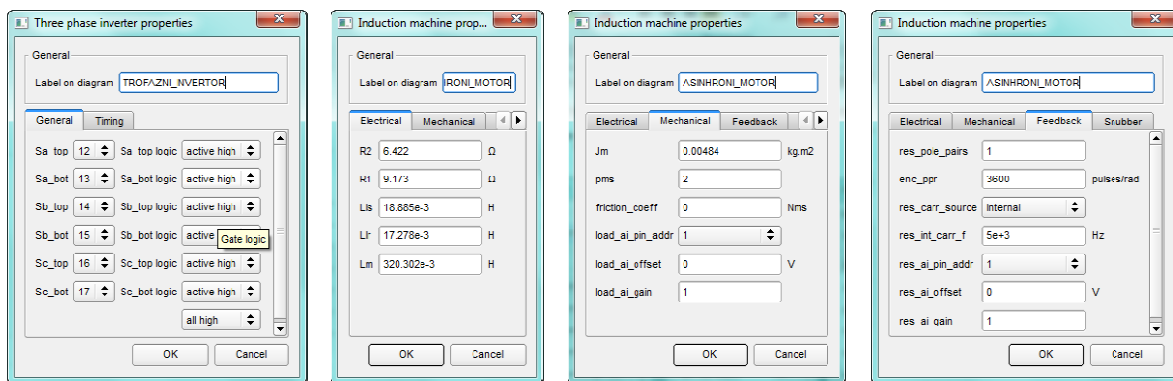


а)



б)

Слика 4.21 а) Schematic Editor и модел погона асинхроног мотора са фреквентним претварачем; б) Модел погона асинхроног мотора са константним извором напона у једносмерном међуколу инвертора.



а)

б)

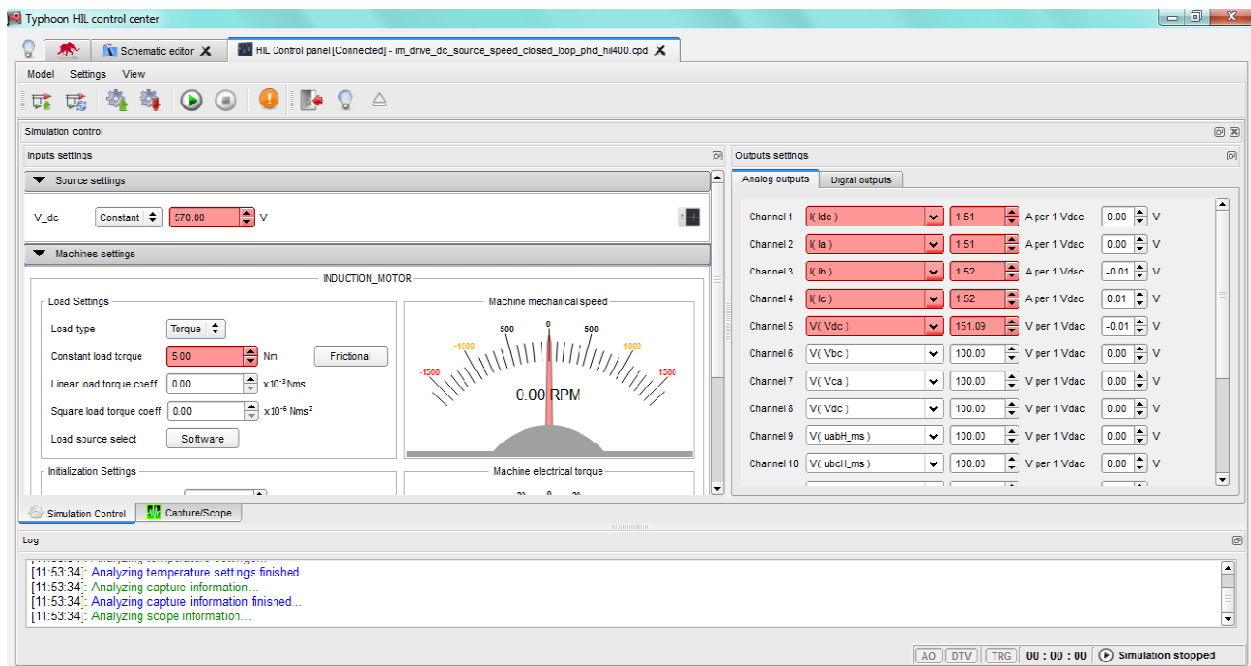
в)

г)

Слика 4.22 Подешавања модела: а) блок инвертора; б) електрични параметри машине; в) механички параметри машине; г) параметри повратне спреге машине.

Сваком блоку припада одговарајући сет параметара. У блоку инвертора се подешава редослед дигиталних улаза који ће се користити, односно читавати на улазним ножицама спољњег конектора *HIL*-а. Стања изабраних улазних ножица дефинишу стања прекидача у симулираном моделу. Овај редослед је усклађен са модулом *DSP* прилагођења за развојни систем *ezDSP F2812* тако да *PWM* ножице микроконтролера *PWM1–6* управљају инверторским мостом у оквиру *HIL* модела. У блоку за подешавање је такође могуће дефинисати логику управљања (*active high* или *active low*). Сет параметара и подешавање блока инвертора је приказано на слици 4.22а. Блок асинхроне машине садржи различите врсте параметара које дефинишу њен модел: електричне, механичке и параметре повратне спреге. *HIL* модел асинхроне машине је представљен стандардним сетом линеарних једначина стања које описују њену динамику у стационарном $\alpha\beta$ референтном систему. Модел је детаљно дат у поглављу 1, као и у упутству [Д12]. Електрични параметри представљају параметре еквивалентне пофазне заменске шеме који су подешени на вредности које одговарају стварном посматраном асинхронном мотору (табела 4.1). Подешавање електричних параметара машине приказано је на слици 4.22б. У дијалогу за подешавање механичких параметара, момент инерције је постављен на вредност спрегнутих ротора испитиване и оптеретне машине и дефинисана је машина са два пара полова (слика 4.22в). Током испитивања реализоване струјне регулационе структуре било је потребно закочити ротор, што је применом *HIL*-а једноставно обављено постављањем огромне вредности момента инерције $J_m = 1000000 \text{ kgm}^2$. Ово је још један илустративан пример где *HIL* технологија омогућава ефикасно и брзо тестирање алгорита управљања. У дијалогу за подешавање сигнала повратне спреге је подешена вредност броја инкремената $enc_ppr = 3600$ примењеног инкременталног давача позиције (енкодера), док су вредности везане за резолвер (*resolver*) остављене на подразумеваним вредностима јер се у овом раду није користио. Наиме, *HIL* модел асинхроне машине поред динамике саме машине моделује и сигнале инкременталног енкодера на вратилу који се путем изабраних дигиталних излаза *HIL*-а доводе на контролер. Контролер на основу тих сигнала одређује брзину и позицију, исто као у стварном погону. Интерни радни такт *FPGA* плоче унутар *HIL*-а од 200 MHz обезбеђује довољно велику резолуцију да се верно представе енкодерски сигнали релативно високе фреквенције (у овом случају $3600 \text{ inc} \cdot 1500 \text{ ob/min} = 90 \text{ kHz}$).

Након дефинисања шеме енергетског дела, потребно је извршити компајлирање ради превођења у облик погодан за спуштање и извршавање на *HIL* емулатору. При компајлирању је изабран корак симулације од $1 \mu\text{s}$ и егзактни метод дискретизације модела. Након спуштања генерисаних фајлова појављује се дијалог *HIL Control Panel* као на слици 4.23. Путем овог алата могуће је контролисати ток симулације и извршити одређена подешавања модела. При томе се подешавања односе на сам симулирани модел, док другим делом одређују везу модела и контролера.



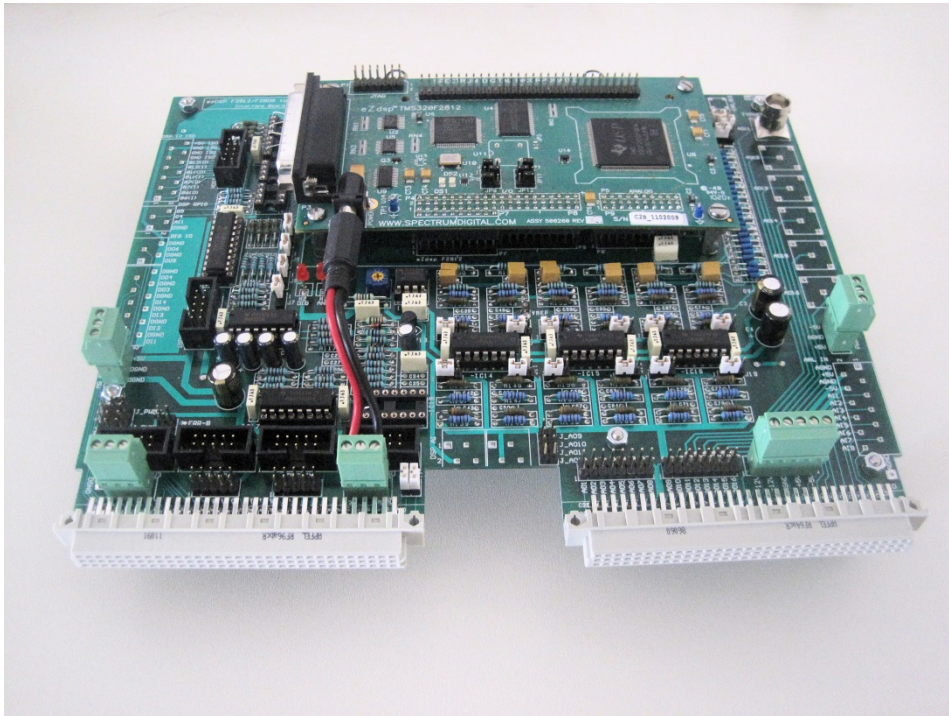
Слика 4.23 HIL Control Panel - подешавање параметара модела и контрола извршавања симулације.

У делу који се тиче подешавања извора (*Source Settings*) одабрани су тип и вредност напонских извора у моделу. За приказани случај модела са извором у једносмерном међуколу (слика 4.21б) конфигуриран је константан тип извора вредности 570 V . За случај када је коришћен модел асинхроног погона са фреквентним претварачем повезаним на мрежу, за трофазни извор дефинисан је синусоидални таласни облик фреквенције 50 Hz , ефективне вредности фазних величина 230 V и иницијалног фазног помераја од 0 степени. На тај начин је моделован прикључак на идеалну нисконапонску мрежу $3 \times 400\text{ V}$, 50 Hz .

Путем *HIL Control Panel*-а и *Machine Settings* секције дефинисани су и услови оптерећења мотора у моделу. Овде се такође огледа предност коришћења *HIL* технологије током провере алгоритма управљања мотором, јер је на једноставан и ефикасан начин могуће дефинисати различите услове и вредности оптерећења променом параметара у софтверу. Код лабораторијског модела је било потребно набавити, инсталирати и подесити додатну опрему (оптеретни мотор и припадајући фреквентни претварач) како би се омогућило оптерећивање мотора и испитивање реализованог управљачког алгоритма који је фокус овог рада.

Одељак *Output Settings* дефинише повратну везу између *HIL* модела енергетског дела система и контролера. У овом делу је могуће подесити сигнале који се прослеђују на аналогне излазе *HIL*-а, а путем модула *DSP* прилагођења на аналогне улазе микроконтролера. Могућност скалирања сигнала како би се свео на улазни опсег контролера као и могућност издизања / спуштања средње вредности сигнала (*offset*-а) чини овај део прилагодљивим за већину контролера у пракси који као улазе прихватају напонске сигнале. За контролере који као аналогне величине у повратној вези користе

струјне сигнале, потребно је увести међустепен који врши конверзију напона у струју (универзална *HIL* прилагодна картица – *HIL Connect*). На тај начин су моделовани сензори и њихови преносни односи у стварном систему. За потребе имплементације алгоритама предложених у овом раду, искоришћено је првих пет канала. При томе је на први канал прослеђена струја међукола инвертора, на следећа три линијске струје инвертора и на последњи напон једносмерног међукола. За потребе надзора различитих величина модела, од интереса за процену рада алгорита управљања коришћени су аналогни канали *AO13–AO16*.

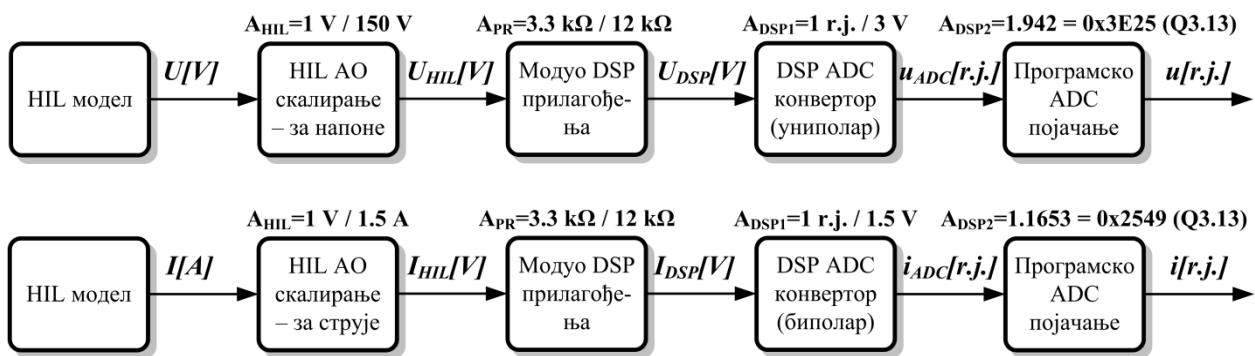


Слика 4.24 Модуо *DSP* прилагођења адаптиран за прикључак на *HIL 400/602* емулатор.

Избор фактора скалирања сигнала повратне спреге захтева посебну пажњу у овом пројекту па је детаљније описана у наредном тексту. Факторе скалирања је потребно пажљиво одредити како би се ускладила *HIL* платформа са лабораторијском поставком коју моделује. Циљ је при томе да се исти управљачки алгоритам на истој контролној платформи користи без измена, са стварним лабораторијским и *HIL* моделом. Тада ће се контролер у стварном систему понашати у оквиру предвиђених резултата добијених на *HIL* платформи. Као што је у претходном поглављу 4.1.4 показано, лабораторијски модел дефинише базне вредности за струју и напон ради нормализације управљачких променљивих и реализације алгорита управљања у аритметици са непокретним зарезом. Исте базне вредности треба да важе када се користи *HIL* хардвер. То је услов, односно критеријум на основу ког се одређују фактори скалирања аналогних сигнала *HIL*-а и подешавају у оквиру *HIL Control Panel*-а. Ако хоћемо да вредности напонских и струјних променљивих у микроконтролеру буду једнаке при раду контролера са *HIL* и стварним лабораторијским моделом, онда базне вредности морају да остану исте. Као база модула *DSP* прилагођења је и у случају рада са *HIL* платформом, коришћен модуо приказан на слици 4.12. Идентична конфигурација и

електронски склопови за прилагођање аналогних и дигиталних сигнала примењени су и код модула DSP прилагођања приказаног на слици 4.24, адаптираног за директан прикључак на HIL платформу.

При томе је преносни однос прилагодног кола за аналогне величине (слика 4.13), одговарајућом заменом отпорника постављен на вредност $3,3k / 12k$ уместо $4,7k / 22k$. Преносни однос је одабран тако да се максималне вредности напона на улазу $U_{HIL} = \pm 5 V$ сведу на напонски опсег аналогних улаза микроконтролера $U_{DSP} = 0-3 V$. Стога је блок дијаграм који показује пут конверзије апсоолутне вредности напона и струје из HIL модела до њене релативне вредности у микроконтролеру одређен сликом 4.25.



Слика 4.25 Конверзија напонских и струјних величина у HIL моделу у релативне вредности у микроконтролеру.

За фактор скалирања напона једносмерног међукола је изабрана вредност $150 V / 1 V_{HIL}$, тако да се за (максималну) вредност напона $570 V$ на аналогном излазу HIL -а појављује напон $570 / 150 = 3,8 V$ што је испод горњег напонског лимита $+5 V$. При томе је било неопходно увести програмско појачање у модулу за мерење напона да би базна вредност остала иста $U_B = 842,55 V$:

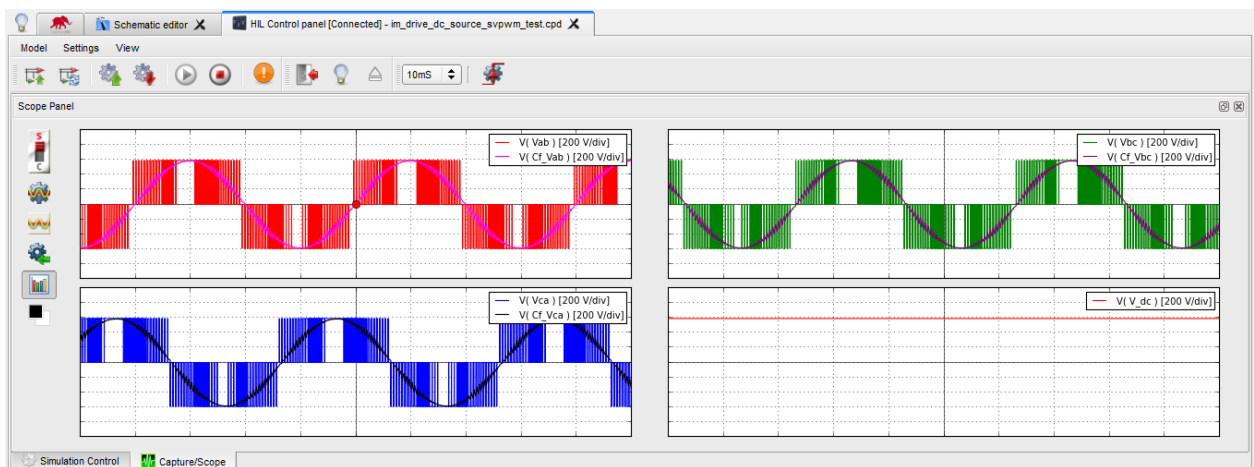
$$1[r.j.] = 842.55[V] * \frac{1[V]}{150[V]} * \frac{3.3[k\Omega]}{12[k\Omega]} * \frac{1[r.j.]}{3[V]} * A_{DSP2}^v \Rightarrow A_{DSP2}^v = 1.9421 \quad (4.11)$$

За фактор скалирања струје међукола и линијских струја инвертора изабрана је вредност $1,5 A / 1 V_{HIL}$, тако да се за максималну базну вредност струје $7,02 A$ на аналогном излазу HIL -а појављује напон $7,02 / 1,5 = 4,68 V$ што упада у напонски опсег аналогних излаза $\pm 5 V$. При томе је било неопходно увести програмско појачање у модулу за мерење струје тако да базна вредност остане $I_B = 7,02 A$:

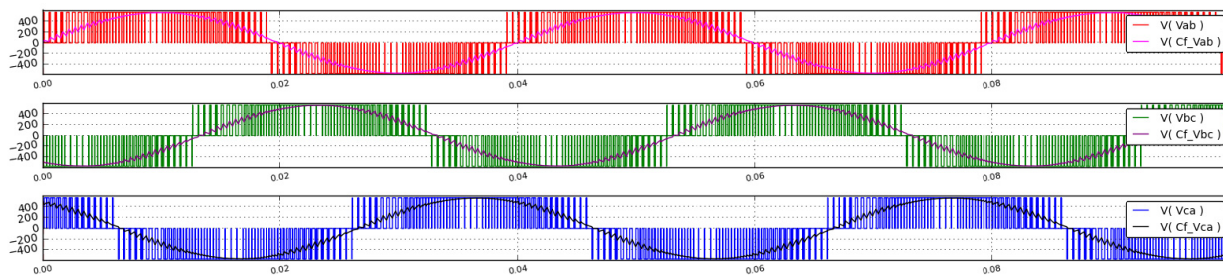
$$1[r.j.] = 7.02[A] * \frac{1[V]}{1.5[A]} * \frac{3.3[k\Omega]}{12[k\Omega]} * \frac{1[r.j.]}{1.5[V]} * A_{DSP2}^i \Rightarrow A_{DSP2}^i = 1.1653 \quad (4.12)$$

Једина разлика програмског кода који реализује алгоритам управљања огледа се у програмским појачањима A_{DSP2} за променљиве на излазу ADC конвертора. Једноставном претпроцесорском директивом `#define` било је могуће дефинисати случај када се програм компајлира за рад са лабораторијским моделом, где су та појачања дефинисана изразима (4.6) и (4.8), или када се ради са *HIL* платформом, где су појачања дефинисана изразима (4.11) и (4.12). Главни алгоритам при томе остаје исти зато што су укупна појачања према микроконтролеру на овај начин међусобно усклађена. Након fine калибрације, ради прецизнијег мерења утврђено је да фактори скалирања треба да буду постављени на вредности дате на слици 4.23.

HIL 602 платформа због већих рачунских и меморијских ресурса у односу на слабији *HIL* 400 систем, нуди могућност коришћења осцилоскопске функције, као и могућност снимања изабраних величина емулираног модела на резолуцији корака симулације. Ово драстично повећава способност *HIL* платформе као алата за верификацију рада контролера. Осцилоскопски режим рада ове функције приказан на слици 4.26а, у реалном времену приказује промене вредности изабраних величина модела, при чему су могуће стандардне опције као што су: избор временске и вертикалне скале, избор окидача (*Trigger*-а), дефинисање више осцилоскопских прозора, итд. Осцилоскоп је могуће подесити у режим снимања (*Capture*) променљивих модела у току одређеног временског интервала након појављивања дефинисаног окидача. При томе се може дефинисати и резолуција снимања, чија је минимална вредност једнака кораку симулације од $1 \mu s$. Снимљене вредности се могу приказати у једном до четири прозора, запамтити у виду слике у једном од стандардних формата (*.jpg*, *.png*, *.tiff*, *.pdf* и др.) и у виду текстуалне *.mat* датотеке. Снимљене вредности су приказане у својим апсолутним јединицама и могу се очитати на вертикалној оси, док је временска оса приказана у секундама. С циљем даље анализе снимљених резултата, *.mat* датотека се може отворити у оквиру специјализованих програмских алата као што су *Matlab* или *Excel*. У овом раду је интезивно коришћен овај приступ снимања и анализе добијених резултата.

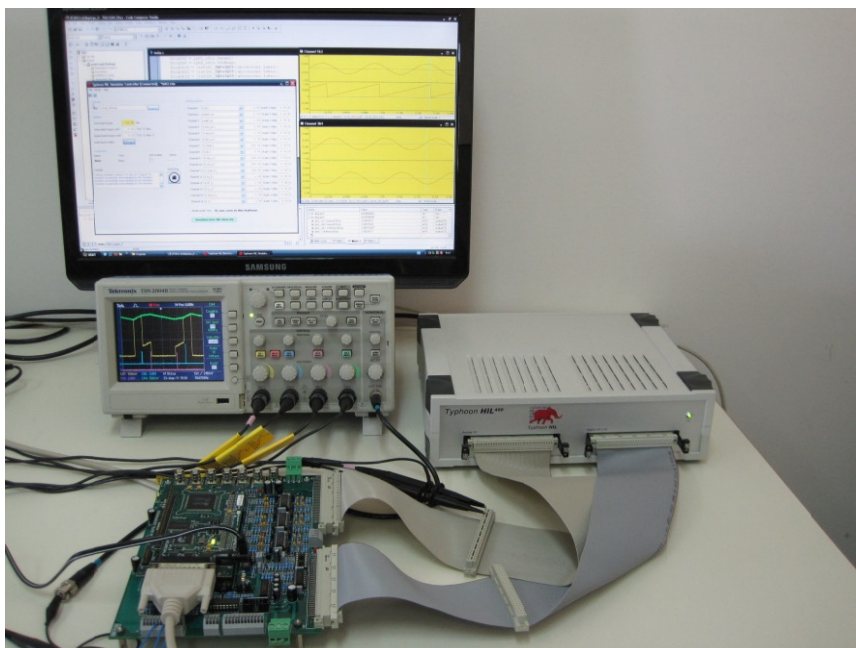


a)

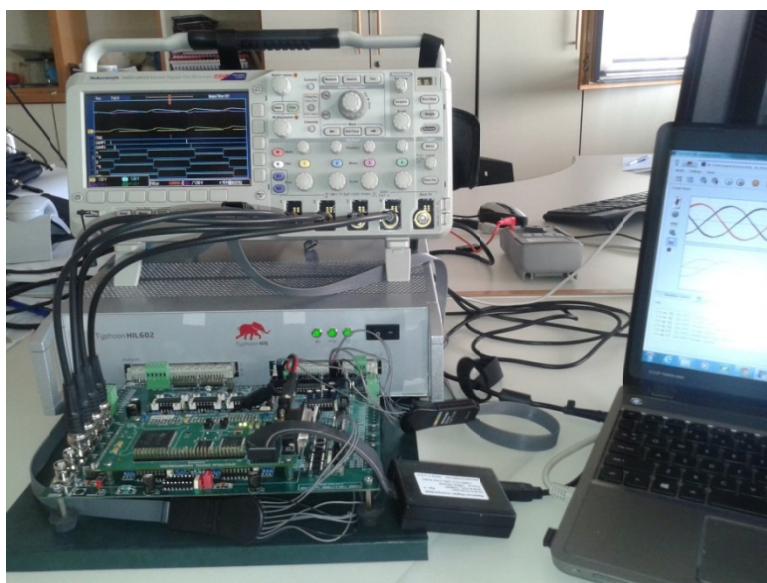


б)

Слика 4.26 а) Осцилоскопска функција *HIL* платформе; б) Резултат *capture* функције *HIL* платформе (.png слика).



Слика 4.27 *HIL400* експериментална поставка.



Слика 4.28 *HIL602* експериментална поставка.

На сликама 4.27 и 4.28 приказана је целокупна експериментална поставка система за верификацију предложених алгоритама, када се користи *HIL* 400 и *HIL* 602 платформа. Како се *HIL* уређај активно развијао у току рада на докторској тези, првобитно је коришћена *HIL* 400 платформа чији су резултати потврђени у поређењу са лабораторијским моделом. Касније је коришћена напреднија *HIL* 602 платформа ради детаљне провере и потврде предложених алгоритама управљања.

5 ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ

У овом поглављу је описана микропроцесорска реализација алгоритама управљања асинхроним мотором и експериментални резултати добијени током њиховог тестирања. При томе је циљ био да се провери и докаже допринос две предложене напредне структуре управљања са минималним бројем сензора и са повратном спрегом само по струји међукола. Побољшање је показано у односу на конвенционалну методу управљања са повратном спрегом по струји једносмерног међукола. Њихово понашање је посматрано у оквиру регулационе структуре по брзини обртања мотора, каква се данас предлаже у модерној литератури у области векторског управљања са давачима брзине и линијских струја мотора [Б9-Б12]. То је био предуслов како би се доказало да предложене методе омогућавају њихову примену у поузданим погонима високих перформанси. Алгоритам управљања је развијан поступно и модуларно, како би се снимили потребни резултати за анализу и поређење различитих метода презентованих у раду. Експериментални резултати и њихова анализа су дати у наредном тексту. Прво су дати детаљни експериментални резултати снимљени у оквиру *HIL* система за тестирање уређаја енергетске електронике, а потом резултати прибављени на лабораторијском моделу.

5.1 ВЕРИФИКАЦИЈА УПРАВЉАЧКОГ СИСТЕМА ПО ПРИНЦИПУ ХАРДВЕРА У ПЕТЉИ (*HIL*)

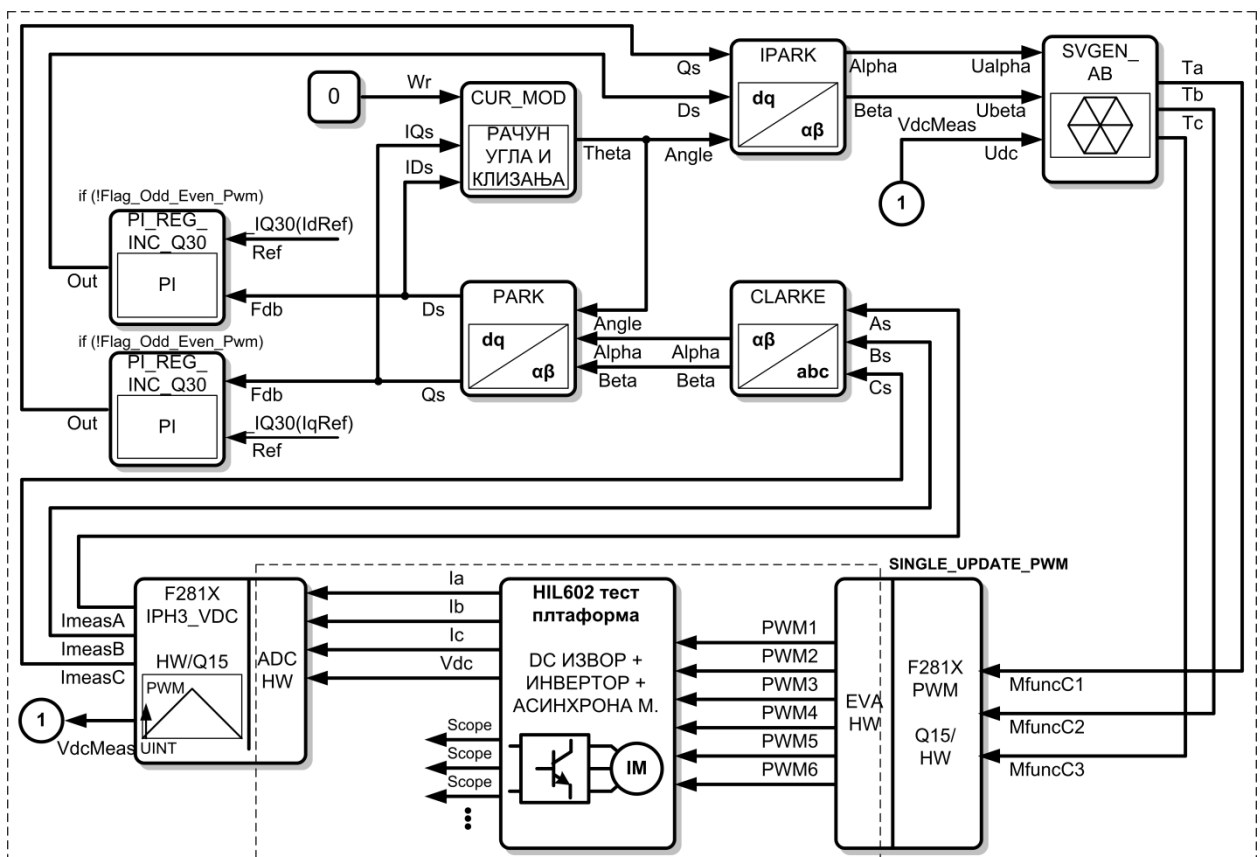
5.1.1 ИНДИРЕКТНО ВЕКТОРСКО УПРАВЉАЊЕ СА СЕНЗОРИМА ЛИНИЈСКИХ СТРУЈА И БРЗИНЕ

Први корак током реализације предложеног алгоритма управљања био је да се реализује индиректно векторско управљање са сензорима линијских струја и брзине мотора. У оквиру овог погона су фино подешене регулационе структуре по струји и брзини мотора. Исти регулатори, са истим подешавањима параметара су коришћени и током тестирања наредних управљачких алгоритама са минималним бројем сензора. Овај корак такође омогућава да се упореде резултати тестирања предложених метода у

односу на стандардну методу индиректног векторског управљања са сензорима линијских струја и брзине. На основу резултата поређења ће се показати да и предложене методе управљања са минималним бројем сензора обезбеђују приближне преформансе погона какве одликују овде испитану методу индиректног векторског управљања.

5.1.1.1 Реализација струјне регулационе петље

Програм је због своје релативне сложености писан у виду мањих потпрограма, односно рутина. При томе је тежња била да рутине одговарају блоковима у континуалним принципским шемама управљања које су дате у претходним поглављима. Организација програма на овај начин чини систем једноставним за представљање и разумевање, олакшано је налажење грешки у програму, а поред тога омогућена је постепена надоградња програма сложенијим управљачким структурама. Коришћењем модуларног приступа писању програмског кода, управљачка структура са слике 2.2 која омогућава проверу струјне регулационе петље, сведена на програмске блокове, може се представити сликом 5.1.



Слика 5.1 Микропроцесорска реализација алгоритма управљања за тестирање струјне регулационе структуре.

Тајмерско-бројачка јединица у оквиру *PWM* периферије је подешена да генерише прекидачке сигнале на фреквенцији 2 kHz . Релативно ниска прекидачка фреквенција је последица спорог одзива мерене струје међукола, како због ниског пропусног опсега примењених *LEM* сонди тако и због ниског пропусног опсега употребљених елемената

прилагодног кола. Поред тога инхерентно генерисано мртво време примењених модула за паљење (*SKHI22H4*) од $3,25 \mu\text{s}$, и време укључења/искључења снажних *IGBT* транзистора проузроковали су да минимално време трајања активних вектора за поуздано читање струје међукола буде релативно велико, око $10 \mu\text{s}$. То значи да ће корекција фактора испуне и померање *PWM* сигнала, у најгорем случају износити $10 \mu\text{s}$ што рецимо у односу на полупериоду прекидања $50 \mu\text{s}$ (за $f_{PWM} = 10 \text{ kHz}$) износи 20% . Овако велика вредност корекције би значајно утицала на изобличење струја мотора, тако да се тај утицај не би могао независно посматрати од утицаја валовитости струја на методу реконструкције која се разматра у раду. За изабрану прекидачку фреквенцију 2 kHz , однос минималног трајања активног вектора и полупериоде *PWM* циклуса износи 4% што је задовољавајуће и испуњено у већини примена посматране методе. С друге стране, нижа прекидачка учестаност довела је до повећане валовитости струја мотора. Да закључци изведени у овом раду важе и за веће прекидачке учестаности (нпр. 16 kHz) показано је у раду [Е1], који је такође допринос ове тезе. У том погону су мртво време, времена укључења/искључења транзистора инвертора и време успостављања струје међукола били доста мањи ($2 \mu\text{s}$) тако да је релативни однос минималне ширине трајања активних вектора и полупериоде прекидачког циклуса приближно исти као у овде посматраном случају.

PWM периферија је подешена да генерише сигнал прекида на почетку прекидачког циклуса када тајмерско-бројачка јединица узима вредност 0 (*UINT - Underflow Interrupt*). Са сигналом прекида *UINT* синхронизована је *ADC* јединица која врши мерење линијских струја мотора и напона једносмерног међукола. *PIE (Peripheral Interrupt Extension)* јединица за дефинисање шеме прекида је конфигурирана да се по јављању *UINT* сигнала врши позив главне управљачке рутине, у којој се обавља алгоритам приказан на слици 5.1.

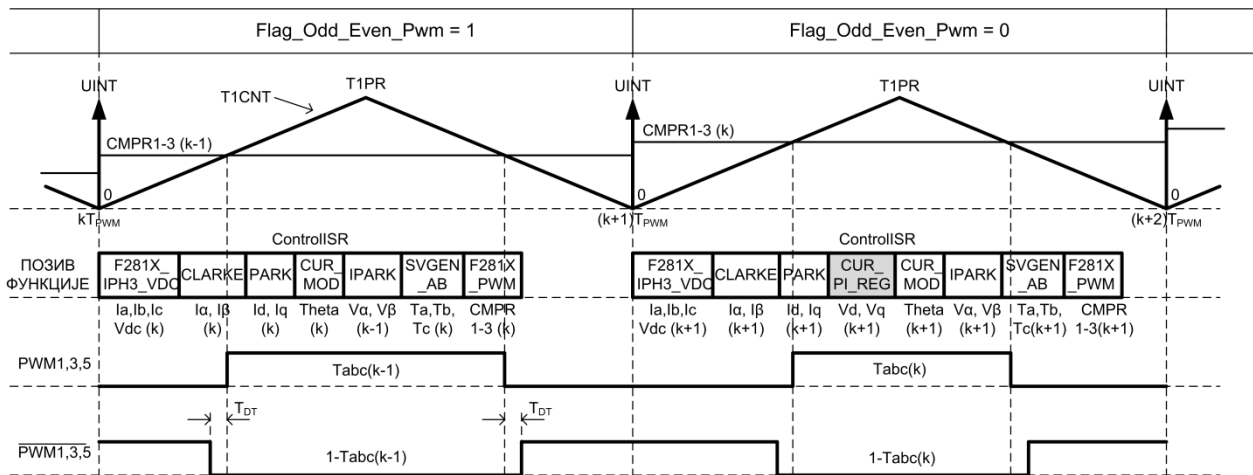
По позиву главне управљачке функције микроконтролер извршава следеће задатке (слика 5.2):

- Прибављање мерених вредности струја мотора и напона једносмерног међукола (модул *F281X_IPH3_VDC*). Променљиве мерених вредности су представљене у релативним јединицама у 16-битном формату *Q1.15* са непокретним зарезом. Овим форматом се представљају реалне вредности у динамичком опсегу $\pm 2^{1-1} = \pm 2^0 = \pm 1$ са резолуцијом $2^{-15} \approx 3,05 \cdot 10^{-5}$. Резолуција је задовољавајућа јер је већа од резолуције 12-битног *AD* конвертора.
- Трансформација фазних вредности струја мотора у компоненте стационарног $\alpha\beta$ -референтног система (модул *CLARKE*). 16-битне променљиве струје са излаза *ADC* модула се пре трансформације конвертују у 32-битне променљиве у *Q8.24* формату са непокретним зарезом. Тиме је могуће реалне релативне вредности представити у динамичком опсегу $\pm 2^{8-1} = \pm 2^7 = \pm 128$ са

резолюцијом $2^{-24} \approx 5,96 \cdot 10^{-8}$. Већи део реализованог алгоритма управљања ради са променљивама у $Q8.24$ формату, осим модула који у свом саставу садрже интегратор где је резолуција по потреби повећана.

- Трансформација компоненти стационарног $\alpha\beta$ -референтног система у компоненте dq -ротирајућег референтног система (модул *PARK*). Узима се угао из претходне периоде.
- Узимање референтних вредности, регулацију dq -струја и рачун референтних dq -компоненти излазног напона у сваком другом (парном) *PWM* циклусу (модул *PI_REG_INC_Q30*). Периода одабирања струјне петље је 1 kHz . Регулатор је реализован у 32-битном $Q2.30$ формату са резолуцијом $2^{-30} \approx 9,31 \cdot 10^{-10}$. Ово је било неопходно како би интегратор успео да доведе управљану променљиву струје на референтну вредност при приближавању када је њихова разлика веома мала. У супротном би се одзив разликовао од очекиваног и предвиђеног симулацијама, где би достизање стационарног стања било значајно продужено.
- Рачунање угла (положаја) вектора роторског флуksа, угла клизања и струје магнећења (модул *CUR_MOD*). Овај модул представља срж индиректног векторског управљања и детаљи реализације ће бити дати у наредном тексту.
- Трансформација израчунатих референтних dq -компоненти напона у стационарне $\alpha\beta$ -компоненте напона (модул *IPARK*). Излазне вредности регулатора струја конвертоване назад у $Q8.24$ формат, тј. референтне вредности dq -напона, трансформишу се у стационарни референтни систем јер је модулатор напонског вектора прилагођен да прихвати $\alpha\beta$ -напоне.
- Израчунавање потребних фактора испуне с циљем генерисања вектора излазног напона дефинисаног референтним вредностима $\alpha\beta$ -компонентни напона (модул *SVGEN_AB*). На основу задатих референтних $\alpha\beta$ -компоненти напона одређује се положај, тј. сектор вектора, рачунају се фактори испуне два активна и нулта вектора, компензује се њихова вредност у односу на измерени напон једносмерног међукола, и спрам одређеног сектора се времена расподељују по одговарајућим променљивама фазних фактора испуне.
- Освежавање вредности регистара са израчунатим факторима испуне и генерисање управљачких *PWM* сигнала (модул *F281X_PWM*). Израчунати фактори испуне по фазама инвертора се конвертују у 16-битни $Q0$ формат, тј. целобројне променљиве које се уписују у регистре за одређивање фактора испуне (тзв. *Compare* регистре, *CMPR*). Уписани фактори испуне су активни у наредном *PWM* циклусу. *PWM* периферија микроконтролера по

аутоматизму пореди вредност $CMPR$ регистра и тајмера и генерише управљачке PWM сигнале ($PWM 1-6$) за прекидаче инвертора. Део PWM периферије задужен за генерисање мртвог времена у PWM сигнаlima је конфигурисан за унос мртвог времена $T_{DT} = 3,3 \mu s$ како би HIL платформа за тестирање била што приближнија стварном лабораторијском моделу. При раду са лабораторијским моделом је мртво време PWM периферије постављено на вредност 0.



Слика 5.2 Позивање појединачних функција (модула) у оквиру прекидачких циклуса – испитивање струјне регулационе петље.

Индијектна процена положаја роторског флуksа представља срж регулационе структуре векторског управљања која омогућава остваривање регулације струје и брзине асинхроног мотора. Заснива се на струјном моделу машине у dq -референтном систему датом на слици 2.2. Континуални струјни модел асинхроне машине је дат једначинама (2.29) и (2.32). Како микроконтролер не ради континуално, он може само да израчуна дискретне једначине које одговарају континуалном закону управљања. Стога је континуални модел управљања потребно дискретизовати по времену. Како је примењени микроконтролер намењен за рад у аритметици са непокретним зарезом (*fixed – point* микроконтролер) дискретне једначине закона управљања неопходно је нормализовати коришћењем базних вредности. Због своје релативне једноставности једначина индијектног векторског управљања принцип дискретизације и нормализације предложених алгоритама управљања ће бити дат на овом примеру. Исти принцип коришћен је и касније код сложенијих управљачких структура као што су естимација флуksа ротора, PLL , естимација брзине и процена валовитости струја ради корекције очитаних вредности струје међукола.

Прво се дискретизује једначина (2.32) за прорачун амплитуде роторског флуksа, коришћењем апроксимације по *Euler*-у (леви *Euler*, $s = (z - 1)/T_s$):

$$\psi_{rd}(k) = \left(1 - \frac{T_s}{T_r}\right) \cdot \psi_{rd}(k-1) + \frac{T_s}{T_r} L_m i_{sd}(k-1) \tag{5.1}$$

где k – представља тренутну вредност променљиве, а $k-1$ вредност променљиве у претходној периоди одабирања. Однос ψ_{rd} / L_m представља струју магнетизације па се једначина 5.1 може записати другачије у облику:

$$i_{md}(k) = i_{md}(k-1) + \frac{T_s}{T_r} \cdot (i_{sd}(k-1) - i_{md}(k-1)) \quad (5.2)$$

Угаона учестаност клизања се на основу (2.29) рачуна као:

$$\omega_k = \frac{1}{T_r} \cdot \frac{i_{sq}(k)}{i_{md}(k)} \quad (5.3)$$

На основу мерене брзине обртања ротора ω_r и (5.3) добија се брзина обртања роторског флукса:

$$\omega_s(k) = \omega_r(k) + \omega_k(k) \quad (5.4)$$

Положај роторског флукса добија се интеграљењем брзине (5.4) што након дискретизације узима облик:

$$\theta_s(k) = \theta_s(k-1) + T_s \cdot \omega_s(k) \quad (5.5)$$

Усвајањем базних вредности за величине које се појављују у датим једначинама и коришћењем релативних вредности:

$$I_b = 7,02A \quad U_b = 842,55V \quad f_b = 100Hz \quad \omega_b = 2\pi f_b \quad \theta_b = 2\pi rad$$

$$i^* = \frac{i}{I_b} \quad u^* = \frac{u}{U_b} \quad f^* = \frac{f}{f_b} \quad \omega^* = \frac{\omega}{\omega_b} \quad \theta^* = \frac{\theta}{\theta_b} \quad (5.6)$$

Дискретне једначине (5.2-5.5) се могу нормализовати (натписник $*$) како би се омогућио прорачун на микроконтролеру са непокретним зарезом:

$$i_{md}^*(k) = i_{md}^*(k-1) + \frac{T_s}{T_r} \cdot (i_{sd}^*(k-1) - i_{md}^*(k-1)) \quad (5.7)$$

$$i_{md}^*(k) = i_{md}^*(k-1) + K_r \cdot (i_{sd}^*(k-1) - i_{md}^*(k-1))$$

$$\omega_k^*(k) = \frac{1}{\omega_b T_r} \cdot \frac{i_{sq}^*(k)}{i_{md}^*(k)} \quad (5.8)$$

$$\omega_k^*(k) = K_t \cdot \frac{i_{sq}^*(k)}{i_{md}^*(k)}$$

$$\omega_s^*(k) = \omega_r^*(k) + \omega_k^*(k) \quad (5.9)$$


```

12 01-07-2012 Version 1.0
13 -----*/
14
15 #include "Iqmathlib.h" // header za Iqmath library
16 #include "dmctype.h"
17 #include "cur_mod.h"
18
19 void cur_mod_calc(CURMOD *v)
20 {
21
22     _iq Wslip, We;
23
24     v->IMDs += _IQmpy(v->Kr, (v->IDs - v->IMDs)); // racun struje magnetizacije
25     Wslip = _IQdiv(_IQmpy(v->Kt, v->IQs), v->IMDs); // racun klizanja
26     We = v->Wr + Wslip; // racun brzine polja
27     v->Theta += _IQmpy(v->K, We); // racun položaja polja
28
29     v->We = We;
30     v->Wk = Wslip;
31
32     if (v->Theta > _IQ(1)) // limit ugla od 0 do 1
33         v->Theta -= _IQ(1);
34     else if (v->Theta < -_IQ(0))
35         v->Theta += _IQ(1);
36
37 }
38
39
40 void cur_mod_calc(CURMOD_handle);

```

```

15
16 typedef struct { _iq IDs; // Ulaz: d-komponenta struje (pu)
17                 _iq IQs; // Ulaz: q-komponenta struje (pu)
18                 _iq Wr; // Ulaz: brzina rotora (pu)
19                 _iq IMDs; // Izlaz: d-stuja magnetizacije (pu)
20                 _iq Theta; // Izlaz: položaj rotorskog fluksa (pu)
21                 _iq Kr; // Parametar: konstanta u racunu struje IMDs
22                 _iq Kt; // Parametar: konstanta u racunu klizanja
23                 _iq K; // Parametar: konstanta u racunu ugla polja
24                 _iq We; // Izlaz: brzina obrtanja rotorskog fluksa
25                 _iq Wk; // Izlaz: brzina klizanja
26                 void (*calc)(); // Pokazivac na funkciju obrade
27             } CURMOD;
28
29 typedef CURMOD *CURMOD_handle;
30 /*
31 Podrazumevana vrednost za inicijalizaciju CURMOD objekta
32 -----*/
33 #define CURMOD_DEFAULTS { 0,0,0,0,0, \
34                         0,0,0,0,0, \
35                         (void (*)(uint32))cur_mod_calc }
36
37 /*
38 Prototip funkcije za racun strujnog modela u CUR_MOD.C
39 -----*/
40 void cur_mod_calc(CURMOD_handle);

```

```

7 Opis: Strujni model za indirektno vektorsko upravljanje asinhrono
8 Racun konstanti za strujni model.
9
10 =====
11 Istorija:
12 -----
13 01-07-2012 Verzija 1.0
14 -----*/
15
16 #include "dmctype.h"
17 #include "cur_const.h"
18
19 #define PI 3.14159265358979
20
21 void cur_mod_const_calc(CURMOD_CONST *v)
22 {
23
24     float32 Tr; // rotorska vremenska konstanta (sec)
25
26     Tr = v->Lr/v->Rr;
27
28     v->Kr = v->Ts/Tr;
29     v->Kt = 1/(Tr*2*PI*v->fb);
30     v->K = v->Ts*v->fb;
31
32 }
33
34
35 void cur_mod_const_calc(CURMOD_CONST_handle);

```

Слика 5.3 Програмски модули за индиректну процену положаја роторског флукса.

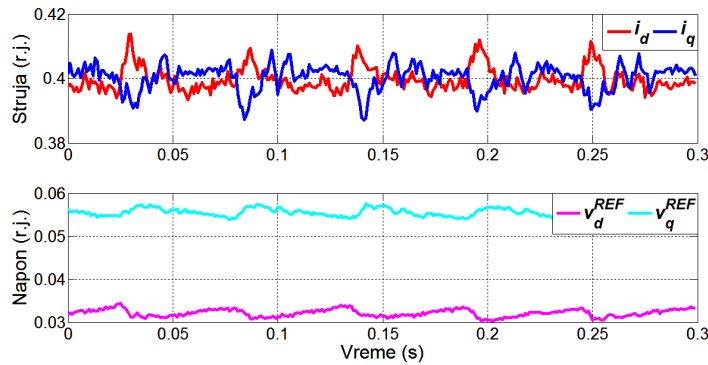
$$\begin{aligned}\theta_s^*(k) &= \theta_s^*(k-1) + T_s \cdot f_b \cdot \omega_s^*(k) \\ \theta_s^*(k) &= \theta_s^*(k-1) + K \cdot \omega_s^*(k)\end{aligned}\tag{5.10}$$

Дискретизоване и нормализоване једначине (5.7-5.10) су имплементирани на микроконтролеру, чији је програмски код у оквиру *Code Composer Studio* развојног окружења дат на слици 5.3. По узору на овај пример направљени су и остали програмски модули у оквиру предложених структура управљања, чији поступак дискретизације и нормализације при имплементацији неће бити изложен због обима рада. При томе се сваки програмски модул састоји из (*header*) *.h* датотеке која дефинише структуру података над којом оперише функција задужена за обављање конкретног задатка и која је дефинисана у оквиру одговарајуће *.c* датотеке. Конвертовање улазних параметара у апсолутним јединицама у нормализоване вредности потребне за микропроцесорску реализацију извршено је посебним програмским модулом (овде *CUR_CONST*), што обезбеђује флексибилност програма и једноставну прилагодљивост моторима са другачијим параметрима.

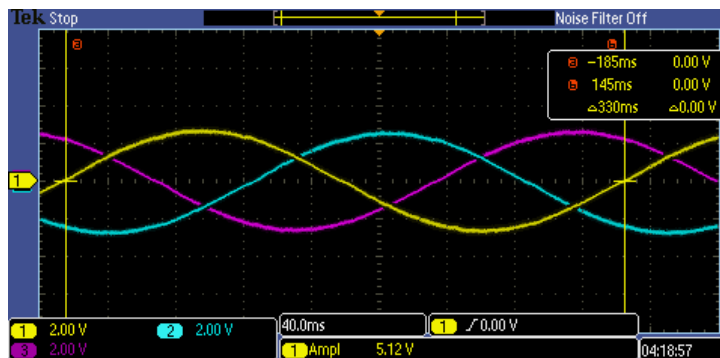
За проверу струјне петље било је потребно закочити ротор мотора, што је једноставно учињено уписивањем велике вредности момента инерције ротора у *HIL* моделу, $J_m = 1000000 \text{ kgm}^2$. Како се ротор у овом тесту не обрће, као улазни параметар програмског модула за процену положаја роторског флуksа (*CUR_MOD*) прослеђена је брзина ротора једнака 0. То је јасно истакнуто на слици 5.1. Тада је брзина обртања роторског флуksа једнака брзини клизања и та чињеница ће бити искоришћена за проверу рада модула *CUR_MOD* у устаљеном стању. Појачања регулатора су израчуната на основу једначине (2.43) са улазним параметром $\lambda = 300$, имајући у виду да је за периоду одабирања брзинске петље изабрана вредност $T_\omega = 20 \cdot T_{PWM} = 20 / 2000 \text{ Hz} = 10 \text{ ms}$. Коришћене вредности пропорционалног и интегралног појачања су $K_{pi} = 0,1357$ и $K_{ii} = 0,0403$.

Слика 5.4а приказује управљачке променљиве у стационарном стању по задавању једнаких референци струја $i_d = 0,4 \text{ r.j.}$ и $i_q = 0,4 \text{ r.j.}$. Уочава се стабилан одзив уз мање осцилације максималне амплитуде $0,01 \text{ r.j.}$. Наметнуте вредности напона $v_d = 0,032 \text{ r.j.}$ и $v_q = 0,056 \text{ r.j.}$ су у складу са једначинама (2.41) које важе у устаљеном стању, што је потврда да *CUR_MOD* модул исправно ради. Потврда да је *CUR_MOD* модул добро реализован дата је и на слици 5.4б, на којој су у датом случају приказане фазне струје мотора. Како су задате једнаке референце струја по *dq*-осама на основу једначине (5.3) треба очекивати угаону учестаност клизања једнаку реципрочној вредности временске константе ротора. Како је ротор мотора укочен, за дате параметре мотора (табела 4.1) испада да учестаност струја мотора треба да буде $3,026 \text{ Hz}$. Резултат приказан на слици 5.4б то доказује, где се може очитати основна периода струја од 330 ms , чему одговара фреквенција $3,03 \text{ Hz}$. Имајући у виду фактор

скалирања аналогних излаза *HIL*-а подешених за струје од $1,5 \text{ A} / V_{HIL}$ и усвојену базну вредност струје $I_b = 7,02 \text{ A}$, са слике 5.4б се такође може очитати вредност амплитуде струја око $5,12/2 \cdot 1,5 \approx 3,9 \text{ A}$ што је у складу са задатим вредностима $\sqrt{0,42 + 0,42} \cdot I_b \approx 3,97 \text{ A}$.

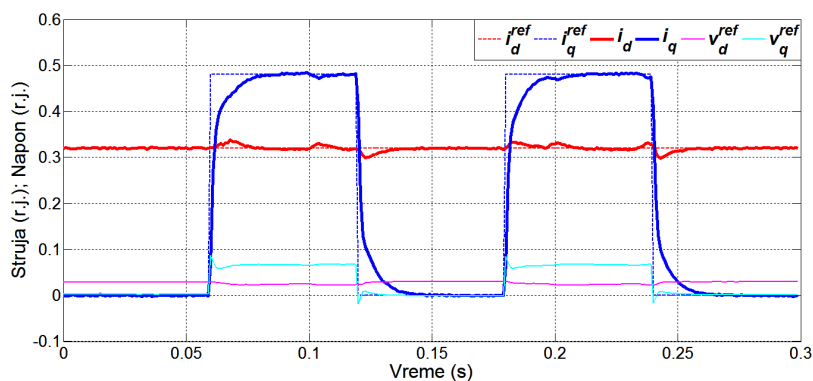


а) одзив *dq*-струја.



б) одзив фазних струја.

Слика 5.4 Провера регулације струја у устаљеном стању.

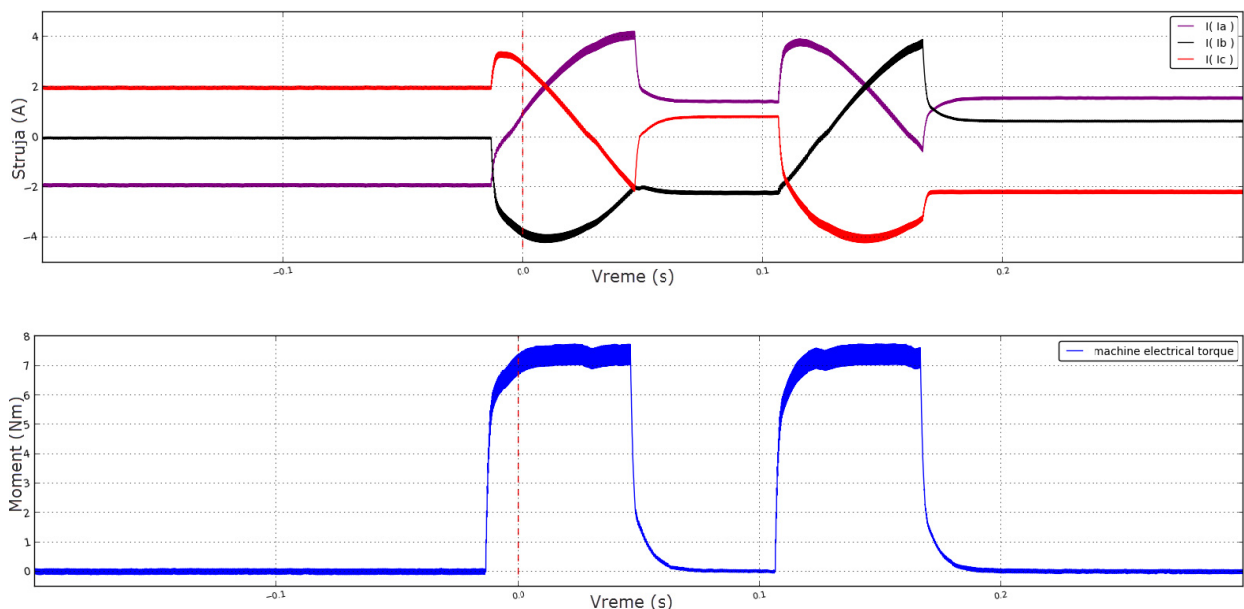


Слика 5.5 Одзив *q*-компоненте струје на скоковиту промену.

Динамички одзив струјног регулатора приказан је на слици 5.5. При томе је референца струја по *d*-оси одржавана на константној вредности $i_d^{REF} = 0,32 \text{ r.j.}$, док су за референцу струје по *q*-оси задаване скоковите промене у опсегу $i_q^{REF} = 0 - 0,48 \text{ r.j.}$. Референце струја $i_d^{REF} = 0,32 \text{ r.j.}$ и $i_q^{REF} = 0,48 \text{ r.j.}$ заједно дефинишу амплитуду струје

0,577 *r.j.*, којој одговара амплитуда називне вредности струје 4 A ($I_n = 2,9$ A ефективне вредности) за посматрани мотор. На слици 5.5 се уочава апериодичан одзив струје без прескока чије је време успостављања 19 ms што је приближно једнако очекиваној вредности $5 \cdot (1/\lambda) = 5 \cdot (1/300) = 16,7$ ms према *Dahlin* -овом прорачуну. Овако подешени регулатор струје користио се даље за све преостале тестове у раду.

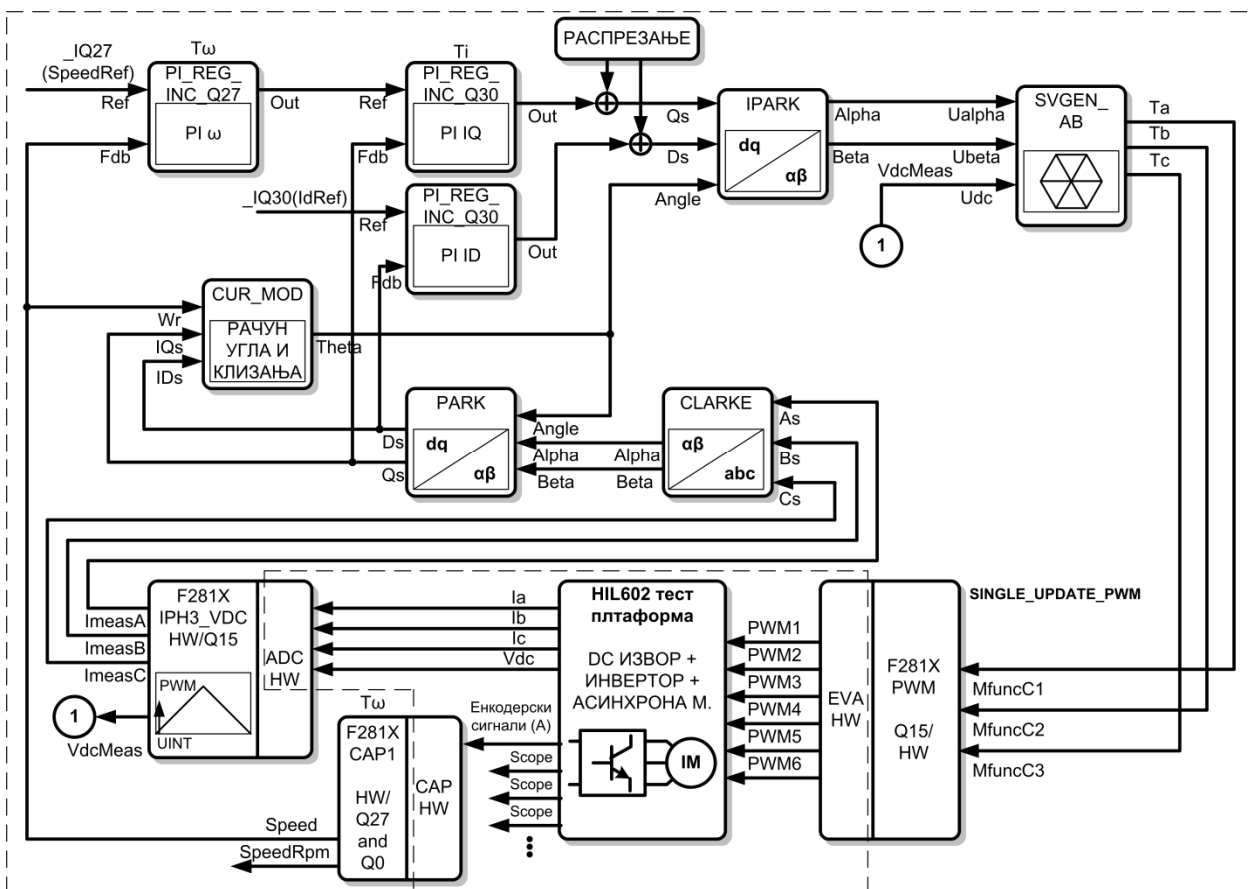
Све релевантне променљиве *HIL* модела могуће је преко аналогних излаза посматрати и снимити за каснију анализу на осцилоскопу, као што је то претходно снимљено на слици 5.4. Међутим, много флексибилнији приступ омогућава *HIL* платформа применом интегрисане осцилоскопске функције. Овај приступ омогућава да се променљиве директно посматрају у својим апсолутним јединицама како би се имао тачан увид у њихове стварне вредности без потребе за конверзијом користећи подешења вертикалне скале осцилоскопа и фактора скалирања *HIL* аналогних излаза. Грешка читавања вредности је сведена на минимум, а поред тога *HIL* осцилоскоп омогућава ефикасно увеличавање (*zoom*) у околини интересних подручја сигнала. За скоковити одзив струје приказан на слици 5.5, слика 5.6 даје вредности фазних струја и електромагнетног момента који мотор развија. Одзив електромагнетног момента јасно указује да је постигнуто распрегнуто урваљање, при чему *q*-компонента струје одређује момент који мотор развија. За флукс ротора дефинисан задатом вредношћу струје $i_d^{REF} = 0,32$ *r.j.* и референцу струје $i_q^{REF} = 0,48$ *r.j.* мотор развија у устаљеном стању номинални момент од 7,45 Nm. Осцилације момента амплитуде око 0,35 Nm (4,7% M_n) последица су осцилација струја на прекидачкој учестаности.



Слика 5.6 Одзив фазних струја и електромагнетног момента при скоковитој промени *q*-компоненте струје.

5.1.1.2 Реализација регулационе петље по брзини обртања мотора

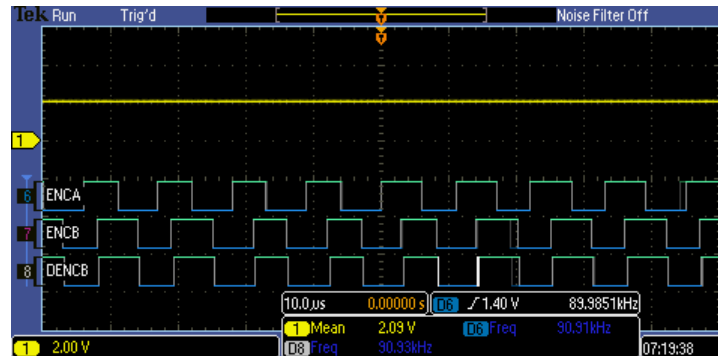
Блок дијаграм имплементираног програма за тестирање регулационе структуре по брзини у оквиру индиректног векторског управљања асинхроним мотором приказан је на слици 5.7. У односу на претходну структуру програм је надограђен модулима за мерење брзине на основу прихвата сигнала са инкременталног давача на вратилу мотора (*F281X_CAP1*) и регулатором брзине (*PI ω*, *PI_REG_INC_Q27*). Периода одабирања регулационе петље по брзини, па тиме и позивања ових програмских модула, изабрана је да буде $T_{\omega} = 20 \cdot T_{PWM} = 20/2000\text{Hz} = 10\text{ms}$. Позив ових функција у оквиру прекидачке периоде и временског дијаграма датог на слици 5.2, претходни позиву регулатора *dq*-компоненти струје мотора у свакој 20-тој прекидачкој периоди.



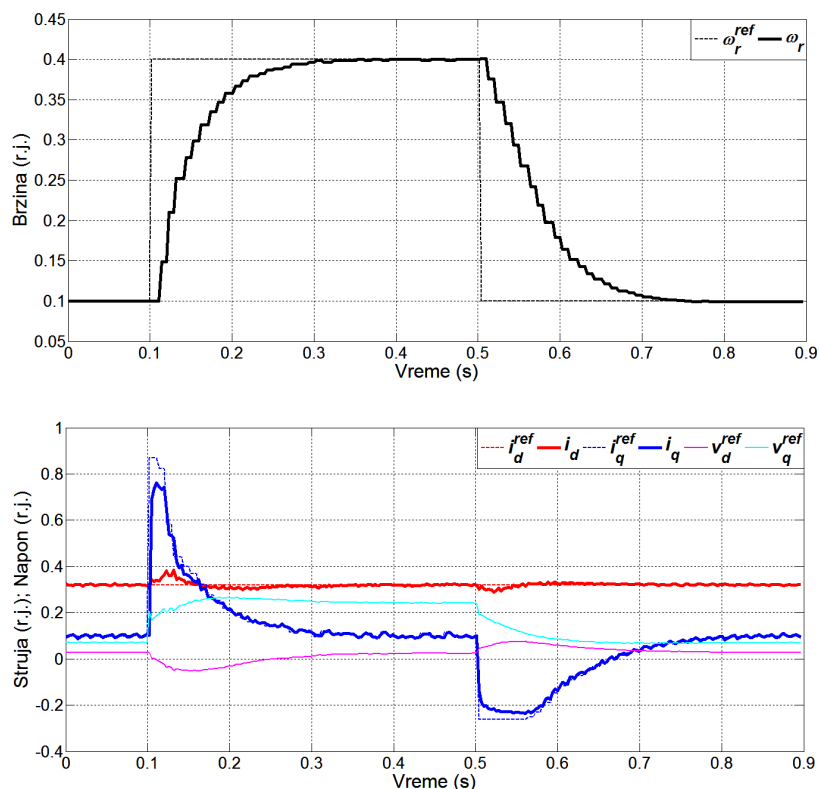
Слика 5.7 Микропроцесорска реализација алгоритма управљања за тестирање регулационе петље по брзини.

Драјверски модул *F281X_CAP1* на основу мерења времена (броја основног такта) између два суседна импулса са инкременталног давача прорачунава брзину обртања ротора мотора. Број инкремената примењеног енкодера релативно је велики 3600 inc/ob , и заједно са максималном (номиналном) брзином обртања која је задавана у раду $n_{sn} = 1500 \text{ ob/min}$ даје високу учестаност енкодерских сигнала (90 kHz) придошлих на *CAPTURE* ножице микроконтролера. На слици 5.8 су приказани брзина мотора и енкодерски сигнали у *HIL* моделу који пристижу на улазе микроконтролера, када је мотору у празном ходу наметнут називни напон, називне

учестаности 50 Hz . Брзина је тада била око 1497 ob/min ($2,09\text{V} \cdot 75\text{rad/s}/V_{HLL} = 156,75\text{rad/s} = 1496,8 \text{ ob/min}$), а учестаност енкодерских сигнала $89,985 \text{ kHz}$. Висока учестаност радног такта микроконтролера 150 MHz и одговарајућа подешавања прескалера такта у оквиру *CAPTURE* периферије (драјверског модула) за различите опсеге брзине, омогућила је да се довољно прецизно са грешком мањом од 1 ob/min одреди брзина обртања ротора. Излаз драјверског модула је брзина обртања ротора у *Q5.27* формату реалних бројева са непокретним зарезом (*Speed*), као и брзина обртања у виду целобројне променљиве у апсолутним јединицама ob/min (*SpeedRpm*).



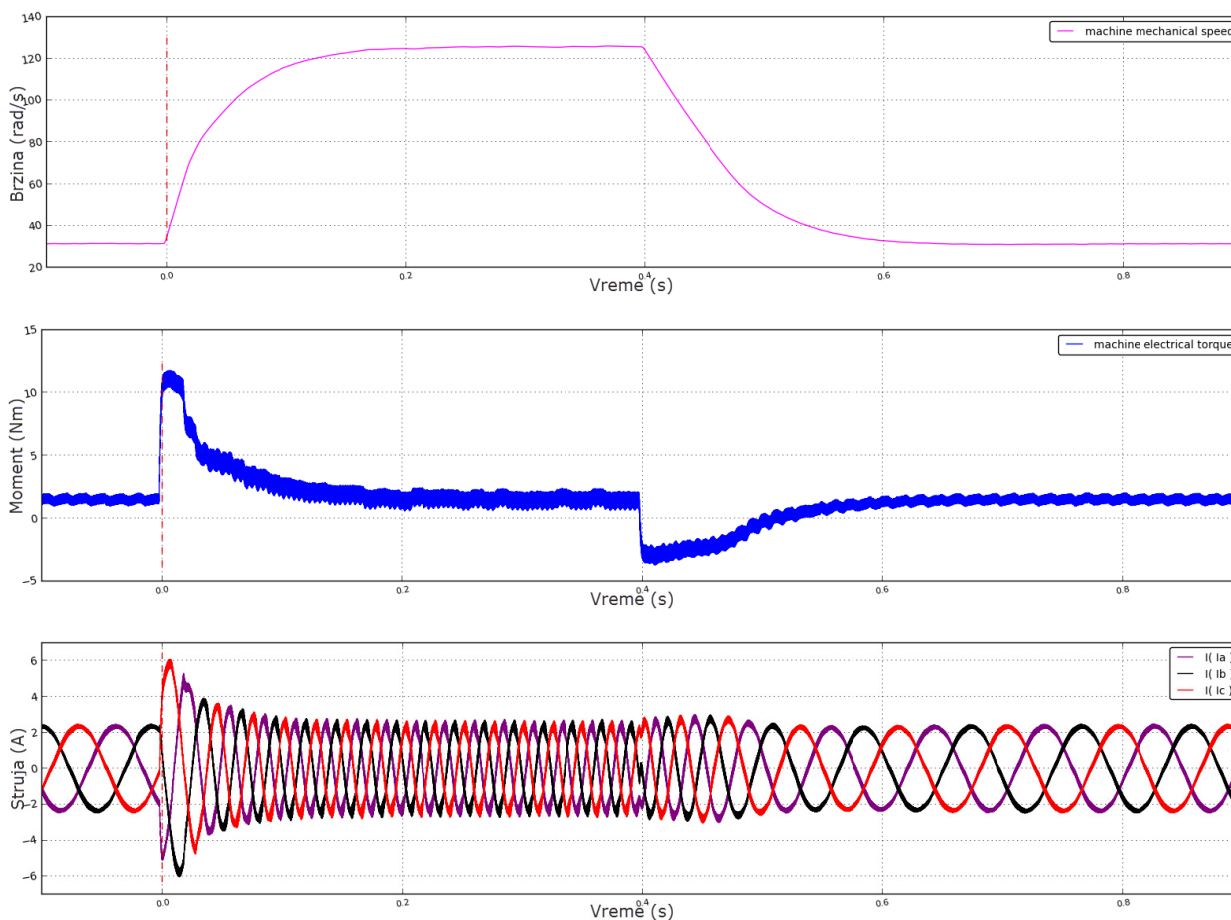
Слика 5.8 Сигнали енкодера (*ENCA*, *ENCB*) на *HIL* дигиталним излазима за случај приближно синхроне брзине обртања.



Слика 5.9 *DSP* резултати: одзив брзине, *dq*-струја и *dq*-напона мотора на скоковите промене референце брзине у опсегу $\omega_r^{REF} = 0,1 - 0,4 \text{ r.j.}$

Регуlator брзине је реализован у аритмерици са Q5.27 форматом реалних бројева са непокретним зарезом. Смањена резолуција није утицала на одзив регулатора, а при томе је омогућила да се на једноставан начин реализује регулатор чији су параметри, тј. појачања захтевала веће бројне вредности. На основу једначине (2.55) одређена су појачања регулатора брзине $K_{p\omega} = 8,5716$ и $K_{i\omega} = 1,4851$. Позитивни лимит q - компоненте струје (излаза брзинског регулатора) постављен је на вредност 0,82 r.j. што одговара амплитуди струје 5,8 A. Тиме се током прелазних појава дозвољава оптерећење за 45 % веће у односу на називно. Негативни лимит је постављен на вредност 30 % позитивног лимита, јер примењени реактивни тип оптерећења доприноси бржем смањењу брзине.

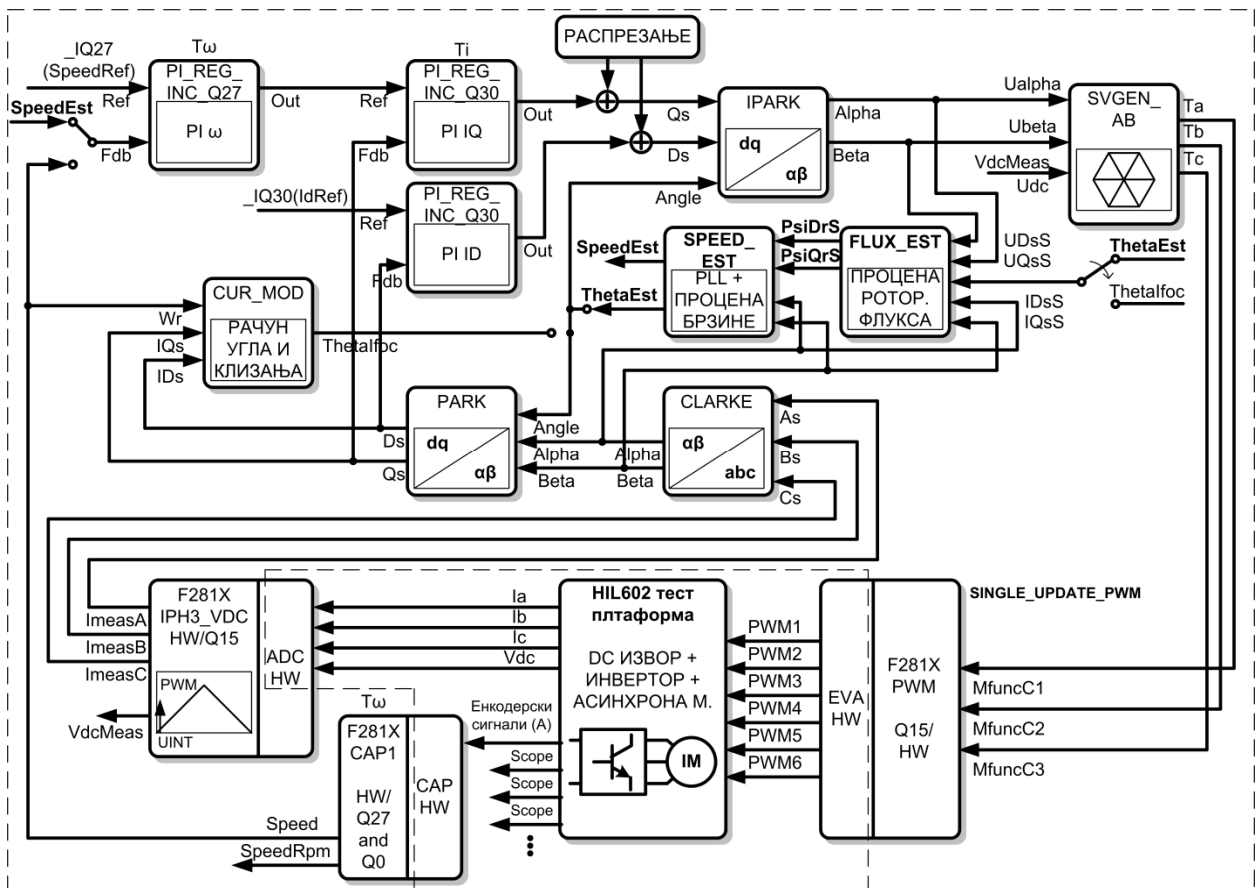
На слици 5.9 је приказан динамички одзив брзине обртања по задавању скоковите промене референце брзине у опсегу $\omega^{REF} = 0,1 - 0,4$ r.j.. Узимајући у обзир усвојену базну вредност механичке брзине обртања $n_b = 3000$ ob/min ($= 60/2 \cdot \pi \cdot p \cdot \omega_b = 60/2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 100$), задата је скоковита промена брзине у опсегу 300–1200 ob/min. При томе је мотор био оптерећен моментом 1,5 Nm, што је 20 % називног момента.



Слика 5.10 HIL резултати: одзив брзине, момента и струје мотора на скоковиту промену референце брзине у опсегу $\omega_r^{REF} = 0,1 - 0,4$ r.j.

Снимљени резултати у *HIL* моделу при задатим условима су дати на слици 5.10. Уочава се аperiodичан одзив брзине са временом успостављања око 0,2 s, што је предвиђено оптималном методом датај у поглављу 2.2.3. Осцилације *dq*-струја су незнатног интензитета: по *d*-оси до 2 %, а по *q*-оси до 7 % средње задате вредности. Осцилације електромагнетног момента мотора на прекидачкој учестаности су при брзини 300 *ob/min* износиле 6,7 %, а при брзини 1200 *ob/min* до 11,4 % номиналне вредности момента. Овако подешен регулатор брзине примењен је у свим наредним тестовима и коришћен за адекватну упоредну анализу.

5.1.2 ВЕКТОРСКО УПРАВЉАЊЕ БЕЗ СЕНЗОРА БРЗИНЕ НА ВРАТИЛУ СА МЕРЕЊЕМ ЛИНИЈСКИХ СТРУЈА МОТОРА



Слика 5.11 Микропроцесорска реализација алгоритма управљања за тестирање регулационе петље по естимираној брзини.

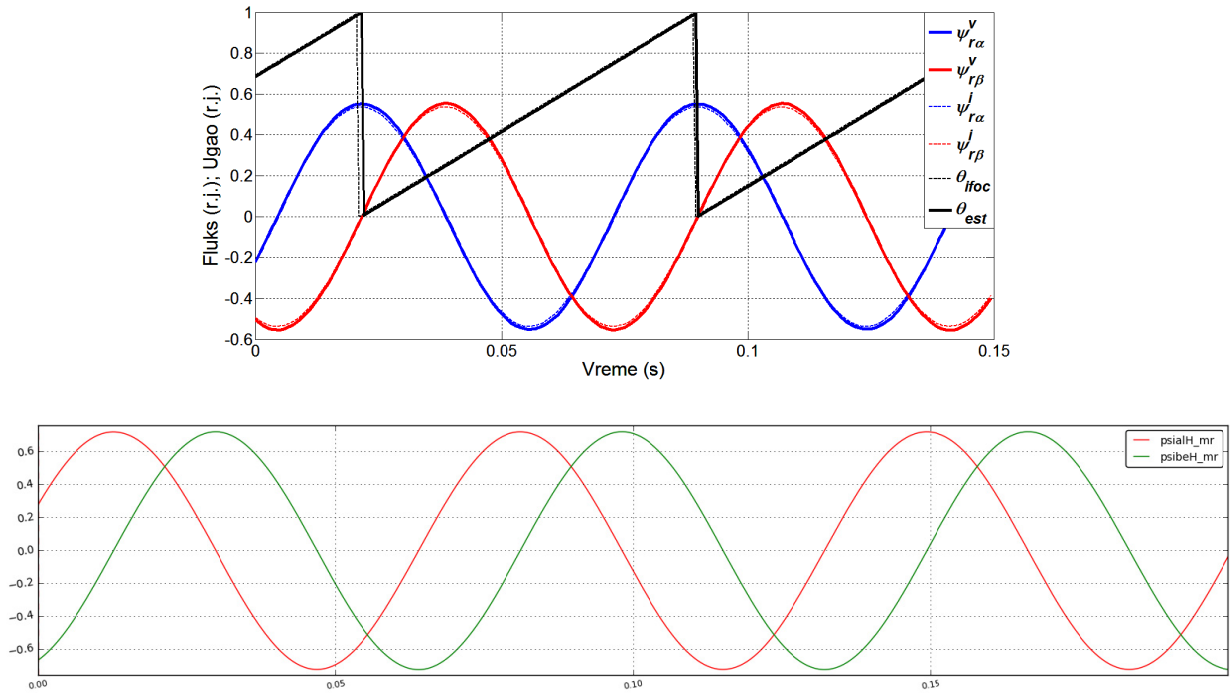
На основу изложеног материјала у поглављу 2.3 имплементирана је програмска структура слична приказаној на слици 2.11. Блок дијаграм реализованог микропроцесорског управљања асинхроним мотором без инкременталног давача и са класичним мерењем линијских струја мотора приказана је на слици 5.11.

5.1.2.1 Провера рада у отвореној регулационој петљи

Естиматори флукса и брзине су испрва испитани у отвореној петљи. Програмском конфигурацијом могуће је било затворити повратну спрегу по мереној брзини, а паралелно извршавати естиматоре флукса и брзине како би се проверио њихов рад. Естиматори флукса и брзине су позивани са прекидачком учестаношћу 2 kHz . У оваквој структури су подешени параметри који одређују њихов одзив и понашање, пре укључивања у повратну спрегу.

Прво је проверен рад естиматора флукса на различитим брзинама и при различитим оптерећењима. Коришћење *HIL* тест платформе омогућио је увид у вредности флукса ротора мотора из модела и упоређивање са естимираним флуксима у микроконтролеру. Овакав вид теста немогуће је извести на стварном лабораторијском моделу погона, јер флуксеви машине представљају немерљиве величине. Употребљени модел асинхроног мотора јесте упрошћена линеарна представа динамике машине, али се и концепти управљања заснивају управо на таквом моделу. Стога је могуће проверити реализоване концепте управљања на микроконтролеру у многим ситуацијама од интереса као што је провера утицаја раздешености параметара, дикретизације континуалних једначина управљања, мерне грешке у виду раздешености појачања и одступања средње вредности (*offset* -а), различитих вредности оптерећења и других.

На слици 5.12 су дати снимљени резултати током провере естиматора флукса ротора и *PLL*-а на микроконтролеру (5.12а) и *HIL*-у (5.12б), за случај задате брзине $0,1 \text{ r.j.}$ (300 ob/min) и номиналног оптерећења $7,45 \text{ Nm}$. Параметри компензатора у оквиру естиматора флукса су подешени на основу (2.65), на вредност $K_{pf} = 0,05$ и $K_{ifz} = 0,00111$, док је пресечна учестаност *PLL* филтра постављена на вредност 300 Hz параметрима $K_{pp} = 26,657$ и $K_{ipz} = 0,225$ (2.79). Са слике 5.12б се може очитати флукс ротора амплитуде $0,72 \text{ Vs}$ и фреквенције $14,63 \text{ Hz}$ ($0,1463 \text{ r.j.}$). Естимирани флукс из напонског модела ψ_r^v је амплитуде $0,552 \text{ r.j.}$, што уз базну вредност флукса $\psi_b = U_b / \omega_b = 842,55 / 2 \cdot \pi \cdot 100 = 1,341 \text{ Vs}$ даје амплитуду у апсолутним јединицама од $0,74 \text{ Vs}$. Естимирана вредност флукса приближно је једнака стварној вредности. На слици 5.12а испрекиданом линијом су приказане и естимирани вредности флукса ротора из струјног модела чија је амплитуда $0,5365 \text{ r.j.} = 0,72 \text{ Vs}$. Амплитуда флукса из струјног модела је једнака стварној вредности очитаној на *HIL*-у што показује да је затворено индиректно векторско управљање по мереној брзини исправно. Естимирани положај флукса ротора θ_{est} прати “мерени” угао θ_{ifoc} и поравнат је са максималном вредношћу α -компоненте флукса ротора $\psi_{r\alpha}$. Периода одређеног угла флукса ротора једнака је $68,36 \text{ ms}$, што одговара стварној учестаности флукса ротора $14,63 \text{ Hz}$.

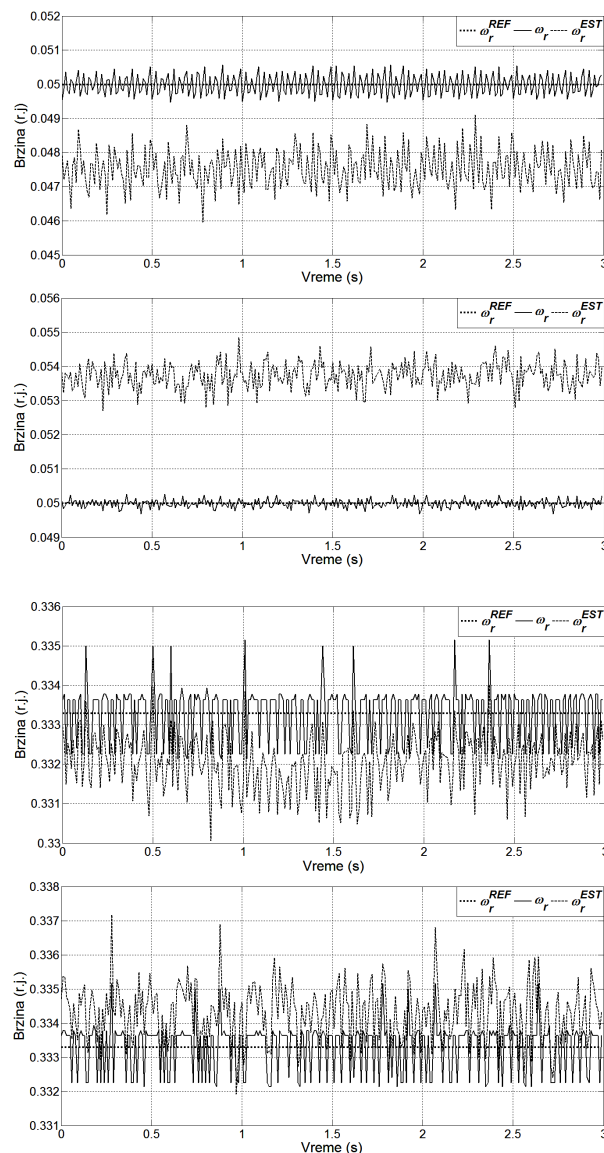


Слика 5.12 Провера естиматора флуksа у отвореној петљи, за случај $\omega_r^{REF}=0,1$ r.j. и $m_m=7,45$ Nm: а) естимиране $\alpha\beta$ -компоненте и угао флуksа ротора; б) стационарне компоненте флуksа ротора у *HIL* моделу.

Табела 5.1 Провера естиматора флуksа у отвореној петљи при различитим брзинама и оптерећењима мотора.

Режим рада (n^{REF} / m_m)	Естимирани флуks (DSP)	Стварни флуks (<i>HIL</i>)	Грешка (однос DSP / <i>HIL</i>)
0,4 r.j. / 3 Nm	0,555 r.j.	0,727 V_s = 0,5421 r.j.	1,024
0,333 r.j. / 3 Nm	0,555 r.j.	0,727 V_s = 0,5421 r.j.	1,024
0,1667 r.j. / 0 Nm	0,551 r.j.	0,723 V_s = 0,5392 r.j.	1,022
0,1667 r.j. / 3 Nm	0,561 r.j.	0,723 V_s = 0,5392 r.j.	1,040
0,1667 r.j. / 7,45 Nm	0,563 r.j.	0,722 V_s = 0,5384 r.j.	1,046
0,05 r.j. / 0 Nm	0,561 r.j.	0,722 V_s = 0,5384 r.j.	1,042
0,05 r.j. / 3 Nm	0,567 r.j.	0,722 V_s = 0,5384 r.j.	1,053
0,05 r.j. / 7,45 Nm	0,571 r.j.	0,722 V_s = 0,5384 r.j.	1,061

На сличан начин су извршене провере при различитим брзинама и оптерећењима мотора, чији су збирни резултати дати у табели 5.1. Резултати су били задовољавајући и са овако подешеним естиматором флукса настављен је рад на предложеним методама.



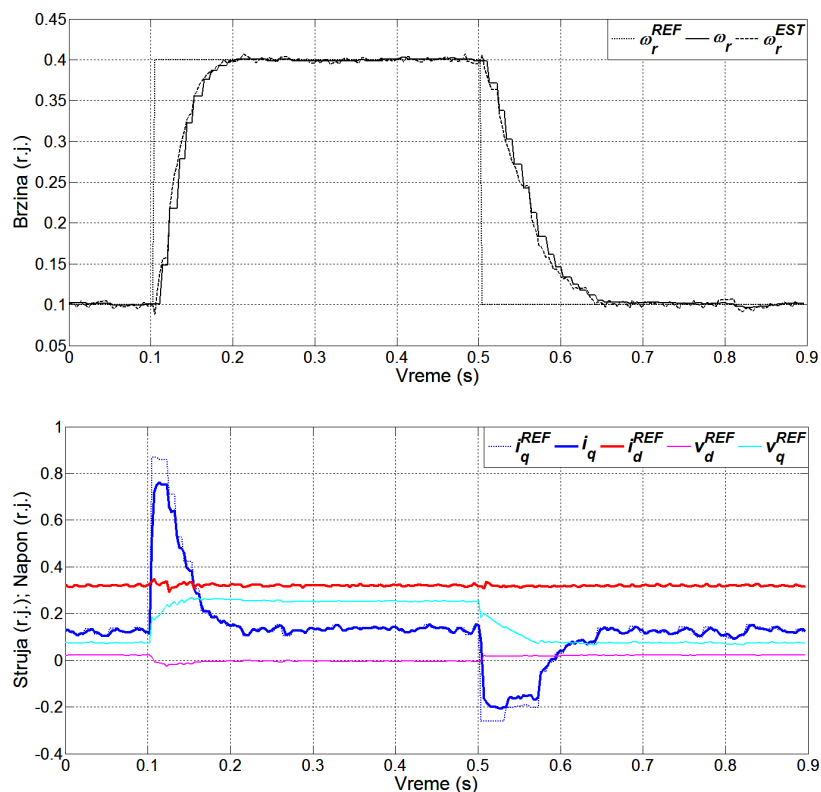
Слика 5.13 Провера естиматора брзине у отвореној петљи: а) $\omega_r^{REF}=0,05$ r.j., $m_m=0$ Nm ; б) $\omega_r^{REF}=0,05$ r.j., $m_m=7,45$ Nm; в) $\omega_r^{REF}=0,3333$ r.j., $m_m=0$ Nm; г) $\omega_r^{REF}=0,3333$ r.j., $m_m=7,45$ Nm.

Пре затварања повратне спреге по естимираној брзини, естиматор брзине је детаљно испитан у отвореној петљи за различите референтне вредности брзине и оптерећења на вратилу мотора. Повратна спрега је затворена по мереној брзини. На слици 5.13 су дате четири различите ситуације за две референтне брзине $\omega^{REF} = 0,05$ r.j. (150 ob/min) и $\omega^{REF} = 0,3333$ r.j. (1000 ob/min), и два различита оптерећења $m_m = 0$ Nm и $m_m = 7,45$ Nm. У оба случаја се види да је естимирана брзина приближно једнака стварној, при чему је код растерећења мотора подестимирана док је при номиналном оптерећењу надестимирана. На малој брзини 0,05 r.j. грешка естимације је већа и износи -5 % код празног хода, односно $+7,4$ % код

номиналног оптерећења. На средњој брзини $0,3333 \text{ r.j.}$ грешка естимације је прихватљива и износи $-0,39 \%$ код празног хода, односно $+0,36 \%$ код номиналног оптерећења. Тема овог докторског рада није посебно истраживање управљања асинхроним мотором на малим брзинама, тако да су приказани резултати прихваћени као задовољавајући. Максимална амплитуда осцилација естимираних брзине око средње вредности (у отвореној петљи) је била до $0,003 \text{ r.j.} \approx 10 \text{ ob/min}$.

5.1.2.2 Провера рада у затвореној регулационој петљи

Након утврђивања исправности рада естиматора флукса и брзине, затворена је повратна спрега по естимираној брзини (слика 5.11). При томе је снимљен стационарни и динамички одзив за исте услове као и код управљања са сензором брзине. На сликама 5.14 и 5.15 приказани су одзиви брзине, електромагнетног момента и струја мотора при скоковитој промени референце брзине у опсегу $\omega_r^{REF} = 0,1 - 0,4 \text{ r.j.}$ при оптерећењу $1,5 \text{ Nm}$.

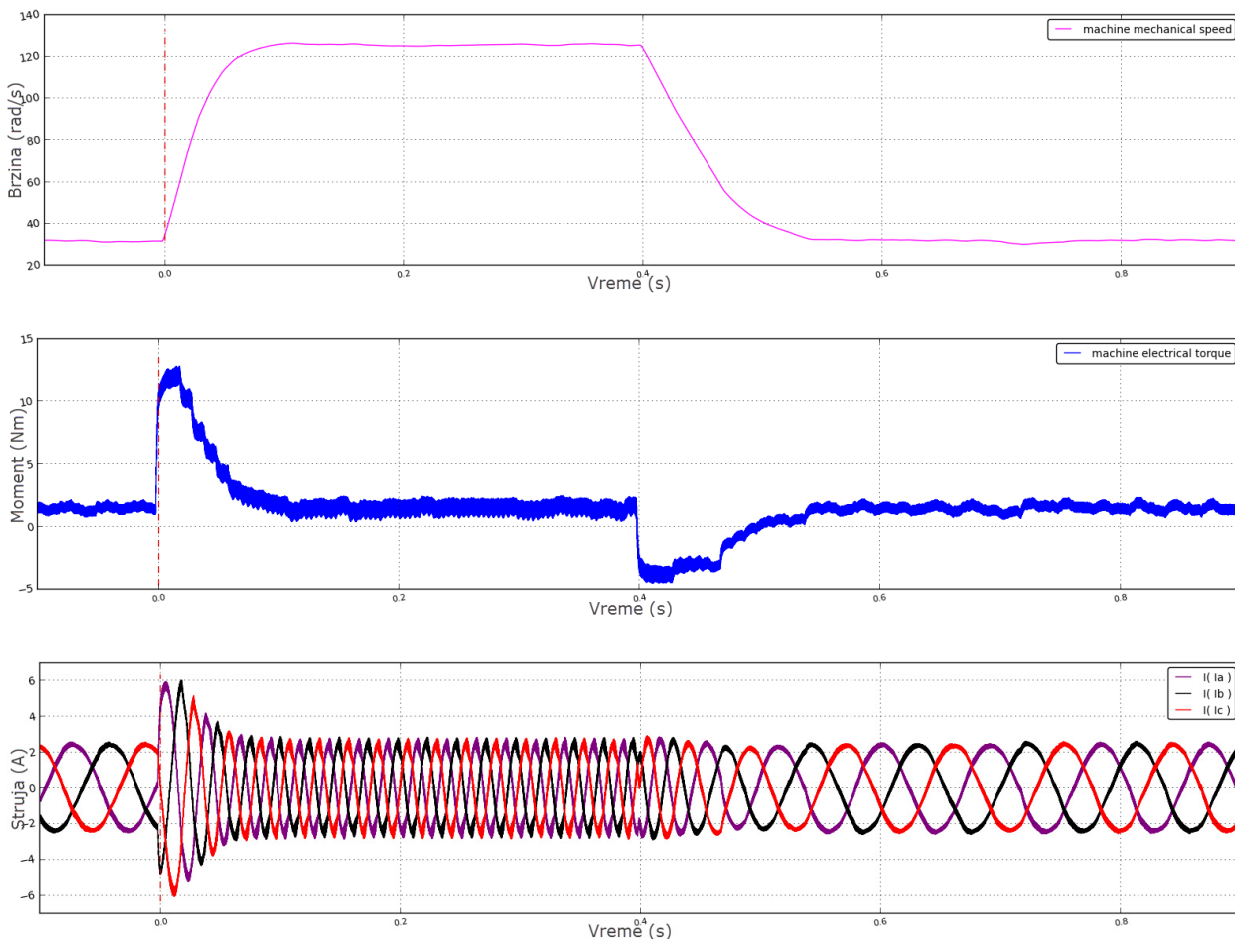


Слика 5.14 DSP резултати: одзив брзине, dq -струја и dq -напона мотора на скоковиту промену референце брзине у опсегу $\omega_r^{REF} = 0,1 - 0,4 \text{ r.j.}$

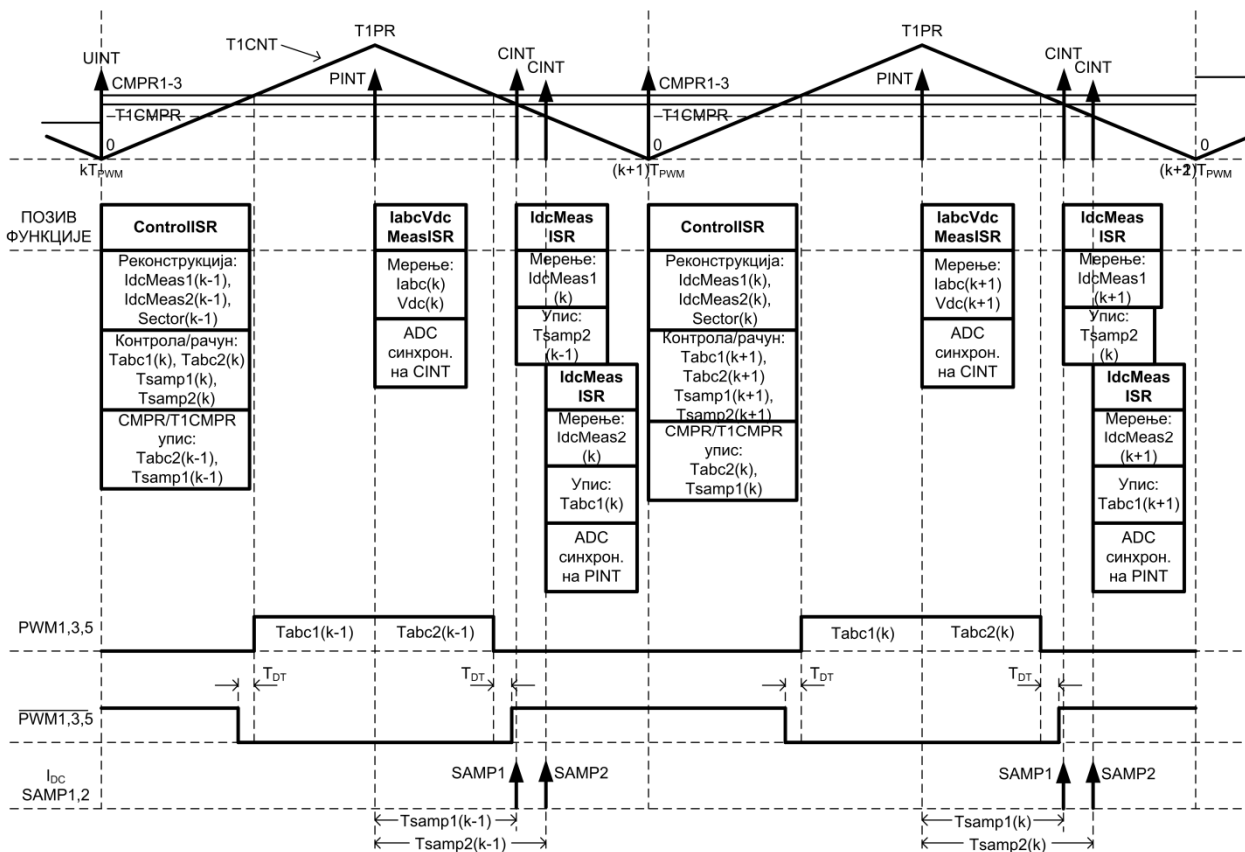
На слици 5.14 где су приказане релативне вредности управљачких променљивих снимљене у микроконтролеру, уочава се апериодичан одзив брзине са временом успостављања око $0,1 \text{ s}$ при позитивном порасту и $0,18 \text{ s}$ при негативној промени референце, што је у складу са претходим резултатима када је мерена брзина обртања. Време успостављања није тачно идентично јер се сада у повратној спреси налазе PLL

филтар и PI компензатор у оквиру естиматора флукса. d -компонента струје је одржавана на номиналној вредности $i_d^{REF} = 0,32 \text{ r.j.}$ са осцилацијама амплитуде 2,63 %. q -компонента струје је за оптерећење 1,5 Nm имала средњу вредност као у претходном случају једнаку 0,125 r.j. са повећаним одступањима од средње вредности максималне амплитуде 19 %.

Осцилације електромагнетног момента мотора на прекидачкој учестаности су при брзини 300 ob/min износиле до 9,6 %, а при брзини 1200 ob/min до 13,4 % номиналне вредности момента. Не постоји значајније изобличење фазних струја мотора и одзив је идентичан претходном када је повратна спрега била затворена по мереној брзини. Фазне струје мотора су и даље задржале синусоидалан облик без знатнијег изобличења, слично као када је регулација брзине постигнута са повратном спрегом по мереној брзини.



Слика 5.15 HIL резултати: одзив брзине, момента и струје мотора на скоковиту промену брзине $\omega_r^{REF} = 0, 1-0, 4 \text{ r.j.}$ при оптерећењу $m_m = 1,5 \text{ Nm}$.



Слика 5.17 Позивање главних функција у оквиру прекидачких циклуса – конвенционална метода реконструкције струја.

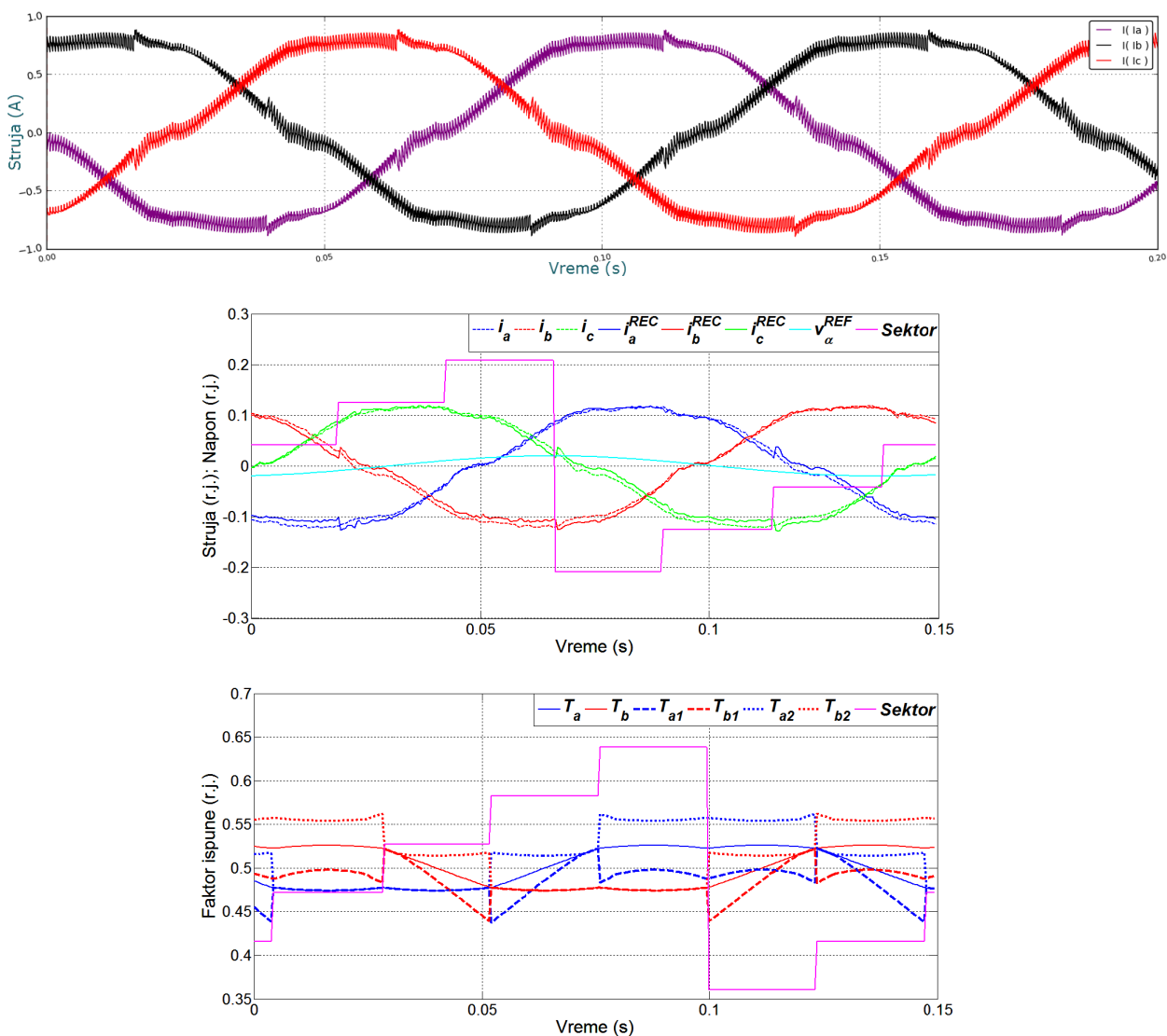
На почетку *PWM* периода када припадајућа бројачка јединица (*T1CNT*) узима вредност 0, генерише се прекид *UINT* при којем се позива главна контролна рутина (*ControllISR*). Главна контролна рутина обавља већину задатака у оквиру управљачког алгоритма као што су: реконструкција фазних струја, трансформације промењивих, естимација флукса и брзине, регулација струје и брзине, и генерисање потребних фактора испуне по гранама инвертора. На средини *PWM* периода када тајмер има максималну вредност једнаку уписаној вредности у период регистар *PWM* јединице (*T1PR*), генерише се прекид *PINT* са којим је синхронизована и *ADC* јединица. При појави *PINT* прекида позива се функција за прибављање измерених вредности фазних струја мотора и напона једносмерног међукола (*IabcVdcMeasISR*). Овде се такође генерише сигнал окидача (*Trigger*) који се преко дигиталног излаза микроконтролера прослеђује на осцилоскоп ради синхронизовања са жељеним временским тренутком (нпр. одређени сектор референтног вектора напона и позиција унутар сектора: почетак, средина, завршетак). Након прибављања мерених вредности, у оквиру ове функције конфигурише се *ADC* јединица за синхронизам са *CINT* прекидом *PWM* периферије. Уколико је дозвољен *CINT* прекид *PWM* периферије, по изједначавању вредности тајмера и регистра за дефинисање фактора испуне (*Compare*, *T1CMPR* регистар) позива се увезана функција за мерење струје међукола (*IdcMeasISR*). У оквиру прекидне рутине за мерење струје међукола проверава се да ли се вредност бројача *T1CNT* увећава или смањује, провером одговарајућег статусног бита, и предузимају одговарајуће радње само ако броји наниже (друга полу периода). Уколико је у *T1CMPR* регистру уписана

вредност фактора испуне са минималном вредношћу (T_{SHORT}) коригована за износ потребног кашњења, након $CINT$ догађаја ће се прибавити први одбирак струје међукола $IdcMeas1$ ($-i_l$). Одмах затим се у $T1CMPR$ регистар уписује вредност фактора испуне са средњом вредношћу (T_{MIDDLE}) тако да ће се у истој (десној) полупериоди PWM циклуса прибавити и други одбирак струје међукола $IdcMeas2$ (i_h). Након прибављања другог одбирка, ADC јединица се конфигурише за синхронизацију са $PINT$ прекидом за мерење фазних струја и напона међукола у наредној PWM периоди.

Модулатор референтног напонског вектора ($SVPWM$) је модификован тако да обезбеди поуздано читање струје међукола, рачунањем фактора испуне посебно за леву ($Tabc1$) и десну полупериоду PWM циклуса ($Tabc2$). Оба фактора испуне једнака су оригиналним вредностима који дефинишу симетричне PWM сигнале, осим у ситуацијама када је потребно померати PWM сигнале удесно, односно обезбедити минимално трајање активног вектора напона. Минимална ширина активних вектора је у овом раду постављена на вредност $0,04 r.j.$ чему одговара трајање од $0,04 \cdot 250 \mu s = 10 \mu s$. У главној управљачкој прекидној рутини ($ControlISR$) уписују се фактори испуне за десну полупериоду PWM циклуса у одговарајуће $CMPR$ регистре, док се у прекидној рутини за читање струје међукола након прибављања другог одбирка $IdcMeas2$ (i_h) уписују фактори испуне за леву полупериоду $Tabc1$. У оквиру модификованог $SVPWM$ модула рачунају се и потребне вредности за упис $T1CMPR$ регистра за читање струје међукола и дефинисање тренутка појављивања $CINT$ прекида, $Tsamp1$ и $Tsamp2$. На израчуната времена минималног и средњег фактора испуне додају се потребна кашњења релативне вредности $0,04 r.j.$ за одређивање потребних вредности које се скалирају и уписују у $T1CMPR$ регистар. Време првог одбирка ($Tsamp1$) уписује се у $T1CMPR$ регистар у оквиру главне управљачке функције, а време другог одбирка ($Tsamp2$) након $CINT$ прекида и прибављања вредности првог одбирка.

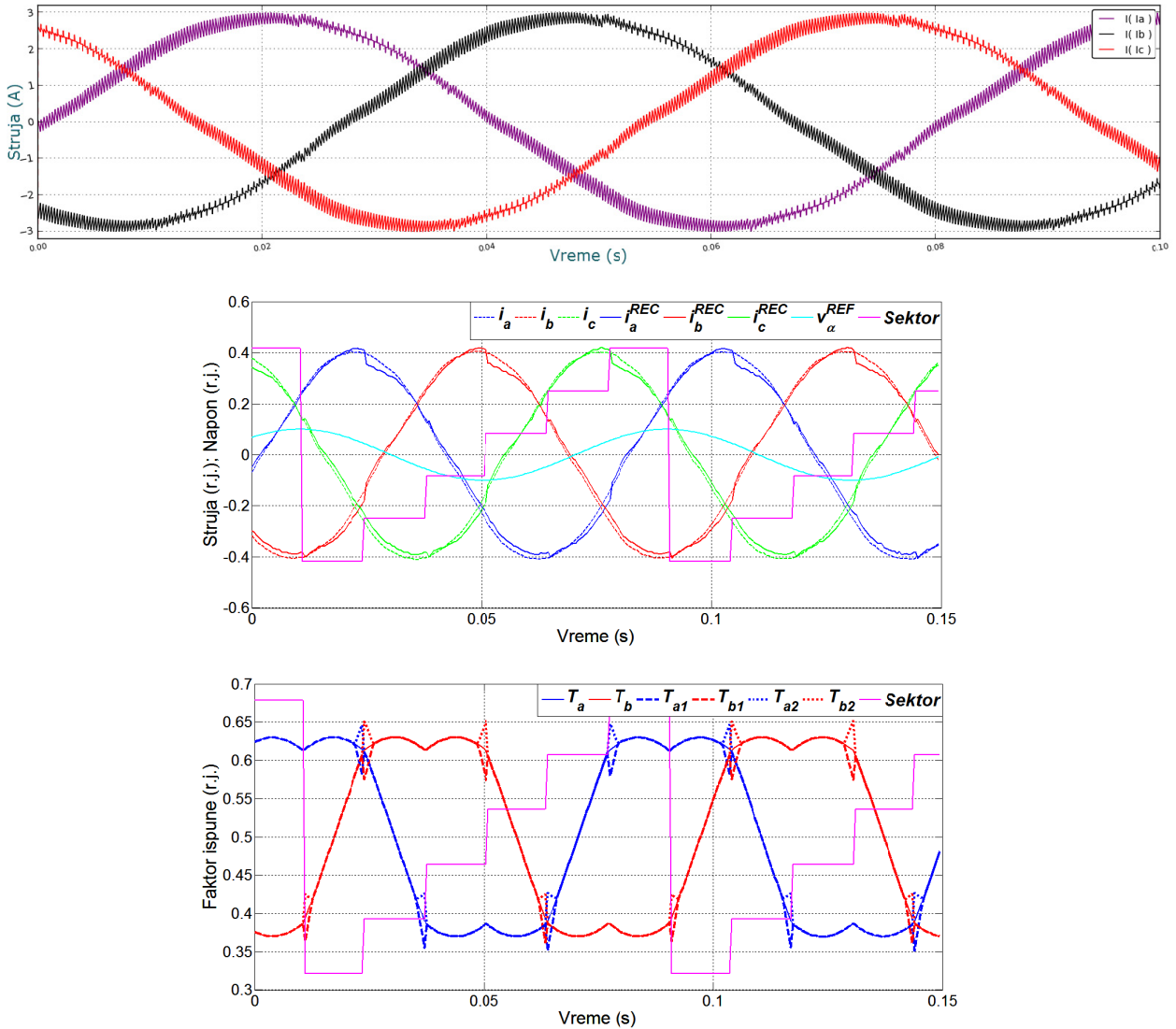
5.1.3.1 Провера рада у отвореној регулационој петљи

Први корак је било испитивање конвенционалне методе реконструкције фазних струја мотора у отвореној петљи. У том случају као сигнали повратне спреге у струјној петљи коришћене су мерене струје мотора, док се у паралели извршавао алгоритам реконструкције струја. Посебан нагласак током ових тестова био је да се одреди потребна минимална ширина трајања активних вектора ради поузданог читања струје међукола, провери синхронизација сигнала за одабирање струје међукола у односу на тренутке у којима долази до промене активних вектора током PWM циклуса и рад модификованог $SVPWM$ модулатора који генерише асиметричне PWM сигнале. При томе је алгоритам реконструкције посебно проверен у различитим радним условима за мале, средње и велике индексе модулације.



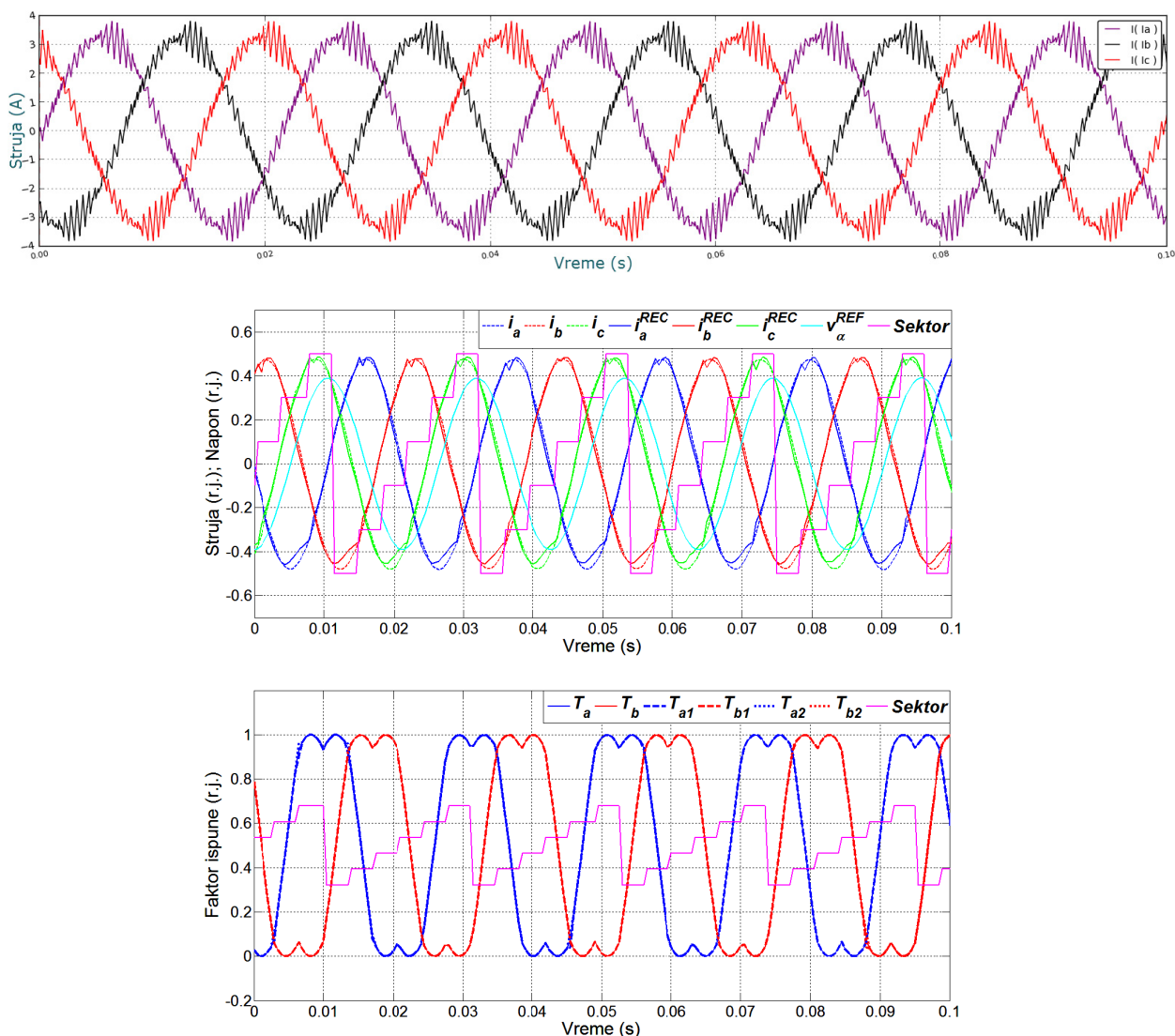
Слика 5.18 Реконструкција фазних струја за мали индекс модулације: а) оригиналне фазне струје мотора, б) реконструисане струје у поређењу са стварним струјама, в) оригинални (T_a , T_b) и модификовани фактори испуне за леву (T_{a1} , T_{b1}) и десну (T_{a2} , T_{b2}) *PWM* полупериоду.

На слици 5.18а су приказане фазне струје мотора за врло мали индекс модулације задат dq -компонентама напона $v_d^{REF} = 0,02$ r.j. и $v_q^{REF} = 0$ r.j., задату фреквенцију $0,07$ r.j. (7 Hz) и момент оптерећења 0 Nm. За мали индекс модулације је додатно уочљиво изобличење фазних струја услед примене асиметричних *PWM* сигнала. Резултантне реконструисане струје на излазу модула за те радне услове приказане су на слици 5.18б. У реконструисаним облицима фазних струја на два места током основне периоде су јасно уочљиве нагле промене и одступања од стварне вредности као што је предвиђено анализом у поглављу 3.3. Исти закључци се могу извести на основу снимљених резултата за средњи и велики (максимални) индекс модулације, на сликама 5.19 и 5.20, редом.



Слика 5.19 Реконструкција фазних струја за средњи индекс модулације: а) оригиналне фазне струје мотора, б) реконструисане струје у поређењу са стварним струјама, в) оригинални (T_a , T_b) и модификовани фактори испуне за леву (T_{a1} , T_{b1}) и десну (T_{a2} , T_{b2}) PWM полупериоду.

Слика 5.19 приказује резултате за референтне вредности напона $v_d^{REF} = 0,1$ r.j. ($v_q^{REF} = 0$ r.j.), задату фреквенцију $0,125$ r.j. и момент оптерећења 3 Nm, док слика 5.20 приказује исте величине за референтне вредности: $v_d^{REF} = 0,3906$ r.j. ($v_q^{REF} = 0$ r.j.), $\omega_r^{REF} = 0,47$ r.j. и $m_m = 3$ Nm (40% M_n). Ове вредности напона задаје струјни регулатор за дате вредности референтне брзине и оптерећења мотора када је затворена повратна спрега, па су коришћене и у отвореној спрези. У овим ситуацијама се не уочава знатније изобличење стварних струја мотора због модификације PWM сигнала, а нагли скокови у реконструисаним струјама су искључиво последица валовитости на прекидачкој учестаности и саме методе реконструкције која не прибавља одбирке струје међукола на средини PWM циклуса.

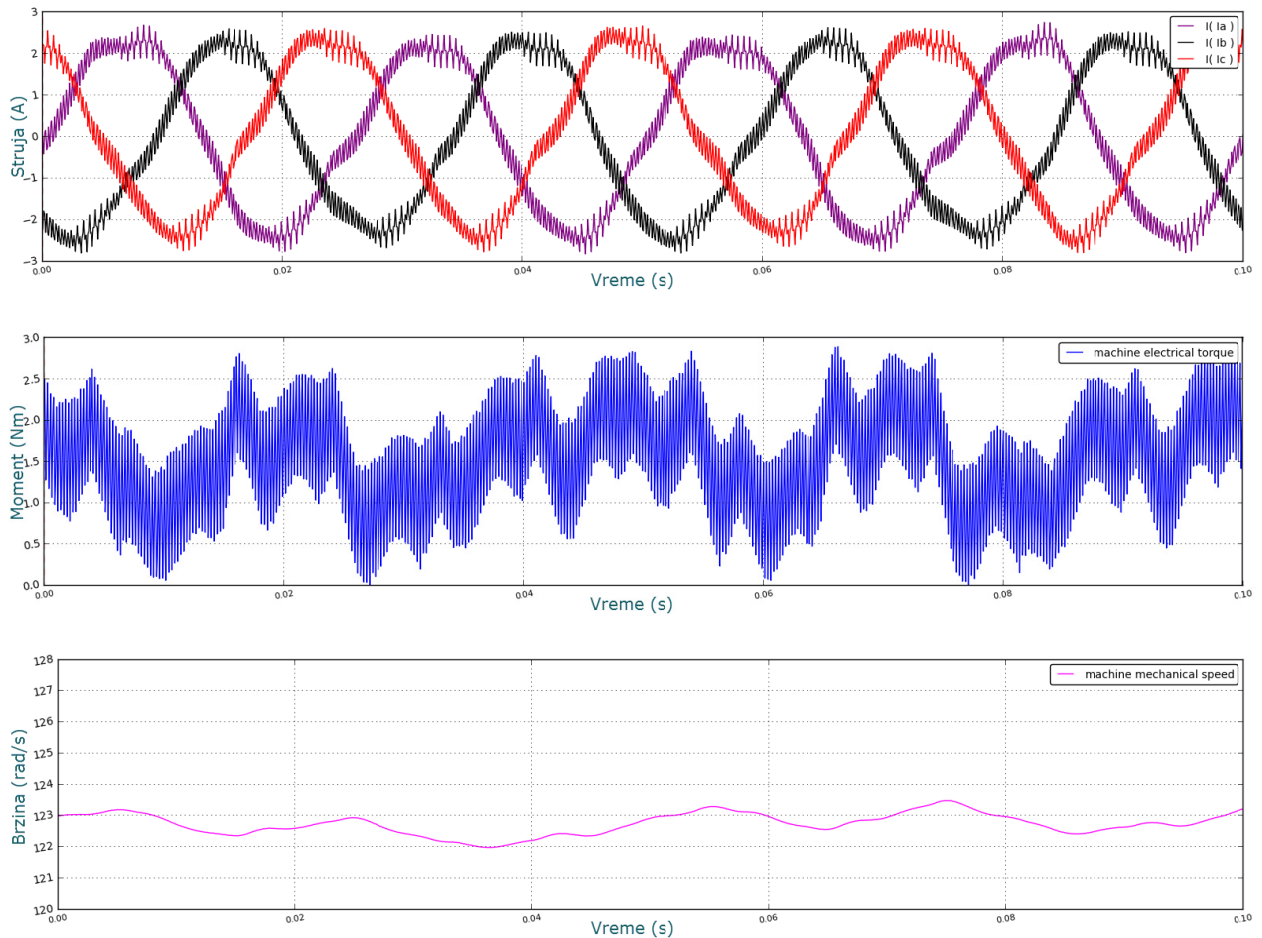


Слика 5.20 Реконструкција фазних струја за максималан индекс модулације: а) оригиналне фазне струје мотора, б) реконструисане струје у поређењу са стварним струјама, в) оригинални (T_a , T_b) и модификовани фактори испуне за леву (T_{a1} , T_{b1}) и десну (T_{a2} , T_{b2}) *PWM* полупериоду.

5.1.3.2 Провера рада у затвореној повратној спрези – стационарни одзив

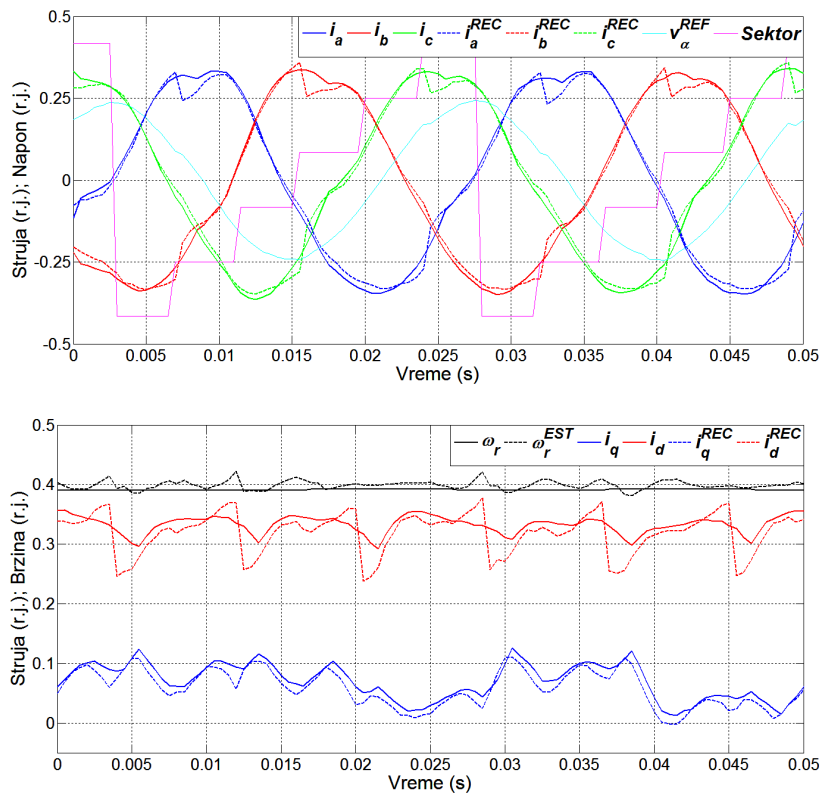
Следећи корак, након утврђивања исправности рада конвенционалне методе реконструкције проверено је њено понашање у затвореној повратној спрези. У овим тестовима су коришћене реконструисане струје у струјној петљи и за естимацију брзине за затварање повратне спреге. При томе је посматран одзив како у устаљеном стању тако и током прелазних појава. Нагласак је био на одређивање квалитета управљања са становишта изобличења струја, осцилација електромагнетног момента и брзине мотора, као и грешке брзине, односно одступања постигнуте стварне брзине у односу на задату вредност. Одзиви су посматрани за различите радне услове: при различитим задатим

брзинама и оптерећењима мотора. У раду су представљени карактеристични случајеви, за које се могу извести типични закључци.



Слика 5.21 Конвенционална метода – стационарни одзив за режим $\omega_r^{REF}=125,66 \text{ rad/s}$ ($0,4 \text{ r.j.}$) и $m_m=1,5 \text{ Nm}$.

На слици 5.21 је приказан одзив у устаљеном стању за задату вредност брзине $\omega_r^{REF} = 0,4 \text{ r.j.}$ ($125,66 \text{ rad/s}$) и оптерећење мотора $m_m = 1,5 \text{ Nm}$. Запажа се знатнија изобличеност струја мотора, где се у таласним облицима уочава заравњеност или избоченост у пределу вршних вредности. Облик струја одступа од очекиваног синусоидалног облика, а последица је саме методе реконструкције која прибавља одбирке струја у различитим тренуцима у оквиру *PWM* циклуса када су доступне и када се рефлектују у струји међукола. Овакав облик струја проузрокује повећане осцилације електромагнетног момента, па тиме и брзине мотора. Поред тога, грешка у реконструисаним облицима струје се може схватити као грешка у офсету и појачању мерног система што коначно проузрокује већу грешку брзине у устаљеном стању (Ц7-Ц10). За дате радне услове средња вредност постигнуте брзине мотора је била $\omega_r = 122,7 \text{ rad/s}$, чему одговара знатна грешка брзине од $28,3 \text{ ob/min}$ ($2,36 \%$ задате вредности). Ови недостаци су управо определили примену конвенционалне методе реконструкције струја у погонима средњих и нижих перформанси.



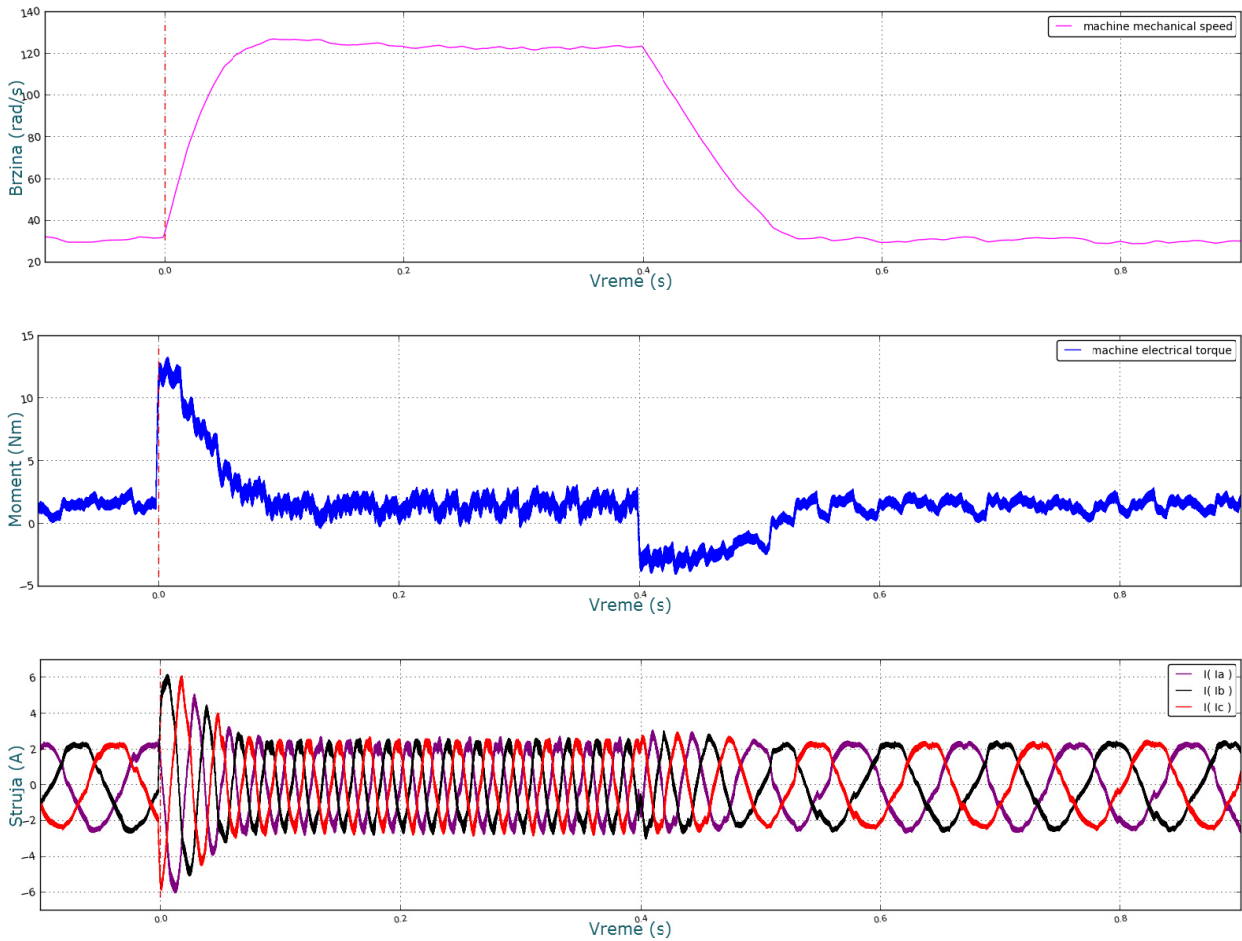
Слика 5.22 Стационарни одзив за режим $\omega_r^{REF}=125,66 \text{ rad/s}$ и $m_m=1,5 \text{ Nm}$: а) остварене и реконструисане струје мотора; б) остварене и реконструисане dq -струје и брзина мотора.

На слици 5.22 су приказани резултати стационарног одзива снимљени на микроконтролеру за посматране радне услове. Горња слика приказује остварене струје мотора, i_a , i_b и i_c , у поређењу са реконструисаним струјама, i_a^{REC} , i_b^{REC} , и i_c^{REC} , које се користе за повратну спрегу. Због изразитих наглих скокова у реконструисаним облицима струја и након затварања повратне спреге, остварене струје мотора имају значајан садржај хармоника. То се најбоље илуструје у синхроно-ротирајућем систему, где се у dq -струјама уочава присуство трећег и шестог хармоника. У оствареној струји мотора по d -оси, i_d , уочава се присуство трећег хармоника, док се у струји по q -оси, i_q , уочава значајније присуство шестог хармоника. dq -компоненте реконструисаних струја су на слици означене са i_d^{REC} и i_q^{REC} . Њихове осцилације на трострукој и шестострукој учестаности пропадају кроз читаву регулациону петљу и главни су узрок приказаних нежељених појава. На слици 5.22б приказана је и брзина мотора ω_r , чија средња вредност $0,391 \text{ r.j.}$ одступа од естимиране вредности ω_r^{EST} која се регулише на референтну вредност $0,4 \text{ r.j.}$

5.1.3.3 Провера рада у затвореној повратној спрези – динамички одзив

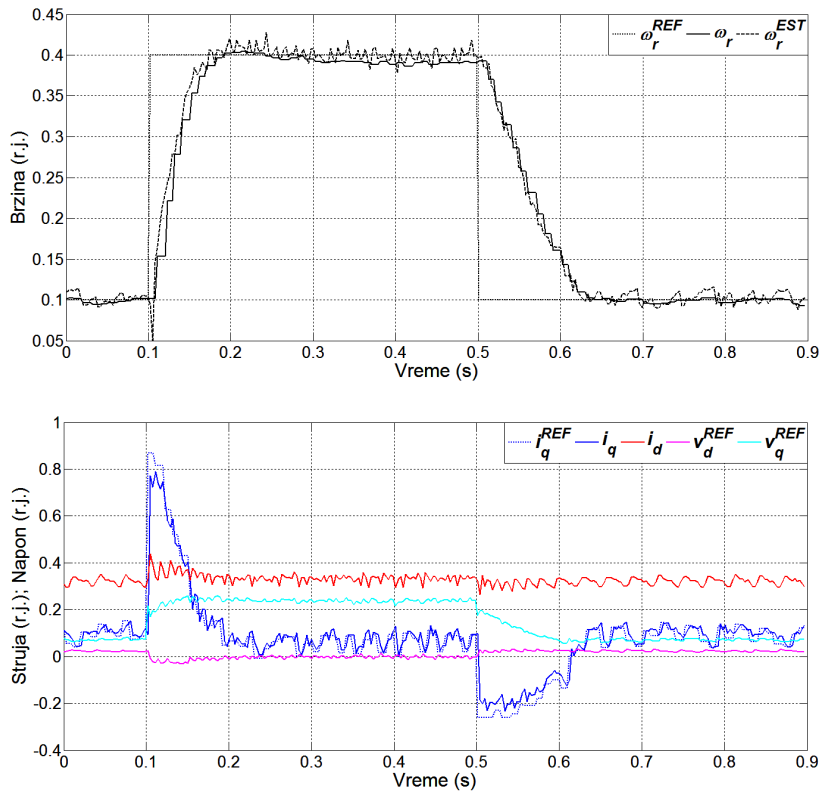
На слици 5.23 је приказан динамички одзив брзине, електромагнетног момента и струје мотора при наглој промени референтне вредности брзине у опсегу

$\omega_r^{REF} = 0,1 - 0,4 \text{ r.j.}$ када је мотор био оптерећен на свом вратилу са моментом $m_m = 1,5 \text{ Nm}$.



Слика 5.23 HIL резултати: динамички одзив брзине, момента и струје мотора на скоковиту промену брзине $\omega_r^{REF} = 0,1 - 0,4 \text{ r.j.}$ при оптерећењу $m_m = 1,5 \text{ Nm}$.

У поређењу са резултатима када је повратна спрега била по мереним струјама мотора (слика 5.15) добијени су лошији одзиви. Осцилације струја, момента и брзине мотора су повећане у значајној мери, неприхватљивој за примену у погонима високих перформанси. Услед појаве виших хармоника у фазним струјама мотора, који се путем струјне регулационе петље преносе на остварени електромагнетни момент, добија се прескок брзине око $1,5 \text{ rad/s}$ што је око $1,2 \%$ задате вредности. За задату вредност брзине $0,1 \text{ r.j.} = 31,42 \text{ rad/s}$ остварена је средња брзина $\omega_r = 30,5 \text{ rad/s}$ са осцилацијама амплитуде $1,5 \text{ rad/s}$ ($4,8 \%$). Грешка у устаљеном стању је била $2,93 \%$. Осцилације електромагнетног момента више нису само на високој прекидачкој учестаности, већ се уочава присуство трећег и шестог хармоника амплитуде до $1,3 \text{ Nm}$.

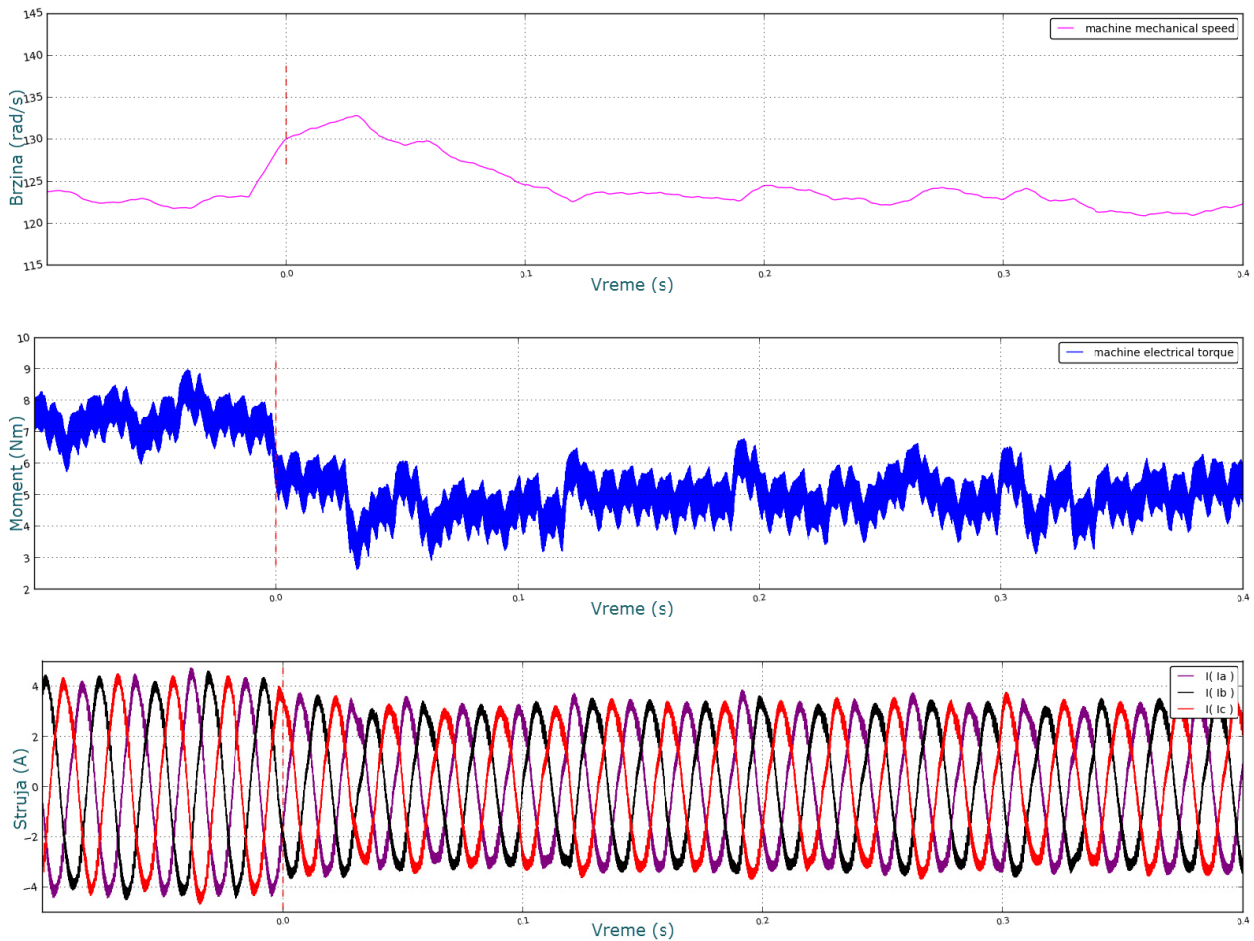


Слика 5.24 DSP резултати: динамички одзив брзине, момента и струје мотора на скоковиту промену брзине $\omega_r^{REF}=0,1-0,4$ r.j. при оптерећењу $m_m=1,5$ Nm.

Слика 5.24 приказује одговарајући динамички одзив брзине и dq -струја мотора. Осцилацијама q -струје, i_q , на трострукој и шестострукој учестаности у односу на фундаменталну учестаност фазних струја, одговарају осцилације електромагнетног момента мотора приказане на слици 5.23. Трећи и шести хармоник у d -струји амплитуде до $0,03$ r.j. (9,4 % задате вредности $i_d^{REF} = 0,32$ r.j.) проузроковаће осцилације флукса ротора, што заједно са осцилацијама q -струје доприноси већим осцилацијама брзине.

Да слични проблеми постоје и при већим оптерећењима мотора илуструје слика 5.25, где је приказан динамички одзив брзине на скоковиту промену оптерећења са називне вредности $7,45$ Nm на 5 Nm при референтној брзини $125,66$ rad/s ($0,4$ r.j.). За релативно велики скок оптерећења од 32,9% M_n , скок брзине износи око 10 rad/s (8,16 %) и устаљује се на средњу вредност $122,5$ rad/s након $0,14$ s. Грешка брзине у устаљеном стању при задатој брзини $122,5$ rad/s и оптерећењу 5 Nm износи $-2,51$ %. На слици 5.25 се уочава присуство компоненти трећег и шестог хармоника у оствареном електромагнетном моменту и при оптерећењу $7,45$ Nm и 5 Nm, које су последица изобличења струја и које у области вршних вредности значајно одступају од синусоидалног облика. Повремена нагла повећања амплитуде фазних струја последица су присуства трећег и шестог хармоника у dq струјама и релативно великих вредности појачања струјних регулатора која су

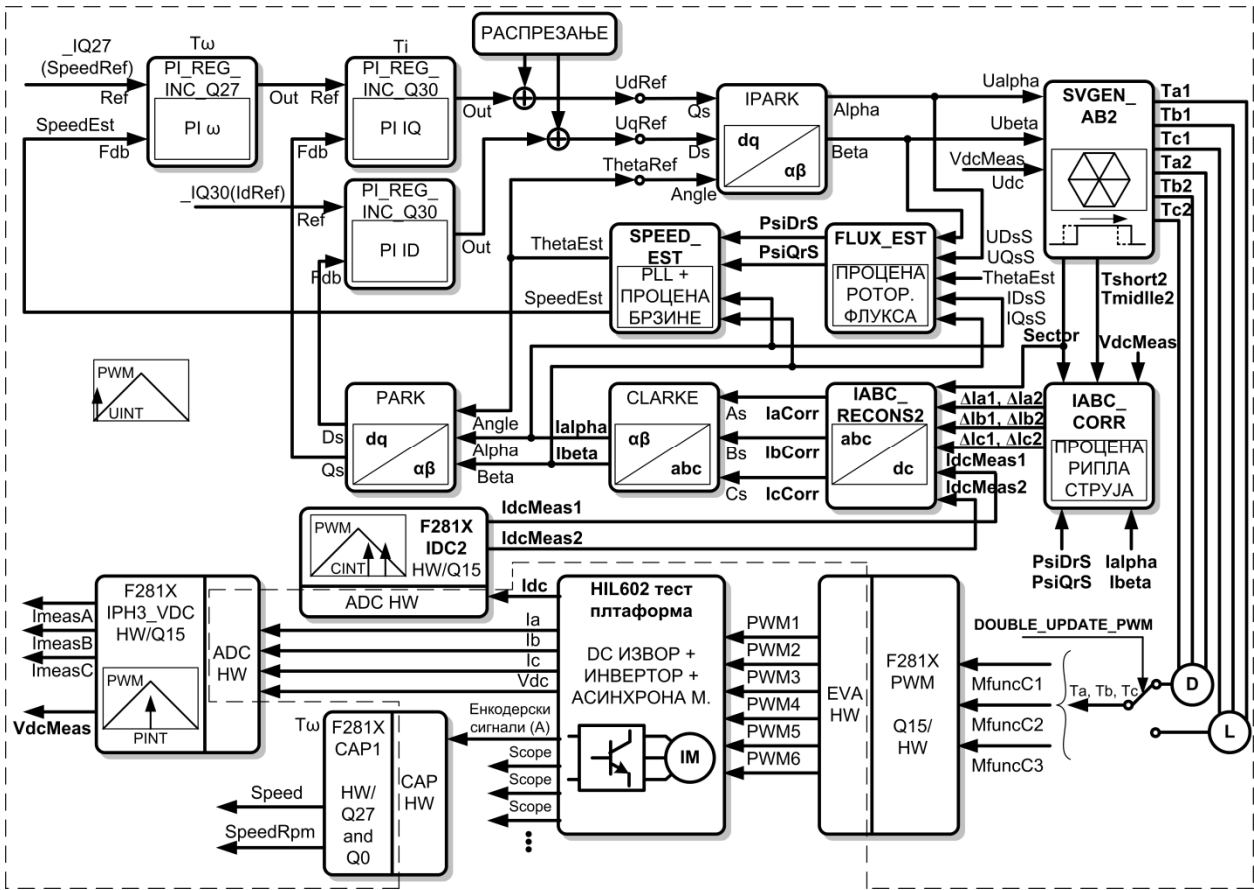
прорачуната спрам очекиваних синусоидалних облика струја (константе у dq -ротирајућем систему) и жељеног оптимално брзог одзива.



Слика 5.25 *HIL* резултати: динамички одзив брзине, момента и струје мотора на скоковиту промену оптерећења $m_m=7,45-5 Nm$ при брзини $\omega_r^{REF}=125,66 rad/s$ (0,4 r.j.).

5.1.4 УНАПРЕЂЕНА МЕТОДА РЕКОНСТРУКЦИЈЕ ФАЗНИХ СТРУЈА СА ПРОЦЕНОМ И КОРЕКЦИЈОМ УТИЦАЈА ВАЛОВИТОСТИ СТРУЈА

Микропроцесорска реализација унапређене методе за реконструкцију фазних струја мотора која на основу естимираних статорских координата напона, флукса и струја процењује одступања реконструисаних струја у односу на средње вредности са средине *PWM* циклуса, приказана је на слици 5.26. У односу на претходну методу додатно је реализован нови софтверски модул *IABC_CORR* за прорачун корекционих вредности ΔI_{a1} , ΔI_{b1} , ΔI_{c1} и ΔI_{a2} , ΔI_{b2} , ΔI_{c2} . Овај блок имплементира дискретни и нормализовани облик једначина 3.34. Статорске координате промене струја мотора рачунају се на основу следећих дискретних и нормализованих једначина:



Слика 5.26 Микропроцесорска реализација алгоритма за тестирање регулације брзине асинхроног мотора са повратном спрегом само по струји међукола – унапређена метода са проценом валовитости струја.

$$\frac{di_{s\alpha}^*}{dt} = K_{CORR1} \cdot (u_{s\alpha}^* - K_{CORR3} \cdot i_{s\alpha}^* + K_{CORR4} \cdot \psi_{r\alpha}^* + K_{CORR2} \cdot \omega_r^* \cdot \psi_{r\beta}^*) \quad (5.11)$$

$$\frac{di_{s\beta}^*}{dt} = K_{CORR1} \cdot (u_{s\beta}^* - K_{CORR3} \cdot i_{s\beta}^* + K_{CORR4} \cdot \psi_{r\beta}^* - K_{CORR2} \cdot \omega_r^* \cdot \psi_{r\alpha}^*)$$

где константе $K_{CORR1} - K_{CORR4}$ уз усвојене базне вредности 5.6 и базну вредност за време једнаку половини PWM периода $T_B = 1/(2 \cdot 2000)s$, износе:

$$K_{CORR1} = \frac{T_B \omega_B}{L_\sigma^*} = 0,850369165 \quad K_{CORR2} = \frac{L_m^*}{L_r^*} = \frac{L_m}{L_r} = 0,948810058 \quad (5.12)$$

$$K_{CORR3} = R_\sigma^* = 0,124620765 \quad K_{CORR4} = \frac{L_m^*}{L_r^* T_r \omega_B} = \frac{L_m}{L_r T_r \omega_B} = 0,028727423$$

и могу се са довољном прецизношћу представити у $IQ8.24$ 32-битном формату са непокретним зарезом који је коришћен за рачун. Израчунате промене статорских координата промене струје мотора се класичном Кларкином трансформацијом превде у оригинални домен. Затим се потребна одступања ΔI_{a1} , ΔI_{b1} , ΔI_{c1} и ΔI_{a2} , ΔI_{b2} , ΔI_{c2}

рачунају на основу једначина 3.39-3.40 узимајући релативне вредности малог и средњег фактора испуне, T_{short2} и $T_{middle2}$ (за десну полупериоду PWM циклуса), са излаза модификованог $SVPWM$ модулятора. Унапређени блок за реконструкцију струја $IABC_RECONS2$ на основу израчунатих одступања коригује прибављене одбирке струје међукола, $IdcMeas1$ и $IdcMeas2$, и реконструише фазне струје мотора спрам одређеног сектора референтног вектора напона и дате табеле 3.8. У паралели се извршава и $IABC_RECONS$ модул за конвенционалну реконструкцију фазних струја мотора, $IaREC$, $IbREC$ и $IcREC$, како би се резултати упоредили са коригованим вредностима $IaCORR$, $IbCORR$ и $IcCORR$.

Једноставном програмском конфигурацијом било је могуће дефинисати рад унапређене методе реконструкције струја у отвореној или затвореној регулационој петљи. Пре затварања повратне спреге по коригованим реконструисаним струјама било је потребно уверити се у исправност рада методе у отвореној регулационој петљи. У том режиму рада, на мотор се доводи напон жељене амплитуде и фреквенције, а посматран је однос стварних мерених фазних струја мотора ($ImeasA$, $ImeasB$, $ImeasC$), реконструисаних конвенционалном методом ($IaREC$, $IbREC$, и $IcREC$) и коригованих реконструисаних струја ($IaCORR$, $IbCORR$, $IcCORR$). Жељена амплитуда је задата референтним вредностима dq -напона $UdRef$ и $UqRef$, док је потребан угао ротације $ThetaRef$ добијан на излазу генератора рампе на основу жељене фреквенције $SpeedRef$ (у релативним јединицама брзина, угаона учестаност и учестаност имају исте вредности на основу усвојених базних величина). Како примењена напредна метода естимације флукса (блок $FLUX_EST$) захтева рад у затвореној повратној спрузи, због компензације напонског естиматора вредностима флукса из струјног модела, било је потребно у паралели извршавати блок за естимацију флукса који може да ради у отвореној петљи. Зато је додат блок класичног напонског естиматора флукса ротора са квази-интегратором ($FLUX_EST2$, није посебно назначен на слици 5.26). Блок напонског естиматора флукса ротора рачуна следеће дискретне и нормализоване једначине:

- Рачун $\alpha\beta$ -компоненти вектора флукса статора:

$$\begin{aligned}\psi_{s\alpha}^*(k) &= K_{F1}\psi_{s\alpha}^*(k-1) + K_{F2}(u_{s\alpha}^*(k-1) - K_{F5}i_{s\alpha}^*(k-1)) \\ \psi_{s\beta}^*(k) &= K_{F1}\psi_{s\beta}^*(k-1) + K_{F2}(u_{s\beta}^*(k-1) - K_{F5}i_{s\beta}^*(k-1))\end{aligned}\quad (5.13)$$

- Рачун компензованих вредности $\alpha\beta$ -компоненти струја статора:

$$\begin{aligned}i_{s\alpha}^*(k) &= K_{F1}i_{s\alpha}^*(k-1) + (i_{s\alpha}^*(k) - i_{s\alpha}^*(k-1)) \\ i_{s\beta}^*(k) &= K_{F1}i_{s\beta}^*(k-1) + (i_{s\beta}^*(k) - i_{s\beta}^*(k-1))\end{aligned}\quad (5.14)$$

- Рачун $\alpha\beta$ -компоненти вектора флукса ротора:

$$\begin{aligned}\psi_{r\alpha}^*(k) &= K_{F3}\psi_{s\alpha}^*(k) - K_{F4}i_{s\alpha}^*(k) \\ \psi_{r\alpha}^*(k) &= K_{F3}\psi_{s\alpha}^*(k) - K_{F4}i_{s\alpha}^*(k)\end{aligned}\tag{5.15}$$

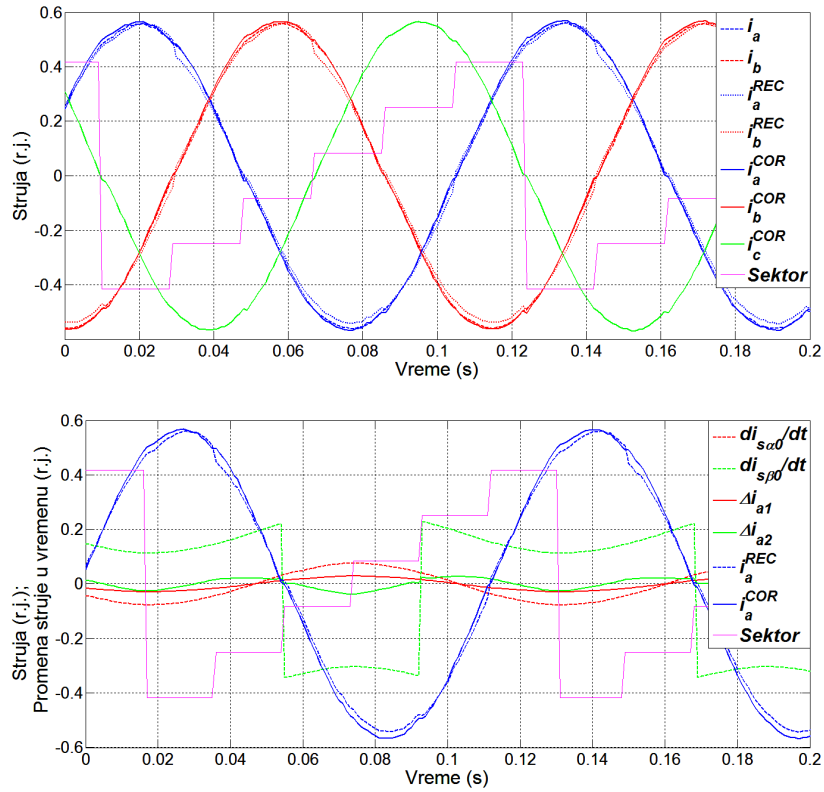
Константе $K_{F1} - K_{F5}$ потребне за рачун су одређене изразима:

$$\begin{aligned}K_{F1} &= 1 \quad \omega_{gr}T_s = 1 \quad \omega_{gr}T_{pwm} \quad K_{F2} = \omega_B T_s = \omega_B T_{pwm} \\ K_{F3} &= \frac{L_r^*}{L_m^*} = \frac{L_r}{L_m} \quad K_{F4} = \frac{L_r^*}{L_m^*} L_\sigma^* = \frac{L_r}{L_m} \frac{L_\sigma}{L_B} \\ K_{F5} &= R_s^* = \frac{R_s}{R_B}\end{aligned}\tag{5.16}$$

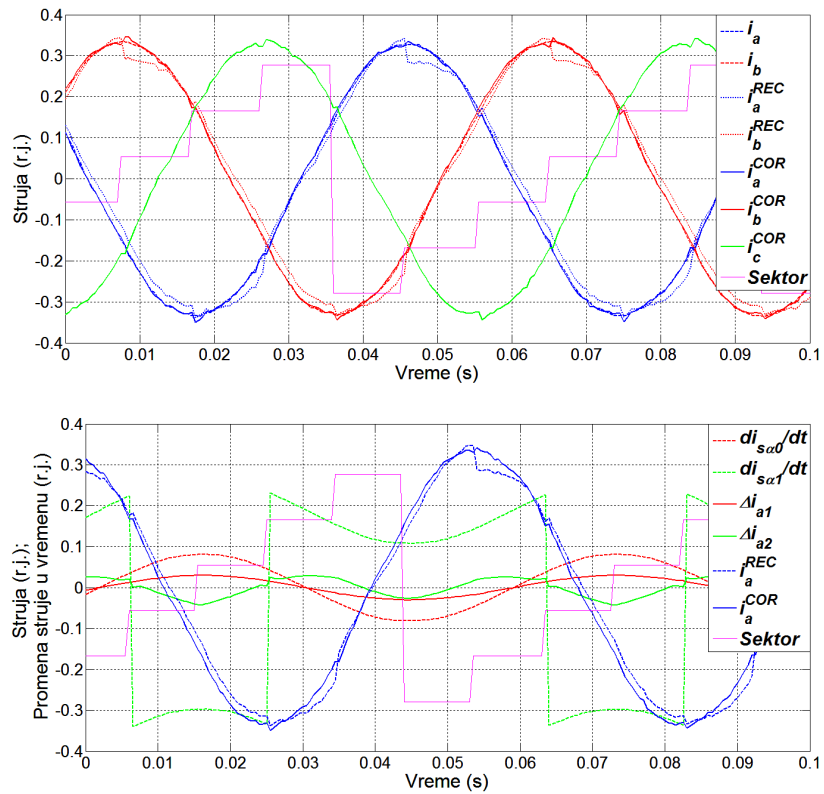
ω_{gr} представља граничну учестаност квази-интегратора и бира су у опсегу 1–5 Hz у зависности од тренутне брзине обртања, како би се елиминисао утицај офсета мерених сигнала и истовремено унела минимална фазна грешка у естимираним вредностима флукса [E2, E3]. Естимиране вредности флукса на основу једначине 5.15 су коришћене за рачун коригованих вредности реконструисаних фазних струја асинхроног мотора и проверу рада предложене методе у отвореној регулационој петљи.

5.1.4.1 Провера рада у отвореној повратној спрези

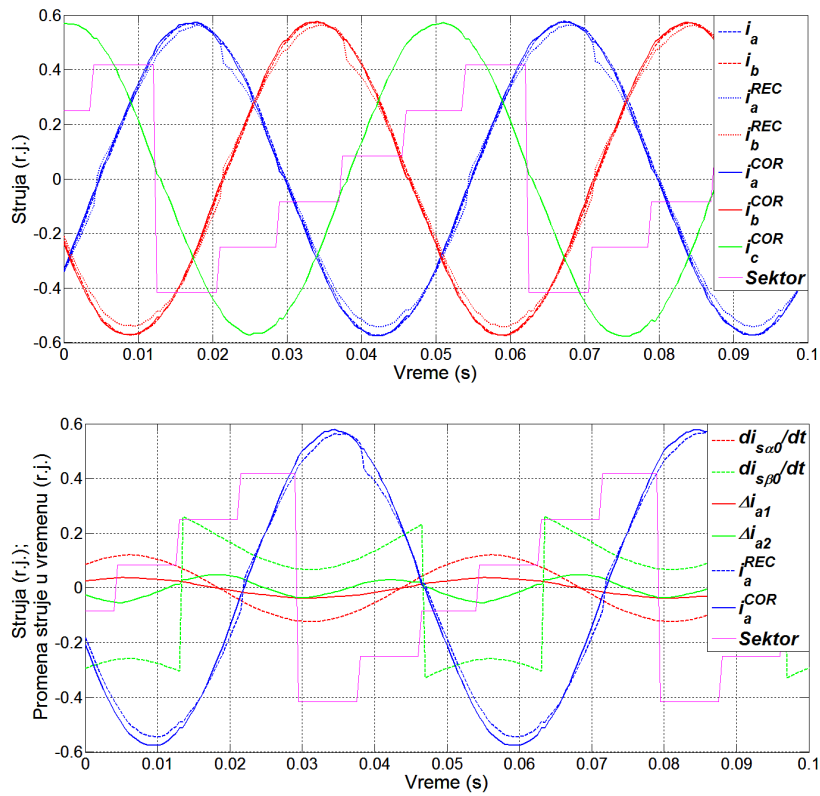
На сликама 5.27-5.31 су приказани резултати рада унапређене методе реконструкције струја у отвореној регулационој петљи при различитим референтним напонима и оптерећења мотора. Издвојени резултати потврђују да су кориговане вредности струја ближе стварним мереним струјама у односу на конвенционално реконструисане струје. Нагли скокови струје при преласку сектора су готово у потпуности елиминисани, и реконструисане струје попримају очекивани синусоидалан облик. На тај начин кориговане реконструисане струје представљају ефикасну замену стварним мереним струјама, и као што ће се показати обезбедиће боље преформансе погона у затвореној регулационој петљи. Поред односа стварних мерених (i_a, i_b), конвенционално реконструисаних (i_a^{REC}, i_b^{REC}) и коригованих струја ($i_a^{CORR}, i_b^{CORR}, i_c^{CORR}$) мотора датих на сликама 5.27-5.31, приказана су израчуната одступања (Δi_{a1} и Δi_{b1}) и брзине промене струја услед валовитости током нултог ($di_{is\alpha 0}/dt$) и првог активног вектора ($di_{is\beta 0}/dt$). Ове вредности одступања и брзине промене струја су коришћена за корекцију реконструисане струје фазе A.



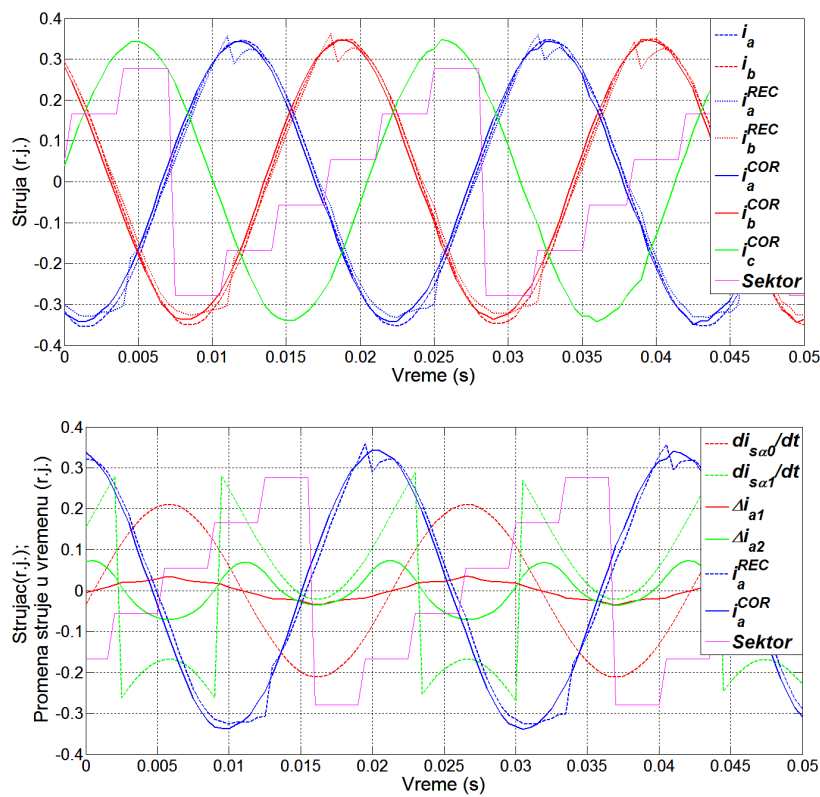
Слика 5.27 Рад унапређене методе реконструкције фазних струја мотора у отвореној петљи: $u^{REF}=0,1 \text{ r.j.}$, $\omega^{REF}=0,088 \text{ r.j.}$, $m_m=7,45 \text{ Nm}$.



Слика 5.28 Рад унапређене методе реконструкције фазних струја мотора у отвореној петљи: $u^{REF}=0,11 \text{ r.j.}$, $\omega^{REF}=0,175 \text{ r.j.}$, $m_m=1,5 \text{ Nm}$.



Слика 5.29 Рад унапређене методе реконструкције фазних струја мотора у отвореној петљи: $u^{REF}=0,16 \text{ r.j.}$, $\omega^{REF}=0,2 \text{ r.j.}$, $m_m=7,45 \text{ Nm}$.

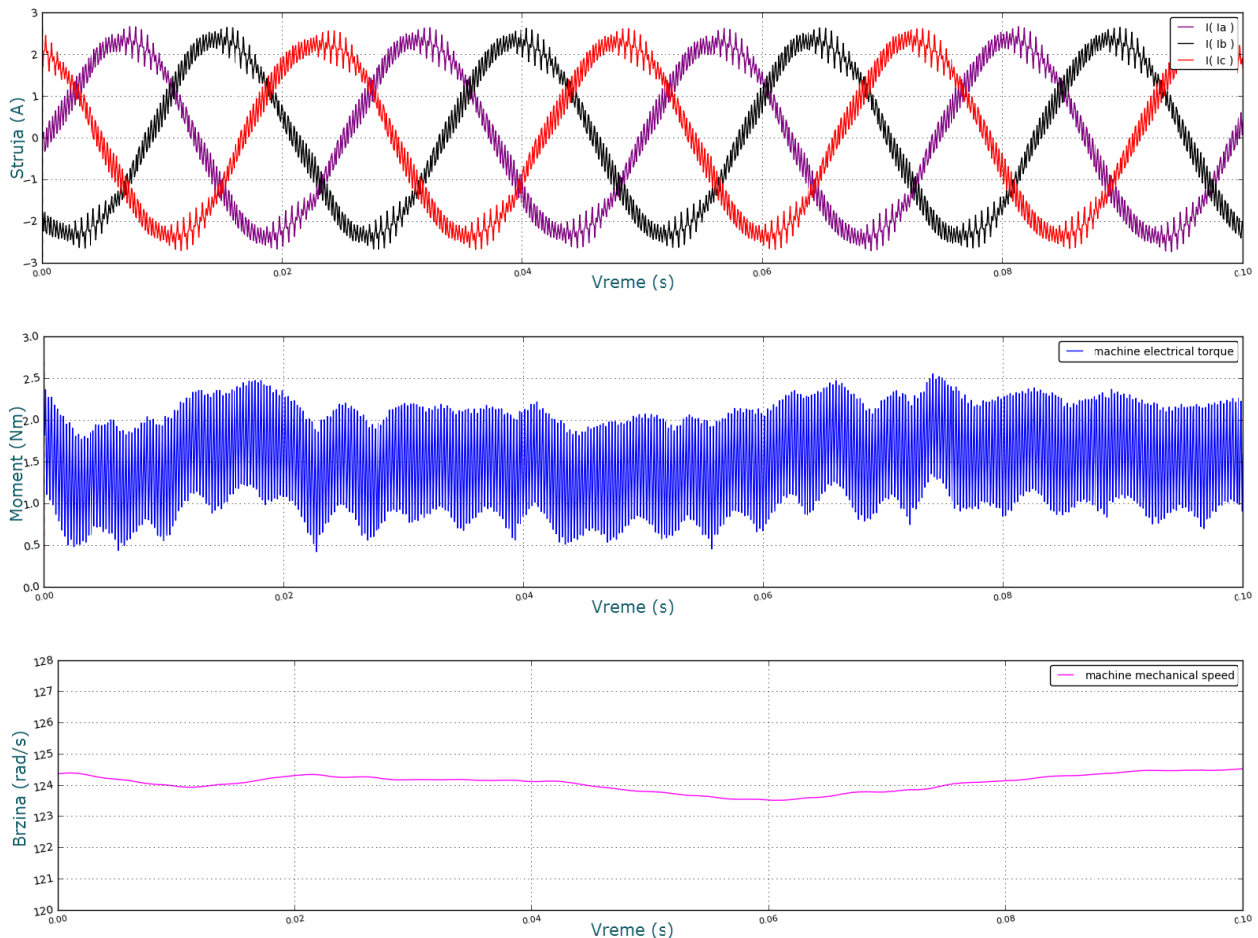


Слика 5.30 Рад унапређене методе реконструкције фазних струја мотора у отвореној петљи: $u^{REF}=0,29 \text{ r.j.}$, $\omega^{REF}=0,48 \text{ r.j.}$, $m_m=1,5 \text{ Nm}$.

5.1.4.2 Провера рада у затвореној повратној спрези – стационарни

ОДЗИВ

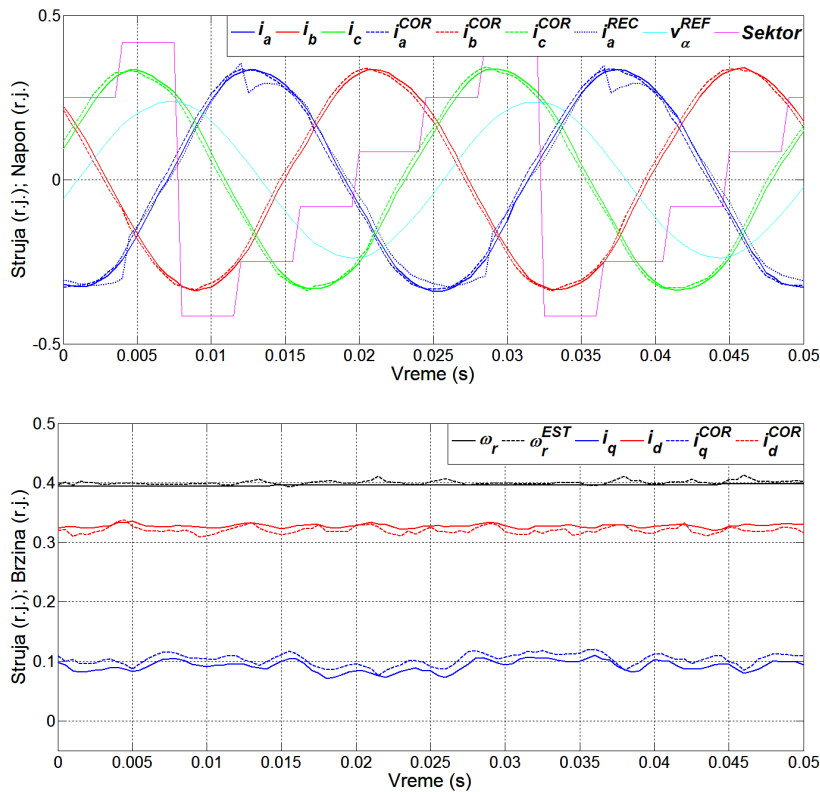
Након потврде рада унапређене реконструкције у отвореној петљи, метода је проверена у затвореној повратној спрези у оквиру алгоритма приказаног на слици 5.26, чије су теоретске основе детаљно изложене у поглављу 3. При томе је проверен стационарни и динамички одзив брзине, електромагнетног момента и струја за различите радне услове: референтне брзине ω_r^{REF} и моменте оптерећења. Коришћене су исте референтне вредности као код провере конвенционалне методе како би добијени резултати били упоредиви.



Слика 5.31 Унапређена метода реконструкције са проценом валовитости струја – стационарни одзив за режим $\omega_r^{REF} = 125,66 \text{ rad/s}$ ($0,4 \text{ r.j.}$) и $m_m = 1,5 \text{ Nm}$.

На слици 5.31 приказан је одзив у устаљеном стању за задату вредност брзине $\omega_r^{REF} = 0,4 \text{ r.j.}$ ($125,66 \text{ rad/s}$) и оптерећење мотора $m_m = 1,5 \text{ Nm}$. У односу на одзив конвенционалне методе приказан на слици 5.21 унапређена метода показује стабилнији рад, где су осцилације струја и момента мотора елиминисане. Чињеница да су изобличења и офсети реконструисаних струја значајно редукована, одразила се и на бољи одзив брзине у устаљеном стању. Одзив брзине је са мањим осцилацијама чија амплитуда не прелази $0,5 \text{ rad/s}$, у односу на претходни случај када су осцилације биле амплитуде до 1 rad/s . Осцилације брзине су двоструко смањене. Грешка брзине

није у потпуности елиминисана, али је постигнута средња брзина $124,1 \text{ rad/s}$ која је ближа задатој вредности $125,66 \text{ rad/s}$. На тај начин је и грешка брзине двоструко смањена са вредности $2,36 \%$ на $1,24 \%$ задате брзине.

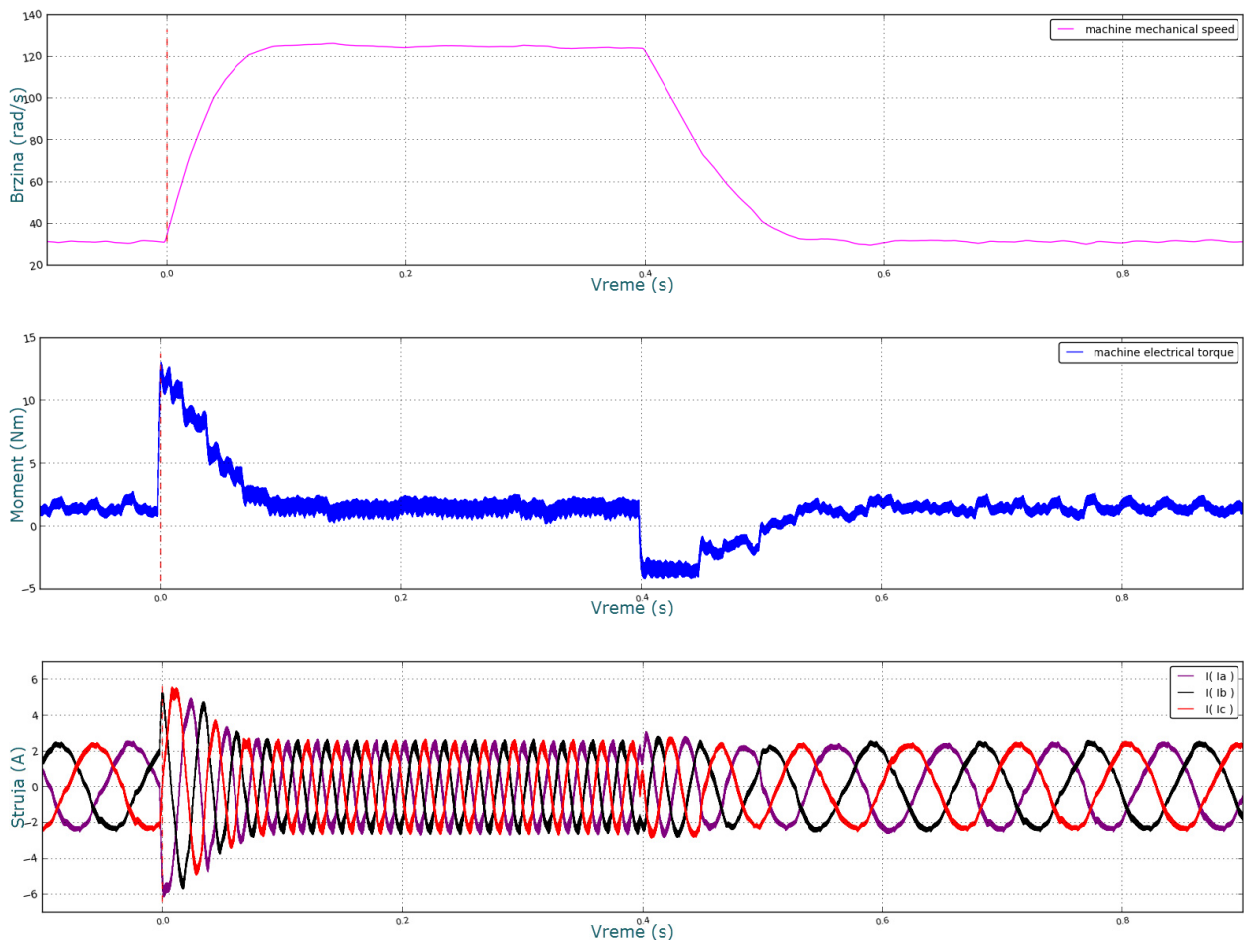


Слика 5.32 Стационарни одзив за режим $\omega_r^{REF}=125,66 \text{ rad/s}$ ($0,4 \text{ r.j.}$) и $m_m=1,5 \text{ Nm}$: а) остварене и кориговане реконструисане струје мотора; б) остварене и кориговане реконструисане dq -струје и брзина мотора.

На слици 5.32 су приказани резултати стационарног одзива снимљени на микроконтролеру за дате радне услове. Горња слика приказује остварене струје мотора, i_a , i_b и i_c , у поређењу са коригованим реконструисаним струјама, i_a^{REC} , i_b^{REC} , и i_c^{REC} , које се користе као сигнали повратне спреге. Дат је и облик конвенционално реконструисане струје по фази A , i_a^{REC} , за посматрани случај. Кориговане реконструисане струје прате облик стварних мерених струја мотора и не садрже карактеристичне промене вредности приликом промене сектора референтног напона. Значајно боље понашање предложене методе се најбоље уочава на доњој слици која приказује dq -струје мотора. У односу на резултате конвенционалне методе приказане на слици 5.22, кориговане вредности dq -струја, i_d^{COR} и i_q^{COR} , не садрже значајан удео трећег и шестог хармоника. Благо одступање dq -компоненти мерених струја, i_d и i_q , у односу на кориговане реконструисане струје, i_d^{COR} и i_q^{COR} (доња слика), постоји због утицаја дискретизације на естимацију флукса чија се грешка осликава као фазни померај коригованих струја у оригиналном домену (горња слика).

5.1.4.3 Провера рада у затвореној повратној спрези – динамички одзив

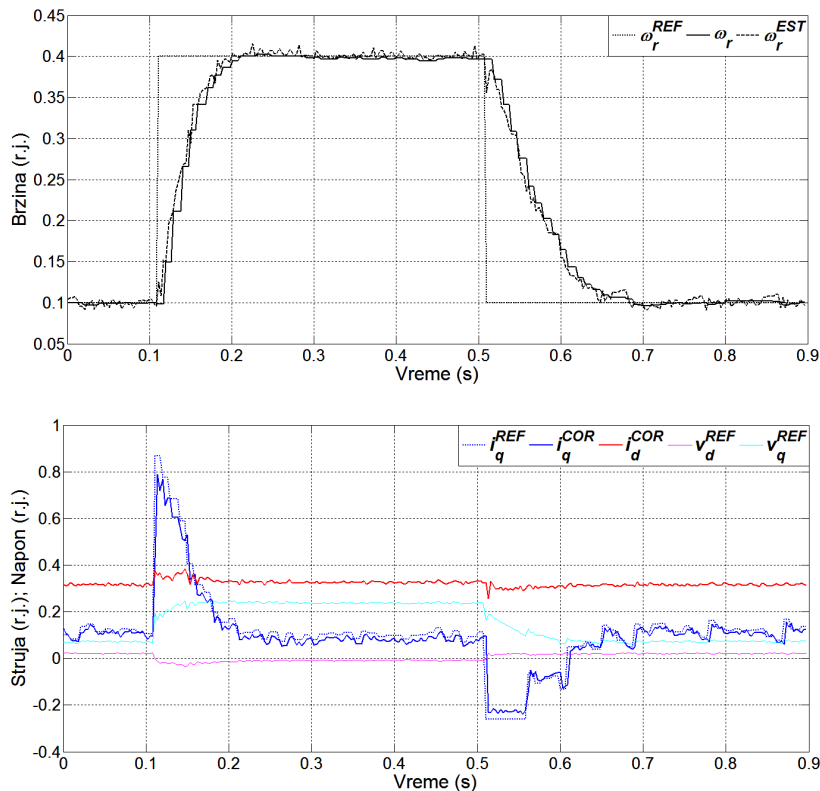
На слици 5.33 је приказан динамички одзив брзине, електромагнетног момента и струје мотора при наглој промени референтне вредности брзине у опсегу $31,42 \text{ rad/s}$ – $125,66 \text{ rad/s}$ ($0,1 \text{ r.j.}$ – $0,4 \text{ r.j.}$) када је мотор био оптерећен на свом вратилу моментом $m_m = 1,5 \text{ Nm}$. У поређењу са резултатима када је повратна спрега била по конвенционално реконструисаним струјама мотора (слика 5.23) добијени су знатно бољи одзиви. Осцилације струја, момента и брзине мотора су редуковане у значајној мери, и приближније су ситуацији када је повратна спрега била по мереним струјама мотора (слика 5.15). Поређењем резултата на слици 5.15 са добијеним резултатима 5.33 може се рећи да је постигнут сличан квалитет управљања.



Слика 5.33 HIL резултати: динамички одзив брзине, момента и струје мотора на скоковиту промену брзине $\omega_r^{REF} = 0,1-0,4 \text{ r.j.}$ при оптерећењу $m_m = 1,5 \text{ Nm}$.

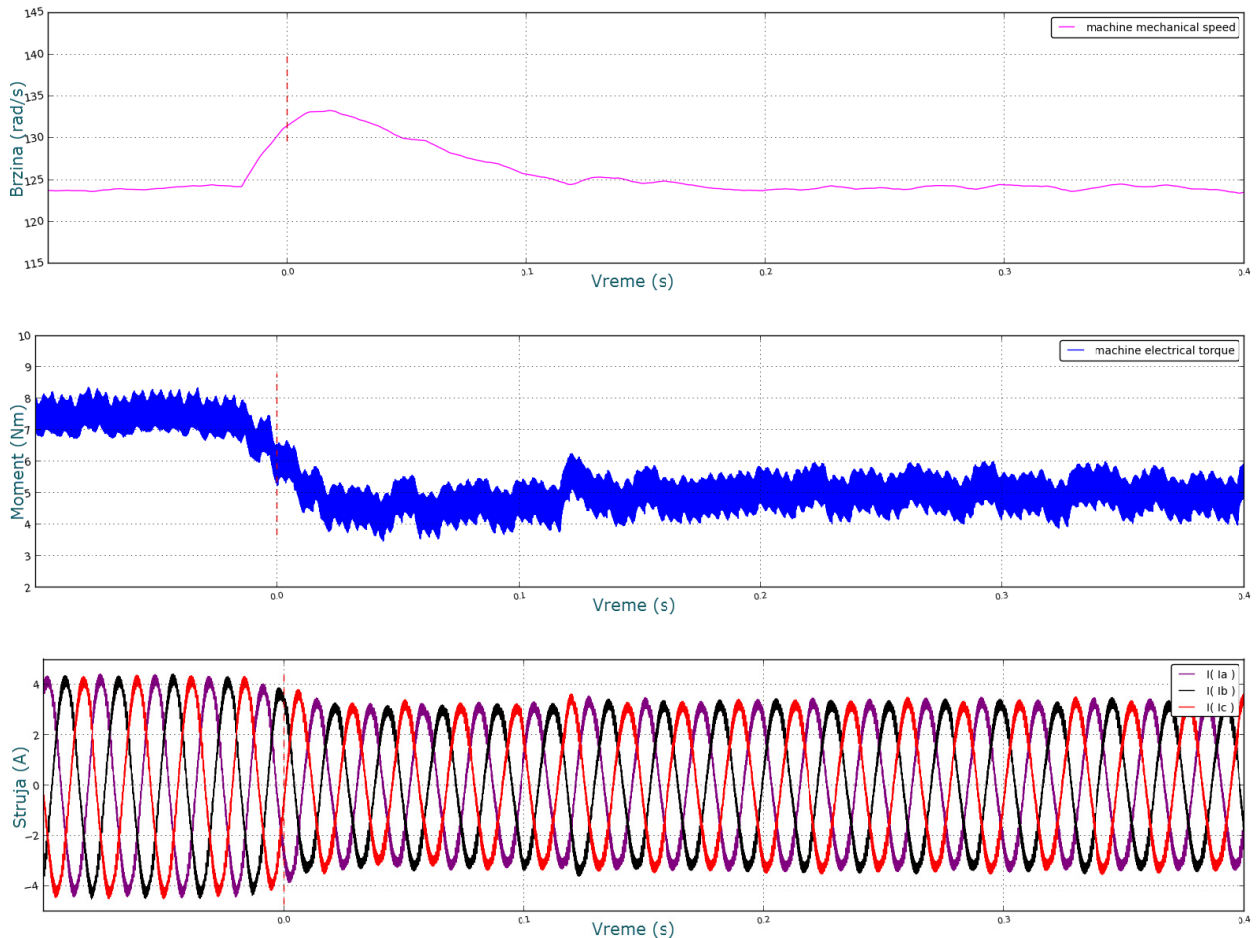
Слика 5.34 приказује одговарајући динамички одзив брзине и dq -струја мотора снимљен на микроконтролеру. Осцилације dq -струја су редуковане у значајној мери у поређењу са одзивом са слике 5.24 када је повратна спрега била по конвенционално реконструисаним струјама. Једино су при нижој вредности референтне брзине $0,1 \text{ r.j.}$ приметне осцилације q -струје, што се одразило на развијени електоромагнетни момент приказан на слици 5.33. Смањене су и осцилације и грешка брзине у устаљеним стањима

мотора. Добијени резултати потврђују да је предложена метода ефикаснија у односу на конвенционалну реконструкцију фазних струја.



Слика 5.34 DSP резултати: динамички одзив брзине, момента и струје мотора на скоковиту промену брзине $\omega_r^{REF}=0,1-0,4$ r.j. при оптерећењу $m_m=1,5$ Nm.

Ефикасност методе у постизању бољег квалитета управљања у односу на конвенционални приступ и за већа оптерећења мотора, уочава се на слици 5.35. На слици су приказани резултати динамичког одзива брзине, момента и струја на скоковиту промену оптерећења са називне вредности 7,45 Nm на 5 Nm при референтној брзини 125,66 rad/s (0,4 r.j.). Тиме је омогућено поређење добијених резултата са резултатима са слике 5.25 који су снимљени у истим радним условима када је повратна спрега била по конвенционално реконструисаним струјама мотора. За релативно велики скок оптерећења од 32,9% M_n , скок брзине је смањен са вредности 8,16 % на 7,1 % референтне брзине у односу на конвенционалну методу уз приближно исто време смирења. Грешка брзине у устаљеном стању при оптерећењу 5 Nm је двоструко смањена са -2,51 % на -1,24 % вредности референтне брзине. Побољшан одзив уочава се у електромагнетном моменту и струјама мотора које више не садрже више хармонике нижег реда.



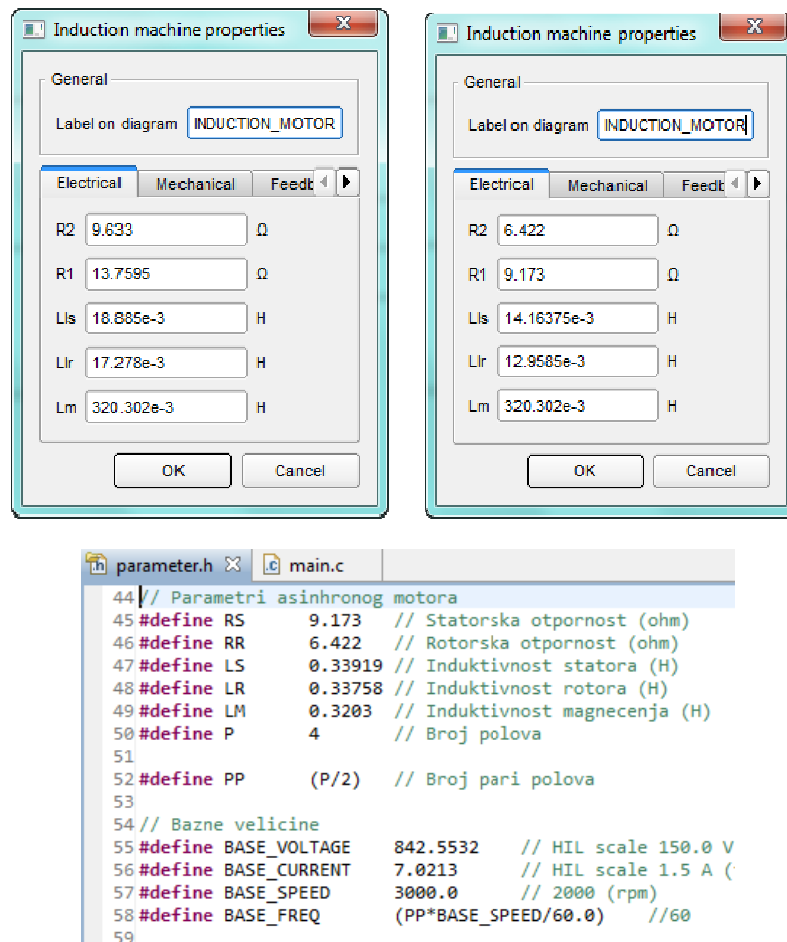
Слика 5.35 *HIL* резултати: динамички одзив брзине, момента и струје мотора на скоковиту промену оптерећења $m_m = 7,45\text{-}5\text{ Nm}$ при брзини $\omega_r^{REF} = 125,66\text{ rad/s}$ ($0,4\text{ r.j.}$).

5.1.4.4 Анализа утицаја раздешености параметара на ефикасност методе

Како се предложена метода делом ослања на примену математичког модела асинхроне машине за рачун корекција реконструисаних фазних струја, потребно је било извршити анализу осетљивости на промену параметара. Примена *HIL* технологије је при томе значајно поједноставила анализу осетљивости изменом електричних параметара блока мотора у *Schematic Editor* -у. Параметри мотора су у жељеној мери промењени у *HIL* моделу у оквиру *Schematic Editor* -а (слика 5.36а-б), модел је изнова компајлиран и учитаван у *HIL* емулатор пре покретања теста. При томе су параметри мотора које користи контролни алгоритам остављени на називним вредностима (слика 5.36в).

Ефикасност предложене методе и њена (не)осетљивост на промену параметара приказана је у односу на резултате добијене применом конвенционалне методе реконструкције. У свим тестираним ситуацијама унапређена метода са корекцијом реконструисаних струја показала је боље резултате у односу на случај када корекција није примењена. И поред раздешености параметара које утичу на кориговане вредности

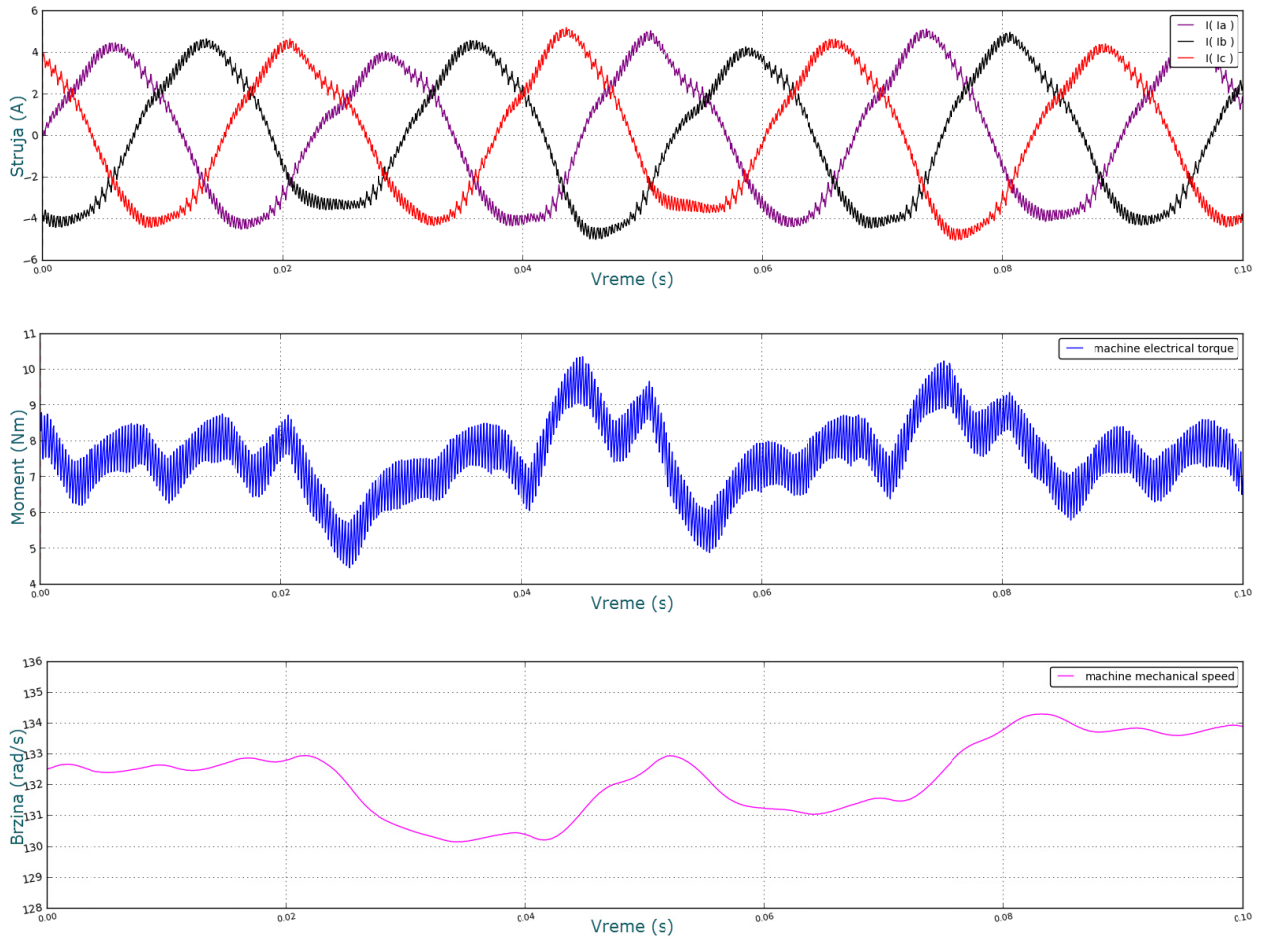
реконструисаних струја, осцилације струја, момента и брзине биле су у значајној мери смањене што је обезбедило стабилан и поуздан рад мотора. Издвојени резултати дати на сликама 5.37-5.40 потврђују да предложена метода реконструкције није остелљива на промену параметра у мери која би довела до лошијег квалитета управљања и нестабилног рада мотора.



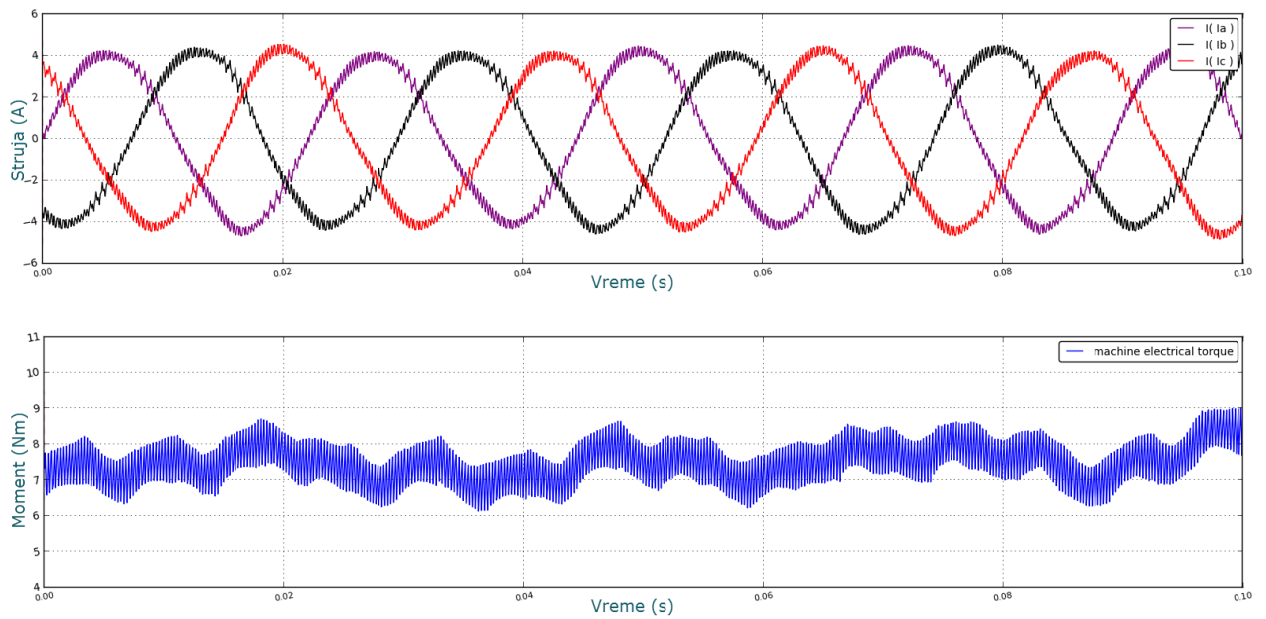
Слика 5.36 а) Параметри мотора за проверу осетљивости на промену роторске и статорске отпорности за +50%; б) Параметри мотора за проверу остелљивости на промену вредности индуктивности расипања статора и ротора за -25%; в) Подразумеване вредности параметара мотора у контролном алгоритму.

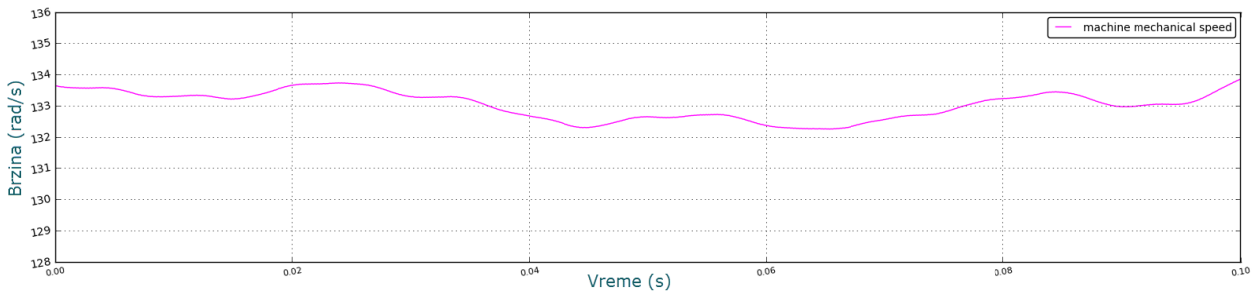
Слике 5.37-5.38 приказују резултате за раздешеност статорске и роторске отпорности за -50 % и +50 %, редом, при максималном оптерећењу мотора 7,45 Nm када је познато да промена отпорности има највећи утицај.

Слике 5.39-5.40 приказују резултате за раздешеност индуктивности расипања статора и ротора за -25 % и +25 %, за практично растерећено стање мотора $m_m = 1,5 \text{ Nm}$ (20% M_n) када је изражена изобличеност реконструисаних струја применом конвенционалне методе. Током свих приказаних тестова референца брзине је била $\omega_r^{REF} = 0,4 \text{ r.j.}$ (125,66 rad/s).

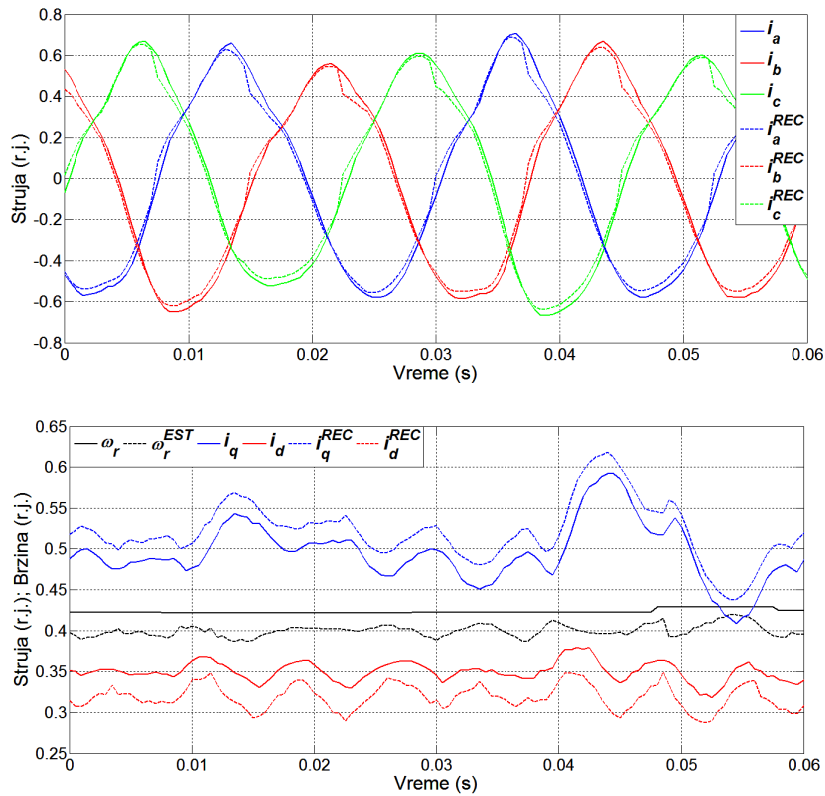


а) Конвенционална метода: стационарни одзив струје, момента и брзине мотора при раздешености $-50\%R_s$ и $-50\%R_r$, $\omega_r^{REF} = 125,66 \text{ rad/s}$ ($0,4 \text{ r.j.}$) и $m_m = 7,45 \text{ Nm}$.

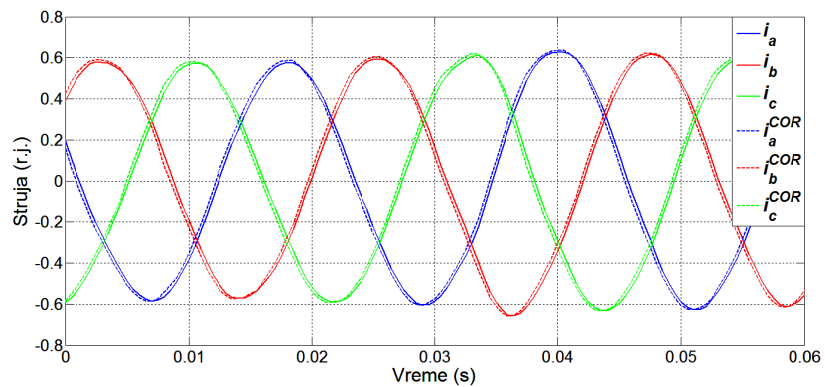


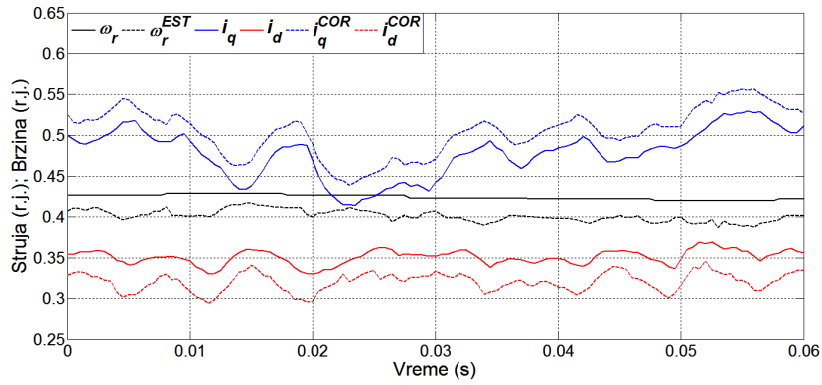


Слика 5.37 б) Унапређена метода: стационарни одзив струје, момента и брзине мотора при раздешености $-50\%R_s$ и $-50\%R_r$, $\omega_r^{REF}=125,66 \text{ rad/s}$ ($0,4 \text{ r.j.}$) и $m_m=7,45 \text{ Nm}$.

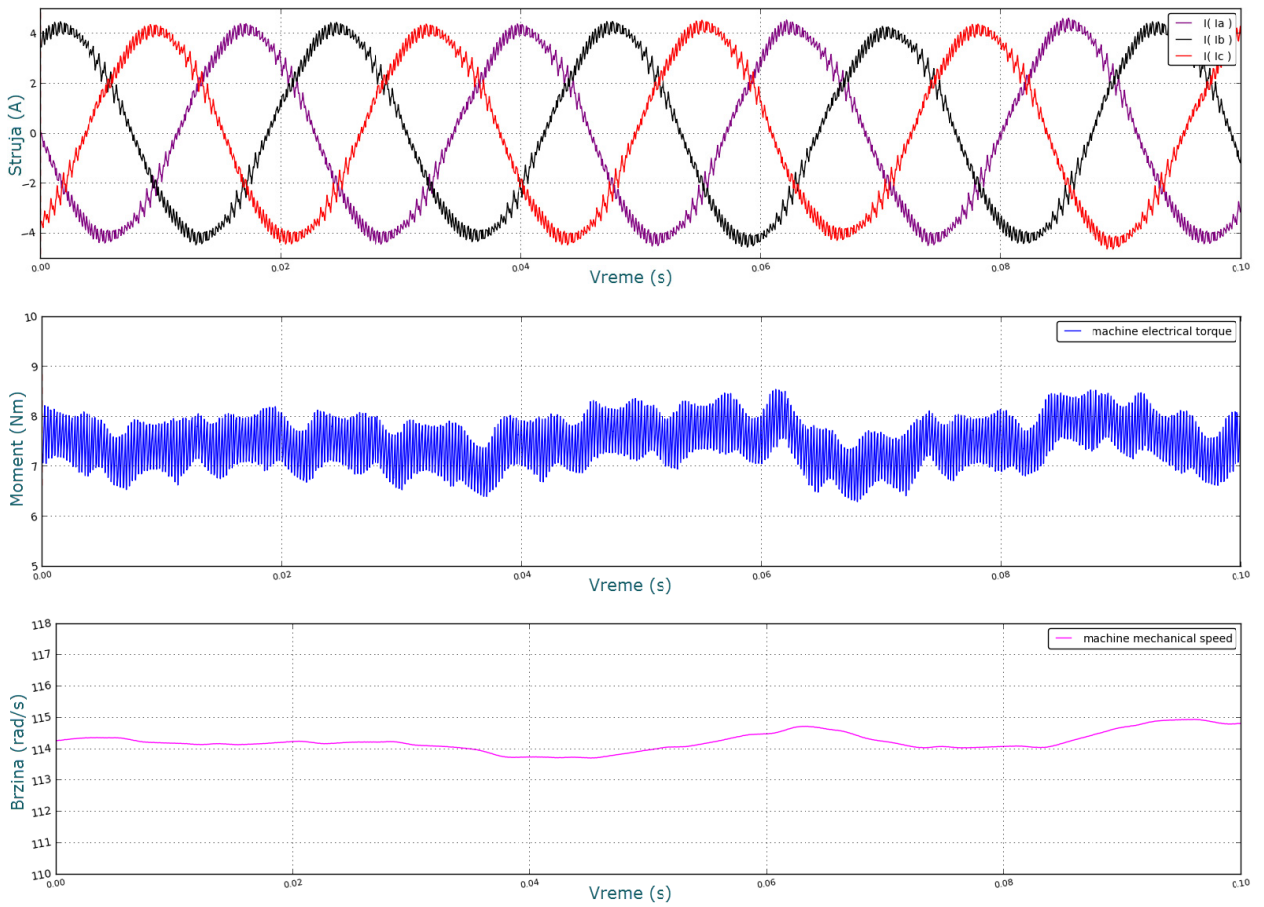


а) Конвенционална метода: мерење, реконструисане и dq -струје мотора при раздешености $-50\%R_s$ и $-50\%R_r$, $\omega_r^{REF}=125,66 \text{ rad/s}$ ($0,4 \text{ r.j.}$) и $m_m=7,45 \text{ Nm}$.

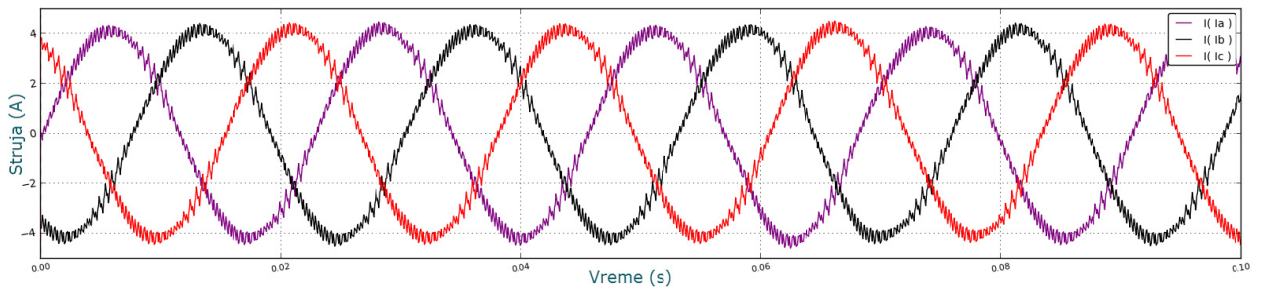


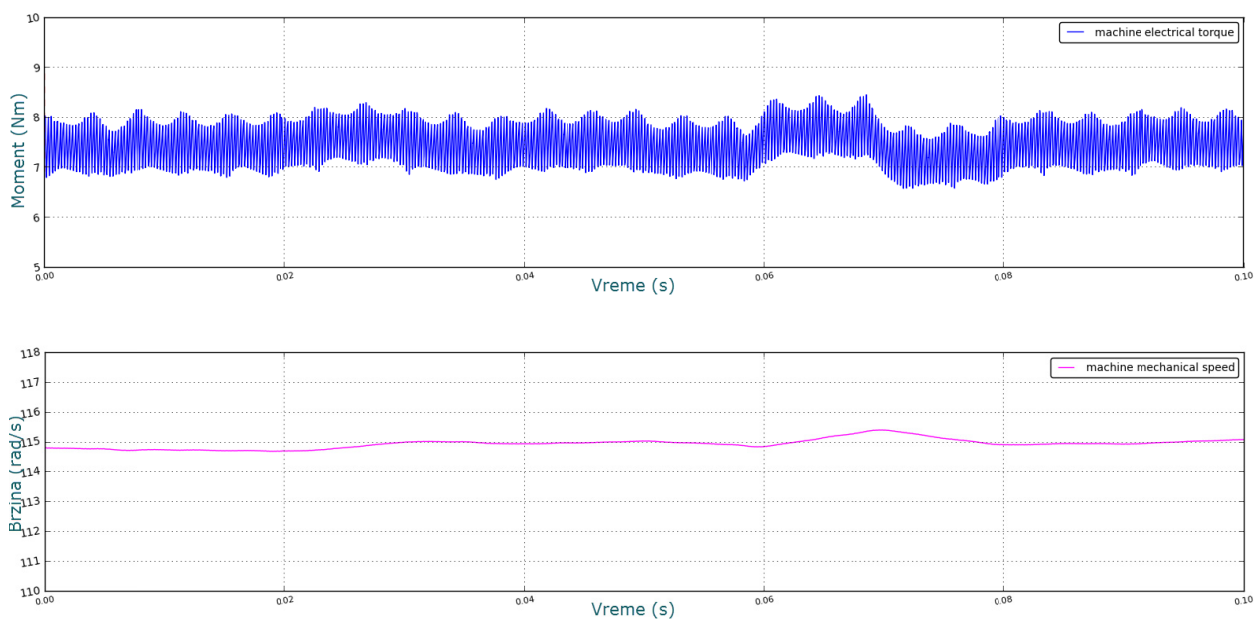


Слика 5.38 б) Унапређена метода: мерене, реконструисане и dq -струје мотора при раздешености $-50\%R_s$ и $-50\%R_r$, $\omega_r^{REF}=125,66 \text{ rad/s}$ ($0,4 \text{ r.j.}$) и $m_m=7,45 \text{ Nm}$.

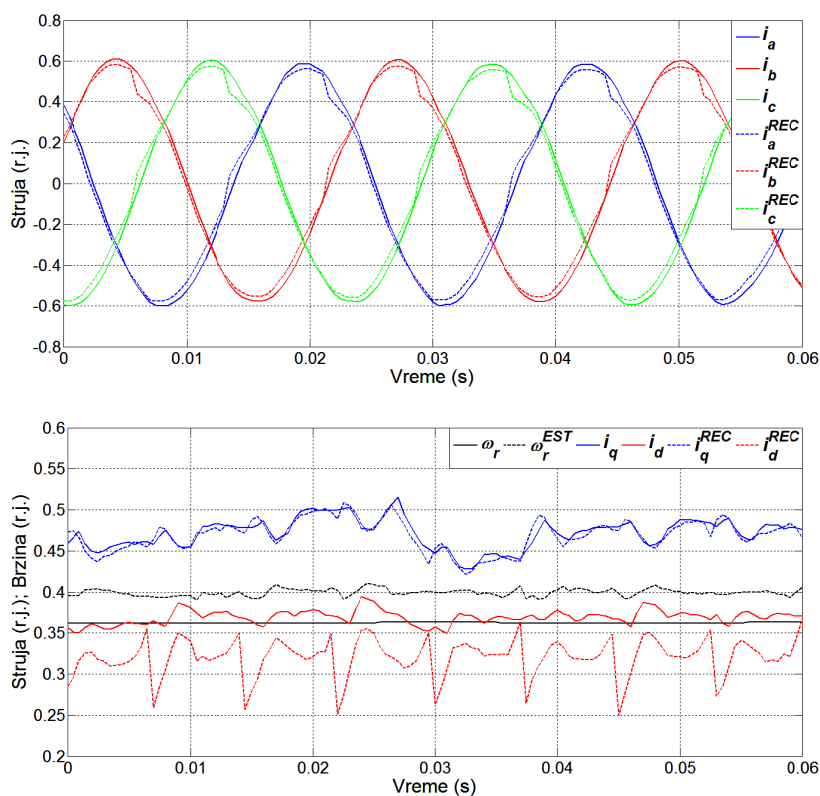


а) Конвенционална метода: стационарни одзив струје, момента и брзине мотора при раздешености $+50\%R_s$ и $+50\%R_r$, $\omega_r^{REF}=125,66 \text{ rad/s}$ ($0,4 \text{ r.j.}$) и $m_m=7,45 \text{ Nm}$.

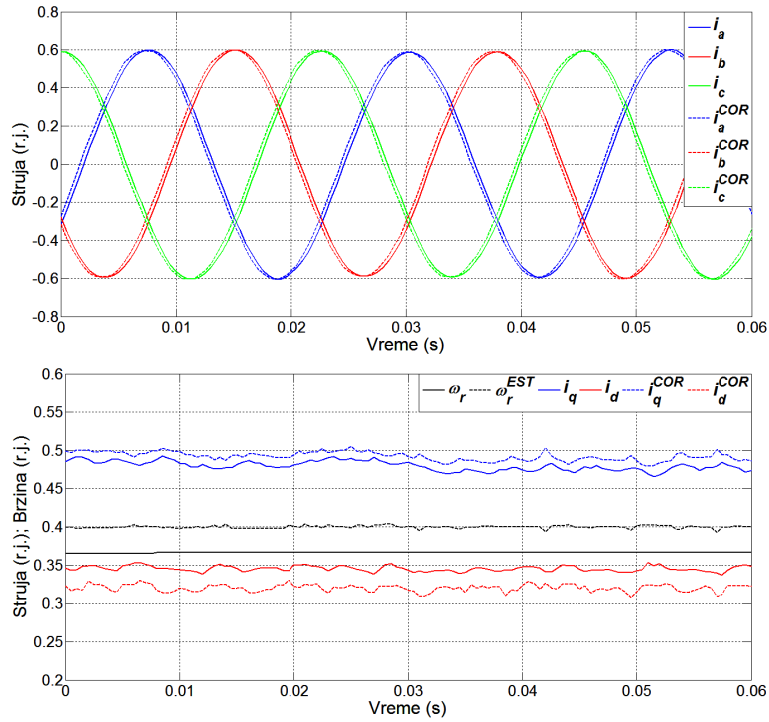




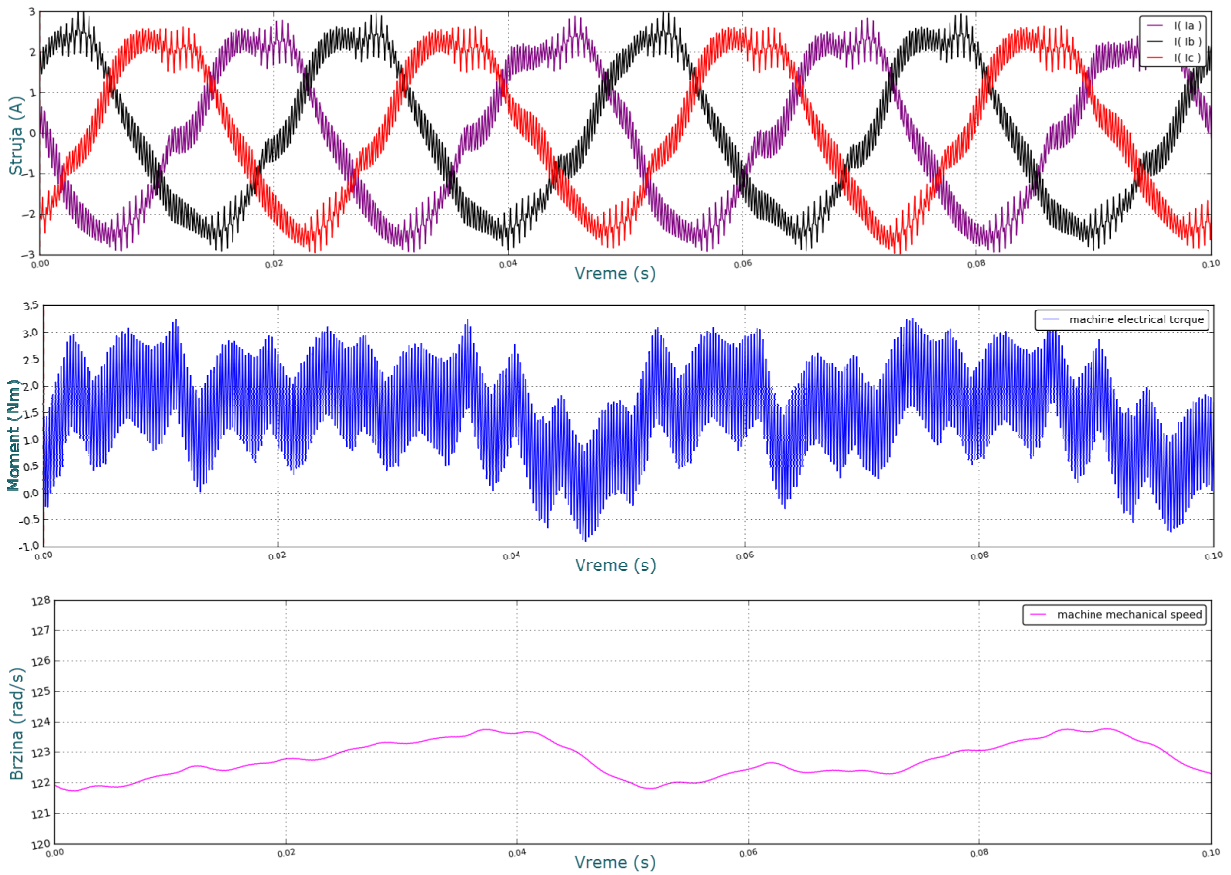
Слика 5.39 б) Унапређена метода: стационарни одзив струје, момента и брзине мотора при раздешености $+50\%R_s$ и $+50\%R_r$, $\omega_r^{REF} = 125,66 \text{ rad/s}$ ($0,4 \text{ r.j.}$) и $m_m = 7,45 \text{ Nm}$.



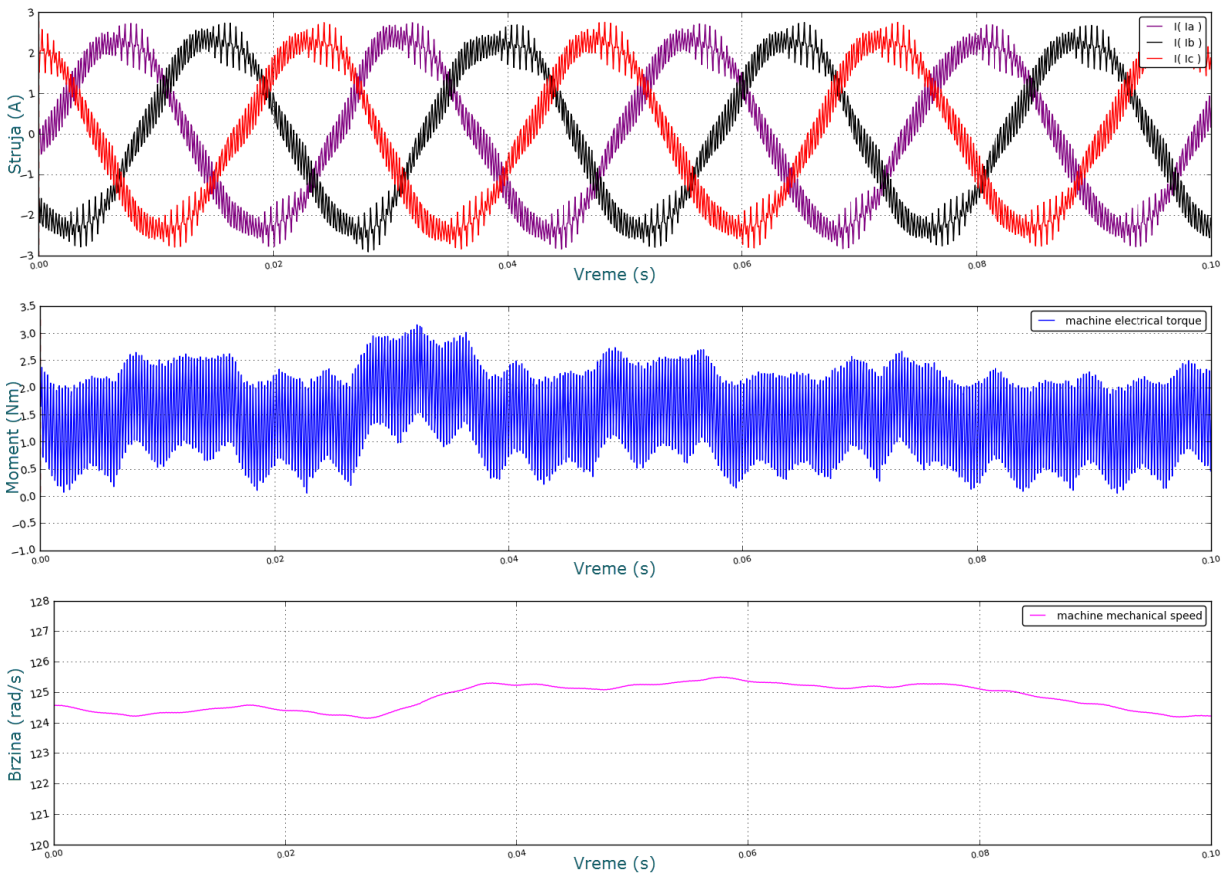
а) Конвенционална метода: мерене, реконструисане и dq -струје мотора при раздешености $+50\%R_s$ и $+50\%R_r$, $\omega_r^{REF} = 125,66 \text{ rad/s}$ ($0,4 \text{ r.j.}$) и $m_m = 7,45 \text{ Nm}$.



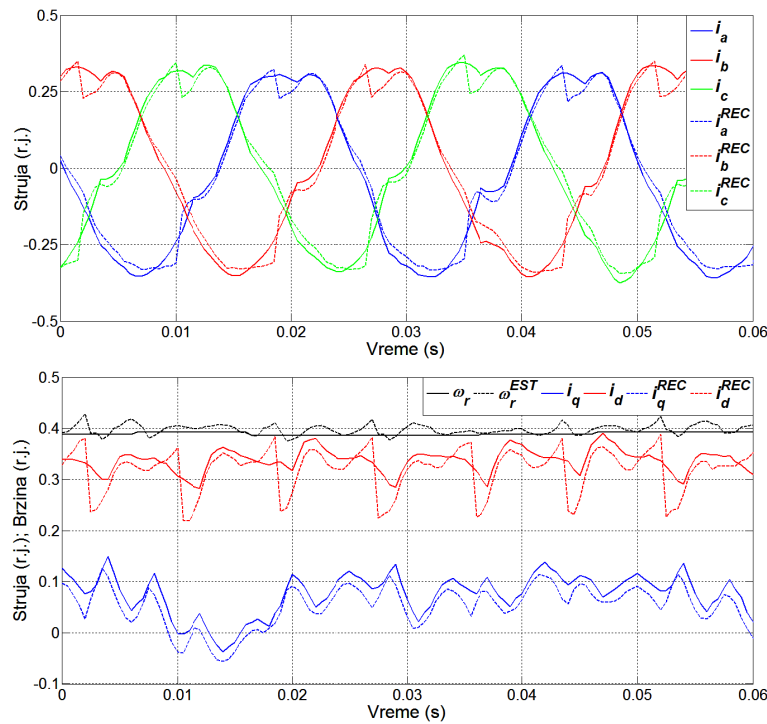
Слика 5.40 б) Унапређена метода: мерене, реконструисане и dq -струје мотора при раздешености $+50\%R_s$ и $+50\%R_r$, $\omega_r^{REF}=125,66 \text{ rad/s}$ ($0,4 \text{ r.j.}$) и $m_m=7,45 \text{ Nm}$.



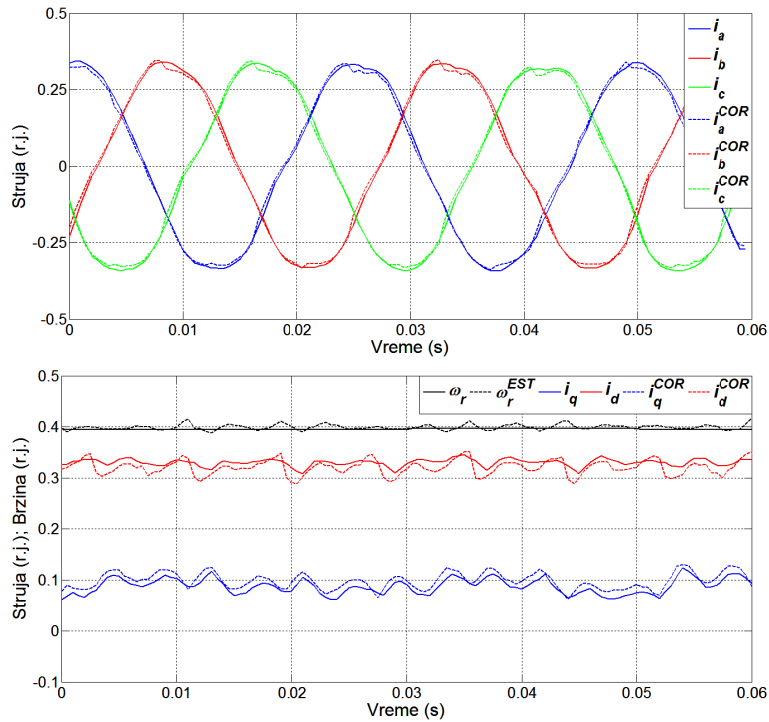
а) Конвенционална метода: стационарни одзив струје, момента и брзине мотора при раздешености $-25\%L_{ys}$ и $-25\%R_{yr}$, $\omega_r^{REF}=125,66 \text{ rad/s}$ ($0,4 \text{ r.j.}$) и $m_m=1,5 \text{ Nm}$.



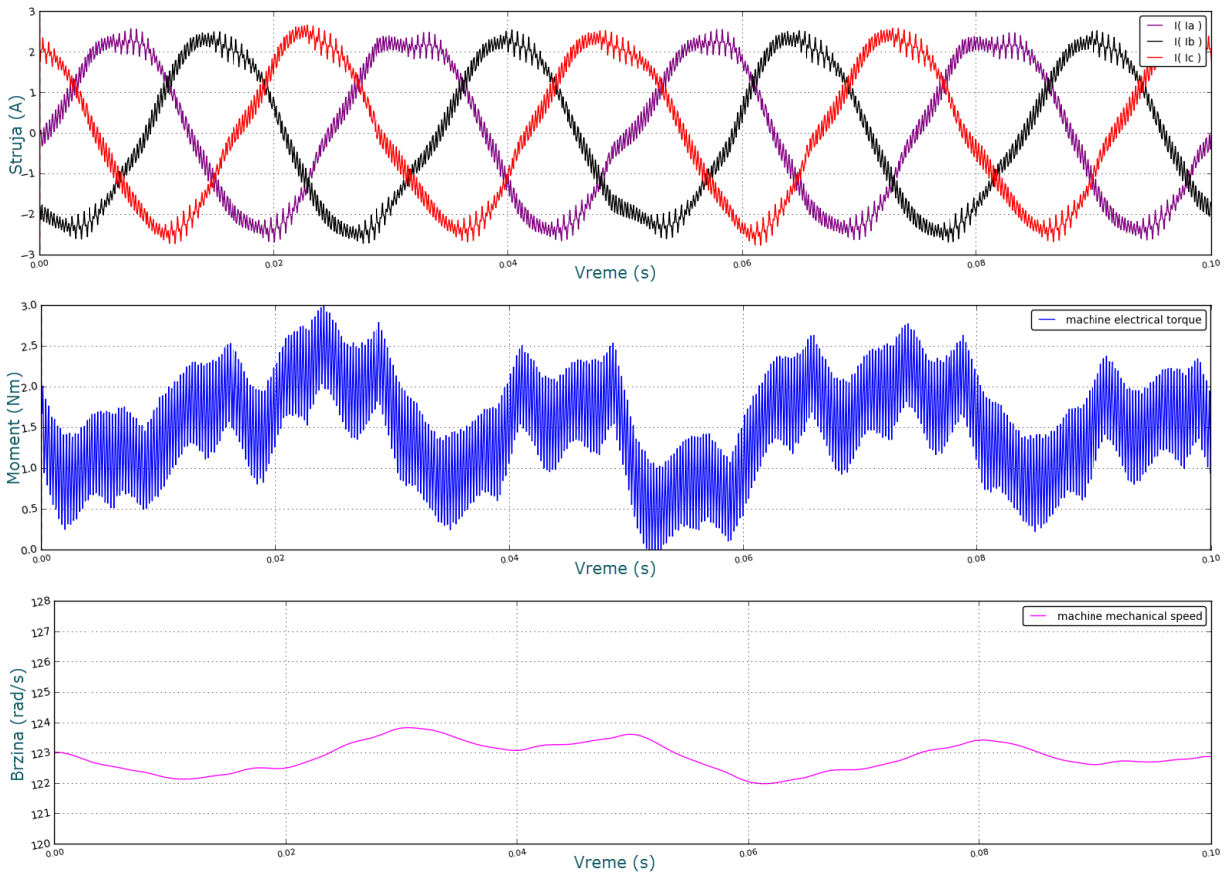
Слика 5.41 б) Унапређена метода: стационарни одзив струје, момента и брзине мотора при раздешености $-25\%L_{\gamma s}$ и $-25\%R_{\gamma r}$, $\omega_r^{REF} = 125,66 \text{ rad/s}$ ($0,4 \text{ r.j.}$) и $m_m = 1,5 \text{ Nm}$.



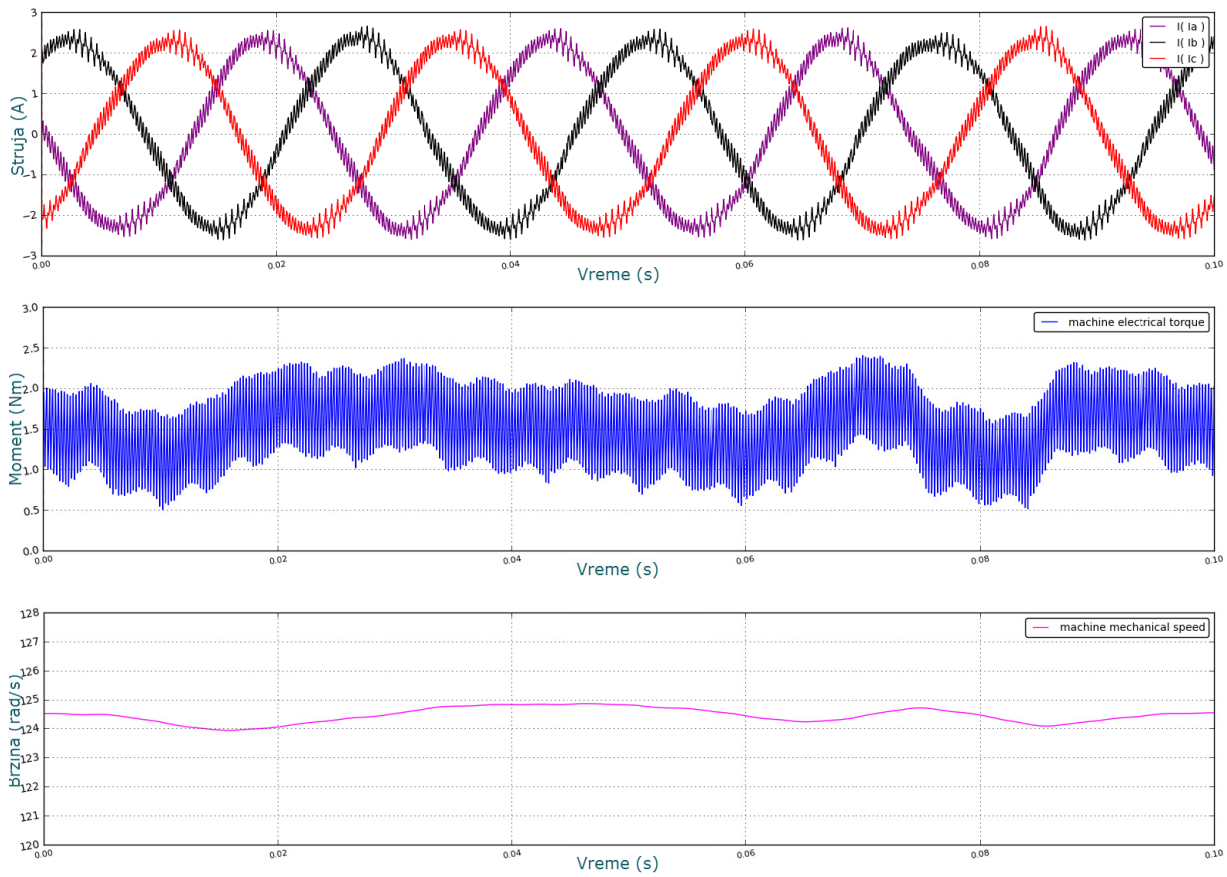
а) Конвенционална метода: мерене, реконструисане и dq -струје мотора при раздешености $-25\%L_{\gamma s}$ и $-25\%R_{\gamma r}$, $\omega_r^{REF} = 125,66 \text{ rad/s}$ ($0,4 \text{ r.j.}$) и $m_m = 1,5 \text{ Nm}$.



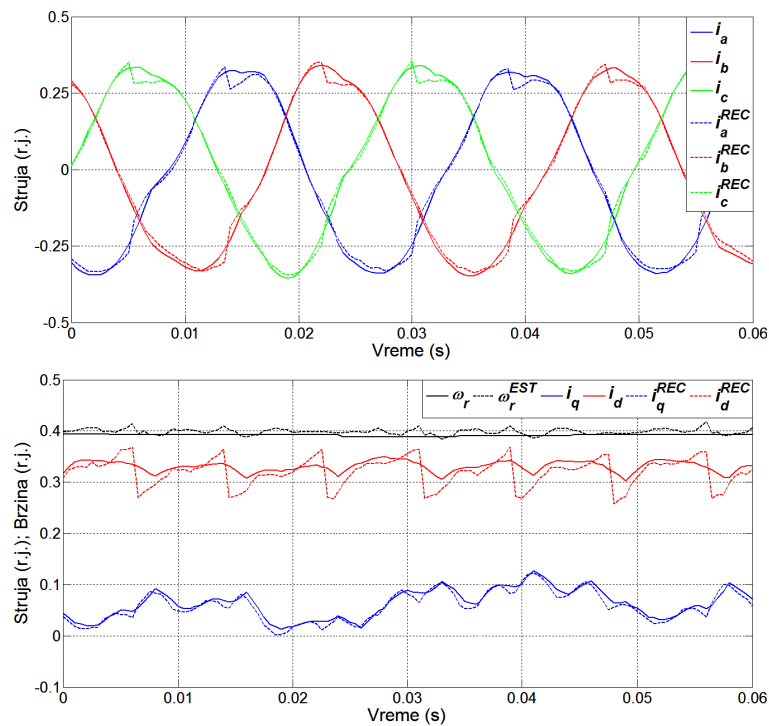
Слика 5.42 б) Унапређена метода: мерене, реконструисане и dq -струје мотора при раздешености $-25\%L_{\gamma s}$ и $-25\%R_{\gamma r}$, $\omega_r^{REF}=125,66 \text{ rad/s}$ ($0,4 \text{ r.j.}$) и $m_m=1,5 \text{ Nm}$.



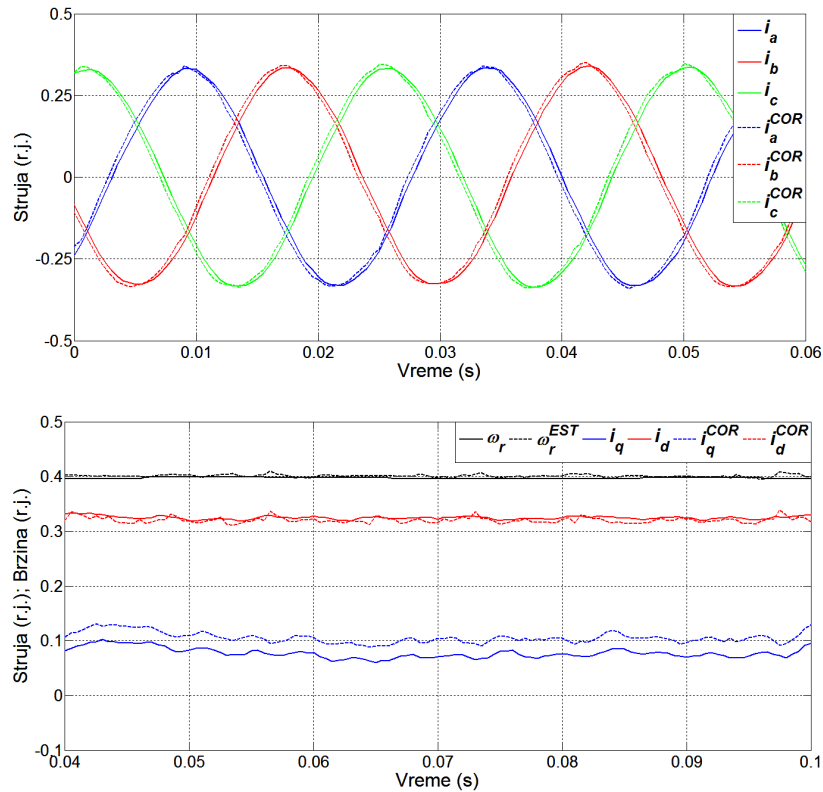
а) Конвенционална метода: стационарни одзив струје, момента и брзине мотора при раздешености $+25\%L_{\gamma s}$ и $+25\%R_{\gamma r}$, $\omega_r^{REF}=125,66 \text{ rad/s}$ ($0,4 \text{ r.j.}$) и $m_m=1,5 \text{ Nm}$.



Слика 5.43 б) Унапређена метода: стационарни одзив струје, момента и брзине мотора при раздешености $+25\%L_{\gamma s}$ и $+25\%R_{\gamma r}$, $\omega_r^{REF} = 125,66 \text{ rad/s}$ ($0,4 \text{ r.j.}$) и $m_m = 1,5 \text{ Nm}$.



а) Конвенционална метода: мерење, реконструисане и dq -струје мотора при раздешености $+25\%L_{\gamma s}$ и $+25\%R_{\gamma r}$, $\omega_r^{REF} = 125,66 \text{ rad/s}$ ($0,4 \text{ r.j.}$) и $m_m = 1,5 \text{ Nm}$.



Слика 5.44 б) Унапређена метода: мерене, реконструисане и dq -струје мотора при раздешености $+25\%L_{\gamma s}$ и $+25\%R_{\gamma r}$, $\omega_r^{REF}=125,66 \text{ rad/s}$ ($0,4 \text{ r.j.}$) и $m_m=1,5 \text{ Nm}$.

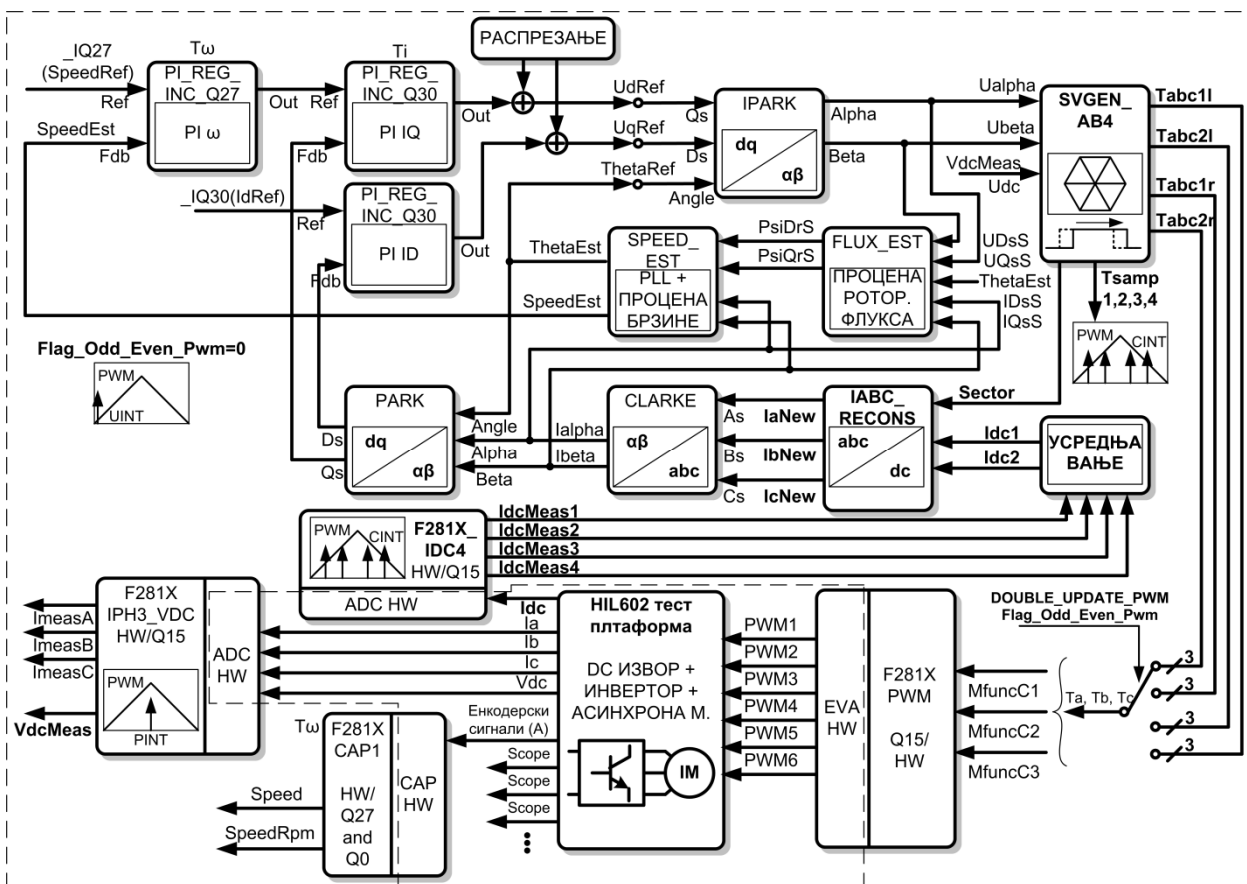
5.1.5 УНАПРЕЂЕНА МЕТОДА РЕКОНСТРУКЦИЈЕ ФАЗНИХ СТРУЈА СА УСРЕДЊАВАЊЕМ ЧЕТИРИ ОДБИРКА СТРУЈЕ МЕЂУКОЛА

Микропроцесорска реализација предложеног алгоритма у поглављу 3.4.2 приказана је на слици 5.45. Одговарајући редослед обављања главних радњи неопходних за реализацију алгоритма у оквиру прекидачких циклуса, приказан је на слици 5.46. У односу на конвенционалну методу реконструкције имплементирани су нови софтверски модули за прибављање струје међукола ($F281X_IDC4$) и генерисање потребних фактора испуне по гранама инвертора ($SVGEN_AB4$). Софтверски модул за прибављање струје међукола је увезан са $CINT$ догађајима у оквиру PWM циклуса, када бројачка јединица ($T1CNT$) узима вредности једнаке тзв. *Compare* регистру ($T1CMPR$). Са јављањем $CINT$ сигнала прекида, директно се читава вредност аналогног улаза на који је прослеђена струја међукола и позива се прекидна рутина ($IdcMeasISR$) која додељује очитану вредност одговарајућој променљивој струје међукола ($IdcMeas1$, $IdcMeas2$, $IdcMeas3$ или $IdcMeas4$). Којој од укупно четири променљиве струје међукола треба доделити очитану вредност зависи од актуелне позиције у оквиру одговарајуће полупериоде PWM циклуса. Као што је назначено на слици 5.46 у непарним PWM циклусима ($Flag_Odd_Even_Pwm=1$) се у левој полупериоди читавају струје $IdcMeas1$ (i_{ho}) и $IdcMeas2$ ($-i_{lo}$), редом. Слично, у парним PWM циклусима ($Flag_Odd_Even_Pwm=0$) се у десној полупериоди читавају струје

$IdcMeas3 (-i_{le})$ и $IdcMeas4(i_{he})$, редом. Усредњавањем по два одговарајућа одбирка струје међукола добијају се вредности две линијске струје мотора $Idc1$ и $Idc2$ са средине двоструког PWM периода:

$$Idc1(k) = \frac{IdcMeas2(k-1) + IdcMeas3(k-2)}{2} = -i_l^{AV}(k)$$

$$Idc2(k) = \frac{IdcMeas1(k-1) + IdcMeas4(k-2)}{2} = i_h^{AV}(k)$$
(5.17)

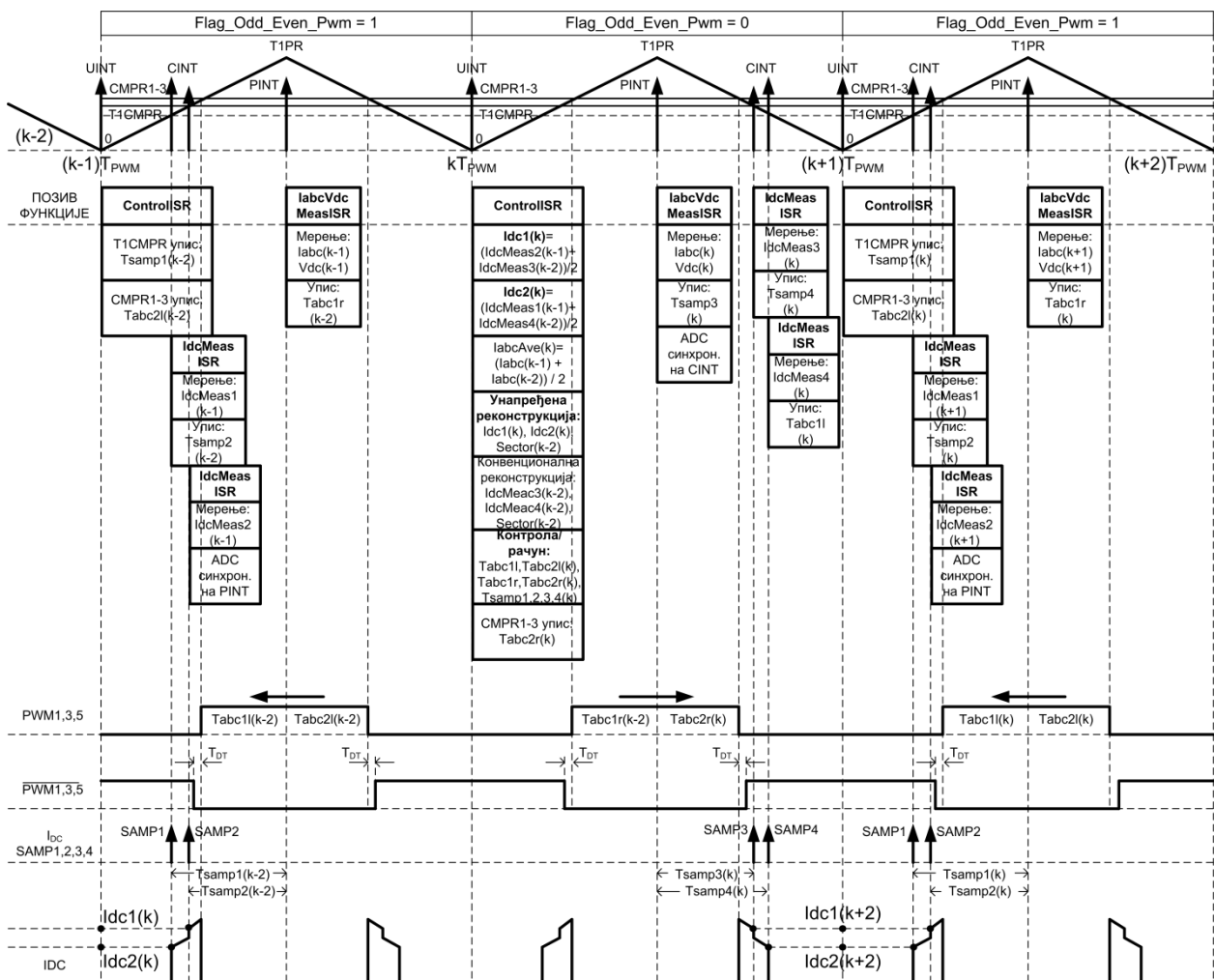


Слика 5.45 Микропроцесорска реализација алгоритма за тестирање регулације брзине асинхроног мотора са повратном спрегом само по струји међукола – унапређена метода са усредњавањем четири одбирка.

Линијске струје $Idc1$ и $Idc2$ одговарају линијским струјама $-i_l^{AV}$ и i_h^{AV} са слике 3.31. Овако одређени одбирци струје међукола улазе у конвенционални блок за реконструкцију ($IABC_RECONS$) који на основу сектора референтног напонског вектора ($Sector$) одређује линијске струје мотора ($IaNew$, $IbNew$ и $IcNew$) које се даље користе као сигнали повратне спреге.

Модификовани софтверски модул $SVGEN_AB4$ рачуна потребне факторе испуне по гранама инвертора (Ta , Tb и Tc) у складу са предложеном методом генерисања асиметричних PWM сигнала који се у непарним PWM циклусима померају у десно, а у парним PWM циклусима у лево ради поузданог читања струје међукола. Фактори

испуне рачунати за непарне PWM периоде су означени са l ($l - left$), јер се тада PWM сигнали померају по потреби улево, док су фактори испуне за парне PWM циклусе означени са r ($r - right$) наглашавајући тиме померање PWM сигнала удесно. При томе се за дати PWM циклус понаособ рачунају фактори испуне за прву полупериоду, што је у називу наглашено ознаком 1, и за другу полупериоду што је у називу означено са 2. Тако на пример $Tabc1l$ на сликама 5.45 и 5.46 представља факторе испуне по гранама инвертора који су активни током прве полупериоде непарних PWM циклуса, док фактори испуне $Tabc2r$ важе за другу полупериоду парних PWM циклуса.



Слика 5.46 Позивање главних функција у оквиру прекидачких циклуса – унапређена метода реконструкције струја са четири одбирка и усредњавањем по два одговарајућа одбирка струје међукола.

Померањем PWM сигнала на предложени начин не мења се средња вредност генерисаног напона на излазу инвертора, посматрано у оквиру два PWM циклуса и у односу на оригиналну $SVPWM$ прекидачку шему. Поред обезбеђивања активних вектора довољне ширине у складу са предложеном методом, задатак $SVGEN_AB4$ модула је такође генерисање времена одабирања струје међукола (T_{samp1} , T_{samp2} ,

T_{samp3} и T_{samp4}) која је потребно уписати у *Compare* регистар (*T1CMPR*) ради дефинисања *CINT* сигнала прекида. *SVGEN_AB4* имплементира шему одабирања струје међукола са слике 3.31, где су времена одабирања рачуната релативно у односу на завршетке активних вектора (максимални и средњи фактор испуне) узимајући у обзир потребно предефинисано кашњење (T_{delay}). На овај начин обезбеђено је да се усредњавањем очитаних вредности стварно добије средња вредност струја у оквиру двоструког *PWM* периода.

Главне функције контролног алгоритма се већим делом извршавају сваке друге *PWM* периоде, у парним *PWM* циклусима. У овом случају је фреквенција извршавања трансформација величина, естиматора флуksа и брзине, реконструкције струја, регулатора струја и *SVPWM* модулятора износила 1 kHz. Двоструко нижа учестаност је последица примењене методе која реконструише средње вредности линијских струја у оквиру два *PWM* циклуса.

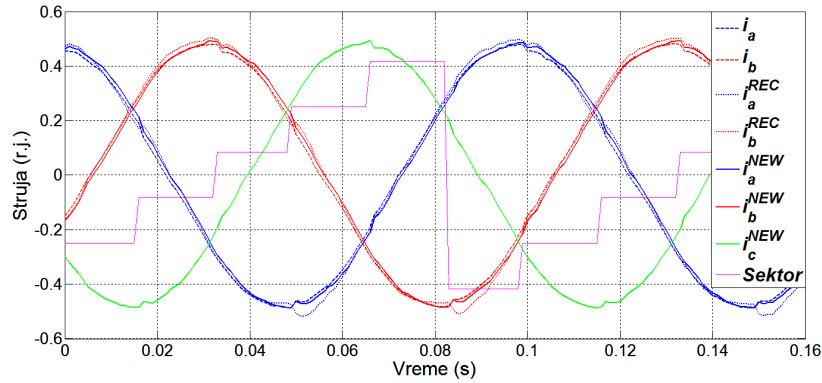
Паралелно са рачунањем побољшаних реконструисаних струја (I_{aNew} , I_{bNew} , I_{cNew}), рачунате су средње вредности конвенционално реконструисаних (I_{aRec} , I_{bRec} , I_{cRec}) и мерених струја мотора (I_a , I_b , I_c). При томе су њихове средње вредности сведене на исти тренутак, како би се резултати могли међусобно упоредити. За добијање конвенционално реконструисаних струја коришћена су два одбирка струје међукола, $I_{dcMeas3}$ и $I_{dcMeas4}$.

5.1.5.1 Провера рада у отвореној повратној спрези

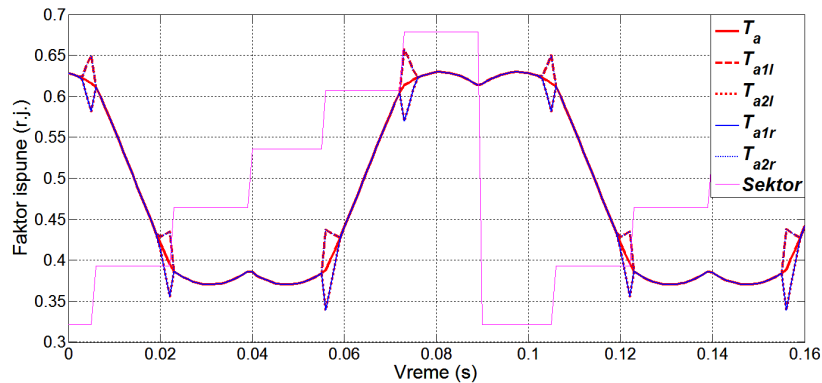
Једноставном програмском конфигурацијом било је могуће дефинисати рад унапређене методе реконструкције струја у отвореној или затвореној регулационој петљи. Пре затварања повратне спреге по коригованим реконструисаним струјама било је потребно уверити се у исправност рада методе у отвореној регулационој петљи. У том режиму рада, на мотор се доводио напон жељене амплитуде и фреквенције, а посматран је однос стварних мерених фазних струја мотора (I_{measA} , I_{measB} , I_{measC}), реконструисаних конвенционалном методом (I_{aRec} , I_{bRec} , I_{cRec}) и побољшаних реконструисаних струја (I_{aNew} , I_{bNew} , I_{cNew}). Жељена амплитуда је задата референтним вредностима dq -напона U_{dRef} и U_{qRef} , док је потребан угао ротације Θ_{Ref} добијан на излазу генератора рампе на основу жељене фреквенције $SpeedRef$.

На сликама 5.47-5.49 су приказани резултати рада унапређене методе реконструкције струја у отвореној регулационој петљи при различитим референтним напонима и оптерећењима мотора. Издвојени резултати потврђују да предложена метода реконструкције даје струје ближе стварним мереним струјама мотора, у поређењу са конвенционално реконструисаним струјама. Нагли скокови струје при преласку сектора су потиснути у великој мери, и реконструисане струје попримају очекивани синусоидалан облик. На тај начин побољшане реконструисане струје представљају ефикасну замену стварним мереним струјама, и као што ће се показати обезбедиће боље

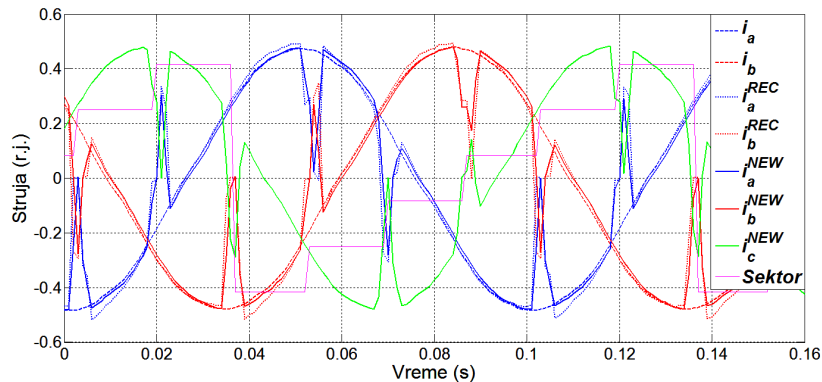
преформансе погона у затвореној регулационој петљи. Лошији одзив струја у отвореној петљи једино се уочава на слици 5.49 где су дати резултати који репрезентују рад предложене методе на малим брзинама, при веома малом индексу модулације. Због учестале потребе за померањем *PWM* сигнала ради обезбеђивања временског прозора довољне ширине за поуздано одабирање струје међукола (слика 5.49б), стварне струје мотора попримају изобличен облик (слика 5.49г). Уколико се не примене асиметрични *PWM* сигнали реконструкција струја није могућа, што приказују резултати са слике 5.49в.



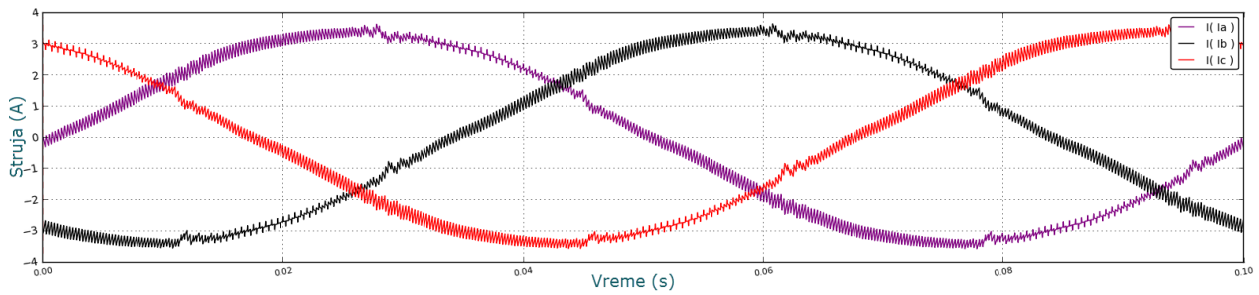
а) Побољшане реконструисане струје у поређењу са конвенционално реконструисаним и мереним струјама.



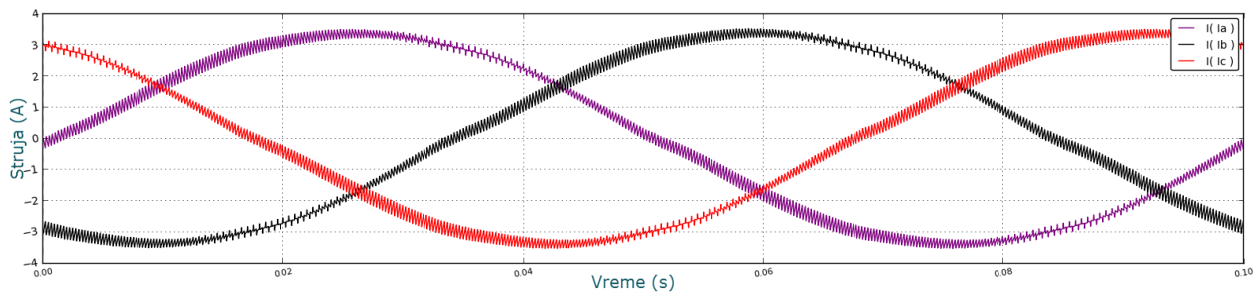
б) Фактори испуне фазе А за прве(1)/друге(2) полупериоде непарних(л)/парних(р) *PWM* циклуса.



в) Реконструисане струје када није примењена предложена метода померања *PWM* сигнала.



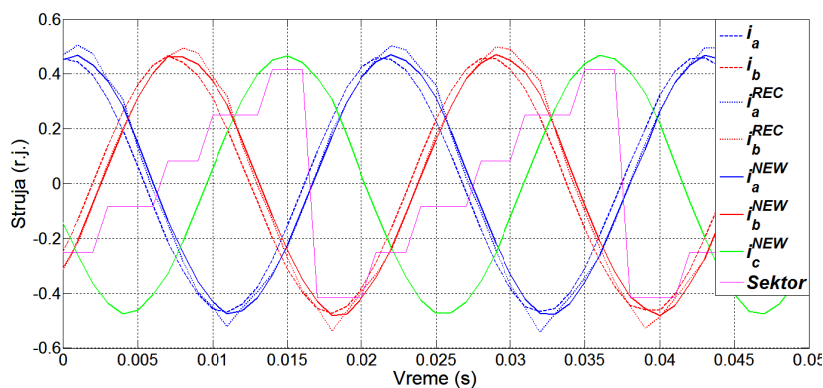
г) Линијске струје мотора када је примењена асиметрична *PWM* шема.



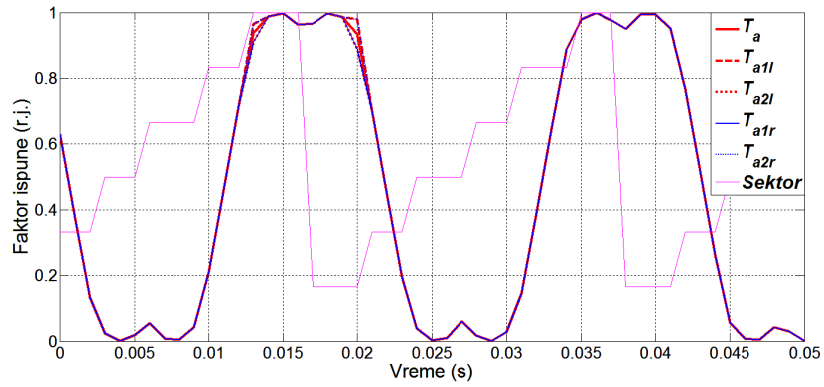
д) Линијске струје мотора када је примењена оригинална симетрична *PWM* шема.

Слика 5.47 Побољшана реконструкција струја мотора за средњи индекс модулације:
 $u^{REF}=0,1 r.j., \omega^{REF}=0,1 r.j., m_m=3 Nm (40\%M_n)$.

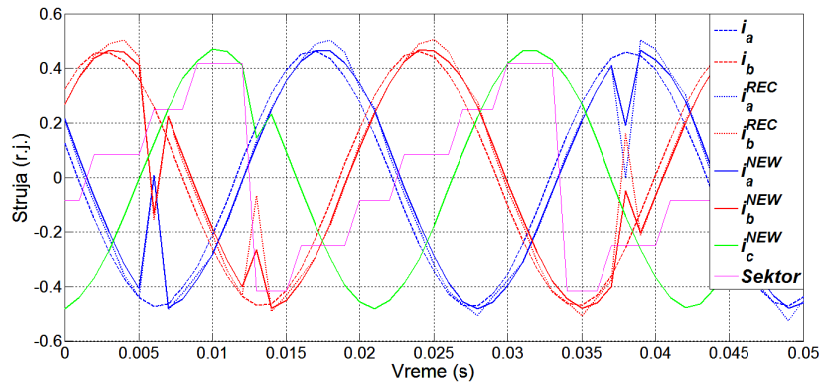
И поред тога, резултати показују да конвенционално реконструисане струје више одступају од облика стварних струја мотора, и да су секције са офсетом јасно уочљиве. Због тога су реконструисане струје по предложеној методи ефикаснија замена линијским струјама мотора. Код резултата за средњи и велики индекс модулације изобличење струја мотора због примене асиметричних *PWM* сигнала није изражено. Изобличење услед померања *PWM* сигнала је истог нивоа као код примене конвенционалне методе. Код великог индекса модулације, који се задаје при већим брзинама мотора, у овом случају је због релативно ниске периоде одабирања од $1 ms (f=1 kHz)$ изражен утицај дискретизације. То је разлог да реконструисане струје у односу на стварне мерене линијске струје мотора фазно касне за око $0,5 ms$ у овом случају.



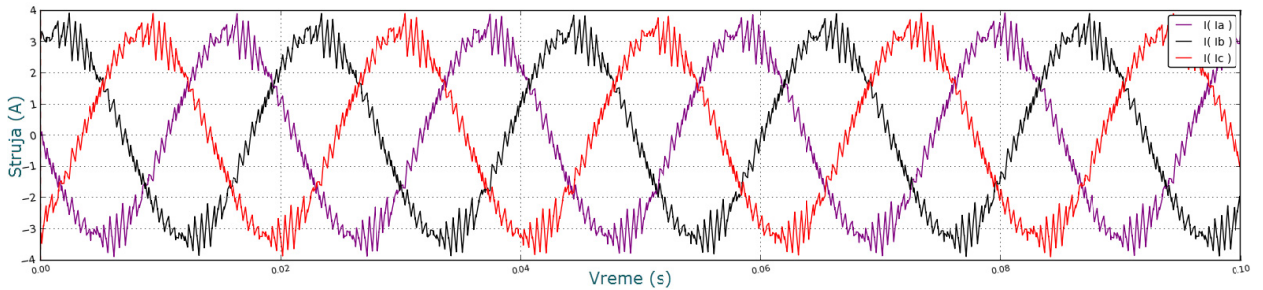
а) Побољшане реконструисане струје у поређењу са конвенционално реконструисаним и мереним струјама.



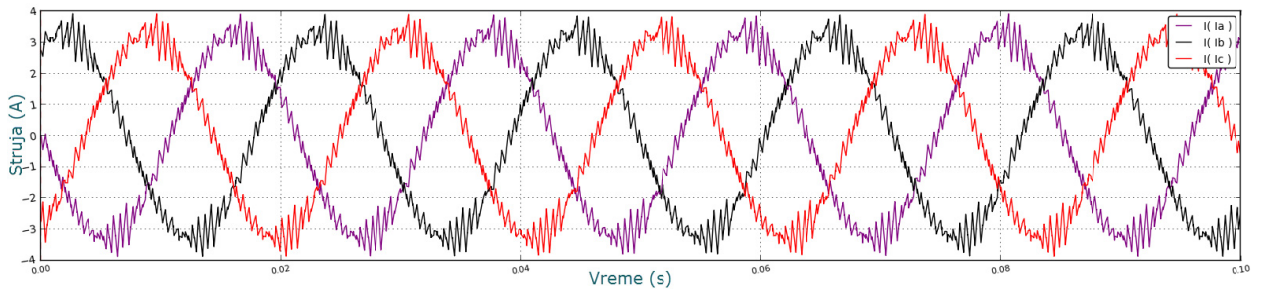
б) Фактори испуне фазе *A* за прве(1)/друге(2) полупериоде непарних(*l*)/парних(*r*) *PWM* циклуса.



в) Реконструисане струје када није примењена предложена метода померања *PWM* сигнала.



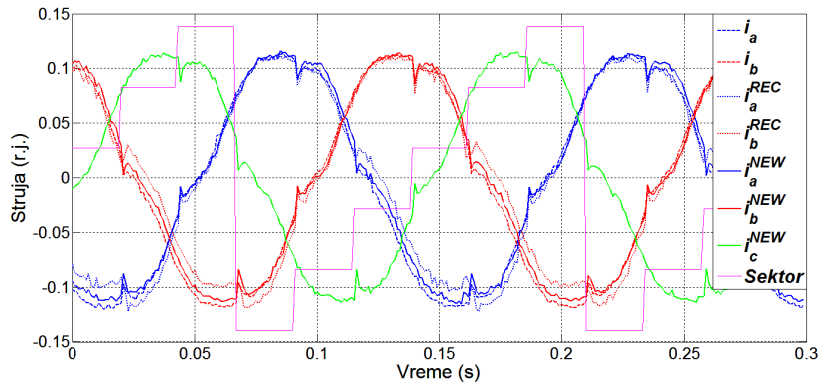
г) Линијске струје мотора када је примењена асиметрична *PWM* шема.



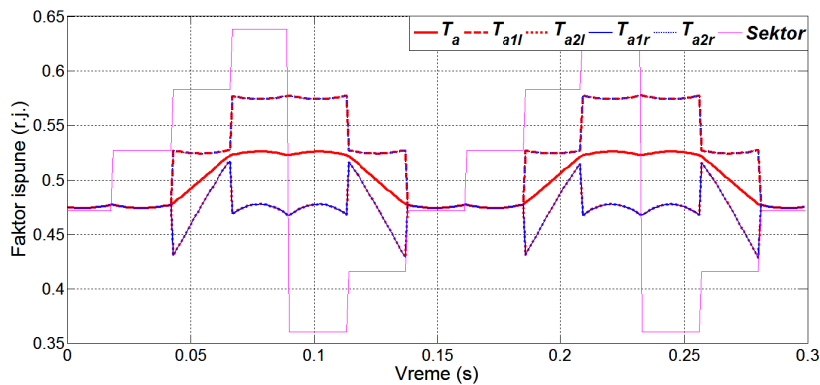
д) Линијске струје мотора када је примењена оригинална симетрична *PWM* шема.

Слика 5.48 Побољшана реконструкција струја мотора за велики индекс модулације:

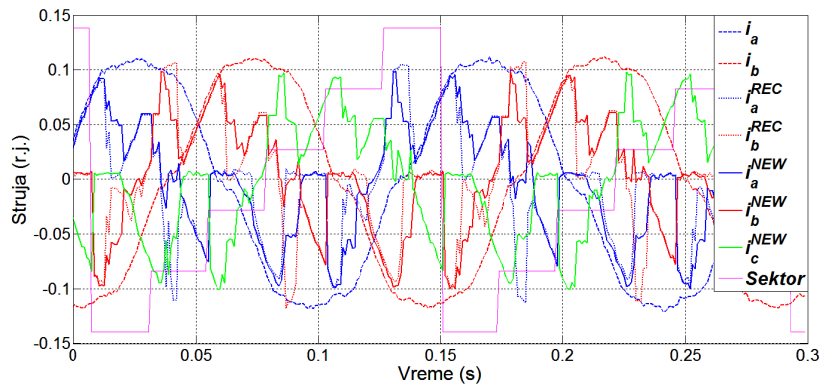
$$u^{REF}=0,39 \text{ r.j.}, \omega^{REF}=0,47 \text{ r.j.}, m_m=3 \text{ Nm (40\%M}_n\text{)}.$$



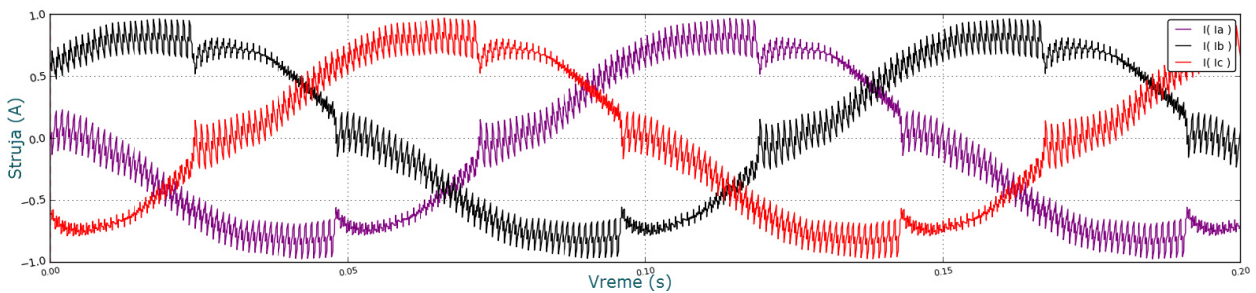
а) Побољшане реконструисане струје у поређењу са конвенционално реконструисаним и мереним струјама.



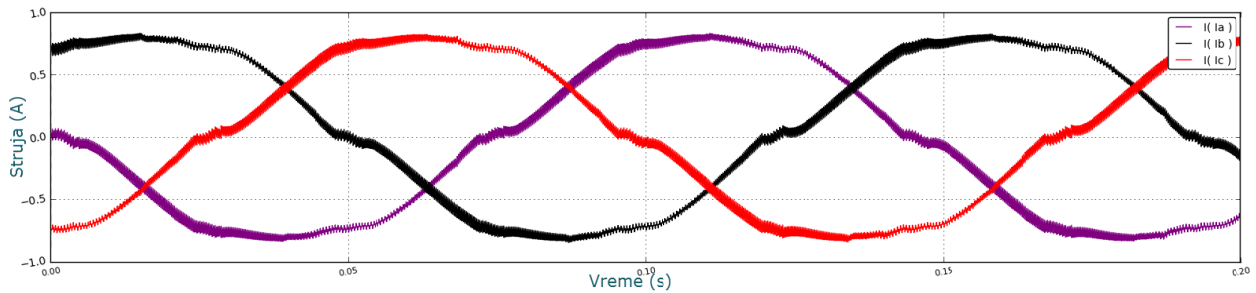
б) Фактори испуне фазе *A* за прве(1)/друге(2) полупериоде непарних(*l*)/парних(*r*) *PWM* циклуса.



в) Реконструисане струје када није примењена предложена метода померања *PWM* сигнала.



г) Линијске струје мотора када је примењена асиметрична *PWM* шема.



д) Линејске струје мотора када је примењена оригинална симетрична *PWM* шема.

Слика 5.49 Побољшана реконструкција струја мотора за врло мали индекс модулације:
 $u^{REF}=0,02 \text{ r.j.}$, $\omega^{REF}=0,07 \text{ r.j.}$, $m_m=0 \text{ Nm}$.

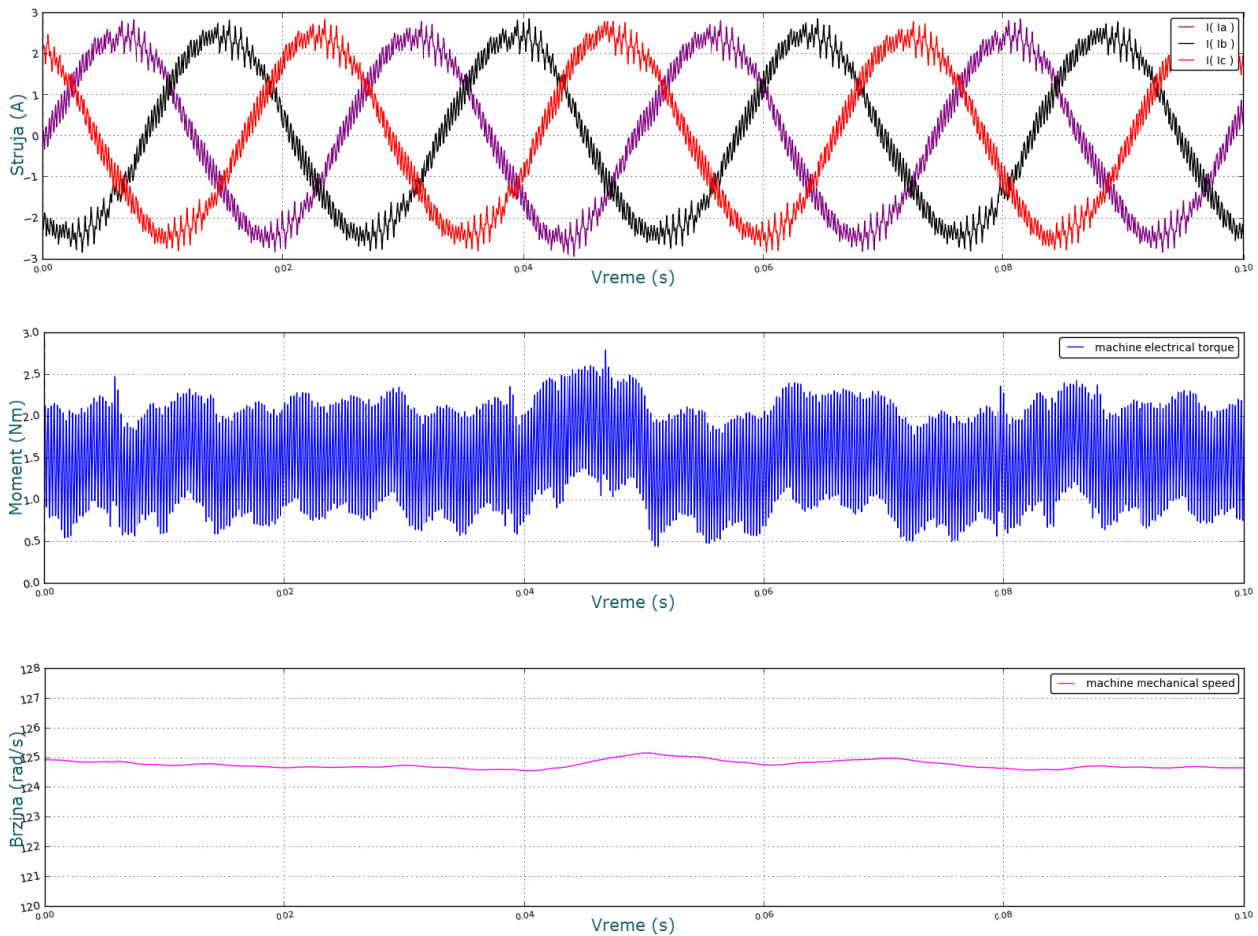
5.1.5.2 Провера рада у затвореној повратној спрези – стационарни одзив

Након потврде рада унапређене реконструкције у отвореној петљи, метода је проверена у затвореној повратној спрези у оквиру алгоритма приказаног на слици 5.45, чије су теоретске основе детаљно изложене у поглављу 3. При томе је проверен стационарни и динамички одзив брзине, електромагнетног момента и струја за различите радне услове: референтне брзине ω_r^{REF} и моменте оптерећења m_m . Коришћене су исте референтне вредности као код провере конвенционалне методе како би добијени резултати били упоредиви.

На слици 5.50 је приказан одзив у устаљеном стању за задату вредност брзине $\omega_r^{REF}=0,4 \text{ r.j.}$ ($125,66 \text{ rad/s}$) и оптерећење мотора $m_m=1,5 \text{ Nm}$. У односу на одзив конвенционалне методе приказан на слици 5.21 унапређена метода показује стабилнији рад, где су осцилације струја и момента мотора елиминисане. Чињеница да су изобличења и офсети реконструисаних струја значајно смањени, одразила се и на бољи одзив момента и брзине мотора у устаљеном стању. Одзив брзине је са мањим осцилацијама чија амплитуда не прелази $0,3 \text{ rad/s}$, у односу на конвенционалну методу када су осцилације биле амплитуде до 1 rad/s . Осцилације брзине су троструко смањене. Грешка брзине није у потпуности елиминисана (утицај дискретизације), али је постигнута средња брзина $124,8 \text{ rad/s}$ која је ближа задатој вредности $125,66 \text{ rad/s}$. На тај начин је и грешка брзине вишеструко смањена са вредности $2,36 \%$ на $0,68 \%$ задате брзине.

На слици 5.51 су приказани резултати стационарног одзива снимљени на микроконтролеру за дате радне услове. Горња слика приказује остварене струје мотора, i_a , i_b и i_c , у поређењу са реконструисаним струјама, i_a^{NEW} , i_b^{NEW} , и i_c^{NEW} , које се користе као сигнали повратне спреге. Дат је и облик конвенционално реконструисане струје по фази A , i_a^{REC} , за посматрани случај. Побољшане реконструисане струје више не садрже карактеристичне нагле промене вредности приликом промене сектора референтног

напона. Значајно боље понашање предложене методе се најбоље уочава на доњој и слици у средини, које приказују dq -струје мотора.



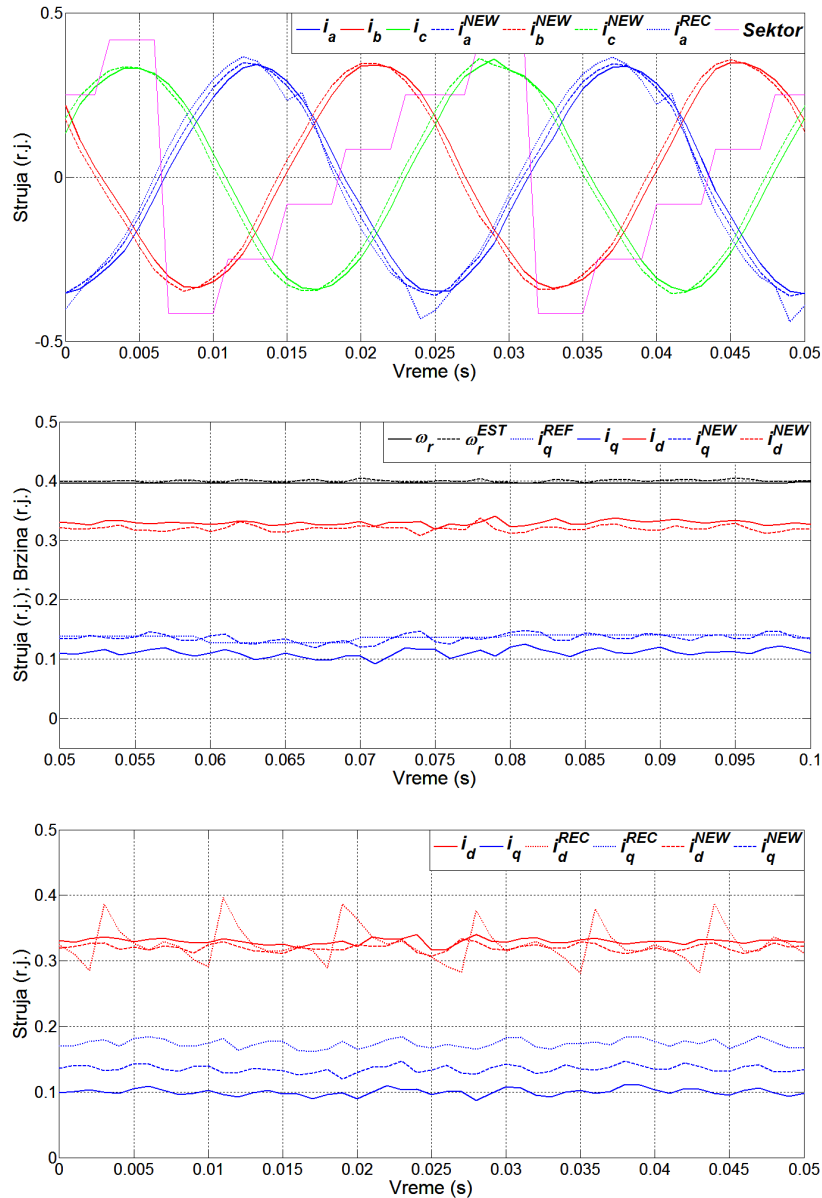
Слика 5.50 Унапређена метода – стационарни одзив за режим $\omega_r^{REF} = 125,66 \text{ rad/s}$ (0,4 r.j.) и $m_m = 1,5 \text{ Nm}$.

У односу на резултате конвенционалне методе приказане на слици 5.22, нове вредности dq -струја, i_d^{NEW} и i_q^{NEW} , не садрже значајан удео трећег и шестог хармоника. Одступање dq -компоненти мерених струја, i_d и i_q , у односу на реконструисане струје, i_d^{NEW} и i_q^{NEW} , постоји због утицаја дискретизације јер је однос фундаменталне периоде и периоде одабирања у овом случају само 25 (1 kHz / 40 Hz). Елиминисање утицаја дискретизације није била тема овог рада. И поред тога, реконструисане струје по предложеној методи дају бољи одзив у односу на конвенционалну методу.

5.1.5.3 Провера рада у затвореној повратној спрези – динамички одзив

На слици 5.52 је приказан динамички одзив брзине, електромагнетног момента и струје мотора при наглој промени референтне вредности брзине у опсегу $31,42 \text{ rad/s}$ – $125,66 \text{ rad/s}$ (0,1 r.j.- 0,4 r.j.) када је мотор био оптерећен на свом вратилу моментом $m_m = 1,5 \text{ Nm}$. У поређењу са резултатима када је повратна спрега била по

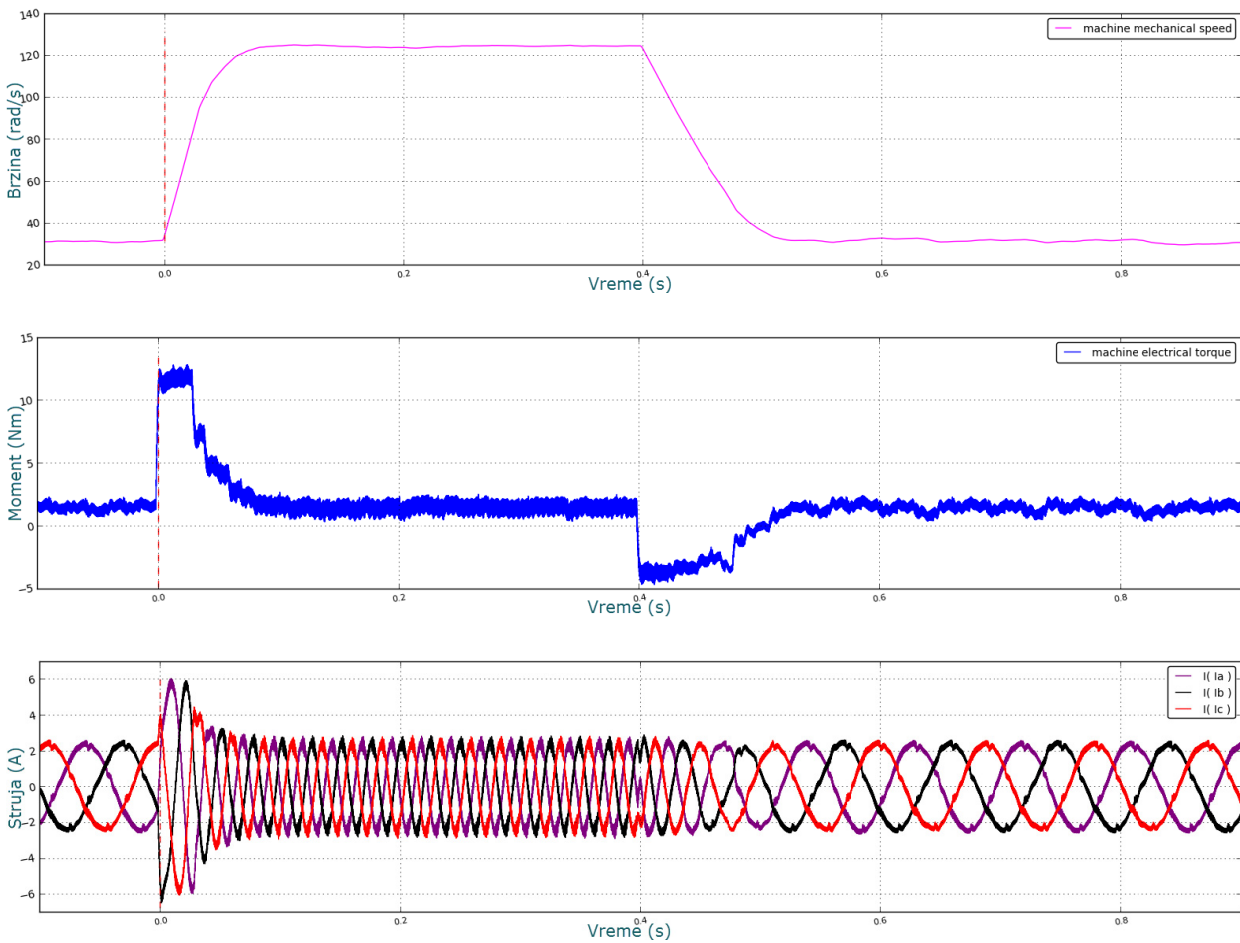
конвенционално реконструисаним струјама мотора (слика 5.23) добијени су знатно бољи одзиви у погледу смањења осцилација струја и електромагнетног момента мотора. Добијени су одзиви слични ситуацији када је повратна спрега била по мерним струјама мотора (слика 5.15). Поређењем резултата на слици 5.15 са добијеним резултатима 5.52 може се рећи да је постигнут сличан квалитет управљања, али сада са само једним сензором струје у једносмерном међуколу.



Слика 5.51 Стационарни одзив за режим $\omega_r^{REF}=125,66 \text{ rad/s}$ ($0,4 \text{ r.j.}$) и $m_m=1,5 \text{ Nm}$: а) остварене и реконструисане струје мотора; б) остварене dq -струје, реконструисане dq -струје по предложеној методи и брзина мотора; в) остварене и реконструисане dq -струје мотора по унапређеној и конвенционалној методи.

Слика 5.53 приказује одговарајући динамички одзив брзине и dq -струја мотора снимљен на микроконтролеру. Осцилације dq -струја су редуковане у значајној мери у поређењу са одзивом са слике 5.24 када је повратна спрега била по конвенционално реконструисаним струјама. Једино су при нижој вредности референтне брзине $0,1 \text{ r.j.}$

приметне појачане осцилације q -струје, што се одразило на развијени електоромагнетни момент приказан на слици 5.52.

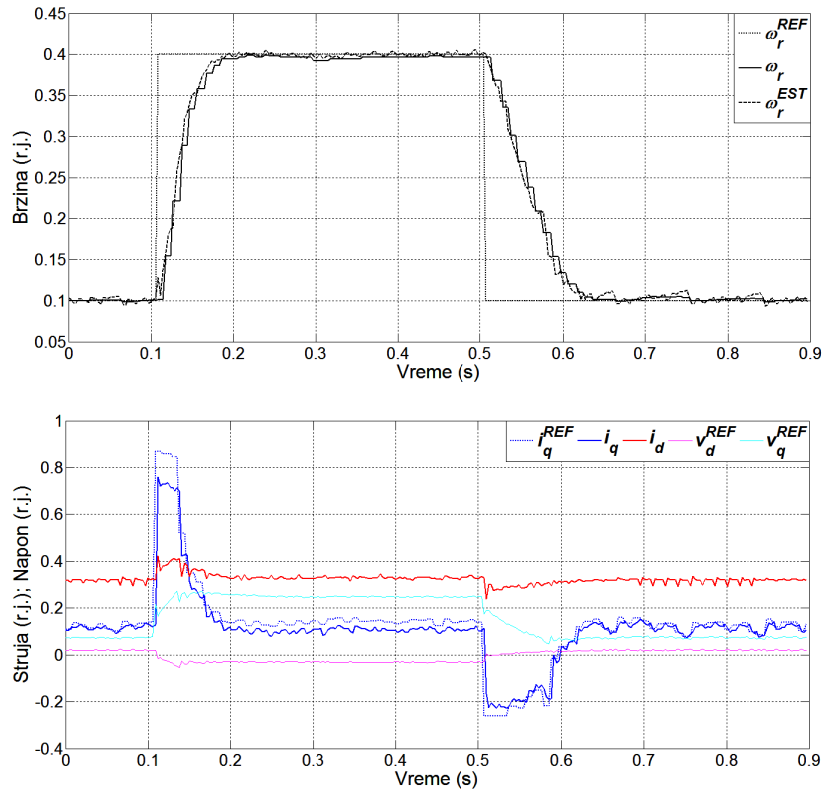


Слика 5.52 *HIL* резултати: динамички одзив брзине, момента и струје мотора на скоковиту промену брзине $\omega_r^{REF}=0,1-0,4$ *r.j.* при оптерећењу $m_m=1,5$ *Nm* – унапређена метода са усредњавањем 4 одбирка.

За ниже брзине обртања контролер намеће ниже вредности напона на мотор, када постоји учесталија потреба за применом асиметричних *PWM* сигнала ради поузданог читања струје међукола. Због тога су у струји мотора, на нижим брзинама, приметна нешто већа изобличења. Осцилације и грешка брзине у устаљеним стањима мотора су смањене. Добијени резултати потврђују да предложена метода омогућава стабилнији и квалитетнији динамички одзив у односу на конвенционалну реконструкцију фазних струја.

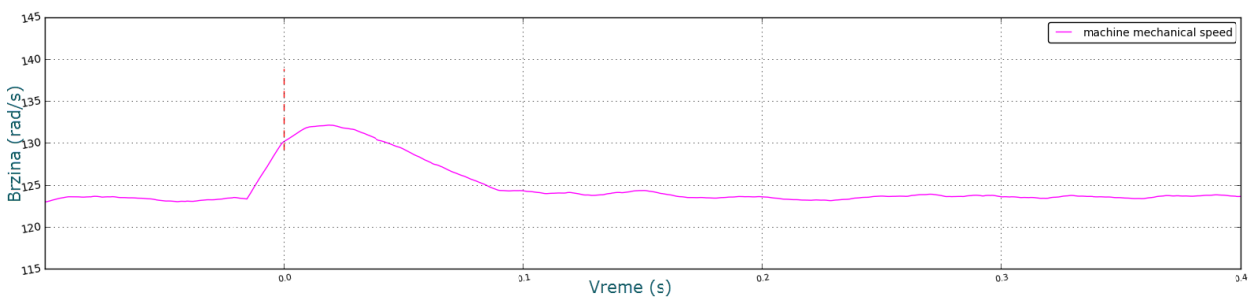
Ефикасност предложене методе реконструкције са усредњавањем четири одбирка струје међукола, у постизању бољег квалитета управљања у односу на конвенционални приступ и за већа оптерећења мотора, приказана је на слици 5.54. На слици су приказани резултати динамичког одзива брзине, момента и струја на наглу промену оптерећења са називне вредности 7,45 *Nm* на 5 *Nm* при референтној брзини 125,66 *rad/s* (0,4 *r.j.*). Тиме је омогућено поређење добијених резултата са резултатима са слике

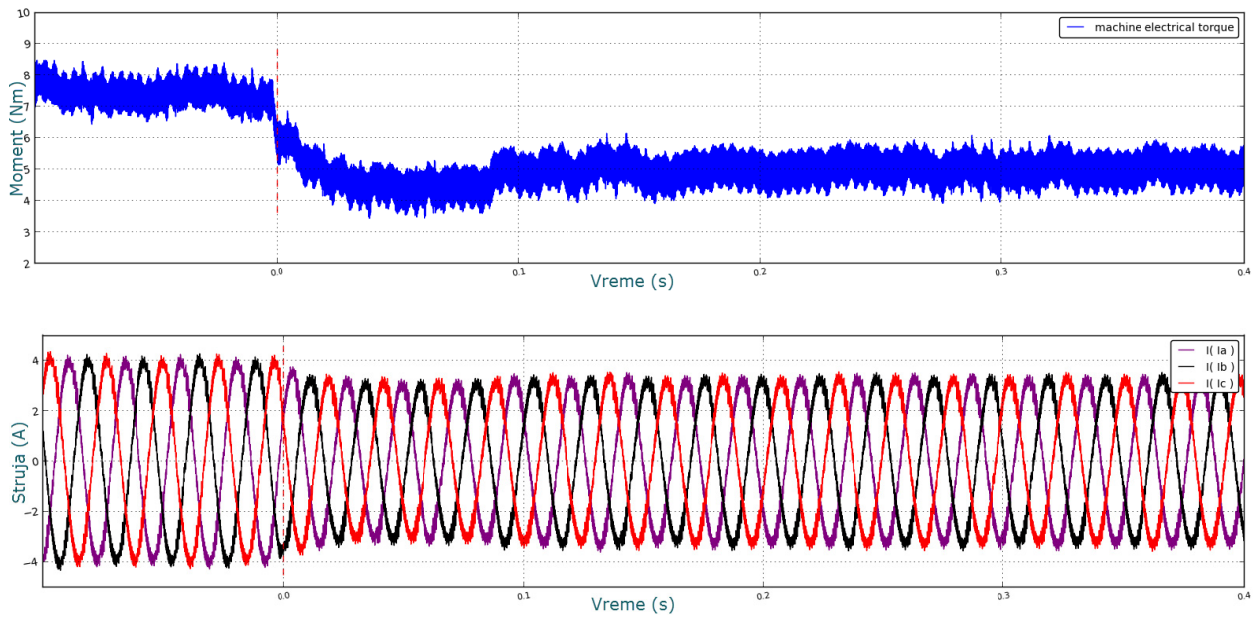
5.25 који су снимљени у истим радним условима када је повратна спрега била по конвенционално реконструисаним струјама мотора.



Слика 5.53 DSP резултати: динамички одзив брзине, момента и струје мотора на скоковиту промену брзине $\omega_r^{REF}=0,1-0,4$ r.j. при оптерећењу $m_m=1,5$ Nm – унапређена метода са усредњавањем 4 одбирка.

За релативно велики скок оптерећења од 32,9% M_n , скок брзине је смањен са вредности 8,16 % на 5,2 % референтне брзине у односу на конвенционалну методу уз приближно исто време смирења од 0,12 s. Грешка брзине у устаљеном стању при оптерећењу 5 Nm је смањена са -2,51 % на -1,56 % вредности референтне брзине. Побољшан одзив уочава се у електромагнетном моменту и струјама мотора које више не садрже значајан удео хармоника нижег реда.

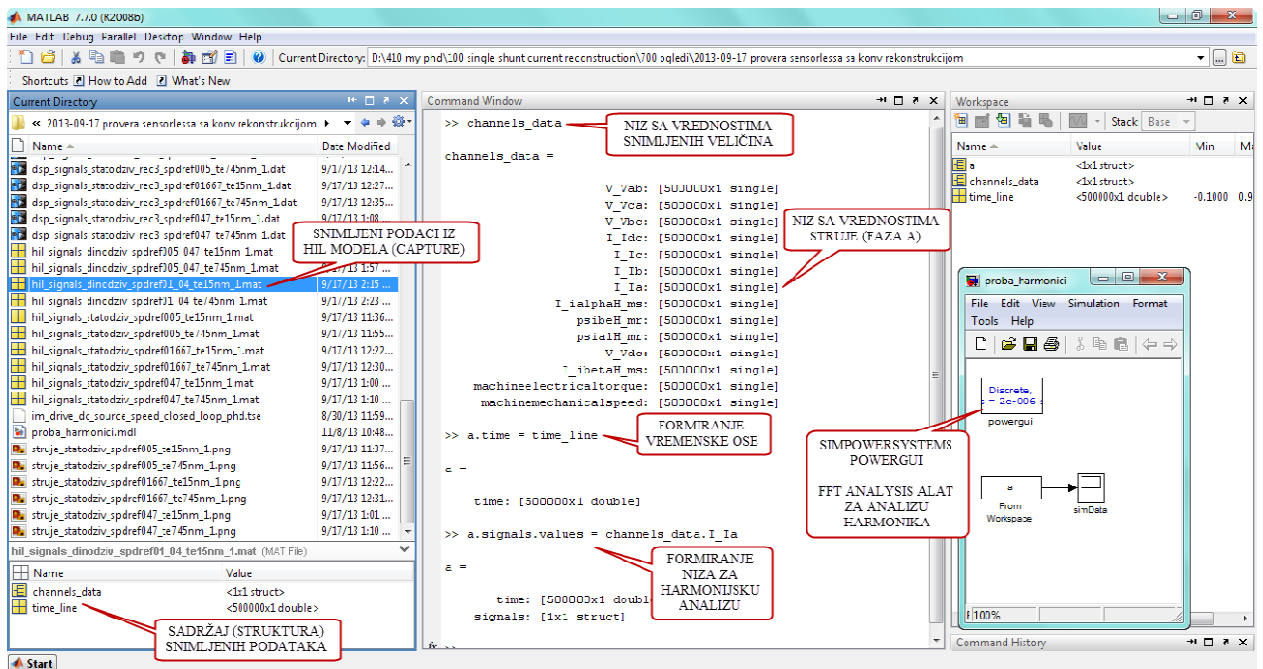




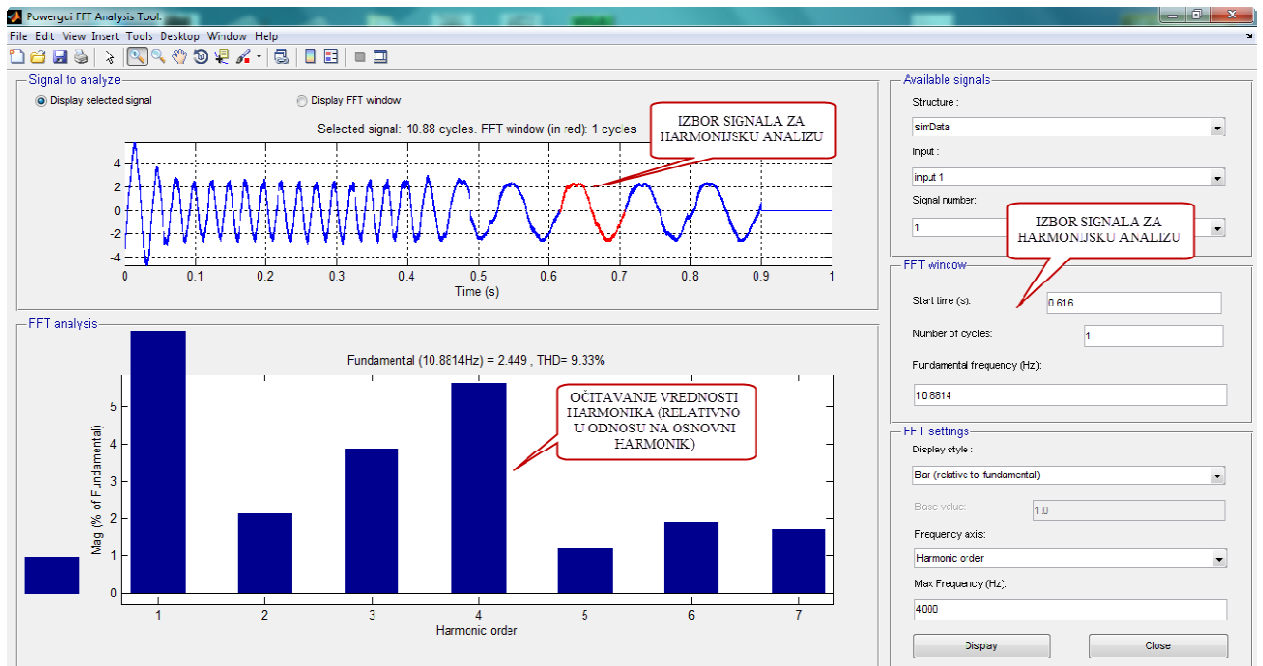
Слика 5.54 *HIL* резултати: динамички одзив брзине, момента и струје мотора на скоковиту промену оптерећења $m_m=7,45-5 \text{ Nm}$ при брзини $\omega_r^{REF}=125,66 \text{ rad/s}$ ($0,4 \text{ r.j.}$) – унапређена метода са усредњавањем 4 одбирка.

5.1.6 ХАРМОНИЈСКА АНАЛИЗА СТРУЈА МОТОРА

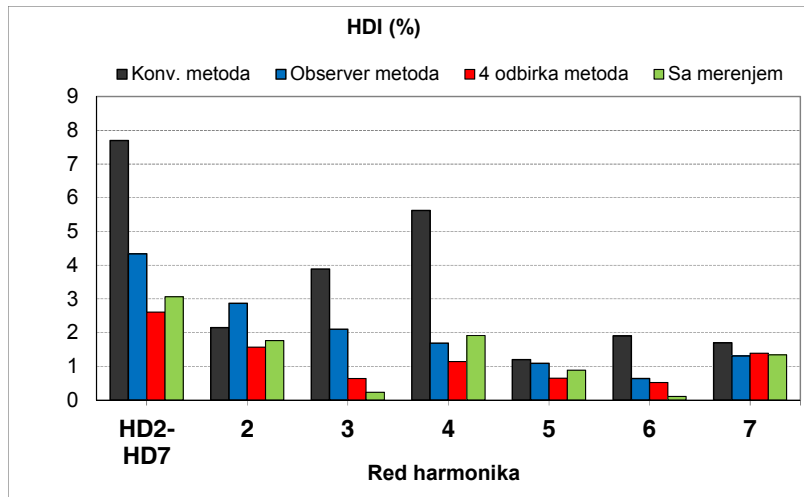
У овом делу су збирно дати упоредни резултати хармонијске анализе сигнала струја мотора за различите ситуације када је повратна спрега у управљачком алгоритму била по мереним, конвенционално реконструисаним или унапређеним реконструисаним струјама по предложеним методама. Хармонијска анализа је извршена у програмском пакету *MATLAB/Simulink* (слика 5.55), у који су увезени снимљени подаци из *HIL* модела (*.mat* датотека). Издвојена структура са вредностима струје мотора и временске осе анализирана је у оквиру *SimPowerSystems PowerGUI* алата за хармонијску анализу (*FFT Analysis*, слика 5.56). При томе је анализа дата за две различите брзине, 300 ob/min и 1200 ob/min ($0,1 \text{ r.j.}$ и $0,4 \text{ r.j.}$), и два различита оптерећења, $1,5 \text{ Nm}$ и $M_n=7,45 \text{ Nm}$ (слике 5.57-5.60). Резултати су нормализовани и виши хармоници су исказани релативно у односу на први хармоник. Од интереса су биле вредности хармоника на нижим учестаностима које могу значајније утицати на регулационе структуре по струји и брзини мотора и довести до лошијег квалитета управљања. Јасно је да у датом случају постоји значајнији хармонијски садржај лоциран око прекидачке учестаности (2 kHz) и њене двоструке вредности (4 kHz), али те осцилације због инерције ротора и оптерећења не утичу у приметној мери на одзив брзине мотора. Стога је приказан садржај од 2-ог до 7-ог хармоника који су били доминантни код примене конвенционалне методе, а значајно смањени код примене предложених метода реконструкције струја мотора. На основу приказаних резултата се може извести закључак да су нижи хармоници поништени и квалитет побољшан захваљујући изабраној стратегији управљања.



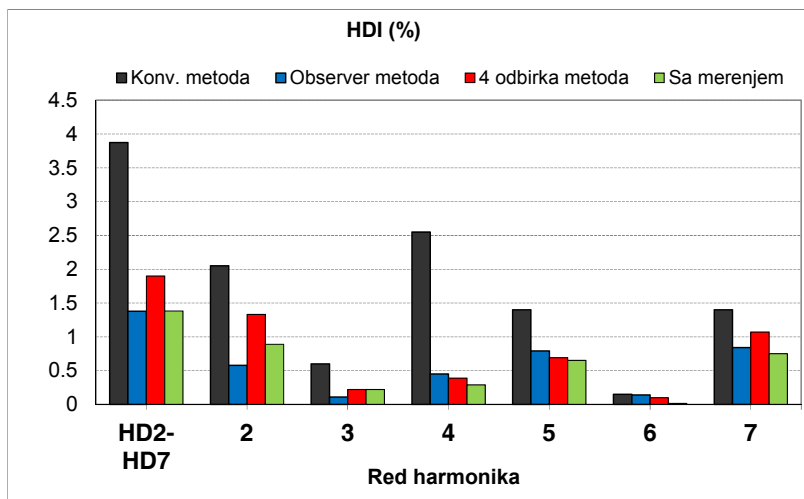
Слика 5.55 Увоз сигнала струје у *MATLAB/Simulink* ради хармонијске анализе.



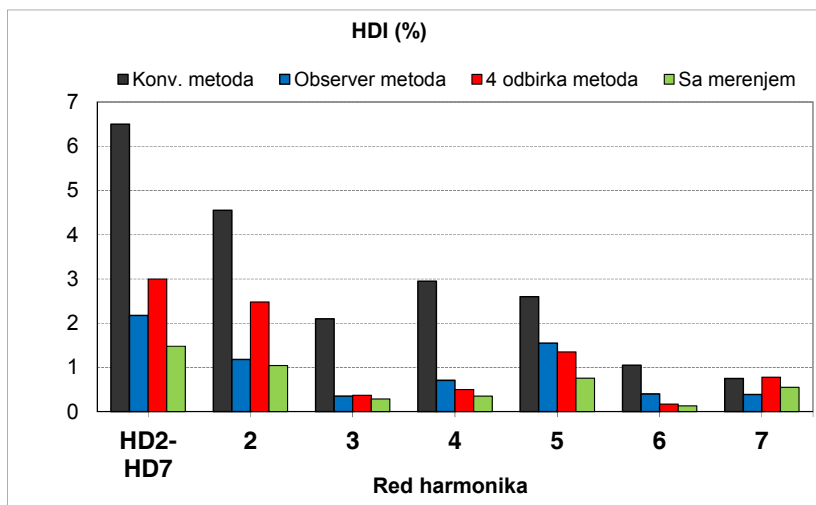
Слика 5.56 Хармонијска анализа сигнала струје мотора помоћу *SimPowerSystems PowerGUI* и *FFT Analysis* алата.



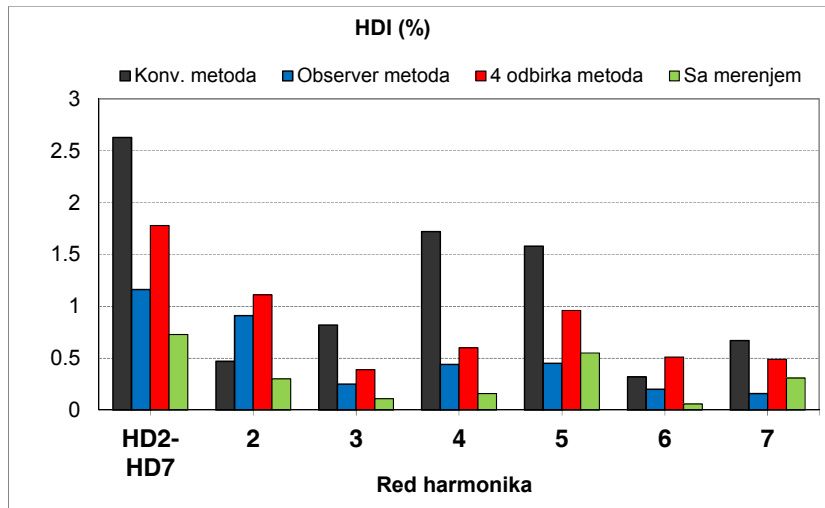
Слика 5.57 Хармонијски садржај на нижим учестаностима за: $n_r^{REF}=300\text{ ob/min}$ (0,1 r.j.) и $m_m=1,5\text{ Nm}$ (20% M_n).



Слика 5.58 Хармонијски садржај на нижим учестаностима за: $n_r^{REF}=300\text{ ob/min}$ (0,1 r.j.) и $m_m=7,45\text{ Nm}$ (M_n).



Слика 5.59 Хармонијски садржај на нижим учестаностима за: $n_r^{REF}=1200\text{ ob/min}$ (0,4 r.j.) и $m_m=1,5\text{ Nm}$ (20% M_n).



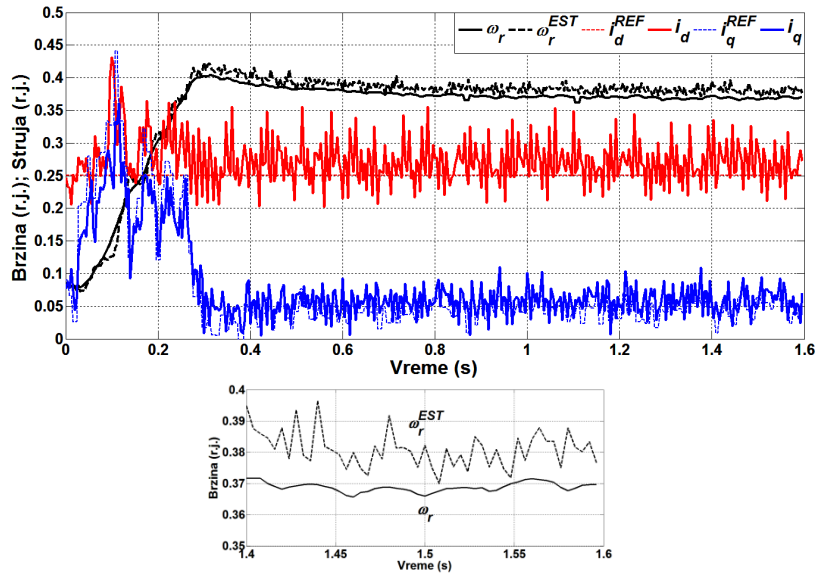
Слика 5.60 Хармонијски садржај на нижим учестаностима за: $n_r^{REF} = 1200 \text{ ob/min}$ ($0,4 \text{ r.j.}$) и $m_m = 7,45 \text{ Nm}$ (M_n).

5.2 ВЕРИФИКАЦИЈА УПРАВЉАЧКОГ АЛГОРИТМА НА ЛАБОРАТОРИЈСКОМ МОДЕЛУ

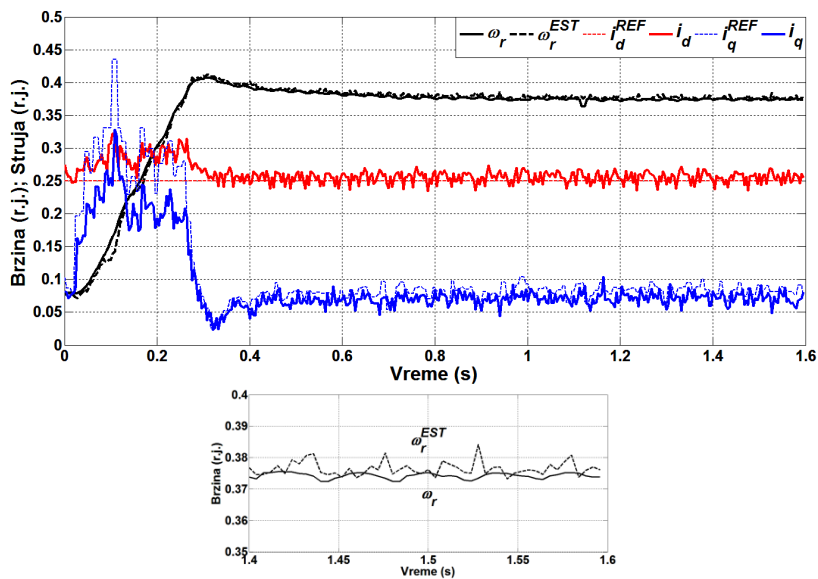
У овом делу су изложени резултати испитивања предложене методе реконструкције са усредњавањем четири одбирка струје међукола добијени на лабораторијском моделу погона асинхроног мотора детаљно описаног у поглављу 4.1 (слика 4.2). Предложени алгоритам је тестиран у односу на конвенционалну методу реконструкције. Током извођења огледа, у паралели је тестиран контролни алгоритам и на *HIL400* платформи (слика 4.27). Тек што су резултати испитивања потврдили исправност рада на *HIL* поставци, експерименти су извршени са истим контролним алгоритмом на лабораторијском моделу. Резултати из *HIL* модела који одговарају датим експерименталним резултатима приказани су у раду [E4]. Ефикасност друге предложене методе са проценом и елиминацијом грешке у реконструисаним струјама доказана је на *Emerson*-овом погону асинхроног мотора снаге 1 kW намењеног за примену у веш машини [E1].

У датим тестовима, појачања регулатора брзине и струје су била подешена по методи модулног оптимума: $K_{p\omega} = 0,185$ и $K_{i\omega} = 0,048$, односно $K_{pi} = 0,185$ и $K_{ii} = 0,048$. Базна вредност брзине је била 2000 ob/min , чему одговара базна вредност фреквенције $f_b = 66,77 \text{ Hz}$. Базне вредности за струју и напон су исте као што је изведено у поглављу 4: $I_b = 7,02 \text{ A}$ и $U_b = 842,55 \text{ V}$. За снимање динамичког одзива уведена је рампа референтне вредности тако да се задата промена брзине извршава у оквиру временског интервала $0,4 \text{ s}$. Референтна вредност d -компоненте струје мотора, која дефинише флуks у машини, је у овим тестовима одржавана на $0,25 \text{ r.j.}$.

На слици 5.61 је приказан динамички одзив за промену референтне брзине са релативно мале вредности 100 *ob/min* (0,05 *r.j.*) на вредност 750 *ob/min* (0,375 *r.j.*). Поред мерене и естимиране брзине, ω_r и ω_r^{EST} , слика 5.61 приказује *dq*-референце струја, i_d^{REF} и i_q^{REF} , и *dq*-компоненте мерених струја мотора, i_d и i_q .



a) Повратна спрега по конвенционално реконструисаним струјама.

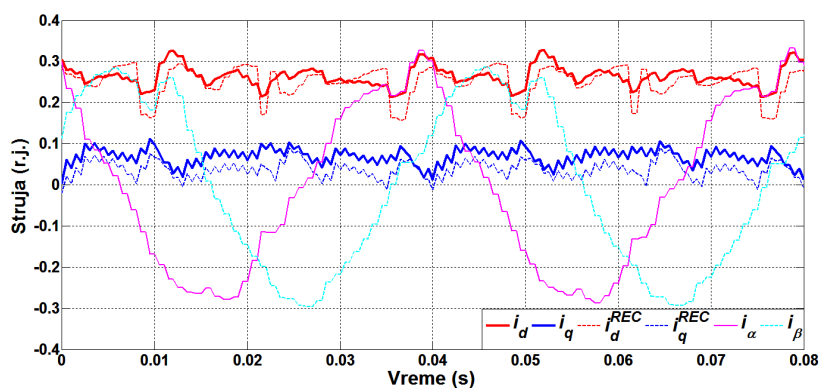


a) Повратна спрега са побољшаним реконструисаним струјама по предложеној методи.

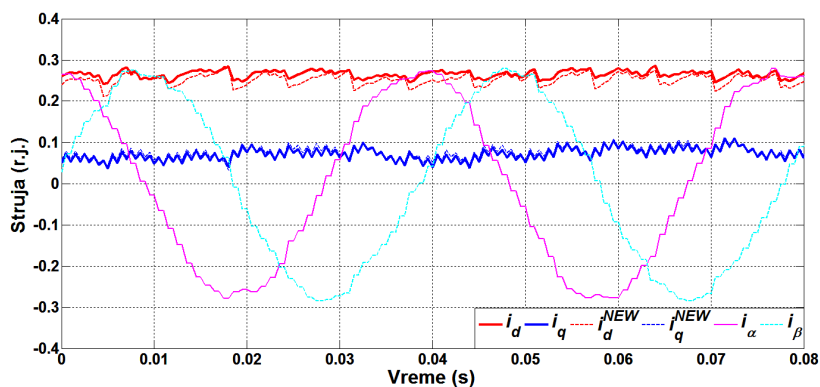
Слика 5.61 Динамички одзив брзине за промену референце $\omega_r^{REF}=0,05-0,375$ *r.j.* и оптерећење $m_m=1,1$ Nm (15% M_n).

При томе су на првој слици (5.61a) резултати за повратну спрегу по конвенционално реконструисаним струјама мотора, док су на другој слици (5.61б) резултати за повратну спрегу по унапређеној методи реконструкције са усредњавањем четири одбирка струје међукола. Како је динамика регулационе петље по реконструисаним струјама за ред величине бржа у односу на регулациону петљу по

брзини, метода реконструкције не утиче на брзину успостављања брзине која је у обе ситуације иста. Међутим, квалитет управљања је очигледно побољшан применом предложене методе, јер су осцилације dq -струја мотора значајно поништене. Поред тога, одступање стварних dq -струја у односу на референтне вредности (тј. реконструисане које се регулишу на те вредности) углавном је елиминисано применом предложеног алгоритма. Одступање dq -компоненти мерених струја мотора у односу на реконструисане, последица је појаве детаљно изложене у поглављу 3.3. Појава офсета у сигнаlima струја може негативно да утиче на рад естиматора флуksа и брзине. Елиминисањем офсета у сигнаlima реконструисаних струја по предложеној методи, смањена је грешка брзине у устаљеном стању са вредности $0,01 \text{ r.j.}$ (20 ob/min) на четири пута мању вредност $0,0025 \text{ r.j.}$ (5 ob/min).



а) Повратна спрега по конвенционално реконструисаним струјама.

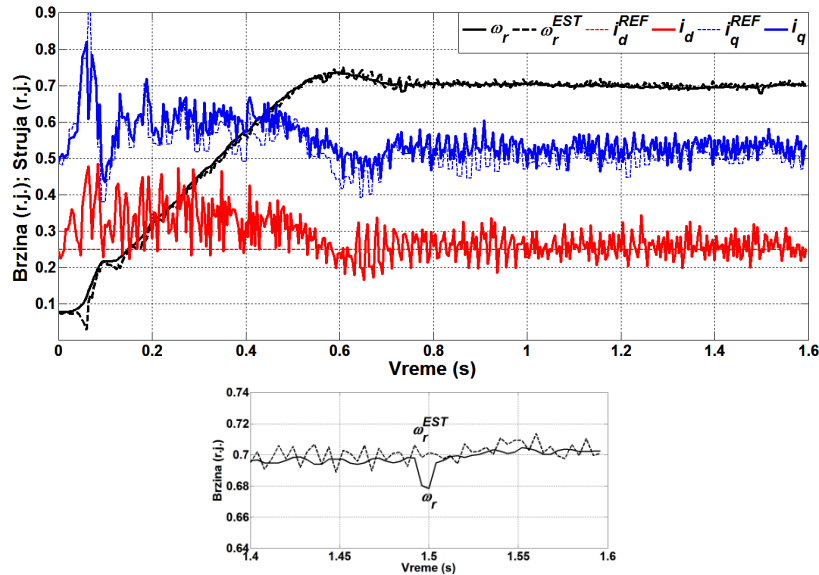


а) Повратна спрега са побољшаним реконструисаним струјама по предложеној методи.

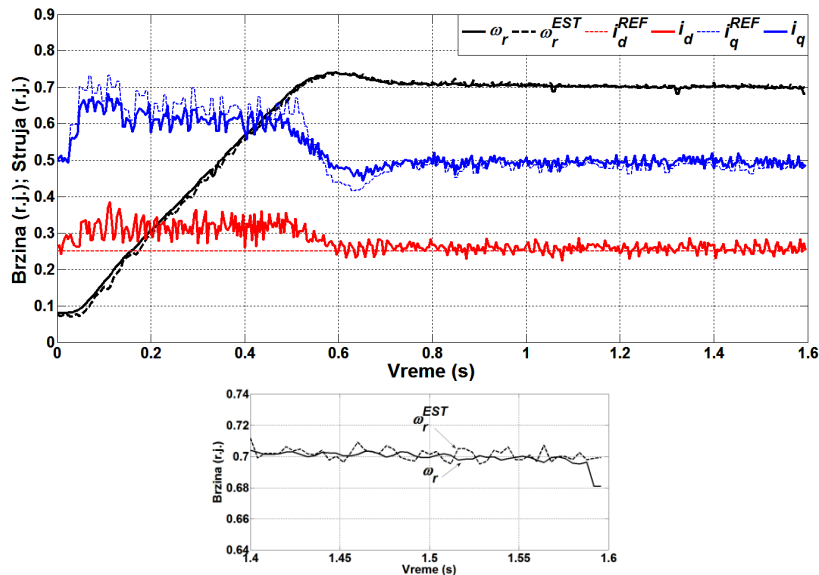
Слика 5.62 Стационарни одзив струја мотора за: $\omega_r^{REF}=0,375 \text{ r.j.}$ и оптерећење $m_m=1,1 \text{ Nm}$ ($15\%M_n$).

Побољшање квалитета управљања применом предложене методе у односу на конвенционалну методу реконструкције најбоље се огледа у одзиву dq -струја у устаљеном стању. Са слике 5.62а је очигледно да dq -струје (реконструисане, i_d^{REC} и i_q^{REC} , али и мерене вредности, i_d и i_q) значајно осцилују око средње вредности. Такође је приметно и одступање од референтне вредности, односно присуство офсета. Резултати са слике 5.62б потврђују да је ниво осцилација у виду трећег и шестог хармоника ограничен на прихватљиву меру када се примени предложена метода. Поред тога,

грешка у офсету нарочито присутна у q -компоненти струје, је готово у потпуности поништена. У датом случају, нижа средња вредност q -компоненте реконструисаних струја по конвенционалној методи, резултовала је већим фазним напоном мотора 86 V (ефективне вредности) у поређењу са унапређеном методом када је фазни напон био 80 V. Ова чињеница може бити од великог значаја при раду мотора у опсегу слабљења поља, када се доводи максималан напон на мотор.



а) Повратна спрега по конвенционално реконструисаним струјама.

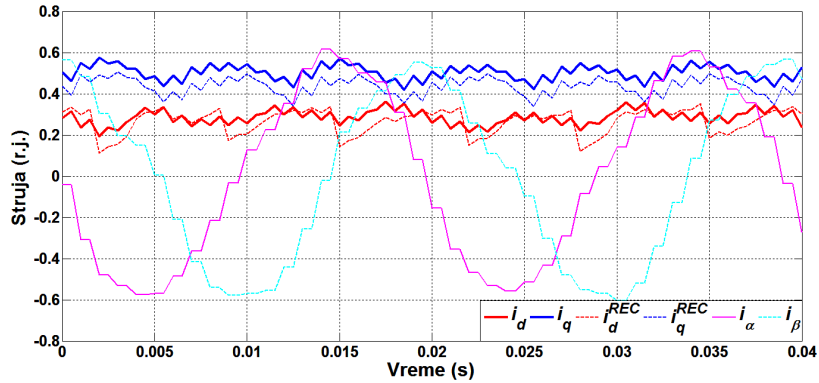


а) Повратна спрега са побољшаним реконструисаним струјама по предложеној методи.

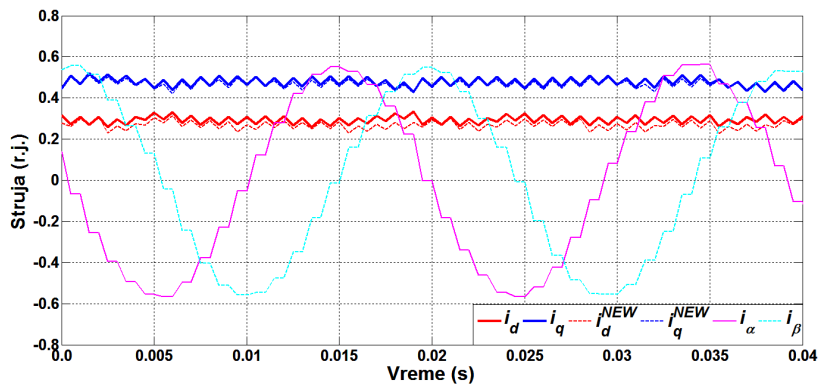
Слика 5.63 Динамички одзив брзине за промену референце $\omega_r^{REF}=0,05-0,705$ r.j. и оптерећење $m_m=7,45$ Nm (M_n).

Ефикасност предложене методе управљања проверена је и за називне вредности оптерећења и брзине обртања. Слика 5.63 даје упоредни приказ динамичког одзива брзине и dq -струја мотора при задавању промене референтне вредности брзине у опсегу

$\omega_r^{REF} = 0,05 - 0,705 \text{ r.j.}$ (100–1410 *ob/min*) и при номиналном оптерећењу $m_m = 7,45 \text{ Nm}$. Описане предности предложене методе у виду смањених осцилација и грешке (офсета) брзине и струја мотора, уочљиве су и у овом случају. Релативни утицај грешке конвенционално реконструисаних струја на грешку брзине мотора мањи је у односу на случај када је мотор био слабо оптерећен.



а) Повратна спрега по конвенционално реконструисаним струјама.



а) Повратна спрега са побољшаним реконструисаним струјама по предложеној методи.

Слика 5.64 Стационарни одзив струја мотора за: $\omega_r^{REF} = 0,705 \text{ r.j.}$ и оптерећење $m_m = 7,45 \text{ Nm}$ (15% M_n).

Резултати са слике 5.64 потврђују допринос предложене методе управљања и у случају када је мотор номинално оптерећен. Стационарни одзив струја мотора дат је за номиналну вредност референтне брзине $\omega_r^{REF} = 0,705 \text{ r.j.}$ (1410 *ob/min*) и момент оптерећења $m_m = 7,45 \text{ Nm}$. Осцилације *dq*-струја су сведене на прихватљиву меру и на тај начин остварене *dq*-струје по предложеној методи реконструкције представљају ефикасну замену мереним *dq*-струјама мотора. При томе није неопходно увођење филтра вишег реда у регулационе петље по *dq*-струјама мотора, који би довели до лошије динамике или у горем случају до нестабилности система ако се њихов утицај детаљно не размотри.

6 ЗАКЉУЧАК

У оквиру овог докторског рада разматрани су проблеми који се јављају приликом управљања асинхроним мотором када је број сензора ограничен и сведен на само један струјни сензор који мери струју једносмерног међукола погонског инвертора. Примена конвенционалне методе реконструкције фазних струја не остварује задовољавајући квалитет и перформансе управљања.

Узрок проблема јесу изобличења реконструисаних фазних струја мотора, настала услед саме природе методе која прибавља одбирке струје међукола у различитим тренуцима у односу на средину прекидачког циклуса. Одбирци се прибављају онда када се фазне струје рефлектују у струји међукола, па нису сведени на исти тренутак. Показано је да ова чињеница у комбинацији са карактеристичном секвенцом напонских вектора (*SVPWM*) доводи до појаве нагле промене вредности реконструисаних струја два пута у току основне периоде. Присуство изобличења у оригиналном подручју даље се рефлектује у стационарном $\alpha\beta$ - и синхроно-ротирајућем dq -домену у којем је реализовано векторско управљање. Карактеристични облици реконструисаних фазних струја доводе до израженог присуства трећег и шестог хармоника у dq -струјама. Хармоници струја пропадају кроз целокупну регулациону структуру, тако да осцилације d -струје доводе до осцилација амплитуде магнетног флукса, а осцилације q -струје до осцилација електромагнетног момента машине. Заједно доводе до повећаних осцилација брзине обртања мотора и нестабилнијег понашања у устаљеном стању. Ово је нарочито изражено при нижим референтним брзинама мотора, када и хармоницима струја припадају ниже вредности учестаности.

Поред тога неједнако изобличење реконструисаних таласних облика струја у позитивној и негативној полупериоди, зависно од нивоа оптерећења и фазног става фазне струје у односу на напон, доводи до појаве офсета у систему. У dq -управљачком систему присуство офсета фазних струја доводи до појаве основног хармоника dq -струја и електромагнетног момента који у устаљеном стању треба да узимају константне вредности.

Треба имати у виду да реконструисане dq -струје у управљачком алгоритму, даље улазе у блокове за естимацију амплитуде и положаја флуksа, као и за естимацију брзине обртања. Хармоници реконструисаних dq -струја ће довести до нестабилнијег понашања свих наведених естиматора, уколико су пројектовани за оптималан одзив високих перформанси. То се додатно одражава на повећање осцилација брзине и постизање мање тачности одзива како у устаљеним тако и у прелазним стањима. Поред овога, присуство виших хармоника онемогућава да се на једноставан начин одреде параметри естиматора и регулатора у систему.

У затвореној повратној спрези карактеристично изобличење реконструисаних фазних струја доводи и до размимоилажења средњих вредности остварених (мерених) dq -струја мотора у односу на реконструисане dq -струје које се регулишу на задату вредност. Показује се да је средња вредност остварених dq -струја већа у односу на регулисане, што значи да алгоритам за исте референтне вредности флуksа и момента оптерећења мотора намеће веће вредности напона. Ово може имати утицај на алгоритме управљања чији је циљ минимизација губитака у машини, или при раду у опсегу слабљења поља када напонски модулатор ради у засићењу.

Дата анализа конвенционалне методе реконструкције са аспекта квалитета реконструисаних фазних струја, разоткрила је разлог што су уобичајено у управљачком алгоритму додатно укључивани ниско-пропусни филтри. На тај начин је обезбеђен стабилан и поуздан рад погона, али на рачун остварених слабијих перформанси. Параметре регулатора је тада потребно значајно ослабити у односу на оптимално одређене вредности. Због свих поменутих разлога предложена су два нова решења реконструкције фазних струја, чији је циљ поред очувања стабилности и поузданости рада, коришћење методе реконструкције без потребе за филтрима струје вишег реда.

Прво решење, које комбинује робусну измену поворке *PWM* сигнала ради поузданог прибављања струје међукола и примену математичког модела асинхроне машине, коригује очитане одбирке са израчунатим вредностима одступања од средње вредности. Уведена корекција своди реконструисане вредности на исти временски тренутак са средине прекидачког циклуса. На тај начин се добијају реконструисане струје које представљају ефикасну замену стварним фазним струјама мотора. На успешан начин су смањене осцилације струја, момента и брзине мотора, као и грешка брзине у устаљеном стању. Хармонијска анализа остварених струја мотора у опсегу нижих учестаности (од другог до седмог), показала је да је вредност појединачних хармоника смањена до четири пута, а збирно и до три пута у односу на конвенционалну методу. Хармонијски садржај је приближно идентичан ситуацији када су као сигнали повратне спеге коришћене мерене фазне струје мотора. И поред укључивања модела машине у алгоритам реконструкције, који је инхерентно осетљив на (не)тачност познавања параметара модела, предложено решење је показало добро понашање у ситуацијама када је постојала велика раздешеност између контролних и стварних параметара машине. Штавише, може се рећи да је у недостатку алгоритма за адаптацију контролних параметара модела, примена предложеног решења реконструкције очувало стабилност рада погона који користи минималан број сензора.

Друго решење избегава примену математичког модела машине, и за реконструкцију фазних струја користи четири одбирка струје међукола у два суседна прекидачка циклуса. Усредњавањем по два одбирка струје међукола могуће је реконструисати средње вредности фазних струја посматрано у оквиру две прекидачке периоде. Средње вредности су сведене на исти тренутак, па је елиминисана фазна грешка. Да би предложена метода одабирања била ефикасна и у критичним ситуацијама реконструкције, када су у струји међукола рефлектоване мање од две фазне струје, било је потребно дефинисати и прилагодити методу модификације поворке *PWM* сигнала. Предложена метода модификације прекидачке шеме одржава референтну вредност напона по фазама инвертора. Показано је да метода на успешан начин доводи осцилације струја, момента и брзине ротора на прихватљиву меру. Постигнута грешка брзине у устаљеном стању је еквивалентна оној при коришћењу мерених фазних струја мотора.

Оба предложена решења су испитана у истим оквирима као и алгоритам који користи директно мерење фазних струја. Резултати показују да предложена решења представљају доброг конкурента ефикасним методама са мерењем фазних струја. При томе више није потребно укључивати филтре струја вишег реда који значајно смањују пропусни опсег регулационих структура и доводе до слабијих перформанси погона. Истовремено утицај на различите естиматоре стања који се користе у алгоритму управљања у недостатку сензора положаја и брзине на вратилу, више немају проблем са офсетом и хармоницима реконструисаних фазних струја.

Даљи правци истраживања могли би бити усмерени на испитивање предложених метода реконструкције фазних струја у оквиру различитих алгоритама за управљање асинхроним мотором без сензора брзине ротора. Овде је ефикасност показана у оквиру управљања где је коришћен естиматор брзине у отвореној петљи са *PLL* естимацијом положаја и брзине роторског флуksа. Додатно је ефикасност прве предложене методе реконструкције показана у оквиру *MRAS* алгоритма управљања мотором снаге 1 kW где је учестаност комутације инвертора износила 16 kHz [E1]. Како би се додатно побољшала поузданост и смањило присуство виших хармоника нижег реда истраживање треба усмерити на реализацију адаптивних механизма за подешавање контролних параметара модела. Аутор види као један од могућих праваца и примену предложених принципа реконструкције фазних струја и у другим апликацијама као што су управљање синхроним мотором са перманентним магнетима и претварачем повезаним на мрежу.

7 ЛИТЕРАТУРА

- [A1] A. Abbondanti, M.B. Brennen, "Variable Speed Induction Motor Drives Use Electronic Slip Calculator Based on Motor Voltages and Currents", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-11, no. 5, pp. 483-488, 1975.
- [A2] M. Beck, D. Naunin, "A New Method for the Calculation of the Slip Frequency for a Sensorless Speed Control of a Squirrel-Cage Induction Motor", *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 678-683, 1985.
- [A3] W. Lotzkat, "Industrial Low-Cost PWM Inverter Drives with Ride-Through Capability", *PhD Thesis*, 1991, Wuppertal University.
- [A4] J. Holtz, W. Lotzkat, "Controlled AC Drives with ride-through capability at power interruption", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 5, pp. 1275-1283, Sept.-Oct. 1994.
- [A5] A. Ferrah, K.J. Bradley, G.M. Asher, "An FFT-Based Novel Approach to Noninvasive Speed Measurement in Induction Motor Drives", *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, vol. 41, no.6, pp. 797-802, 1992.
- [A6] D. Holliday, J.E. Fletcher, B.W. Williams, "Non-Invasive Rotor Position and Speed Sensing of Asynchronous Motors", *Proc. of EPE '95*, vol. 1, pp. 1333-1337, 1995.
- [A7] P.L. Jansen, R.D. Lorenz, "Transducerless Position and Velocity Estimation in Induction and Salient AC Machines", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 31, no. 2, pp. 240-247, 1995.
- [A8] K. D. Hurst, T. G. Habetler, "A Comparison of Spectrum Estimation Techniques for Sensorless Speed Detection in Induction Machines", *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, pp. 553-559, 1995.
- [A9] T. G. Habetler, K. D. Hurst, "Sensorless Speed Measurement Using Current Harmonic Spectral Estimation in Induction Machine Drives", *IEEE Trans. Pow. Elec.*, vol. 11, no. 1, pp. 66-73, January, 1996.

- [A10] J. Holtz, "The Representation of AC Machine Dynamics by Complex Signal Flow Graphs", *IEEE Trans. Ind. Electronics*, 1995.
- [A11] R. Joetten, G. Maeder, "Control Methods for Good Dynamic Performance Induction Motor Drives Based on Current and Voltage as Measured Quantities", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. IA-19, pp. 356-363, 1983.
- [A12] U. Baader, M. Depenbrock, G. Gierse, "Direct Self Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine, A Basis for Speed Control Without Speed Measurement", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 28, no. 3, pp. 581-588, May/ June, 1992.
- [A13] X. Xu, D.W. Novotny, "Implementation of Direct Stator Flux Orientation Control on a Versatile DSP Based System", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 27, no. 4, pp. 694-700, July/August, 1991.
- [A14] T.G. Habetler, F. Profumo, M. Pastorelli, L.M. Tolbert, "Direct Torque Control of Induction Machines Using Space Vector Modulation," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 28, no. 5, pp. 1045-1053, 1992.
- [A15] M. Comanescu, L. Xu, "An improved flux observer based on PLL frequency estimator for sensorless vector control of induction motors," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 53, no. 1, pp. 50-56, 2006.
- [A16] C.Lascu, I.Boldea, F.Blaabjerg, "A Modified Direct Torque Control for Induction Motor Sensorless Drive," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 36, no. 1, Jan./Feb. 2000.
- [A17] C.Schauder, "Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motor without Rotational Transducers," *IEEE Tran. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 5, pp. 1054-1061, Oct. 1992.
- [A18] F.Z.Peng, T.Fukao, "Robust Speed Identification for Speed Sensorless Vector Control of Induction Motors," *IEEE Tran. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 5, pp. 1234-1239, Oct. 1994.
- [A19] G.Yang, T.Chin, "Adaptive-Speed identification scheme for a vector controlled speed sensorless inverter induction motor drive," *IEEE Tran. Ind. Appl.*, vol. 29, no. 4, pp. 820-825, 1993.
- [A20] M.Elbuluk, N.Langovsky, D.Kankam, "Design and Implementation of a Closed Loop Observer and Adaptive Controller for Induction Motor Drives," *IEEE Tran. Ind. Appl.*, vol. 34 no. 3 pp. 435-443, May/June 1998.
- [A21] H.Tajima, Y.Hori "Speed Sensorless Field Orientation Control of the Induction Machine," *IEEE Tran. Ind. Appl.*, vol. 29, no. 1, pp. 175-180, Feb. 1993.
- [A22] M. Hinkkanen, J. Luomi, "Modified Integrator for Voltage Model Flux Estimation of Induction Motors," *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, vol. 50, no. 4, August 2003.
- [A23] H. Kubota, K. Matsuse, and T. Nakano, "DSP Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 29, no. 2, pp. 344-348, 1991.

- [A24] S. Doki, S. Sangwongwanich, T. Yonemoto, S. Okuma, "Implementation of Speed-Sensorless Field-Oriented Vector Control Using Adaptive Sliding Observers," *IECON*, Asilomar, pp. 453-458, 1992.
- [A25] C. Lascu, I. Boldea, Frede Blaabjerg, "A Class of Speed-Sensorless Sliding-Mode Observers for High-Performance Induction Motor Drives," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 56, no. 9, Sept. 2009.
- [A26] Y. R. Kim, S. K. Sul, M. H. Park, "Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Using Extended Kalman Filter," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 30, no. 5, pp. 1225-1233, Sept./Oct. 1994.
- [A27] M. Barut, R. Demir, E. Zerdali, R. Inan, "Real-Time Implementation of Bi Input-Extended Kalman Filter-Based Estimator for Speed-Sensorless Control of Induction Motors," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 59, no. 11, pp. 4197 – 4206, Nov. 2012.
- [A28] G. Simoes, B.K. Bose, "Neural Network Based Estimation of Feedback Signals for a Vector Controlled Induction Motor Drive," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 31, no. 3, pp. 620-629, May/June, 1995.
- [A29] B. Karanayil, M. F. Rahman, C. Grantham, "Online Stator and Rotor Resistance Estimation Scheme Using Artificial Neural Networks for Vector Controlled Speed Sensorless Induction Motor Drive," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 54, no. 1, pp. 167-176, 2007.
- [A30] J. Holtz, "Sensorless Control of Induction Motor Drives," *Proc. of IEEE*, vol. 90, no. 8, pp. 1359-1394, Aug. 2002.
- [A31] T. C. Green, B. W. Williams, "Derivation of motor line-current waveforms from the DC-link of an inverter," *Proc. Inst. Elect. Eng. B – Elect. Power Appl.*, vol. 136, no. 4, pp. 196-204, Jul. 1989.
- [A32] T. C. Green, B. W. Williams, "Control of Induction Motors Using Phase Current Feedback Derived from the DC Link," *Proc. of EPE'89*, vol. 3, pp. 1391-1396, 1989.
- [A33] T. M. Wolbank, P. E. Macheiner, "Current-Controller With Single DC Link Current Measurement for Inverter-Fed AC Machines Based on an Improved Observer-Structure," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 6, pp. 1562-1567, Nov. 2004.
- [A34] Y. Xue, X. Xu, T. G. Habetler, D. M. Divan, "A Low Cost Stator Flux Oriented Voltage Source Variable Speed Drive," *IEE Conf. IAS Annual Meeting*, vol. 1, pp. 410-415, Oct. 1990.
- [A35] T. G. Habetler, Member, D. M. Divan, "Control Strategies for Direct Torque Control Using Discrete Pulse Modulation," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 21, no. 5, Sept./Oct. 1991.
- [A36] F. Blaabjerg, J.K. Pedersen, "An Ideal PWM-VSI Inverter Using Only One Current Sensor in the DC-Link", In *Proc. of 5th International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives*, vol.1, pp. 458 – 464, 26-28 Oct. 1994.

- [A37] F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, "A New Low-Cost, Fully Fault-Protected PWM-VSI Inverter with True Phase-Current Information," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 12, no. 1, pp. 187-197, Jan. 1997.
- [A38] F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, U. Jaeger, P. Thøgersen, "Single Current Sensor Technique in the DC Link of Three-Phase PWM-VS Inverters: A Review and a Novel Solution," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, no. 5, pp. 1241-1253, Sept./Oct. 1997.
- [A39] W. C. Lee, D. S. Hyun, T. K. Lee, "A Novel Control Method for Three-Phase PWM Rectifiers Using a Single Current Sensor," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 15, no. 5, Sept. 2000.
- [A40] W. C. Lee, T. K. Lee, D. S. Hyun, "Comparison of Single-Sensor Current Control in the DC-Link for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 48, no. 3, pp. 491-505, Jun 2001.
- [A41] G. Liu, A. Kurnia, R. D. Larminat, "Procedure for Measuring the Current in each Phase of a Three-Phase Device via Single Current Sensor," *US Patent 6735537 B2*, May 2004.
- [A42] H. Kim, T. M. Jahns, "Phase Current Reconstruction for AC Motor Drives Using a DC Link Single Current Sensor and Measurement Voltage Vectors," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 5, pp. 1413-1419, Sept. 2006.
- [A43] J. I. Ha, "Voltage Injection Method for Three-Phase Current Reconstruction in PWM Inverters Using a Single Sensor," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 24, no. 3, Mar. 2009.
- [A44] Y. Gu, F. Ni, D. Yang, H. Liu, "Switching-State Phase Shift Method for Three-Phase-Current Reconstruction With a Single DC-Link Current Sensor," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 58, no. 11, Nov. 2011.
- [A45] K. Sun, Q. Wei, L. Huang, K. Matsuse, "An Overmodulation Method for PWM-Inverter-Fed IPMSM Drive With Single Current Sensor," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 57, no. 10, Oct. 2010.
- [A46] Y. Cho, A. Koran, H. Miwa, B. York, J. S. Lai, "An Active Current Reconstruction and Balancing Strategy With DC-Link Current Sensing for a Multi-phase Coupled-Inductor Converter," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 27, no. 4, Apr. 2012.
- [A47] C. Zhang, F. Lin, "A Single Current Sensor Control Technique for Induction Motors," *in Proc. of PowerCon 2002*, vol. 4, pp. 2290-2293, 2002.
- [A48] J. F. Moynihan, S. Bolognani, R. C. Kavanagh, M. G. Egan, J. M. D. Murphy, "Single Sensor Current Control of AC Servodrives Using Digital Signal Processors," *in Proc. of 5th European Conference on Power Electronics and Applications*, Brighton, vol. 4, pp. 415 – 421, 13-16 Sept. 1993.
- [A49] J.F. Moynihan, M.G. Egan, J.M.D. Murphy, "The Application of State Observers in Current Regulated PM Synchronous Drives," *in Proc. of 20th International Conference on*

Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON), Bologna, vol. 1, pp. 20 – 25, 5-9 Sept. 1994.

[A50] H. G. Joo, C. G. Kim, H. B. Shin, M. J. Youn, “Detection of Three-phase Currents in Space-Vector PWM Inverters with Only One DC Link Current Sensor,” in *Proc. of 22nd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation (IECON)*, Taipei, vol. 1, pp. 127 – 132, 5-10 Aug. 1996.

[A51] W. C. Lee, D. S. Hyun, T. K. Lee, “Single Sensor Current Control of a Three-Phase Voltage-Source PWM Converter Using Predictive State Observer,” in *Proc. of 25th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, San Jose, vol. 2, pp. 791 – 796, 29 Nov.-3 Dec. 1999.

[A52] D. C. Lee, D. Sik Lim, “AC Voltage and Current Sensorless Control of Three-Phase PWM Rectifiers,” *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 17, no. 6, Nov. 2002.

[A53] J. I. Ha, “Current Prediction in Vector-Controlled PWM Inverters Using Single DC-Link Current Sensor,” *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 57, no. 2, Feb. 2010.

[A54] B. Saritha, P. A. Janakiraman, “Sinusoidal Three-Phase Current Reconstruction and Control Using a DC-Link Current Sensor and a Curve-Fitting Observer,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 5, pp. 2657-2664, Oct. 2007.

[A55] S. N. Vukosavić, A. M. Stanković, “Sensorless Induction Motor Drive with a Single DC-Link Current Sensor and Instantaneous Active and Reactive Power Feedback,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 48, no. 1, pp. 195–204, Feb. 2001.

[B1] P. Vas, “*Sensorless Vector and Direct Torque Control*,” Oxford University Press, Inc., New York, 1998.

[B2] K. Rajashekara, A. Kalwamura, K. Matsuse, “*Sensorless control of AC motor drives : speed and position sensorless operation*,” IEEE Press, New York, 1996.

[B3] D. W. Novotny, T. A. Lipo, “*Vector control and dynamics of AC drives*,” Oxford University Press, Inc., New York, 1996.

[B4] V. Vučković, „*Opšta teorija električnih mašina*,” Nauka, Beograd, 2002.

[B5] S. Vukosavić, „*Električne mašine*,” Akademska misao, Beograd, 2010.

[B6] P. C. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, “*Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*,” IEEE Press, John Wiley & Sons, Inc., 2002.

[B7] B. K. Bose, “*Power Electronics and Variable Frequency Drives*,” IEEE Press, New York, 1997.

[B8] M. R. Stojić, “*Digitalni sistemi upravljanja*,” Akademska misao, Beograd, 2004.

[B9] D. Marčetić, “*Mikroprocesorsko upravljanje energetske pretvaračima*,” FTN Izdavaštvo, Novi Sad, 2012.

- [Б10] S. Grabić, „*Upravljanje radom naizmeničnog pretvarača na električnoj mreži*”, Skripta iz Upravljanja energetskim pretvaračima, FTN Novi Sad 2011.
- [Б11] S. N. Vukosavić, „*Digitalno upravljanje električnim pogonima*,” Akademski misao, Beograd, 2003.
- [Б12] S. N. Vukosavić, „*Digital Control of Electrical Drives*,” Springer Science, New York, 2007.
- [Ц1] “*3-Phase AC Induction Vector Control Drive with Single Shunt Current Sensing – Designer Reference Manual*,” Freescale Semiconductor, 2007.
- [Ц2] “*Single-Shunt Three-Phase Current Reconstruction Algorithm for Sensorless FOC of a PMSM – Application Note*,” Microchip Technology, 2009.
- [Ц3] N. Hur, K. Hong, K. Nam, “Sensorless Vector Control in Presence of Voltage and Current Measurement Errors by Dead-Time,” in *Proc. of IEEE Conference on Industry Applications (IAS)*, New Orleans, vol. 1, pp. 433-438, 5-9 Oct. 1997.
- [Ц4] S.-Y. Kim, S.-Y. Park, “Compensation of Dead-Time Effects Based on Adaptive Harmonic Filtering in Vector-Controlled AC Motor Drives,” *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 3, pp. 1768-1777, June 2007.
- [Ц5] Y.-H. Liu, C.-L. Chen, “Novel dead time compensation method for induction motor drives using space vector modulation,” in *Proc. of IEE Electric Power Applications*, vol. 145, no. 4, pp. 387-392, Jul 1998.
- [Ц6] C. Attaianesi, G. Tomasso, “Predictive compensation of dead-time effects in VSI feeding induction motors,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 37, no. 3, pp. 856-863, May-Jun 2001.
- [Ц7] Ž. M. Pantić, “*Estimacija fluksa i brzine obrtanja asinhronog motora bez davača na vratilu*,” magistarski rad, Elektrotehnički fakultet, Beograd, Jun 2007.
- [Ц8] D. W. Chung, S. K. Sul, „*Analysis and Compensation of Current Measurement Error in Vector-Controlled AC Motor Drives*,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 34, no. 2, March/April 1998.
- [Ц9] J.-W. Choi, S.-S. Lee, S.-Y. Yu, „*Novel periodic torque ripple compensation scheme in vector controlled AC motor drives*,” in *Proc. of 13th Annual Conference on Applied Power Electronics (APEC)*, Anaheim, vol. 1, pp. 81-85, 15-19 Feb. 1998.
- [Ц10] H.-S. Jung, S.-H. Hwang, J.-M. Kim, C.-U. Kim, C. Choi, „*Diminution of Current-Measurement Error for Vector-Controlled AC Motor Drives*,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 42, no. 5, pp. 1249-1256, Sept.-Oct. 2006.
- [Д1] Semikron, “*SKM50GB123D and SKD30/12 Data Sheets*”, www.semikron.com, 2006.
- [Д2] Semikron, “*SKHI22AH4 Data Sheet*”, <http://www.semikron.com>, 2008.

- [Д3] LEM, “*LA55-P Data Sheet*”, www.lem.com, 2006.
- [Д4] Avago Technologies, “*HCPL-7800A/HCPL-7800 Data Sheet*”, www.avagotech.com, 2008.
- [Д5] Spectrum Digital Inc., “*eZdsp TMS320F2812 – Solutions for Control*”, CD-ROM, 2003.
- [Д6] Texas Instruments Inc., “*TMS320F2810, TMS320F2811, TMS320F2812, TMS320C2810, TMS320C2811, TMS320C2812 Digital Signal Processors Data Manual*”, www.ti.com, 2007.
- [Д7] Texas Instruments Inc., “*TMS320x281x DSP System Control and Interrupts Reference Guide – SPRU078E*”, www.ti.com, 2008.
- [Д8] Texas Instruments Inc., “*TMS320x281x DSP Analog-to-Digital Converter (ADC) Reference Guide – SPRU060D*”, www.ti.com, 2005.
- [Д9] Texas Instruments Inc., “*TMS320x281x DSP Event Manager (EV) Reference Guide – SPRU065E*”, www.ti.com, 2007.
- [Д10] Typhoon-HIL Inc., “*HIL400/600/800 IO User Guide*”, www.typhoon-hil.com, 2012.
- [Д11] Typhoon-HIL Inc., “*Typhoon Control Center User Manual*”, www.typhoon-hil.com, 2012.
- [Д12] Typhoon-HIL Inc., “*Typhoon HIL Schematic Editor Library*”, www.typhoon-hil.com, 2012.
- [E1] D. P. Marčetić, E. M. Adžić, „Improved Three-Phase Current Reconstruction for Induction Motor Drives With DC-Link Shunt,” *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 57, no. 7, pp. 2454-2462, July 2010.
- [E2] V. B. Porobić, “*Upravljanje asinhronim motorom bez davača položaja pri velikim brzinama obrtnja*,” doktorska teza, Fakultet tehničkih nauka, Novi Sad, 2012.
- [E3] V. Porobić, E. Adžić, D. Marčetić, “High Speed Shaft Sensorless DFOC Induction Motor Drive with Field Angle Correction,” *International Review of Electrical Engineering (IREE)*, vol. 6, no. 4, pp. 1664-1674, 2011.
- [E4] E. M. Adžić, M. S. Adžić, V. A. Katić, D. P. Marčetić, N. L. Čelanović, “Development of High-Reliability EV and HEV IM Propulsion Drive With Ultra-Low Latency HIL Environment,” *IEEE Trans on Ind. Informatics*, vol. 9, no. 2, pp. 630-639, May 2013.